

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

CONTROL OF A DOUBLY-FED INDUCTION GENERATOR



T110986



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน **110986**
วัน,เดือน,ปี **- 8 S.A. 2553**

b.....
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2552

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2552

การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง
CONTROL OF A DOUBLY-FED INDUCTION GENERATOR



อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. วรชาติ แซ่ก๊ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าชนิดป้อนสองทาง

นาย นครเศศ พัฒนพิรุฬหกิจ
นาย นพดล ศรีประเสริฐ
นาย นพฤทธิ พุกเพชร
นาย นิวัฒน์ เก่งกล้า
ดร. วรชาติ แซ่ก๊ก อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2552

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันพลังงานทดแทนกำลังได้รับความนิยมเพิ่มมากขึ้นจากนานาประเทศอันเนื่องมาจากวิกฤติทางพลังงานและปัญหาโลกร้อน โดยพลังงานทดแทนเหล่านี้จะถูกแปลงเป็นพลังงานไฟฟ้า ซึ่งพลังงานลมเป็นหนึ่งในแหล่งพลังงานทดแทนที่กำลังได้รับความนิยมอย่างมากและเทคโนโลยีในการแปลงพลังงานลมสามารถเชื่อถือได้และยังสามารถพัฒนาได้อย่างต่อเนื่อง เครื่องกำเนิดไฟฟ้าหลายชนิดได้มีการประยุกต์ใช้อย่างแพร่หลายกับแหล่งกำเนิดไฟฟ้าพลังงานลม ซึ่งเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางได้ถูกใช้งานอย่างแพร่หลายในกังหันลมโดยเฉพาะในกังหันลมขนาดใหญ่

ปัญหานี้นิพนธ์เล่มนี้นำเสนอการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ โดยเน้นไปที่การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องจักรกลไฟฟ้าในการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยวิธีการควบคุมเวกเตอร์ของกระแสด้านโรเตอร์โดยอาศัยเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กที่สเตเตอร์เป็นกรอบอ้างอิงผ่านการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ปัญหานี้นิพนธ์เล่มนี้ยังนำเสนอสมการและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง ในการจำลองระบบทางคอมพิวเตอร์ทางคณะผู้ดำเนินโครงการงานวิจัยได้เลือกใช้โปรแกรมแมทแล็บ/ซิมูลิงค์ (MATLAB/SIMULINK) ในการจำลองการควบคุมการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางเพื่อพิสูจน์ความเป็นไปได้ในการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง โดยผลจากการจำลองทางคอมพิวเตอร์จะถูกนำไปใช้ในการสร้างระบบทดสอบจริงในส่วนของทดสอบระบบทดสอบจริงนั้นขอบเขตของการทดสอบจะถูกกำหนดให้อยู่ที่การประมาณเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับสเตเตอร์เท่านั้น สุดท้ายปัญหานี้นิพนธ์เล่มนี้จะสรุปการจำลองทางคอมพิวเตอร์การออกแบบระบบทดสอบและผลที่ได้จากโครงการงานวิจัยนี้

CONTROL OF A DOUBLY-FED INDUCTION GENERATOR

Nakharet	Phatthanaphilunkit	
Nopphadon	Sriprasert	
Nopparit	Pukpetch	
Niwat	Kengkla	
Dr. Warachart	Sae-Kok	Advisor

2009

ABSTRACT

Renewable energy has become increasingly interesting in many countries due to energy crisis and global warming problems. Several renewable energy sources have been converted to electrical energy. Wind energy is one of the most interesting renewable energy sources. Wind energy conversion technology is quite mature and has also been developed continuously. Many generator types have been applied to convert wind energy to electrical energy. A doubly-fed induction generator (DFIG) is the most widely used generator in a wind turbine especially in a large size wind turbine. This thesis presents control of the DFIG concentrating on the machine-side converter (MSC) which is used to control the generator. The stator-flux vector control of the rotor currents is applied to control the MSC. The equations and model of the controlled system are discussed. MATLAB/SIMULINK program is used to simulate control of the DFIG to prove the possibility of controlling the DFIG. The algorithm used in the simulation is applied to implement the system constructed. In this thesis, the scopes of the experiment are to prove the capability of the converter to drive the machine and to prove the algorithm of estimating the stator flux linkage for stator flux vector control. The simulation, hardware system design and the results are discussed and finally concluded.

กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัยนี้ได้รับการสนับสนุนจากกองทุนเพื่อส่งเสริมการอนุรักษ์พลังงาน สำนักงานนโยบายและแผนพลังงาน กระทรวงพลังงาน (EPPO) ทางคณะผู้ดำเนินโครงการจึงขอขอบคุณมา ณ โอกาสนี้ นอกจากนี้ผู้จัดทำโครงการยังรู้สึกซาบซึ้งต่อความกรุณาที่ ดร. วรชาติ แซ่ก๊ก อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำแนะนำ ตลอดจนอาจารย์ในสาขาวิชาที่ประสิทธิประสาทความรู้ให้กับผู้จัดทำในครั้งนี้ ถ้าปราศจากท่าน โครงการนี้ก็คงไม่สำเร็จลุล่วงไปได้

ขอขอบคุณ คุณนครศักดิ์ แสงศรี ที่ได้ช่วยอำนวยความสะดวกในการยื่นอุปรณ์ ในการทำโครงการ ตลอดจนเจ้าหน้าที่ทุกฝ่ายที่เกี่ยวข้องในการทำโครงการวิจัยนี้

ท้ายที่สุดนี้ ผู้จัดทำต้องขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ที่คอยส่งเสียเงินทอง ให้ผู้จัดทำเรียนหนังสือจนจบในครั้งนี้



นาย นครศ พัฒนพิรุพกิจ

นาย นพดล ศรีประเสริฐ

นาย นพฤทธิ์ พุกเพชร

นาย นิวัฒน์ เก่งกล้า

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	I
ABSTRACT.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ.....	2
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ.....	2
1.4 วิธีการที่ใช้ในโครงการ.....	2
1.5 แผนการดำเนินโครงการ.....	3
1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย.....	4
1.7 การจัดโครงสร้างของเนื้อหาภายในปฏิญญาพันธ.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ.....	5
2.2.1 วงจรสมมูลย์ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ.....	8
2.2.2 การแปลงพลังงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ.....	9
2.3 เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง.....	11
2.4 การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง.....	13
2.4.1 การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง.....	15
2.4.1.1 ทฤษฎีกรอบอ้างอิง (Reference Frame Theory).....	16
2.4.1.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิด ป้อนสองทางในกรอบอ้างอิงฟลักซ์แม่เหล็กที่เสถียร.....	17
2.5 บทสรุป.....	23

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 การจำลองทางคอมพิวเตอร์และการสร้างเครื่องต้นแบบ.....	24
3.1 บทนำ.....	24
3.2 การจำลองทางคอมพิวเตอร์.....	24
3.2.1 การสร้างส่วนประกอบในแนวแกนตั้งฉาก.....	25
3.2.2 การประมาณค่าฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคล็องที่สเตเตอร์.....	26
3.2.3 การประมาณค่ามูฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคล็องที่สเตเตอร์และความเร็วเชิงมุมที่สเตเตอร์.....	26
3.2.4 การควบคุมแบบวงรอบปิด.....	27
3.2.5 การสร้างสัญญาณปรับความกว้างพัลส์.....	28
3.3 การออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบ.....	29
3.3.1 การออกแบบวงจรกำลัง.....	30
3.3.1.1 คอนเวอร์เตอร์สามเฟส.....	30
3.3.1.2 อุปกรณ์ไดนามิกเบรก.....	31
3.3.1.3 อุปกรณ์ตัดต่อวงจร และอุปกรณ์ป้องกัน.....	32
3.3.2 การออกแบบวงจรควบคุม.....	33
3.3.2.1 ไมโครคอนโทรลเลอร์.....	33
3.3.2.2 วงจรระดับสัญญาณ และวงจรแยกกราวด์.....	34
3.3.2.3 อุปกรณ์แปลงสัญญาณจากดิจิทัลเป็นอนาล็อก.....	34
3.3.2.4 อุปกรณ์จับเกด.....	35
3.3.2.5 อุปกรณ์วัดแรงดัน.....	38
3.3.2.6 อุปกรณ์วัดกระแส.....	38
3.3.2.7 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง.....	40
3.4 บทสรุป.....	41

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 4 ผลการทดสอบและผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์.....	42
4.1 บทนำ.....	42
4.2. ผลทดสอบการประมาณค่าฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคล็องที่สเตเตอร์.....	43
4.3 ผลการทดสอบการประมาณค่ามุมฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคล็องที่สเตเตอร์.....	43
4.4 ผลการทดสอบการแปลงแกน.....	43
4.5 ผลการจำลองการทำงานในการเปลี่ยนแปลงความเร็วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ชนิดป้อนสองทาง.....	47
4.6 ผลการจำลองในการปรับค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าที่สเตเตอร์.....	48
4.7 ผลการทดสอบการนำสัญญาณปรับความกว้างพัลส์ (PWM) ขับมอเตอร์ไฟฟ้า เหนี่ยวนำ.....	49
4.8 บทสรุป.....	50
บทที่ 5 สรุปและข้อเสนอแนะ.....	51
5.1 บทสรุป.....	51
5.2 ข้อเสนอแนะและข้อควรระวัง.....	51
บรรณานุกรม.....	52
ภาคผนวก	53
ภาคผนวก ก.....	54
ภาคผนวก ข.....	57
ภาคผนวก ค.....	61
บทความวิชาการ.....	147
โปสเตอร์นำเสนอผลงาน.....	151
ประวัติผู้เขียน	152

VI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	โรเตอร์เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ..... 6
2.2	วงจรสมมูลย์ต่อเฟสของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ.....8
2.3	วงจรสมมูลย์ต่อเฟสของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำภายหลังทำการย้ายข้างตัวแปรฝั่ง โรเตอร์มาทางสเตเตอร์แล้ว.....9
2.4	เส้นโค้งคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วรอบของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ..... 11
2.5	ไดอะแกรมการเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิดป้อนสองทาง..... 12
2.6	ไดอะแกรมการไหลของพลังงานจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางที่ย่าน ความเร็วต่างๆ.....13
2.7	ไดอะแกรมการเชื่อมต่อวงจรของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางชนิดที่ ให้อยู่ทั่วไปในกังหันลมผลิตไฟฟ้า..... 14
2.8	ไดอะแกรมการเชื่อมต่อวงจรของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางชนิดที่จะ นำมาสร้างเป็นเครื่องต้นแบบในโครงการวิจัยนี้..... 15
2.9	ไดอะแกรมการทำงานของเฟสล็อคคูลสำหรับการประมาณค่ามุมและความเร็วเชิงมุม ของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคล็องที่สเตเตอร์.....18
2.10	ไดอะแกรมของเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กและกระแสในการควบคุมDFIGด้วยวิธี การทางเวกเตอร์.....18
2.11	ไดอะแกรมระบบการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางด้วยการ ควบคุมแบบเวกเตอร์..... 23
3.1	บล็อกไดอะแกรมแสดงการจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์โดยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK.....24
3.2	บล็อกไดอะแกรมจำลองการแปลงสัญญาณแรงดันจากรอบอ้างอิงสามเฟสไปสู่กรอบ อ้างอิงหยุดนิ่ง.....25
3.3	บล็อกไดอะแกรมจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์ในการประมาณค่าฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยว คล็องที่สเตเตอร์..... 26
3.4	บล็อกไดอะแกรมจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์ในการประมาณค่ามุมฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยว คล็องที่สเตเตอร์และความเร็วเชิงมุมที่สเตเตอร์..... 26
3.5	บล็อกไดอะแกรมจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์ในการควบคุมแบบวงรอบปิด.....27
3.6	บล็อกไดอะแกรมการจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์ในการสร้างสัญญาณปรับ ความกว้างพัลส์..... 28

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.7 ไคอะแกรมวงจรเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางต้นแบบพร้อมด้วย อุปกรณ์วัดสัญญาณกระแสและแรงดัน และวงจรชุดควบคุมสำหรับเครื่องต้นแบบ.....	29
3.8 วงจรคอนเวอร์เตอร์สามเฟส.....	30
3.9 วงจรไดนามิกเบรก.....	31
3.10 โวลต์มิเตอร์ แอมป์มิเตอร์ อุปกรณ์ตัดต่อวงจร และ อุปกรณ์ป้องกัน.....	32
3.11 ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC33FJ128MC706.....	33
3.12 วงจรยกระดับแรงดันและวงจรแยกกราวด์.....	34
3.13 วงจรแปลงสัญญาณจากดิจิตอลเป็นอนาล็อก.....	34
3.14 อุปกรณ์จับเกต.....	35
3.15 ไคอะแกรมการทำงานของอุปกรณ์จับเกต.....	36
3.16 วงจรของอุปกรณ์จับเกต.....	37
3.17 อุปกรณ์ตรวจจับแรงดันระหว่างเฟสและจุดเชื่อมโยงไฟฟ้ากระแสตรง LEM รุ่น LV25-P และออปแอมป์ TL072 , วงจรของอุปกรณ์วัดแรงดัน วงจรของออปแอมป์.....	39
3.18 อุปกรณ์วัดกระแส ACS754LCB-050-PSF และออปแอมป์ TL072 , วงจรวงจรของอุปกรณ์วัดกระแส.....	40
3.19 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 5 โวลต์ และ 15,-15 โวลต์.....	41
4.1 ไคอะแกรมการเชื่อมต่อวงจรของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง ชนิดที่นำมาสร้างเป็นเครื่องต้นแบบใน โครงการนี้.....	42
4.2 แรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับที่สเตเตอร์เทียบกับฟลักซ์ที่สเตเตอร์.....	44
4.3 ค่ามุมของฟลักซ์แม่เหล็กที่สเตเตอร์เทียบกับฟลักซ์แม่เหล็กเดี่ยว คลื่องที่สเตเตอร์.....	45
4.4 การแปลงแกนของฟลักซ์ที่เกี่ยวกับคลื่องที่.....	46
4.5 การทำงานในการเปลี่ยนแปลงความเร็วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสอง ทางโดยที่.....	47
4.6 การทำงานในการปรับค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าด้านสเตเตอร์โดยที่ (ก) แรงดันและ กระแสด้านสเตเตอร์.....	48
4.7 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมสวิตช์และกระแส.....	49

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา

เนื่องจากสภาวะปัจจุบันมีปัญหาการขาดแคลนเชื้อเพลิงในการผลิตพลังงาน ซึ่งเป็นผลสืบเนื่องมาจากการเติบโตทางเศรษฐกิจและอุตสาหกรรมอย่างรวดเร็วและการขยายตัวของภาคครัวเรือนส่งผลให้มีความต้องการใช้พลังงานมากขึ้น แต่เนื่องด้วยปริมาณเชื้อเพลิงที่ใช้ในการผลิตพลังงานต่างๆ อาทิเช่น น้ำมัน ถ่านหิน และก๊าซธรรมชาติ ที่มีอยู่อย่างจำกัดได้ลดปริมาณลงอย่างรวดเร็ว อีกทั้งพลังงานดังกล่าวได้มาจากการเผาไหม้เชื้อเพลิงฟอสซิลดังกล่าว ซึ่งก่อให้เกิดมลพิษกับสิ่งแวดล้อม ด้วยเหตุนี้จึงทำให้เกิดความต้องการในการใช้พลังงานทดแทนจึงเป็นทางเลือกหนึ่งสำหรับการแก้ปัญหาเหล่านี้ พลังงานทดแทนนั้นมีหลายประเภทซึ่งสามารถจำแนกออกได้เป็นพลังงานที่ต้องการเผาไหม้เช่น พลังงานชีวมวล เป็นต้น ในส่วนของพลังงานทดแทนที่ไม่ต้องการการเผาไหม้ได้แก่ พลังงานแสงอาทิตย์, พลังงานน้ำ, พลังงานลม และพลังงานคลื่น เป็นต้น พลังงานทดแทนในกรณีหลังนั้นเป็นพลังงานที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างสูงในปัจจุบันเนื่องจากความสะดวกในการเก็บเกี่ยวพลังงานดังกล่าวและไม่เป็นมลพิษต่อสิ่งแวดล้อม หนึ่งในพลังงานดังกล่าวที่ได้รับความนิยมมากในขณะนี้คือพลังงานลม ซึ่งได้รับการตอบสนองอย่างดีในหลายประเทศรวมถึงประเทศไทย หลักการของการนำพลังงานลมไปใช้คือทำการแปลงพลังงานกลที่ได้จากลมโดยอาศัยกังหันลมทำหน้าที่เป็นต้นกำลังในการขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเพื่อใช้ในการแปลงพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้า

ในส่วนของ การแปลงพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้านั้น จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องอาศัยเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ซึ่งเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ได้รับความนิยมอย่างมากในปัจจุบันสามารถจำแนกออกได้เป็น 2 ประเภทคือ เครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส และเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ สำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำนั้น ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในอุตสาหกรรมการผลิตไฟฟ้า พลังงานลมเป็นอย่างมากซึ่งเครื่องกำเนิดไฟฟ้าประเภทนี้สามารถจำแนกออกได้เป็นสองประเภทได้แก่ เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดโรเตอร์กรงกระรอก และเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดโรเตอร์แบบขดลวด เครื่องกำเนิดไฟฟ้าประเภทโรเตอร์แบบขดลวดนั้นได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายในปัจจุบันเนื่องจากข้อดีได้แก่ สามารถประหยัดค่าใช้จ่ายสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้า และยังสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนได้โดยใช้คอนเวอร์เตอร์ที่มีพิคกำลังไฟฟ้าต่ำกว่าพิคกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ซึ่งขึ้นอยู่กับย่านความเร็วในการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้านั่นเอง

จากจุดเด่นดังกล่าวมาข้างต้น ทางผู้ดำเนินโครงการวิจัยจึงมีความคิดที่จะสร้างเครื่องต้นแบบสำหรับควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางโดยอาศัยเครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิดโรเตอร์แบบขดลวด โดยทำการต่อวงจรสเตเตอร์เข้ากับระบบของการไฟฟ้าในขณะที่โรเตอร์ต่อเข้ากับระบบของการไฟฟ้าผ่านคอนเวอร์เตอร์เพื่อทำการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าดังกล่าวให้ทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าชนิดป้อนสองทาง (Doubly-Fed Induction Generator, DFIG)

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อสร้างเครื่องต้นแบบของอินเวอร์เตอร์และชุดควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าชนิดป้อนสองทาง
2. เพื่อศึกษาการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าชนิดป้อนสองทางเพื่อสำหรับงานวิจัยระดับสูงต่อไป
3. เพื่อวางแผนทางในการใช้เทคโนโลยีที่เข้ามาใหม่ให้เหมาะสมกับสภาวะของประเทศในปัจจุบัน
4. นำความรู้ที่ได้ไปประยุกต์ใช้กับเทคโนโลยีที่จะเข้ามาในประเทศในอนาคตเพื่อลดขนาดและเพิ่มประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจากพลังงานลม
5. เมื่องานวิจัยสำเร็จแล้วสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานจริงกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าชนิดพลังงานลมเพื่อลดต้นทุนในการผลิตไฟฟ้าและช่วยลดการใช้ทรัพยากรพลังงานจากฟอสซิลซึ่งก่อให้เกิดสภาวะเรือนกระจกและมลพิษทางอากาศ

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ

โครงการนี้เป็นการศึกษาหลักการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง โดยทำการจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์ และทำการสร้างเครื่องต้นแบบโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการควบคุมเพื่อศึกษาการทำงานของระบบ โดยวงจรในการศึกษาการทำงานครั้งนี้จะพิจารณาเฉพาะคอนเวอร์เตอร์ที่ติดอยู่กับด้านโรเตอร์เท่านั้น ในส่วนของการทดสอบเครื่องต้นแบบนั้น ขอบเขตของการทดสอบเครื่องต้นแบบจะถูกจำกัดอยู่ที่การประมาณค่าฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับสเตเตอร์เท่านั้นเนื่องด้วยข้อจำกัดเรื่องเวลา

1.4 วิธีการใช้ในโครงการ

1. ค้นหาและจัดเตรียมข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับการทำวิจัยเพื่อศึกษาข้อมูลและวัสดุที่เกี่ยวข้องกับการวิจัยทั้งหมด
2. จัดหาและเตรียมวัสดุและอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยทั้งหมด รวมทั้งศึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในโครงการวิจัยเท่านั้น ไม่สามารถนำออกเผยแพร่ได้โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ออกแบบและทำการสร้างเครื่องต้นแบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง ขนาด 1 kW
4. ทดสอบเครื่องต้นแบบเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางที่สร้างขึ้น โดยทำการทดสอบการประมาณค่าฟลักซ์แม่เหล็กที่สเตเตอร์
5. บันทึกค่าและวิเคราะห์ผลการทดสอบที่ได้
6. จัดทำสรุปขั้นตอนการทำงานและผลการทดสอบ
7. นำเสนอผลการวิจัยต่ออาจารย์ผู้ควบคุมวิชาโครงการน 1 และ 2 ต่อไป

1.5 แผนการดำเนินโครงการ

การดำเนินงาน	เดือน							
	มิ.ย.	ก.ค.	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ธ.ค.	ม.ค.
1.ศึกษาข้อมูลของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง								
2.จัดเตรียมและจัดหาอุปกรณ์ในงานวิจัย								
3. ออกแบบ, สร้างแบบจำลองในคอมพิวเตอร์และสร้างเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง								
4. สร้างเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง								
5. สรุปผลงานวิจัย เสนอโครงการ								

1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

1. สามารถนำความรู้ที่ได้จากการทำการทดลองและสร้างเครื่องต้นแบบ ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง มาประยุกต์ใช้ในการผลิตไฟฟ้าป้อนเข้าสู่ระบบของประเทศ โดยไม่จำเป็นต้องพึ่งเทคโนโลยีจากต่างประเทศ
2. โครงการวิจัยนี้ทำให้เกิดความรู้ความเข้าใจกับเทคโนโลยีที่เกี่ยวกับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง
3. โครงการวิจัยนี้เป็นบูรณาการของวิทยาการด้านต่างๆ คือ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง , เครื่องจักรกลไฟฟ้า, ทฤษฎีทางระบบควบคุม, และวิศวกรรมไฟฟ้ากำลังเข้าด้วยกันซึ่งจะก่อให้เกิดประโยชน์กับผู้ศึกษาและทำการวิจัยในสาขาดังกล่าว
4. ข้อมูลที่ได้จากการวิจัยนี้จะนำไปสู่การสร้างมาตรฐานให้เข้ากับประเทศเพื่อรองรับเทคโนโลยีที่จะเข้ามาในอนาคต

1.7 การจัดโครงสร้างของเนื้อหาภายในปฏิญญาพันธ

เนื้อหาภายในปฏิญญาพันธฉบับนี้สามารถจำแนกได้ดังนี้

1. บทที่ 1 บทนำ ซึ่งจะกล่าวถึงความสำคัญและที่มาของปัญหา, วัตถุประสงค์ของโครงการ, ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ, วิธีการที่ใช้ในโครงการ, แผนการดำเนินการ และประโยชน์ที่ได้รับจากโครงการวิจัยนี้
2. บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง ซึ่งจะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง
3. บทที่ 3 กล่าวถึงวิธีการจำลองทางคอมพิวเตอร์และการสร้างเครื่องต้นแบบสำหรับการยืนยันผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์
4. บทที่ 4 กล่าวถึงผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และผลการทดลอง
5. บทที่ 5 สรุปและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้นำเสนอทฤษฎีและหลักการพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง โดยเนื้อหาในบทนี้จะเริ่มจากทฤษฎีพื้นฐานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำเพื่อเป็นการปูพื้นฐานให้แก่ผู้อ่านก่อนจะเข้าสู่ทฤษฎีของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง (doubly-fed induction generator, DFIG) ในส่วนเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางนั้น จะกล่าวถึงแบบจำลองพลวัตทางคณิตศาสตร์ก่อนที่จะเข้าสู่แบบจำลองสำหรับการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางโดยวิธีการควบคุมเวกเตอร์ของกระแสโรเตอร์เพื่อควบคุมความเร็วรอบและกำลังไฟฟ้าเสมือนของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำได้ ซึ่งทฤษฎีที่ได้กล่าวถึงในบทนี้จะถูกนำไปใช้ในการสร้างแบบทางคณิตศาสตร์และเครื่องต้นแบบต่อไป

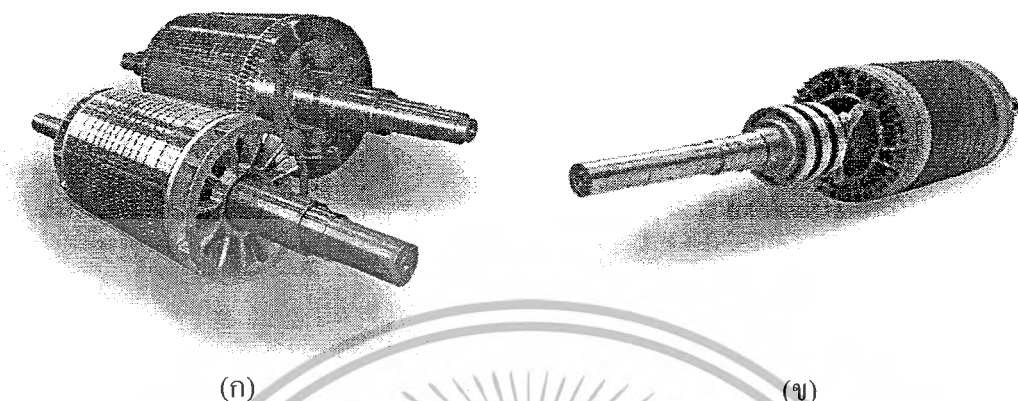
2.2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่มีการนำมาประยุกต์ใช้ในส่วนมากในปัจจุบันสามารถจำแนกออกได้เป็นสองประเภทตามจำนวนเฟสคือ ประเภท 1 เฟส และ 3 เฟส เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิด 1 เฟสจะนิยมใช้ในการประยุกต์ใช้ในครัวเรือนหรืออุตสาหกรรมขนาดเล็กในขณะที่ระดับอุตสาหกรรมทั่วไปนั้นจะเป็นเครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิด 3 เฟส ในบทนี้จะกล่าวเน้นไปที่เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟส

ส่วนประกอบที่สำคัญของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำนั้นสามารถแบ่งออกได้เป็นสองส่วนคือ ส่วนที่อยู่กับที่เรียกว่าสเตเตอร์ (stator) และส่วนที่หมุนเรียกว่าโรเตอร์ (rotor) ในส่วนของสเตเตอร์นั้นจะเป็นส่วนที่มีการพันขดลวดอาร์มาเจอร์ซึ่งจะมีการพันขดลวดแบบกระจายเพื่อให้สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นมีการกระจายตัวเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ซอซอด้มากที่สุด ในส่วนของโรเตอร์ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำนั้นสามารถจำแนกออกได้เป็นสองประเภทคือ 1. โรเตอร์แบบกรงกระรอก (squirrel cage rotor) 2. โรเตอร์แบบพันขดลวด (wound rotor)

ในกรณีของโรเตอร์แบบกรงกระรอกนั้น จะประกอบด้วยแท่งตัวนำซึ่งถูกมัดด้วย โดยแหวนที่ตำแหน่งหัวและท้ายของแท่งตัวนำดังแสดงในรูปที่ 2.1ก ในส่วนของโรเตอร์แบบพันขดลวดนั้น โรเตอร์จะประกอบด้วยขดลวดซึ่งมีการพันขดลวดเช่นเดียวกับขดลวดสเตเตอร์ โดยการต่อวงจรนั้นจะมีการต่อวงจรในลักษณะเดลต้า หรือสตาร์ก็ได้ ในส่วนปลายทั้ง 3 ของขดลวดนั้นจะ

ประดุกเปิดวงจรและต่อเข้ากับวงแหวนลื่น (slip-ring) เพื่อต่อออกสู่วงจรภายนอกผ่านแปรงถ่าน โดยรูปลักษณะของโรเตอร์ประเภทพันขดลวดถูกแสดงไว้ในรูปที่ 2.1๗



รูปที่ 2.1 โรเตอร์เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (ก) ชนิดโรเตอร์แบบกรงกระรอก
(ข) โรเตอร์แบบพันขดลวด

โดยปกติแล้วเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะถูกใช้งานในโหมคมอเตอร์เพื่อเป็นต้นกำลังในอุตสาหกรรมเสี้ยวส่วนใหญ่ และประเภทที่ได้รับความนิยมมากที่สุดคือประเภทโรเตอร์แบบกรงกระรอกเนื่องจากความง่ายในการสร้าง โรเตอร์และต้นทุนในการผลิตที่ต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดโรเตอร์แบบพันขดลวด แต่อย่างไรก็ตามในปัจจุบันได้มีการประยุกต์ใช้งานเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำในโหมคการทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เช่นเดียวกันซึ่งจะมีทั้งที่เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดโรเตอร์แบบกรงกระรอกและเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดโรเตอร์แบบพันขดลวดหรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่าเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

ดังที่อธิบายข้างต้นจะพบว่าความแตกต่างของโรเตอร์ทั้ง 2 ประเภทนั้นจะมีความแตกต่างกันที่ในกรณีของโรเตอร์แบบกรงกระรอก วงจรโรเตอร์จะถูกตัดวงจรในตัวมันเองและผู้ใช้ไม่สามารถเข้าถึงวงจรโรเตอร์ได้ ในขณะที่กรณีของโรเตอร์แบบพันขดลวดนั้นวงจรโรเตอร์จะถูกเปิดวงจรอยู่และผู้ใช้สามารถเข้าถึงวงจรโรเตอร์ได้

ในส่วนของการทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำนั้นสามารถอธิบายได้ดังนี้คือ เมื่อแรงดันถูกป้อนเข้าสู่ขดลวดสเตเตอร์นั้น จะเกิดกระแสไหลในวงจรสเตเตอร์ซึ่งส่งผลให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็กขึ้นที่ขดลวดแต่ละเฟส โดยฟลักซ์แม่เหล็กดังกล่าวเมื่อนำมารวมกันทางเวกเตอร์จะเกิดเวกเตอร์ลัพธ์ของฟลักซ์แม่เหล็กเวกเตอร์ดังกล่าวจะหมุนกวาดเหมือนเข็มนาฬิกาด้วยความเร็วเท่ากับความเร็วซิงโครนัสซึ่งความเร็วดังกล่าวขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณแรงดันที่ป้อนเข้าสู่สเตเตอร์และจำนวนขั้วของสเตเตอร์ดังแสดงในสมการที่ 2.1

$$N_s = \frac{120f}{P} \quad (2.1)$$

โดยที่ N_s แทน ความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็ก (rpm)
 f แทน ความถี่แหล่งจ่ายที่ป้อนสู่ขดลวดสเตเตอร์ (Hz)
 P แทน จำนวนขั้วแม่เหล็กของขดลวดสเตเตอร์

สนามแม่เหล็กดังกล่าวจะเคลื่อนที่กวาดโรเตอร์ซึ่งจะเหนี่ยวนำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ เนื่องจากในกรณีที่มีการลัดวงจรที่วงจรรโรเตอร์หรือโรเตอร์เป็นแบบกรงกระรอกนั้น วงจรรโรเตอร์จะครบวงจรส่งผลให้เกิดกระแสไหลในวงจรรโรเตอร์ เมื่อมีกระแสไหลในแท่งตัวนำโรเตอร์ที่อยู่ในสนามแม่เหล็กจะส่งผลให้เกิดแรงกระทำขึ้นที่โรเตอร์ซึ่งทิศทางของแรงกระทำจะอยู่ในทิศทางเดียวกับทิศทางการเคลื่อนที่หรือการหมุนของเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็ก โดยความแตกต่างระหว่างความเร็วรอบของโรเตอร์และความเร็วซิงโครนัสจะเรียกว่าค่า สลิป (slip) ซึ่งปกติทั่วไปนั้นการวัดค่าสลิปนั้นจะเป็นการวัดค่าสลิปต่อหน่วยดังแสดงในสมการที่ 2.2

$$s = \frac{N_s - N_r}{N_s} \quad (2.2)$$

โดยที่ N_s แทน ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของสเตเตอร์
 N_r แทน ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของโรเตอร์
 s แทน สลิปต่อหน่วย

จากสมการที่ 2.2 ที่สภาวะหยุดนิ่ง ค่าสลิปจะมีค่าเท่ากับ 1 และเมื่อโรเตอร์หมุนด้วยความเร็วที่สูงขึ้นจะส่งผลให้ค่าสลิปมีค่าลดลงจนกระทั่งเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหมุนที่ความเร็วซิงโครนัส ค่าสลิปจะมีค่าเท่ากับ 0 ในระหว่างที่ค่าสลิปยังมีค่าอยู่ระหว่าง 1 และ 0 นั้นจะเป็นย่านที่เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำงานเป็นมอเตอร์ แต่หากว่าโรเตอร์หมุนด้วยความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัสค่าสลิปจะมีค่าเป็นลบ และในกรณีที่เครื่องจักรกลไฟฟ้าหมุนกลับทิศทางกับทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุน ค่าสลิปจะมีค่ามากกว่า 1 ซึ่งเนื้อหาในส่วนนี้จะกล่าวถึงต่อไปในส่วนของคุณลักษณะของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ค่าสลิปดังกล่าวมีความสำคัญกับตัวแปรต่างๆทางฝั่งโรเตอร์เช่นแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำและความถี่ดังแสดงในสมการที่ 2.3 และ 2.4

$$\vec{E}_r = s\vec{E}'_r \quad (2.3)$$

$$f_r = sf_s \quad (2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานำเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

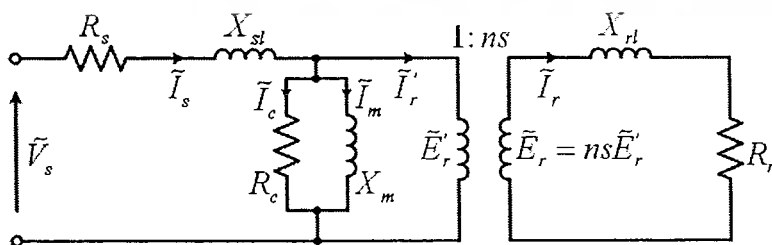
โดยที่	\tilde{E}'_r	แทน แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำทางฝั่งสเตเตอร์
	\tilde{E}_r	แทน แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์ในสภาวะหยุดนิ่ง
	f_s	แทน ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่จ่าย
	f_r	แทน ความถี่ของสัญญาณโรเตอร์

จากสมการที่ 2.3 และ 2.4 จะพบว่า ในสภาวะที่โรเตอร์หยุดนิ่งกับที่ ค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่โรเตอร์และความถี่ของสัญญาณไฟฟ้าที่โรเตอร์นั้นจะมีค่าเท่ากับแรงเคลื่อนไฟฟ้าและความถี่ของสัญญาณไฟฟ้าที่สเตเตอร์ ซึ่งหากเป็นกรณีนี้โรเตอร์ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำถูกจัดวางหรือมีโรเตอร์แบบกรงกระรอก การทำงานภายใต้สภาวะดังกล่าวจะเปรียบเสมือนหม้อแปลงที่มีการลัดวงจรที่ขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งกระแสที่ไหลในวงจรสเตเตอร์และโรเตอร์จะมีค่าสูงมาก หากปล่อยให้อยู่ในสภาวะนี้เป็นเวลานานจะทำให้เกิดความสูญเสียในรูปของความร้อนทำให้ความร้อนของเครื่องจักรกลไฟฟ้าสูงมากขึ้นจนกระทั่งสูงกว่าอุณหภูมิที่ฉนวนสามารถทนได้

ดังได้กล่าวมาข้างต้นเมื่อมีกระแสไหลในแท่งตัวนำที่อยู่ในสนามแม่เหล็ก จะทำให้เกิดแรงกระทำที่แท่งตัวนำโรเตอร์หมุนไปในทิศทางเดียวกับทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุน ดังนั้นความเร็วรอบของมอเตอร์จะสูงขึ้นส่งผลให้ค่าสลิปลดลง ดังนั้นค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่โรเตอร์และความถี่ของสัญญาณโรเตอร์ก็จะมีค่าลดลงเช่นเดียวกัน และเมื่อโรเตอร์หมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัส จะพบว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำและความถี่ของสัญญาณโรเตอร์มีค่าเท่ากับ 0 ส่งผลให้ไม่มีกระแสไหลในวงจรโรเตอร์ซึ่งในสภาวะดังกล่าวส่งผลให้เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำไม่มีการแลกเปลี่ยนพลังงานระหว่างระบบไฟฟ้าและตัวเครื่องจักรกลไฟฟ้า

2.2.1 วงจรสมมูลของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

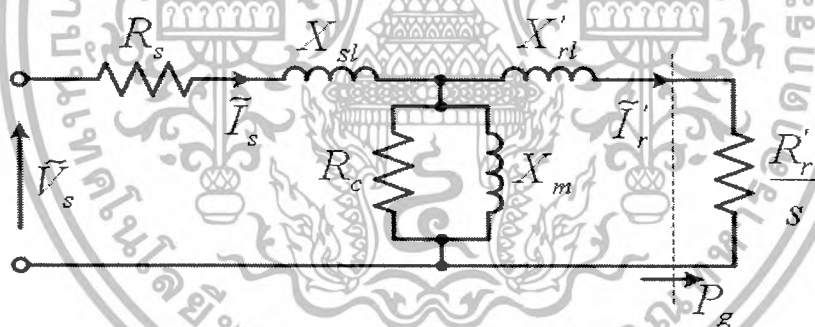
จากทฤษฎีและหลักการที่กล่าวมาข้างต้นเมื่อนำมาอธิบายนำทฤษฎีดังกล่าวมาอธิบายโดยใช้วงจรสมมูลจะได้วงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลต่อเฟสของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

โดยที่	R_s	แทน ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์
	R_r	แทน ค่าความต้านทานของขดลวดโรเตอร์
	R_c	แทน ค่าความต้านทานของแกนเหล็ก
	X_{sl}	แทน ค่ารีแอกแตนซ์รั่วไหลของขดลวดสเตเตอร์
	X_{rl}	แทน ค่ารีแอกแตนซ์รั่วไหลของขดลวดโรเตอร์
	X_m	แทน ค่ารีแอกแตนซ์ที่เกิดจากสนามแม่เหล็ก
	\tilde{I}_c	แทน กระแสไฟฟ้าที่ทำให้เกิดกำลังสูญเสียในแกนเหล็ก
	\tilde{I}_m	แทน กระแสไฟฟ้าที่สร้างสนามแม่เหล็ก

วงจรสมมูลย์ดังแสดงในรูปที่ 2.2 เป็นวงจรสมมูลย์ในลักษณะที่ตัวแปรของวงจรสเตเตอร์และวงจรโรเตอร์ยังไม่ถูกย้ายมาฝั่งเดียวกัน อย่างไรก็ตามเพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์จำเป็นจะต้องทำการย้ายตัวแปรทางฝั่งสเตเตอร์และโรเตอร์ให้มาอยู่ในฝั่งเดียวกัน ซึ่งโดยปกติแล้ว เช่นเดียวกับการวิเคราะห์วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงไฟฟ้า ตัวแปรทางฝั่งทุติยภูมิมักจะถูกย้ายมาฝั่งปฐมภูมิ ในกรณีของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำก็เช่นเดียวกัน ตัวแปรทางฝั่งโรเตอร์จะถูกย้ายมาอยู่ฝั่งสเตเตอร์ซึ่งส่งผลให้วงจรสมมูลย์อยู่ในรูปแบบดังแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลย์ต่อเฟสของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำภายหลังจากการย้ายข้างตัวแปรฝั่งโรเตอร์มาทางสเตเตอร์แล้ว

2.2.2 การแปลงพลังงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามารถสามารถนำมาใช้ในการแปลงจากพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานกลโดยทำงานเป็นมอเตอร์ ซึ่งเป็น โหมมคการทำงานที่ได้รับการใช้งานมากที่สุด สำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าประเภทนี้ นอกจากนี้เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำยังสามารถทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้เช่นเดียวกันซึ่งใน โดยโหมมคการทำงานจะขึ้นอยู่กับทิศทางกระแสของพลังงานและความเร็วรอบของเครื่องจักรกลไฟฟ้า

จากวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 2.3 กำลังไฟฟ้าที่ถูกส่งมาที่สเตเตอร์เพื่อทำการแปลงไปเป็นพลังงานกลเพื่อขับภาระทางกลนั้นจะถูกส่งผ่านตัวกลางแม่เหล็กซึ่งในกรณีของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำนั้นตัวกลางดังกล่าวคือช่องว่างอากาศ ซึ่งกำลังไฟฟ้าที่ถูกส่งผ่านช่องว่างอากาศนี้ (power transferred across air-gap, P_g) จะถูกแปลงออกเป็นสองรูปแบบคือ 1. สูญเสียในรูปของความร้อนที่ขดลวดโรเตอร์ และ 2. ถูกแปลงเป็นพลังงานกลเพื่อขับภาระ จากรูปที่ 2.3 สมการของค่า P_g สำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟสจะมีค่าเท่ากับ

$$P_g = 3I_r^2 \frac{R'_r}{s} \quad (2.5)$$

ซึ่งค่ากำลังในสมการที่ 2.5 สามารถแยกออกเป็นกำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดคังแสดงในสมการที่ 2.6

$$\begin{aligned} P_{r_loss} &= 3I_r^2 R'_r \\ &= sP_g \end{aligned} \quad (2.6)$$

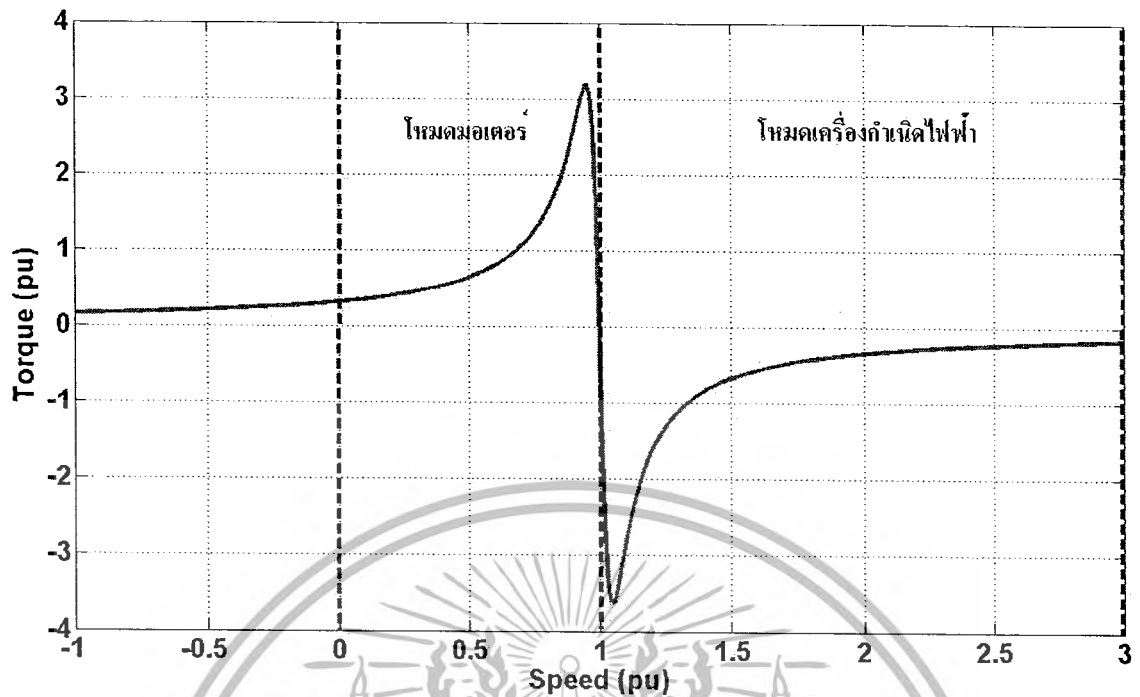
และค่ากำลังทางกลที่ได้จากการแปลงไปขับภาระสามารถคำนวณได้จาก

$$\begin{aligned} P_m &= P_g - P_{r_loss} = 3I_r^2 R'_r \frac{(1-s)}{s} \\ &= (1-s)P_g \end{aligned} \quad (2.7)$$

จากความสัมพันธ์ระหว่างกำลังทางกลที่คำนวณได้จากสมการที่ 2.7 เมื่อนำมาทำการคำนวณหาค่าแรงบิดจะได้

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{P_m}{\omega_r} \\ &= 3I_r^2 \frac{R'_r}{s\omega_s} \end{aligned} \quad (2.8)$$

ดังได้กล่าวมาข้างต้น เมื่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำงานที่ความเร็วรอบต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะทำงานในโหมดมอเตอร์ ในทางกลับกันถ้าเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำงานที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้า[1] ซึ่งจากวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 2.3 เมื่อนำมาคำนวณหาค่าแรงบิดแล้วทำการพล็อตเส้นโค้งคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วรอบจะได้ดังรูปที่ 2.4



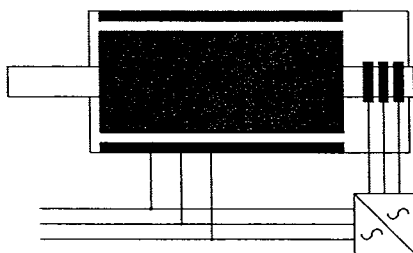
รูปที่ 2.4 เส้นโค้งคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วรอบของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

2.3 เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

จากทฤษฎีที่กล่าวมาข้างต้นเป็นทฤษฎีที่ใช้ในการอธิบายพฤติกรรมของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำทั่วไป อย่างไรก็ตามในเป้าหมายหลักของโครงการวิจัยนี้คือการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง ดังนั้นรายละเอียดของเนื้อหาในส่วนนี้จะเกี่ยวกับทฤษฎีของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางเพื่ออธิบายพฤติกรรมของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดนี้

เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางนั้นประกอบด้วยเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดโรเตอร์แบบพินซลวดคังมีรูปโรเตอร์แสดงในรูปที่ 2.1x ซึ่งจากรูปจะพบว่าวงจรรโรเตอร์ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าประเภทนี้จะต่ออยู่กับแหวนลื่นซึ่งสามารถเชื่อมต่อกับวงจรภายนอกผ่านแปรงถ่าน เครื่องจักรกลไฟฟ้าประเภทนี้สามารถทำการควบคุมโดยการควบคุมแหล่งจ่ายแรงดันทางสเตเตอร์หรือโรเตอร์หรือทั้งสองฝั่ง ซึ่งวิธีการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำประเภทนี้ที่ได้รับความนิยมมากที่สุดคือการควบคุมกระแสโรเตอร์ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำโดยอาศัยคอนเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันเชื่อมต่อกับโรเตอร์ดังแสดงในรูปที่

2.5



รูปที่ 2.5 โดอะแกรมการเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิดป้อนสองทาง

เครื่องจักรกลไฟฟ้าประเภทนี้มีข้อด้อยข้อหนึ่งคือมีส่วนที่ต้องการการบำรุงรักษา มากเนื่องจากการเสียดสีซึ่งก็คือส่วนหน้าสัมผัสระหว่างแปรงถ่านและวงแหวนลื่น อย่างไรก็ตาม ข้อด้อยดังกล่าวถูกชดเชยด้วยการเข้าถึงได้ของวงจรรีโเตอร์และคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ควบคุม เครื่องจักรกลไฟฟ้าประเภทนี้มีพิกัดกำลังต่ำเนื่องจากพิกัดกำลังของคอนเวอร์เตอร์นั้นต้องการเพียง เพื่อรองรับพิกัดกำลังของรีโเตอร์เท่านั้น ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดกำลังของสเตเตอร์และรี โเตอร์สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังแสดงในสมการที่ 2.9

$$P_r = -sP_s \quad (2.9)$$

โดยที่ s แทนค่าสลิปต่อหน่วย

ซึ่งเมื่อทำการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าลัพธ์ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิด ป้อนสองทางจะพบว่าสมการจะเป็นไปดังสมการที่ 2.10

$$P_{total} = P_s + P_r \quad (2.10)$$

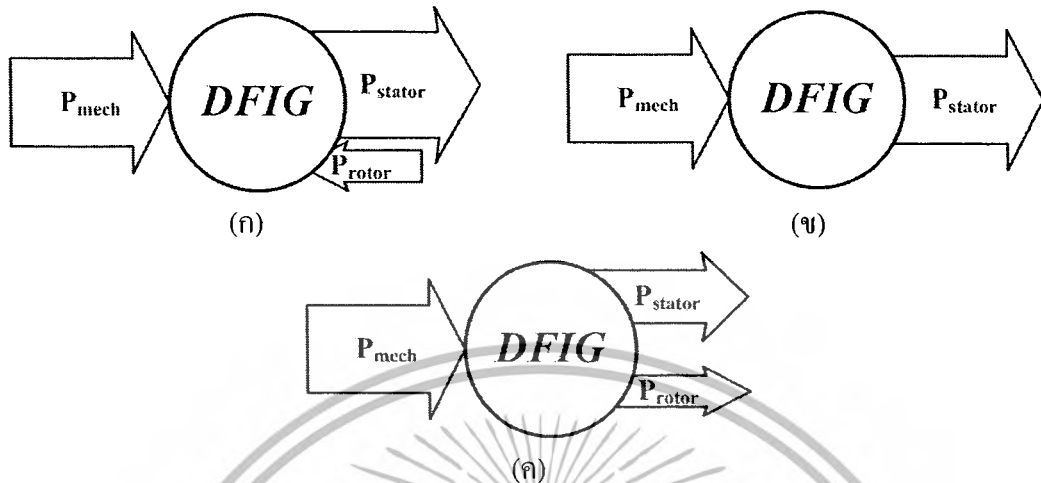
จากสมการจะพบว่าค่ากำลังไฟฟ้าที่รีโเตอร์นั้นมีค่าขึ้นอยู่กับค่าสลิปของ เครื่องจักรกลไฟฟ้า

ในโครงการวิจัยนี้จะเน้นไปที่การใช้งานเครื่องจักรกลไฟฟ้าในโหมดเครื่องกำเนิด ไฟฟ้า โดยหลักการคือการทำการแปลงพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้า เครื่องกำเนิดไฟฟ้าชนิดป้อน สองทางนี้ได้รับความนิยมอย่างมากในการประยุกต์ใช้ในกังหันลมผลิตไฟฟ้าขนาดใหญ่ ในการ ประยุกต์ใช้งานกับกังหันลมผลิต ไฟฟ้านั้น ความเร็วรอบที่ใช้ในการเดินเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะถูก จำกัดอยู่ที่ไม่เกิน 33% ของความเร็วซิงโครนัส [2] จึงส่งผลให้พิกัดกำลังของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ใน การควบคุมรีโเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้านั้นมีพิกัดเพียงแต่ไม่เกิน 33% ของพิกัดกำลังของ เครื่องจักรกลไฟฟ้า ซึ่งทำให้ค่าใช้จ่ายของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ลดลงเป็นอย่างมากซึ่งข้อดีข้อนี้สามารถชดเชยข้อเสียอันเนื่องมาจากการบำรุงรักษาได้

ข้อดีอีกประการหนึ่งของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าประเภทนี้คือความสามารถในการ ทำงานที่ย่านความเร็วใดๆ โดยไม่จำเป็นจะต้องที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัสดังเช่นกรณี เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก ดังนั้นจากสมการที่ 2.9 และ 2.10 เมื่อนำสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังกล่าวมาทำการเขียนไดอะแกรมการไหลของกำลังไฟฟ้าของเครื่องจักรกลไฟฟ้าในย่านความเร็วต่างๆจะได้ไดอะแกรมดังแสดงในรูปที่ 2.6

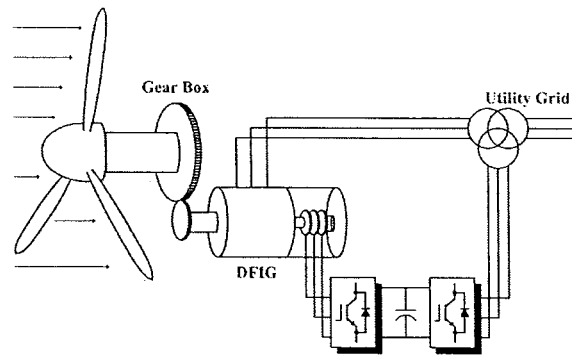


รูปที่ 2.6 ไดอะแกรมการไหลของพลังงานจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางที่ย่านความเร็วต่างๆ (ก) ความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส (ข) ความเร็วซิงโครนัส และ (ค) ความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส

จากรูปที่ 2.6 ในการทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้านั้นพลังงานทางกลจะถูกป้อนเข้าสู่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าและพลังงานไฟฟ้าที่ได้จากเครื่องกำเนิดไฟฟ้านั้นจะขึ้นอยู่กับความเร็วในการเดินเครื่องเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ที่ความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัสพลังงานไฟฟ้าจะถูกจ่ายออกทางด้านสเตเตอร์ ในขณะที่โรเตอร์จะดูดพลังงานไฟฟ้าจากระบบผ่านคอนเวอร์เตอร์ ที่ความเร็วซิงโครนัสพลังงานไฟฟ้าจะถูกจ่ายออกมาจากสเตเตอร์เพียงอย่างเดียว และในขณะที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัสพลังงานจะถูกจ่ายออกมาจากสเตเตอร์และโรเตอร์

2.4 การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางนั้นมีหลายวิธีซึ่งวิธีการหลักที่ใช้ในการควบคุมคือการควบคุมวงจรรโรเตอร์ซึ่งจะมีข้อดีคือประหยัดค่าใช้จ่ายสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อเข้ากับวงจรรโรเตอร์ รูปแบบการเชื่อมต่อวงจรควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางโดยทั่วไปที่มีการประยุกต์ใช้ในกังหันลมนั้นเป็นไปดังแสดงในรูปที่ 2.7

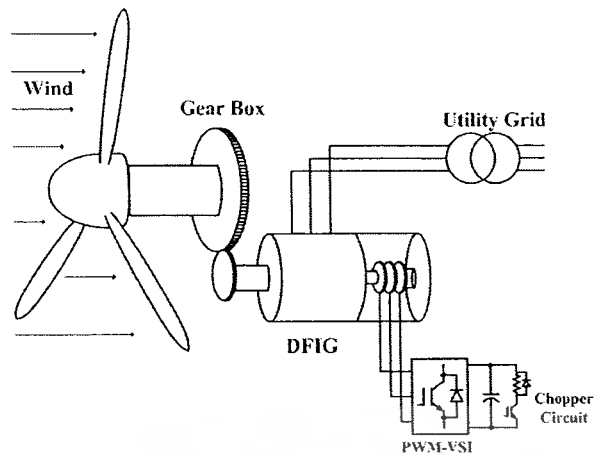


รูปที่ 2.7 ไดอะแกรมการเชื่อมต่อวงจรของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางชนิดที่ใช้อยู่ทั่วไปในกังหันลมผลิตไฟฟ้า

จากรูปที่ 2.7 จะพบว่าสเตเตอร์จะเชื่อมต่ออยู่กับระบบของการไฟฟ้าโดยตรงในขณะที่โรเตอร์จะเชื่อมต่อกับระบบของการไฟฟ้าผ่านคอนเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่ออยู่กับวงจรโรเตอร์นั้นประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (voltage source converter, VSC) จำนวน 2 เครื่องซึ่งเชื่อมต่อกันอยู่ในรูปแบบ back-to-back โดยคอนเวอร์เตอร์ฝั่งที่เชื่อมต่ออยู่กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (machine-side converter, MSC) นั้นจะทำหน้าที่ควบคุมความเร็วรอบ, ฟลักซ์แม่เหล็ก, กำลังไฟฟ้าจริง หรือ กำลังไฟฟ้าเสมือน ขึ้นอยู่กับหลักการการควบคุม ในส่วนของคอนเวอร์เตอร์อีกฝั่ง (grid-side converter, GSC) จะเชื่อมต่ออยู่กับระบบของการไฟฟ้าซึ่งทำหน้าที่ในการรักษาระดับแรงดันเชื่อมโยงไฟตรง (dc-link voltage) และทำหน้าที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าเสมือนของคอนเวอร์เตอร์

จากโครงสร้างของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางดังแสดงในรูปที่ 2.7 นี้จะทำให้กำลังไฟฟ้าสามารถไหลผ่านวงจรโรเตอร์ได้สองทิศทางคือไหลเข้าและไหลออกขึ้นอยู่กับย่านความเร็วในการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าว่าอยู่ต่ำกว่าหรือสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส

จากการศึกษา โดยคณะผู้ดำเนินการวิจัยพบว่าวิธีการหนึ่งที่เหมาะสมในการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าผ่านคอนเวอร์เตอร์ให้มีประสิทธิภาพดังรูปที่ 2.7 ก็คือการควบคุมโดยวิธีการทางเวกเตอร์ซึ่งจากการศึกษาพบว่า การควบคุมทางเวกเตอร์นั้นจะทำให้สามารถควบคุมแรงบิดและค่าตัวประกอบกำลังของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้เป็นอิสระจากกัน [4] ดังได้กล่าวไว้ข้างต้น และให้ผลตอบสนองที่เร็วกว่าการควบคุมแบบสเกลาร์ ในหัวข้อวิจัยนี้คณะผู้ดำเนินการวิจัยจึงมุ่งเป้างานวิจัยไปที่การควบคุมการขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางซึ่งในงานวิจัยจะทำการสร้างเครื่องต้นแบบที่มีคอนเวอร์เตอร์เฉพาะฝั่งที่เชื่อมต่อโดยตรงกับโรเตอร์ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำดังแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 โดอะแกรมการเชื่อมต่อวงจรของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางชนิดที่ จะนำมาสร้างเป็นเครื่องต้นแบบในโครงการวิจัยนี้

จากแบบ โครงสร้างของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางดังแสดง ในรูปที่ 2.8 จะพบว่าไม่มีคอนเวอร์เตอร์ฝั่งระบบไฟฟ้าต่ออยู่กับบัสกระแสตรงของคอนเวอร์เตอร์ ทำให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าสามารถทำงานได้เฉพาะในย่านความเร็วที่สูงกว่าความเร็วซิงโครนัส เท่านั้นอย่างไรก็ตามในการสร้างเครื่องต้นแบบสำหรับย่านการทำงานเดียวก็เพียงพอ ต่อการต่อยอดการทำวิจัยต่อไปในการเชื่อมต่ออินเวอร์เตอร์ฝั่งระบบเข้ากับบัสกระแสตรงเพื่อให้ขับเคลื่อน เครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้ในทุกย่านความเร็ว

ในการทำงานในโหมดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส กำลังไฟฟ้าจะถูกจ่ายออกมาจากทางด้านสเตเตอร์และโรเตอร์พร้อมๆกัน ซึ่งหากไม่มีการจัดการกับพลังงานที่ป้อนเข้าสู่ตัวเก็บประจุจะทำให้เกิดการชาร์จประจุเกินซึ่งส่งผลให้แรงดันของตัวเก็บประจุสูงเกินค่าพิกัด ด้วยเหตุนี้ทางผู้ดำเนินการวิจัยจึงได้ประยุกต์ใช้วงจรไดนามิกเบรก ซึ่งใช้สำหรับคายประจุของตัวเก็บประจุมาใช้ในการรักษาระดับแรงดันของตัวเก็บประจุ โดยพลังงานจากโรเตอร์จะถูกถ่ายเทไปในตัวต้านทานที่ต่ออนุกรมกับวงจรช้อปเปอร์ (chopper)

2.4.1 การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

ในการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางด้วยวิธีการทางเวกเตอร์ วิธีการที่ได้รับความนิยมมากที่สุดคือการควบคุมกระแสโรเตอร์โดยอาศัยกรอบอ้างอิงของเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคล็อกที่สเตเตอร์เป็นกรอบอ้างอิงในการควบคุม (stator flux vector control) ซึ่งวิธีการดังกล่าวจะมีคุณสมบัติเสมือนการควบคุมกระแสสเตเตอร์โดยใช้กรอบอ้างอิงฟลักซ์แม่เหล็กที่โรเตอร์สำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าแบบกรงกระรอก ซึ่งวิธีการในการควบคุมจะอาศัยทฤษฎีของสเปซเวกเตอร์และทฤษฎีกรอบอ้างอิงมาใช้ในการควบคุม

2.4.1.1 ทฤษฎีกรอบอ้างอิง (Reference Frame Theory)

ในการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้า 3 เฟสนั้น การควบคุมเครื่องตัวแปรของเครื่องจักรกลไฟฟ้าในแต่ละเฟสจะเป็นเรื่องที่ลำบากมากและแทบจะเป็นไปไม่ได้เนื่องจากมีการคัปปลิงระหว่างตัวแปรระหว่างเฟสในสเตเตอร์, ระหว่างเฟสในโรเตอร์ และระหว่างสเตเตอร์และโรเตอร์ ซึ่งส่งผลให้การควบคุมตัวแปรหนึ่งจะส่งผลกระทบต่อตัวแปรอื่นๆ ด้วยเหตุนี้เพื่อความสะดวกในการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าสามเฟสจึงจำเป็นต้องอาศัยทฤษฎีกรอบอ้างอิงเพื่อใช้ในการลดรูปตัวแปรและทำการแปลงรูปร่างของตัวแปรจากลักษณะที่เป็นไซน์ซอซายด์ให้อยู่ในรูปของสัญญาณกระแสตรง ซึ่งขั้นตอนในการแปลงตัวแปรสามเฟสไปสู่ตัวแปรที่มีลักษณะสัญญาณเป็นกระแสตรงนั้นสามารถแจกแจงย่อๆ ได้สองขั้นตอนและขั้นตอนแปลงกลับจากสัญญาณกระแสตรงไปสู่สัญญาณกระแสลับสามเฟสนั้นก็จะมีสองขั้นตอนดังนี้

- การแปลงจากกรอบอ้างอิงสามเฟสไปสู่กรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง

ในขั้นตอนนี้เป็นการแปลงตัวแปรในกรอบอ้างอิงสามเฟสไปสู่กรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง 2 เฟสเทียบเท่ากับกรอบอ้างอิงสามเฟส ซึ่งผลของการแปลงจะส่งผลให้เกิดการลดรูปตัวแปรขึ้น นอกจากนี้สัญญาณที่ได้จะมีค่าแอมพลิจูดและความถี่เท่ากับแอมพลิจูดและความถี่ของสัญญาณไฟสามเฟสก่อนการแปลง ในการแปลงนั้นจะต้องอาศัยสมการการแปลงดังแสดงในสมการที่ 2.11

$$\begin{bmatrix} f_{sd}^s \\ f_{sq}^s \\ f_{s0}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{sa} \\ f_{sb} \\ f_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

โดยที่ f แทนตัวแปรใดๆ [3] และค่า g แสดงว่าอยู่ในกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง

- การแปลงจากกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งไปสู่กรอบอ้างอิงใดๆ หรือกรอบอ้างอิงซิงโครนัส

ขั้นตอนนี้เป็นการแปลงตัวแปรจากสัญญาณ 2 เฟสให้อยู่ในรูปสัญญาณกระแสตรงซึ่งสมการที่ได้จะเป็นดังแสดงในสมการที่ 2.12

$$\begin{bmatrix} f_{sd}^g \\ f_{sq}^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{sd}^s \\ f_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

โดยที่ θ แทนมุมระหว่างกรอบอ้างอิงหมุนและกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง

- การแปลงกลับจากกรอบอ้างอิงใดๆหรือกรอบอ้างอิงซิงโครนัสไปสู่กรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง

ในส่วนของการแปลงกลับนั้นขั้นตอนจะเป็นการแปลงจากกรอบอ้างอิงใดๆ หรือ กรอบอ้างอิงเชิง โครน์สไปสู่กรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง โดยสมการที่ใช้ในการแปลงจะเป็นดังสมการที่ 2.13

$$\begin{bmatrix} f_{sd}^s \\ f_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{sd} \\ f_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

- การแปลงกลับจากกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งไปสู่กรอบอ้างอิงสามเฟส

ในส่วนของการแปลงกลับขั้นตอนนี้จะเป็นการแปลงจากกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งไปสู่ กรอบอ้างอิงสามเฟสซึ่งสมการที่ใช้เป็นดังสมการที่ 2.14

$$\begin{bmatrix} f_{sa}^s \\ f_{sb}^s \\ f_{sc}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{sd}^s \\ f_{sq}^s \\ f_{s0}^s \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

2.4.1.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางในกรอบอ้างอิงฟลักซ์แม่เหล็กที่สเตเตอร์

ในการควบคุมเวกเตอร์ของกระแสโรเตอร์โดยอาศัยกรอบอ้างอิงของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสแตเตอร์นั้นขั้นตอนแรกคือการประมาณค่าฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับ โดยวิธีการที่ใช้ทั่วไปคือการอินทิเกรตค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับที่สเตเตอร์ซึ่งเป็นไปดังสมการที่ 2.15

$$\bar{\lambda}_s^s = \int (\bar{v}_s^s - R_s \bar{i}_s^s) dt \quad (2.15)$$

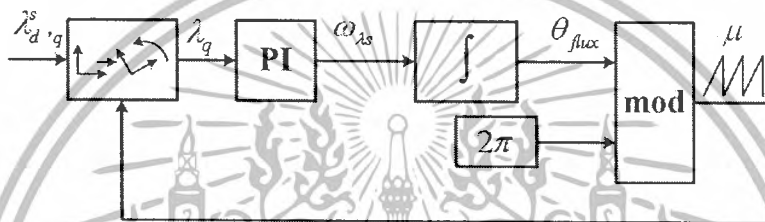
- โดยที่ $\bar{\lambda}_s^s$ แทน เวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสแตเตอร์
- \bar{v}_s^s แทน เวกเตอร์ของแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วของสแตเตอร์
- \bar{i}_s^s แทน เวกเตอร์ของกระแสที่ไหลผ่านวงจรสแตเตอร์

โดยปกติแล้วในทางปฏิบัติ การประมาณค่าฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสแตเตอร์ด้วยวิธีการอินทิเกรตไม่สามารถทำได้โดยง่ายเนื่องจากว่าหากมีสัญญาณกระแสตรงแม้เพียงเล็กน้อยในสัญญาณแรงดันหรือกระแสที่ทำกรวัดมา ผลของการอินทิเกรตจะลู่ออกอย่างไม่มีขอบเขต จนกว่า

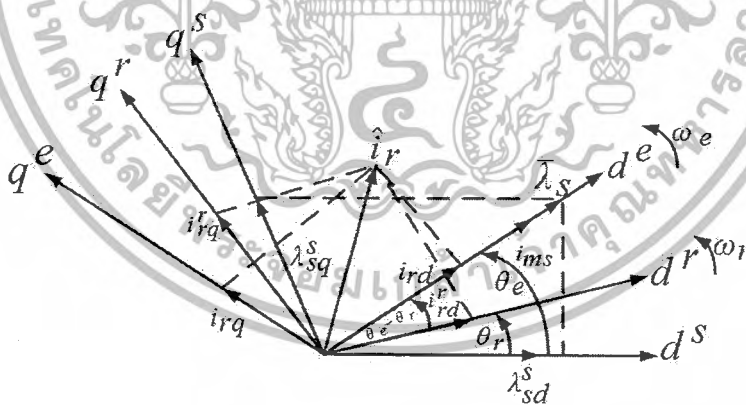
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาและวิจัยเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โอเวอร์โพลวเกิดขึ้น ดังนั้นวิธีการแก้ที่ง่ายที่สุดคือทำการป้อนค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับของสเตเตอร์ $\bar{v}_s^s - R_s \bar{i}_s^s$ เข้าสู่วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน โดยกำหนดค่าความถี่ตัดออฟให้มีค่าต่ำที่สุดเท่าที่จะทำได้โดยค่าที่กำหนดในโครงงานวิจัยนี้อยู่ที่ 2.5 เฮิรตซ์ เมื่อทำการประมาณค่าฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องได้แล้ว ฟลักซ์แม่เหล็กที่ได้ในกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งจะถูกนำมาใช้ในการประมาณค่ามูมและความเร็วเชิงมุมของฟลักซ์แม่เหล็ก โดยอาศัยวงจรเฟสล็อกคูปดังแสดงในรูปที่ 2.9

ผลที่ได้จากการประมาณเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องรวมถึงมูมและความเร็วเชิงมุมของฟลักซ์แม่เหล็กนั้นจะถูกนำมาใช้ในการควบคุมเวกเตอร์ของกระแสของโรเตอร์ โดยเมื่อเขียน โคอะแกรมของเวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องในการควบคุมจะได้ดังแสดงในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.9 โคอะแกรมการทำงานของเฟสล็อกคูปสำหรับการประมาณค่ามูมและความเร็วเชิงมุมของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องที่สเตเตอร์



รูปที่ 2.10 โคอะแกรมของเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กและกระแสในการควบคุม DFIG ด้วยวิธีการทางเวกเตอร์

เนื่องจากฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องที่สเตเตอร์สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของกระแสแมกเนไตซิ่งและค่าความเหนี่ยวนำแมกเนไตซิ่งสามเฟสได้ดังแสดงในสมการที่ 2.16

$$\bar{i}_{ms}^{ls} = \frac{L_s}{L_m} \bar{i}_s^{ls} + \bar{i}_r^{ls} \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ $\frac{L_s}{L_m} = 1 + \sigma_s$ โดยที่ σ_s แทนค่าตัวประกอบการรั่วไหลของสเตเตอร์

และตัวยก σ_s แสดงว่าตัวแปรอยู่ในกรอบอ้างอิงของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสเตเตอร์ เนื่องจากฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสเตเตอร์มีเพียงองค์ประกอบเดียวคือองค์ประกอบในแนวแกน d เท่านั้น ดังนั้นกระแสสเตเตอร์ในกรอบอ้างอิงของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสเตเตอร์สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการที่ 2.17

$$\bar{i}_s^{\lambda s} = \frac{L_s}{L_m} \left(\bar{i}_{ms}^{\lambda s} - \bar{i}_r^{\lambda s} \right) \quad (2.17)$$

จากสมการที่ 2.16 เมื่อทำการแยกองค์ประกอบของกระแสสเตเตอร์ในแนวแกน d และแนวแกน q จะได้กระแสในแนวแกนต่างๆดังแสดงในสมการที่ 2.18 และ 2.19

$$\bar{i}_{sd} = \frac{L_m}{L_s} \left(\bar{i}_{ms}^{\lambda s} - \bar{i}_{rd} \right) \quad (2.18)$$

$$\bar{i}_{sq} = -\frac{L_m}{L_s} \bar{i}_{rq} \quad (2.19)$$

- สมการแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางในกรอบอ้างอิงฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสเตเตอร์

พิจารณาสมการเวกเตอร์แรงดันของสเตเตอร์และโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งจะเป็นไปดังสมการที่ 2.20 และ 2.21

$$\bar{v}_s^s = R_s \bar{i}_s^s + \frac{d\bar{\lambda}_s^s}{dt} \quad (2.20)$$

$$\bar{v}_r^s = R_r \bar{i}_r^s + \frac{d\bar{\lambda}_r^s}{dt} - j\omega_r \bar{\lambda}_r^s \quad (2.21)$$

เมื่อทำการแปลงสมการดังกล่าวให้อยู่ในกรอบอ้างอิงของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสเตเตอร์พร้อมทำการแปลงตัวแปรฟลักซ์แม่เหล็กให้อยู่ในรูปของผลคูณระหว่างกระแสและค่าความเหนี่ยวนำจะได้ดังสมการที่ 2.22 และ 2.23

$$\bar{v}_s^{\lambda s} = R_s \bar{i}_s^{\lambda s} + L_s \frac{d\bar{i}_s^{\lambda s}}{dt} + L_m \frac{d\bar{i}_r^{\lambda s}}{dt} + j\omega_{\lambda s} L_s \bar{i}_s^{\lambda s} + j\omega_{\lambda s} L_m \bar{i}_r^{\lambda s} \quad (2.22)$$

$$\bar{v}_r^{\lambda s} = R_r \bar{i}_r^{\lambda s} + L_r \frac{d\bar{i}_r^{\lambda s}}{dt} + L_m \frac{d\bar{i}_s^{\lambda s}}{dt} + j(\omega_{\lambda s} - \omega_r) L_r \bar{i}_r^{\lambda s} + j(\omega_{\lambda s} - \omega_r) L_m \bar{i}_s^{\lambda s} \quad (2.23)$$

พิจารณาสมการแรงดันที่สเตเตอร์สมการที่ 2.22 โดยเขียนให้อยู่ในรูปของสมการที่ 2.17 จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\bar{v}_s^{\lambda s} = \frac{R_s}{(1+\sigma_s)} \left(|\bar{i}_{ms}^{\lambda s}| - \bar{i}_r^{\lambda s} \right) + L_m \frac{d|\bar{i}_{ms}^{\lambda s}|}{dt} + j\omega_{\lambda s} L_m |\bar{i}_{ms}^{\lambda s}| \quad (2.24)$$

ทำการจัดรูปสมการที่ 2.24 สมการใหม่อยู่ในรูปสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่ง ซึ่งจะ
เป็นไปตามสมการ

$$\tau_s \frac{d|\bar{i}_{ms}^{\lambda s}|}{dt} + |\bar{i}_{ms}^{\lambda s}| \left(1 + j\omega_{\lambda s} \tau_s |\bar{i}_{ms}^{\lambda s}| \right) = \frac{(1+\sigma_s)}{R_s} \bar{v}_s^{\lambda s} + \bar{i}_r^{\lambda s} \quad (2.25)$$

โดยที่ $\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$ แทน ค่าคงตัวของสเตเตอร์

σ_s แทน ค่าตัวประกอบรั่วไหลของสเตเตอร์

ทำการแยกสมการที่ 2.25 ออกเป็น 2 สมการในแนวแกน d และแนวแกน q จะ

ได้

$$\tau_s \frac{d|\bar{i}_{ms}^{\lambda s}|}{dt} + |\bar{i}_{ms}^{\lambda s}| = \frac{(1+\sigma_s)}{R_s} v_{sd} + i_{rd} \quad (2.26)$$

$$\tau_s \omega_{\lambda s} |\bar{i}_{ms}^{\lambda s}| = \frac{(1+\sigma_s)}{R_s} v_{sq} + i_{rq} \quad (2.27)$$

ในโครงการวิจัยนี้มีการตั้งสมมติฐานว่าบัสจากการไฟฟ้าเป็นบัสอนันต์ (infinite bus) และค่าความต้านทานที่สเตเตอร์มีค่าต่ำมาก ส่งผลให้ค่าขนาดของกระแสแมกเนตซึ่งที่สเตเตอร์จะมีค่าคงที่ตลอด ดังนั้นพิจารณาเฉพาะสมการแรงดันที่โรเตอร์สมการที่ 2.26 ซึ่งเมื่อทำการเขียนสมการใหม่ให้อยู่ในรูปของสมการที่ 2.17 จะได้

$$\bar{v}_r^{\lambda s} = R_r \bar{i}_r^{\lambda s} + \sigma L_r \frac{d\bar{i}_r^{\lambda s}}{dt} + L_r (1-\sigma) \frac{d|\bar{i}_{ms}^{\lambda s}|}{dt} + j\omega_{sl} L_r (1-\sigma) |\bar{i}_{ms}^{\lambda s}| \quad (2.28)$$

โดยที่ σ แทน ค่าตัวประกอบรั่วไหลลัพท์ $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$

จัดสมการใหม่อยู่ในรูปสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่ง ซึ่งจะ เป็นไปตามสมการที่ 2.29

$$\sigma \tau_r \frac{d\bar{i}_r^{\lambda s}}{dt} + \bar{i}_r^{\lambda s} = \frac{\bar{v}_r^{\lambda s}}{R_r} - \tau_r (1-\sigma) \frac{d|\bar{i}_{ms}^{\lambda s}|}{dt} - j(1-\sigma) \tau_r \omega_{sl} |\bar{i}_{ms}^{\lambda s}| - j \sigma \tau_r \omega_{sl} \bar{i}_r^{\lambda s} \quad (2.29)$$

เมื่อ $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ แทน ค่าคงตัวของโรเตอร์

กำหนดค่ากระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้าที่สเตเตอร์เป็นค่าคงที่ จะได้ว่าค่าอนุพันธ์ของ $|\bar{i}_{ms}^{ls}| = 0$ ดังนั้นสามารถแยกสมการที่ 2.29 เป็นสมการตามแนวแกน d และแกน q ได้ดังนี้

$$\sigma\tau_r \frac{di_{rd}}{dt} + i_{rd} = \frac{v_{rd}}{R_r} + \sigma\tau_r\omega_{sl}i_{rq} \quad (2.30)$$

$$\sigma\tau_r \frac{di_{rq}}{dt} + i_{rq} = \frac{v_{rq}}{R_r} - (1-\sigma)\tau_r\omega_{sl}|\bar{i}_{ms}^{ls}| - \sigma\tau_r\omega_{sl}i_{rd} \quad (2.31)$$

จากสมการ 2.30 และ 2.31 นำมาคูณกับความต้านทานที่โรเตอร์จะมีส่วนที่คล้ายกันระหว่างแนวแกน d และแกน q คือ $\sigma L_r\omega_{sl}i_{rq}$ และ $-(1-\sigma)L_r\omega_{sl}|\bar{i}_{ms}^{ls}| - \sigma L_r\omega_{sl}i_{rd}$ ในส่วนที่คล้ายกันอยู่นี้สามารถกำจัดออกได้โดยนำเทอมที่เป็นลบมาบวกเข้าในสมการที่ $-\sigma L_r\omega_{sl}i_{rq}$ และ $(1-\sigma)L_r\omega_{sl}|\bar{i}_{ms}^{ls}| + \sigma L_r\omega_{sl}i_{rd}$ ออกจากตัวควบคุม

- สมการกำลังไฟฟ้าจริง กำลังไฟฟ้าเสมือน และแรงบิดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าชนิดป้อนสองทาง

จากสมการกำลังไฟฟ้า กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนที่สเตเตอร์ในกรอบอ้างอิงของฟลักซ์เกี่ยวข้องกับสเตเตอร์สามารถหาค่าได้จากแรงดันและกระแสบนแกน dq ดังสมการต่อไปนี้

$$P_s = \frac{3}{2} \operatorname{Re}(\bar{v}_s^{ls} \bar{i}_s^{ls*}) = \frac{3}{2} (v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq}) \quad (2.32)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \operatorname{Im}(\bar{v}_s^{ls} \bar{i}_s^{ls*}) = \frac{3}{2} (v_{sd}i_{sq} - v_{sq}i_{sd}) \quad (2.33)$$

ในเครื่องจักรกลไฟฟ้าขนาดใหญ่ค่าความต้านทานด้านสเตเตอร์จะไม่มีผลต่อแรงดัน ดังนั้นสามารถประมาณค่าสเตเตอร์ฟลักซ์ได้ โดยในกรณีนี้เวกเตอร์ของแรงดันตั้งฉากกับเวกเตอร์ของแรงดันฟลักซ์เกี่ยวข้อง ดังนั้น $v_{sd} = 0$ และ $v_{sq} = |\bar{v}_s^{ls}|$ ซึ่งจะได้ตามสมการที่ 2.34 และ 2.35

$$P_s = \frac{3}{2} |\bar{v}_s^{ls}| i_{sq} \quad (2.34)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} |\bar{v}_s^{ls}| i_{sd} \quad (2.35)$$

จามสมการที่กล่าวข้างต้นภายใต้สมมติฐานว่าความต้านทานที่สเตเตอร์มีค่าต่ำมาก ดังนั้น จะได้ค่าแรงดันที่สเตเตอร์เท่ากับ

$$|\bar{v}_s^{ls}| = \omega_{ls} L_m |\bar{i}_{ms}^{ls}| \quad (2.36)$$

ดังนั้น เมื่อแทนสมการที่ 2.18, 2.19 และ 2.36 ลงในสมการที่ 2.34 และ 2.35 จะได้

กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนในเทอมของกระแสโรเตอร์คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการวิจัยเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_s = -\frac{3}{2} \omega_{\lambda_s} \frac{L_m^2}{L_s} |\bar{i}_{ms}^{\lambda_s}| i_{rq} \quad (2.37)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \omega_{\lambda_s} \frac{L_m^2}{L_s} (|\bar{i}_{ms}^{\lambda_s}| - i_{rd}) \quad (2.38)$$

สมการแรงบิดทางไฟฟ้าจะสามารถคำนวณได้จากสมการแรงบิดในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ฟลักซ์ได้ดังนี้

$$T_e = \frac{3}{2} P \lambda_{sd} i_{sq} = -\frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_s} \lambda_{sd} i_{rq} \quad (2.39)$$

- ไคอะแกรมการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

จากสมการอนุพันธ์สมการที่ 2.30 และ 2.31 เมื่อทำการคูณค่า R_r ตลอดทั้งสมการทั้งสองและจัดรูปสมการใหม่เพื่อการควบคุมจะได้สมการดังนี้

$$sL_r \frac{di_{rd}}{dt} + R_r i_{rd} = v'_{rd} + \sigma L_r i_{rq} \quad (2.40)$$

$$\sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + R_r i_{rq} = v'_{rq} - \omega_{sl} (L_m i_{ms} + \sigma L_r i_{rd}) \quad (2.41)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.40) และ (2.41) จะพบว่ามีอาร์คปลีจทางไฟฟ้าระหว่างแกน d และแกน q ซึ่งจะส่งผลให้การตอบสนองช้าลง ดังนั้นเพื่อกำจัดอาร์คปลีจดังกล่าว จำเป็นที่จะต้องทำการกำจัดด้วยการลบเทอมที่อาร์คปลีจดังแสดงในสมการ (2.42), (2.43)

$$v'_{rd} = v_{rd} - \omega_{sl} \sigma L_r i_{rq} \quad (2.42)$$

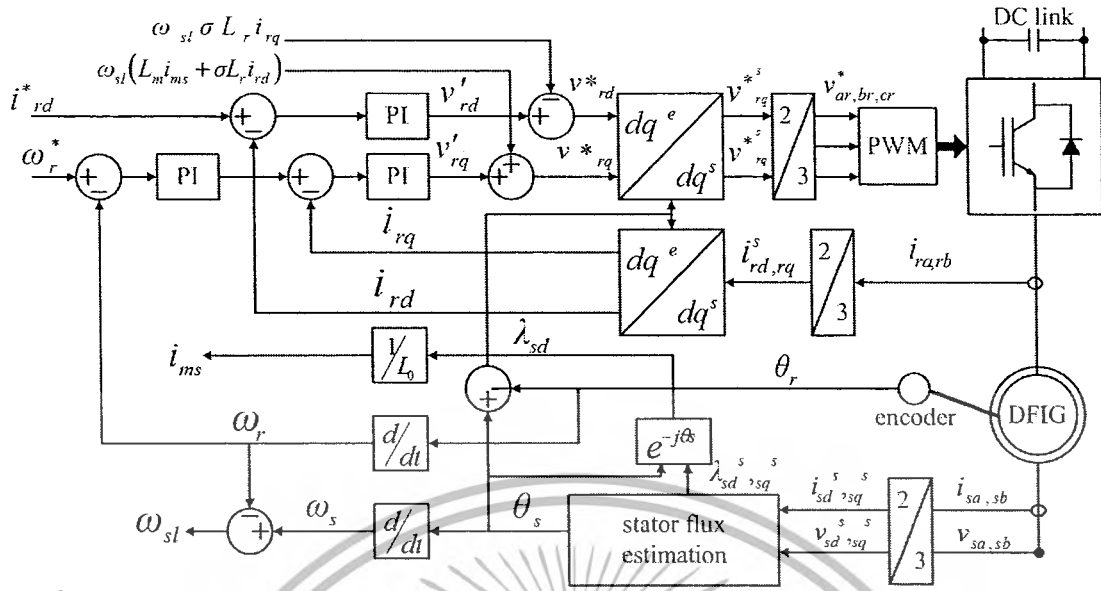
$$v'_{rq} = v_{rq} + \omega_{sl} (L_m i_{ms} + \sigma L_r i_{rd}) \quad (2.43)$$

เมื่อทำการกำจัดอาร์คปลีจที่อาร์คปลีจออกแล้วจะได้สมการแรงดันดังสมการที่ (2.44) และ (2.45)

$$v'_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} \quad (2.44)$$

$$v'_{rq} = R_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} \quad (2.45)$$

จากสมการดังกล่าวข้างต้นเมื่อนำมาวาดเป็นไคอะแกรมการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางจะได้ไคอะแกรมดังแสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 ไดอะแกรมระบบการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์

2.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอถึงทฤษฎีพื้นฐานต่างๆ ทั้งในเรื่องของประเภทเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ การควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางในกรณีทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้า และรวมไปถึงทฤษฎีการควบคุมเวกเตอร์ของกระแสโรเตอร์ เพื่อที่สามารถควบคุมความเร็วรอบและกำลังไฟฟ้าเสมือน นอกจากนี้ยังมีการสร้างแบบทางคณิตศาสตร์เพื่อใช้ในการวิเคราะห์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง สำหรับรายละเอียดในการออกแบบและจัดสร้างเครื่องต้นแบบจะได้นำเสนอต่อไปในบทที่ 3

บทที่ 3

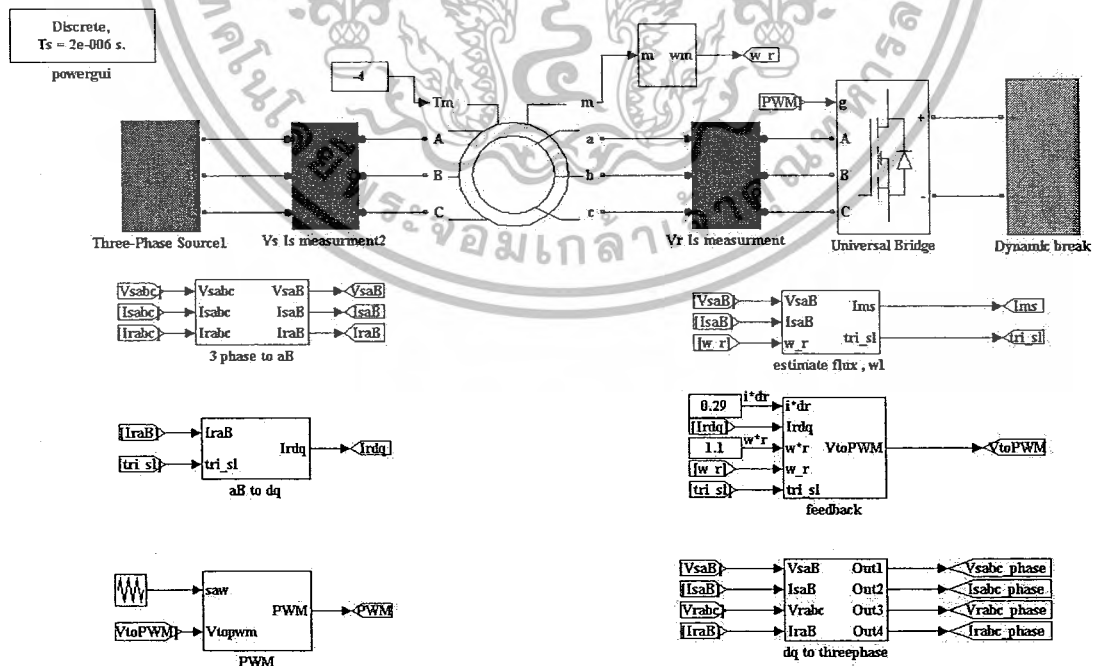
การจำลองทางคอมพิวเตอร์และการสร้างเครื่องต้นแบบ

3.1 บทนำ

ในบทนี้กล่าวถึงการจำลองทางคอมพิวเตอร์และการสร้างเครื่องต้นแบบโดยใน ส่วนของการจำลองทางคอมพิวเตอร์เป็นการจำลองการทำงานทั้งระบบโดยใช้หลักการและทฤษฎีที่ได้ทำการศึกษาการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง และอีกส่วนเป็นการ ออกแบบเครื่องต้นแบบเพื่อทำการทดสอบการทำงานจริงตามการจำลองทางคอมพิวเตอร์ ประกอบด้วยวงจรกำลังและวงจรควบคุม โดยการประยุกต์ใช้วงจร ไมโครคอนโทรลเลอร์ และการ เขียนโปรแกรมคำสั่งของระบบในการควบคุมการทำงานของเครื่องต้นแบบให้เป็นไปตามการ จำลองทางคอมพิวเตอร์

3.2 การจำลองทางคอมพิวเตอร์

ในส่วนนี้เป็นการจำลองการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสอง ทาง โดยการจำลองทางคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK ซึ่งมีโคแอดแกรมในการ จำลองทั้งระบบดังแสดงในรูปที่ 3.1



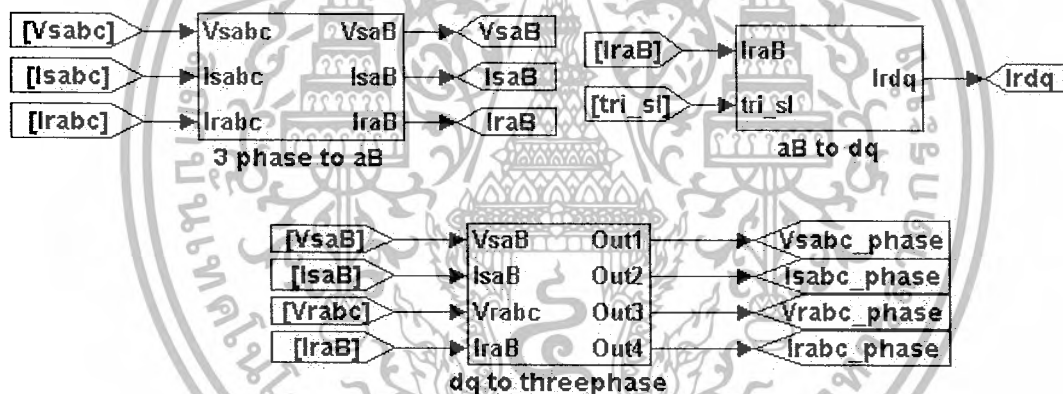
รูปที่ 3.1 บล็อกโคแอดแกรมแสดงการจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์โดยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการจำลองทางคอมพิวเตอร์นี้มีพิกัดแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไลน์ 380 โวลต์ 3 เฟส 50 เฮิรตซ์ และค่าพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ได้จากการทดสอบค่าพารามิเตอร์จริง โดยการทดสอบตามมาตรฐาน IEEE 112-1996 [7] โดยมีรายละเอียดที่สำคัญดังต่อไปนี้

3.2.1 การสร้างส่วนประกอบในแนวแกนตั้งฉาก

ในโครงการวิจัยนี้ใช้การควบคุมทางเวกเตอร์เพื่อควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์สามเฟสโดยอาศัยการแยกองค์ประกอบของตัวแปรทางไฟฟ้าออกเป็น 2 องค์ประกอบ เพื่อควบคุมการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางดังที่กล่าวในบทที่ 2 โดยใน ส่วนนี้เป็นแบบจำลองการแปลงสัญญาณแรงดันจากกรอบอ้างอิงสามเฟสไปสู่กรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง โดยวิธีของคาร์ก (Clark's transform) และ โดยวิธีของปาร์ค (Park's transform) ดังแสดงไดอะแกรมตามรูปที่ 3.2



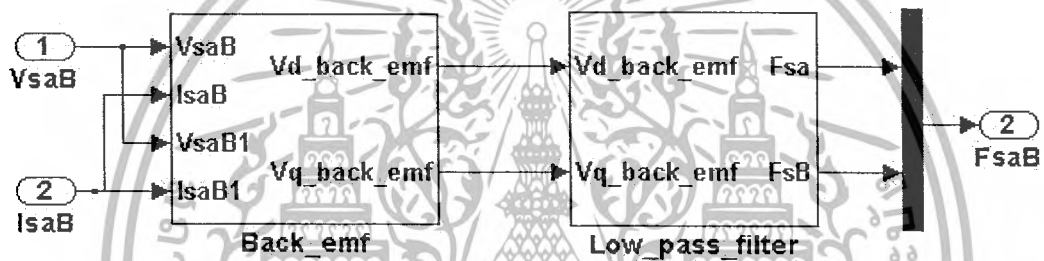
รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมจำลองการแปลงสัญญาณแรงดันจากกรอบอ้างอิงสามเฟสไปสู่กรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง

3.2.2 การประมาณค่าฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคลั่งที่สเตเตอร์

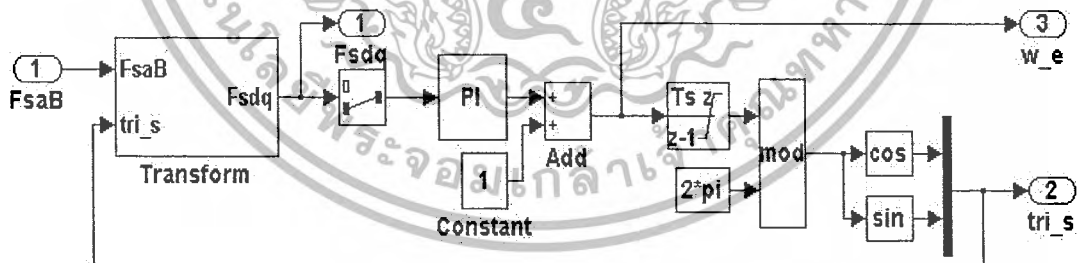
การประมาณค่าฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคลั่งที่สเตเตอร์ได้โดยการนำค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับที่สเตเตอร์ ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ ดังแสดงไคอะแกรมตามรูปที่ 3.3

3.2.3 การประมาณค่ามุมฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคลั่งที่สเตเตอร์และความเร็วเชิงมุมที่สเตเตอร์

การประมาณค่ามุมฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคลั่งที่สเตเตอร์ได้โดยการนำค่าฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคลั่งที่สเตเตอร์ที่ได้จากการประมาณค่าผ่านวงจรเฟสล็อกคูลูป (Phase lock loop, PLL) ด้วยกระบวนการทางการควบคุมแบบ PI ซึ่งจะได้ค่ามุมฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคลั่งที่สเตเตอร์และความเร็วเชิงมุมที่สเตเตอร์ ดังแสดงไคอะแกรมตามรูปที่ 3.4



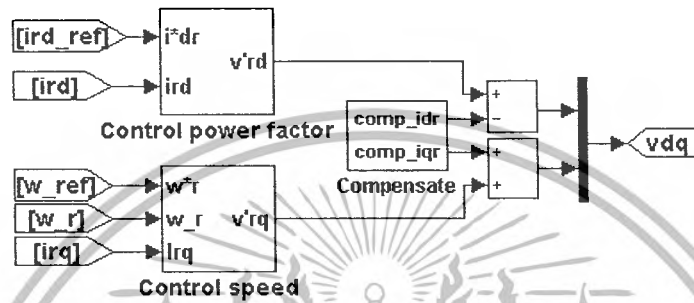
รูปที่ 3.3 บล็อกไคอะแกรมจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์ในการประมาณค่าฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคลั่งที่สเตเตอร์



รูปที่ 3.4 บล็อกไคอะแกรมจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์ในการประมาณค่ามุมฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคลั่งที่สเตเตอร์และความเร็วเชิงมุมที่สเตเตอร์

3.2.4 การควบคุมแบบวงรอบปิด

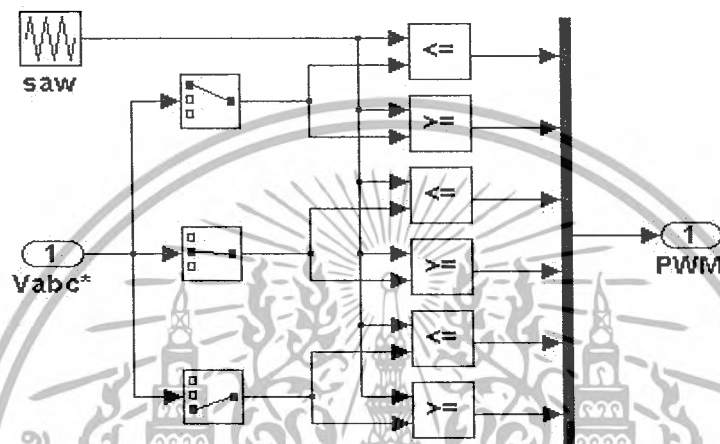
การควบคุมแบบวงรอบปิด (closed loop control) เป็นกระบวนการควบคุมค่าตัวประกอบกำลัง และความเร็วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง โดยใช้สัญญาณป้อนกลับของกระแสที่โรเตอร์ในแนวแกน d และสัญญาณป้อนกลับของความเร็วของโรเตอร์จากอุปกรณ์นับรอบ (Encoder) โดยอาศัยการควบคุมแบบ PI ดังแสดงรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์ในการควบคุมแบบวงรอบปิด

3.2.5 การสร้างสัญญาณปรับความกว้างพัลส์

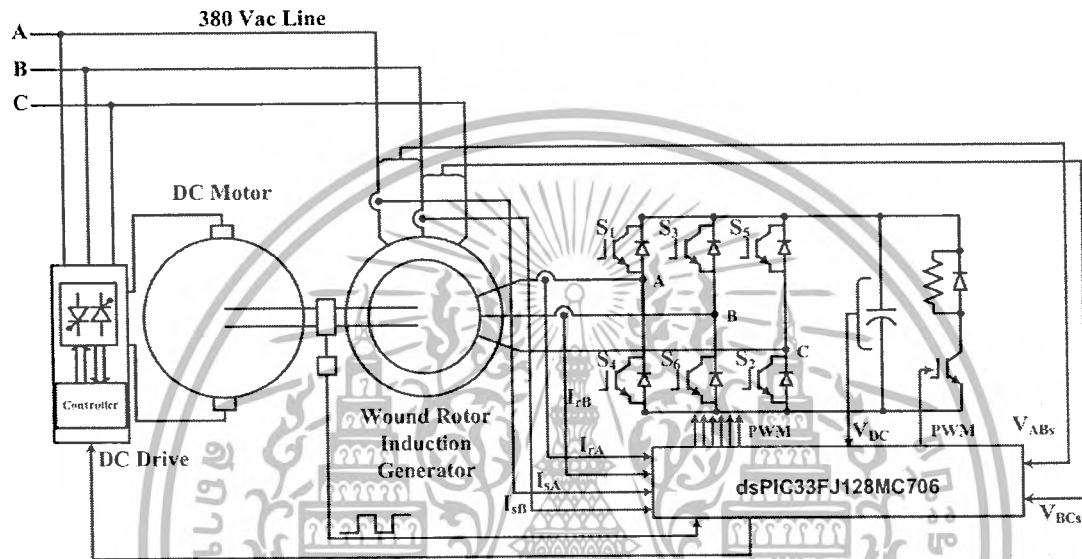
การสร้างสัญญาณปรับความกว้างพัลส์ (Pulse width modulation, PWM) โดยการนำสัญญาณแรงดันที่ได้จากการควบคุมแบบวงรอบปิด ดังรูปที่ 3.4 มาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมซึ่งมีความถี่สวิตช์เท่ากับ 5 kHz ดังแสดงรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมการจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์ในการสร้างสัญญาณปรับความกว้างพัลส์

3.3 การออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบ

ในส่วนของการสร้างต้นแบบของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางนั้น ในโครงการวิจัยนี้ได้นำเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดโรเตอร์แบบขดลวดขนาด 1 กิโลวัตต์ มาประยุกต์ใช้สำหรับการสร้างระบบทดสอบเครื่องต้นแบบ โดยไดอะแกรมในการสร้างเครื่องต้นแบบจะเป็นไปดังแสดงในรูปที่ 3.6 สามารถแบ่งการออกแบบเป็น 2 ส่วน ดังต่อไปนี้



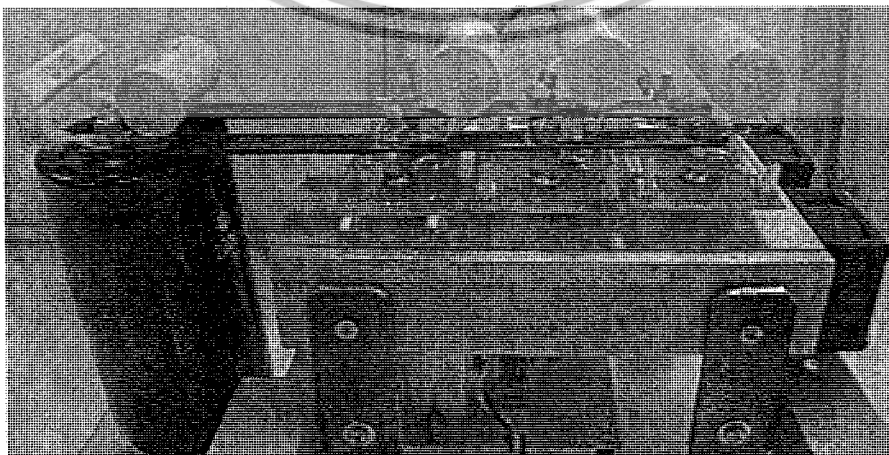
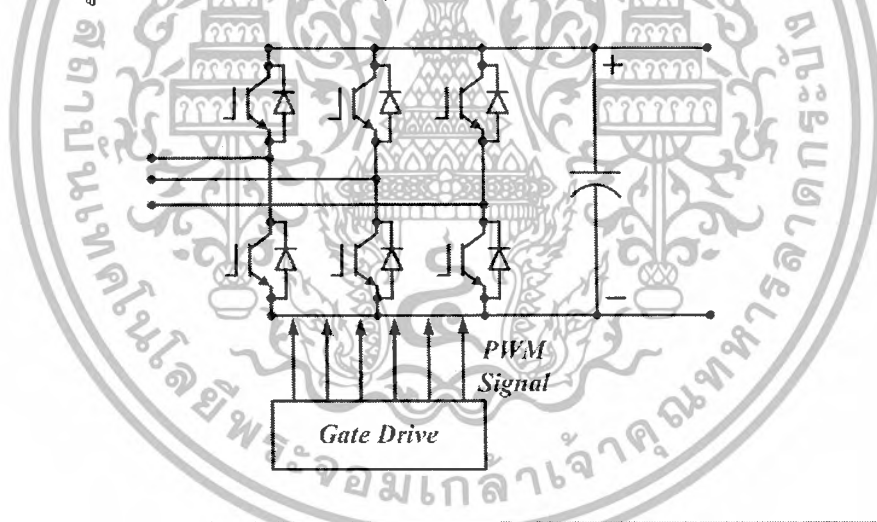
รูปที่ 3.7 ไดอะแกรมวงจรเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางต้นแบบพร้อมด้วยอุปกรณ์วัดสัญญาณกระแสและแรงดัน และวงจรชุดควบคุมสำหรับเครื่องต้นแบบ

3.3.1 การออกแบบวงจรกำลัง

การออกแบบในส่วนนี้เป็นส่วนแรงดันไฟฟ้าสูงที่มีการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า ซึ่งถือว่าเป็นวงจรที่สำคัญในการทำงานของเครื่องต้นแบบ โดยจะมีหน้าที่การทำงานของแต่ละส่วนในการเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้กับระบบของเครื่องต้นแบบ เป็นส่วนที่ทำการป้องกันระบบและผู้ที่ทำการวิจัยจากการผิดพลาดในการทดลองซึ่งจะมีส่วนสำคัญดังต่อไปนี้

3.3.1.1 คอนเวอร์เตอร์สามเฟส

วงจรคอนเวอร์เตอร์สามเฟส ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ประกอบไปด้วยมอสเฟต เบอร์ IRF460 พิกัดแรงดัน 500 โวลต์ พิกัดกระแส 20 แอมป์ จำนวน 6 ตัว ต่อวงจรในลักษณะดังแสดงในรูปที่ 3.7 โดยได้รับสัญญาณขับมอสเฟตจากวงจรขับเคลื่อนเข้าที่ขาเกต (Gate) ของมอสเฟต โดยขาซอร์ซ (Source) เชื่อมต่อเข้ากับบัสบาร์ไฟฟ้ากระแสตรงและเชื่อมต่อเข้ากับตัวเก็บประจุขนาด 2200 ไมโครฟารัด โดยที่ขั้วบวกและขั้วลบจะมีตัวเก็บประจุ 224 ฟารัด และ ตัวต้านทาน 100 กิโลโอห์ม 10 วัตต์ ต่อคร่อมอยู่ และในส่วนของขาเดรน (Drain) จะเชื่อมต่อเข้ากับระบบไฟฟ้า 3 เฟสต่อไป

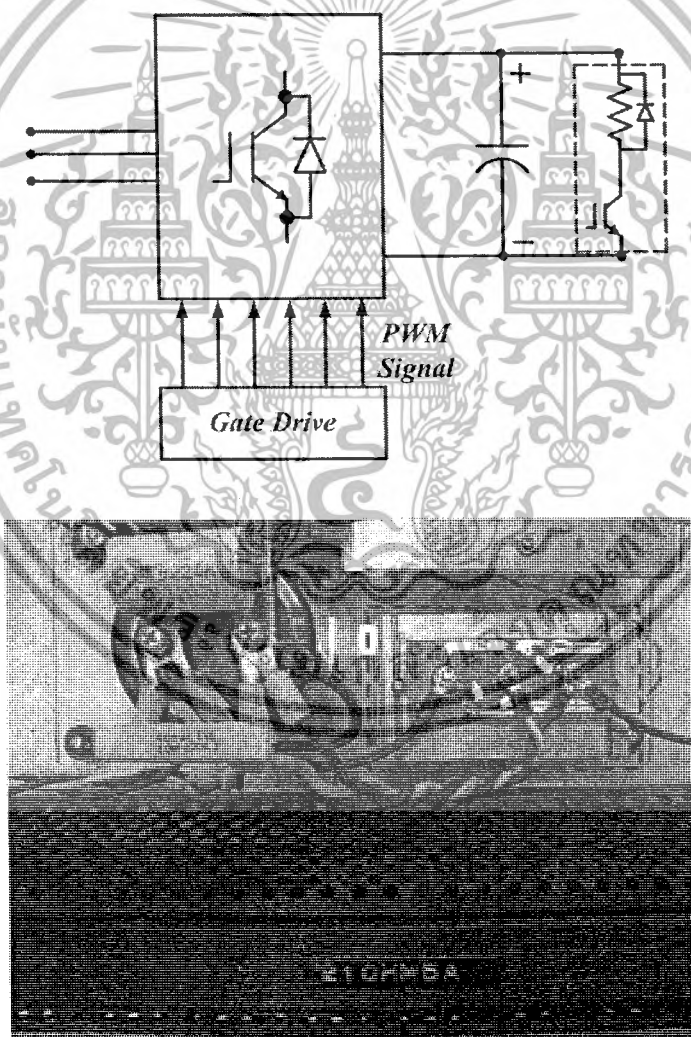


รูปที่ 3.8 วงจรคอนเวอร์เตอร์สามเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.1.2 อุปกรณ์ไดนามิกเบรก

เป็นอุปกรณ์ในการคายประจุแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงในส่วนของจุดเชื่อมต่อไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อรักษาระดับของแรงดันในส่วนของจุดเชื่อมต่อไฟฟ้ากระแสตรงให้คงที่ที่แรงดัน 120 โวลต์ ประกอบไปด้วย มอสเฟต เบอร์ IRF460 พิกัด 500 โวลต์ 20 แอมป์ จำนวน 1 ตัว ใช้ในการสับสวิตช์เพื่อคายประจุจากตัวเก็บประจุผ่านตัวต้านทานที่เชื่อมต่อกับวงจรดังรูปที่ 3.8 โดยใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ขนาด 20 โอห์ม 5 แอมป์ 100 วัตต์ หลักการทำงานของไดนามิกเบรกคือ เมื่อชุดควบคุมได้รับสัญญาณจากวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ถ้าค่าแรงดันไฟฟ้าถึงค่าที่กำหนดไว้ชุดควบคุมจะส่งสัญญาณขับขาเกตผ่านวงจรขับขาเกตไปยังชุดสวิตช์มอสเฟตเพื่อให้เกิดการคายประจุของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงในส่วนของจุดเชื่อมต่อไฟฟ้ากระแสตรงลงสู่ตัวต้านทานปรับค่าได้เพื่อรักษาระดับแรงดัน ดังแสดงในรูปที่ 3.8

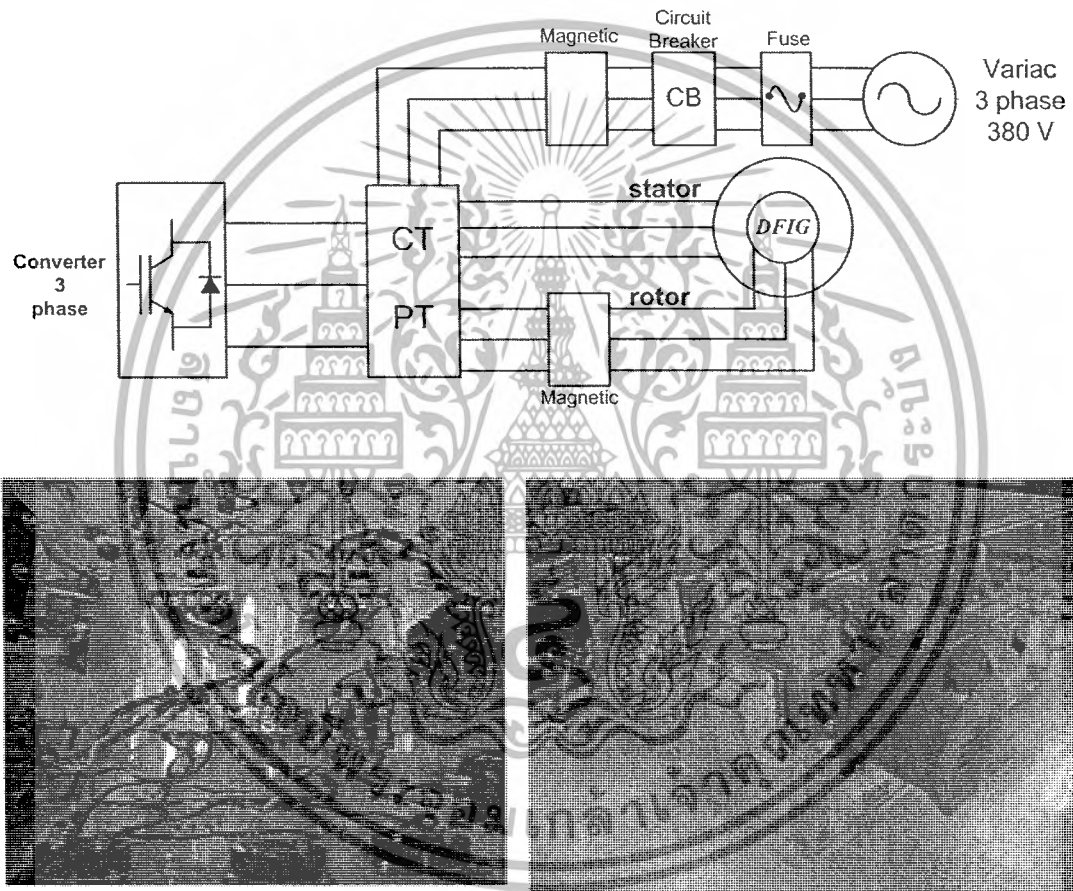


รูปที่ 3.9 วงจรไดนามิกเบรก

3.3.1.3 อุปกรณ์ตัดต่อวงจร และอุปกรณ์ป้องกัน

การติดตั้งอุปกรณ์ป้องกันเข้าไปในระบบ มีจุดประสงค์เพื่อป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดจากความผิดพลาดจากผู้วิจัย หรือเกิดจากอุปกรณ์ต่างๆภายในระบบ โดยอุปกรณ์ตัดต่อวงจร และอุปกรณ์ป้องกันวางระบบดังแสดงในรูปที่ 3.19 ซึ่งประกอบไปด้วยอุปกรณ์ต่างๆดังนี้

- แม็กเนติกคอนแทคเตอร์ ขนาด 380 V, 50 Hz , 10 A จำนวน 2 ตัว
- เซอร์กิตเบรกเกอร์ ขนาด 380 V, 50 Hz, 20 A จำนวน 1 ตัว
- ฟิวส์ขนาด 5 A จำนวน 3 ชุด



รูปที่ 3.10 โวลต์มิเตอร์ แอมป์มิเตอร์ อุปกรณ์ตัดต่อวงจร และ อุปกรณ์ป้องกัน

3.3.2 การออกแบบวงจรควบคุม

ในส่วนของการออกแบบวงจรควบคุมมีวัตถุประสงค์เพื่อควบคุมการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางโดยอาศัยหลักการสร้างสัญญาณปรับความกว้างพัลส์ (PWM) เพื่อควบคุมสวิตช์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์สามเฟส อีกทั้งยังมีวงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า วงจรจับเกต วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และวงจรเชื่อมต่ออื่นๆ ดังจะกล่าวต่อไปนี้

3.3.2.1 ไมโครคอนโทรลเลอร์

ในการควบคุมระบบนั้นเลือกใช้อุปกรณ์ควบคุม dsPIC33FJ128MC706 เป็นตัวควบคุมระบบ โดยใช้ภาษาซี (C language) ในการเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เพื่อรับสัญญาณของแรงดันและกระแสจากวงจรตรวจวัดเข้ามาเพื่อทำการประมาณค่าพิกซ์ที่เกี่ยวข้องที่สเตเตอร์ การประมาณค่ามุมของพัลส์ที่เกี่ยวข้องที่สเตเตอร์ และเพื่อสร้างสัญญาณปรับความกว้างพัลส์ (PWM) ที่ใช้ในการขับเคลื่อนของชุดสวิตช์มอสเฟตผ่านวงจรรยกระดับสัญญาณ และวงจรจับเกต ดังแสดงในรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.11 ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC33FJ128MC706

3.3.2.2 วงจรยกระดับสัญญาณ และวงจรแยกกราวด์

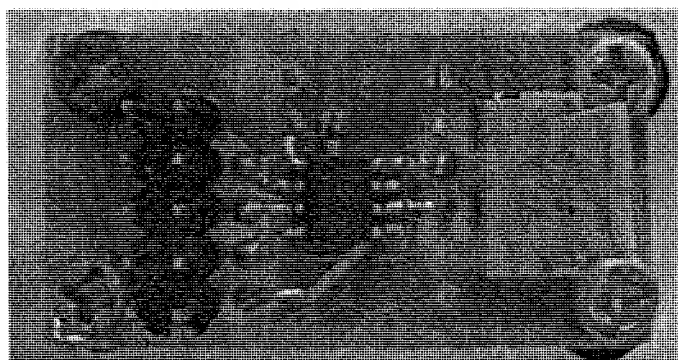
สัญญาณปรับความกว้างพัลส์ (PWM) ที่ถูกส่งจากไมโครคอนโทรลเลอร์นั้นจะมีค่ายอดของแรงดันอยู่ที่ 3.3 โวลต์ แต่ระดับสัญญาณขาเข้าที่ต้องการของวงจรขับเคลื่อนคือ 5 โวลต์ จึงต้องมีอุปกรณ์ยกระดับแรงดันของสัญญาณ ไอซีที่ใช้ในการยกระดับสัญญาณคือ 74LVC4245 หลังจากที่สัญญาณออกจากตัวยกระดับแรงดันจะเข้าสู่ตัวแยกกราวด์ระหว่างด้านตัวขับเคลื่อนกับทางด้านไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อไม่ให้เกิดความเสียหายกับทางด้านชุดวงจรควบคุมในกรณีที่เกิดเหตุผิดปกติของระบบ ไอซีที่ใช้ในการแยกกราวด์คือ HCPL2231 โดยวงจรทั้งสองที่กล่าวมานั้นสามารถแสดงในรูปที่ 3.11

3.3.2.3 อุปกรณ์แปลงสัญญาณจากดิจิทัลเป็นอนาล็อก

สัญญาณที่ออกจากไมโครคอนโทรลเลอร์นั้นเป็นสัญญาณดิจิทัลที่ค่าได้เพียง 0 กับ 1 เมื่อต้องการสัญญาณที่มีค่ามากกว่า 1 บิตจะไม่สามารถใช้ได้ จึงต้องใช้อุปกรณ์แปลงสัญญาณจากดิจิทัลเป็นอนาล็อก เช่น คูสัญญาณจากการแปลงแกน คูสัญญาณจากเฟสล็อกคัล (PLL) เป็นต้น ไอซีที่ใช้ในการแปลงสัญญาณคือ MCP4822 ซึ่งมีอุปกรณ์ตามรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 วงจรยกระดับแรงดันและวงจรแยกกราวด์



รูปที่ 3.13 วงจรแปลงสัญญาณจากดิจิทัลเป็นอนาล็อก

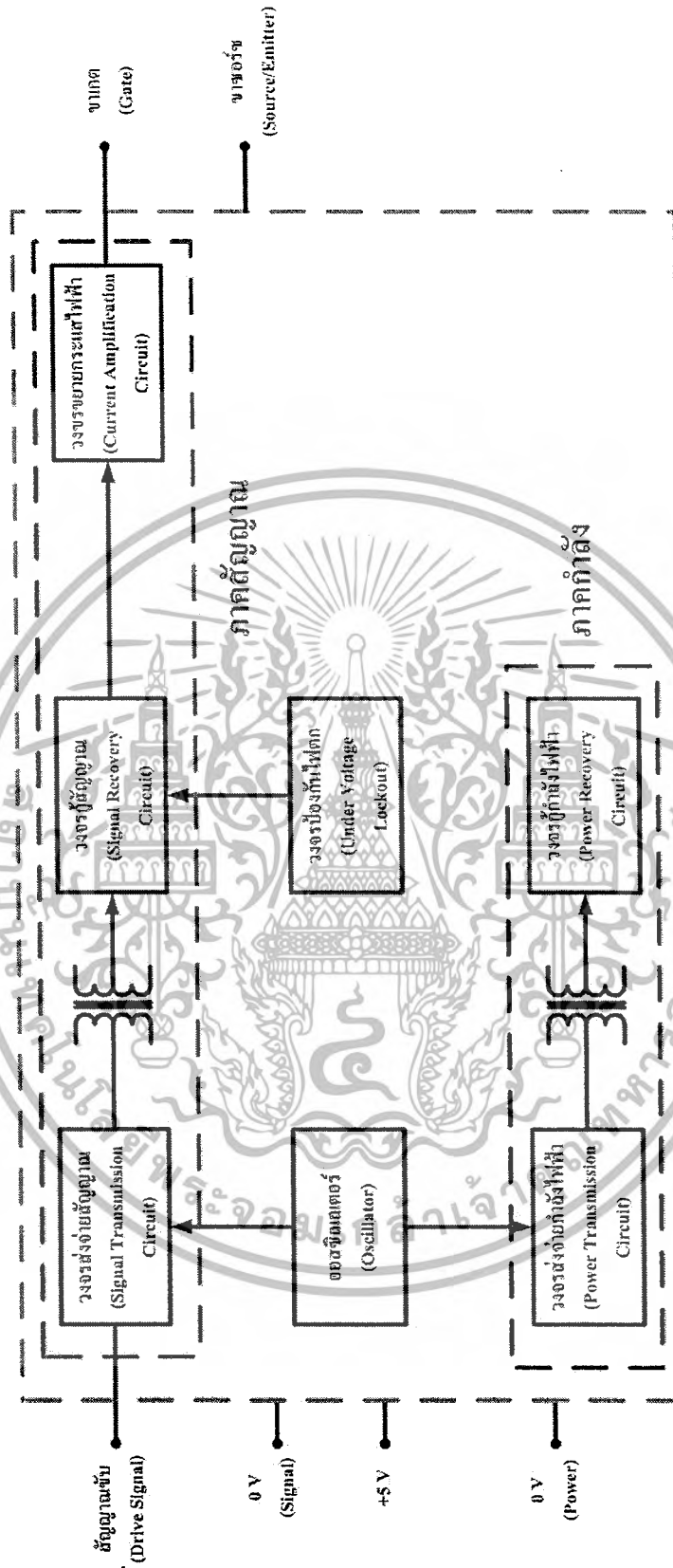
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2.4 อุปกรณ์ขับเคลื่อน

อุปกรณ์ขับเคลื่อนของคอนเวอเตอร์สามเฟส มีหน้าที่ในการยกระดับแรงดันสัญญาณเพื่อให้สามารถขับเคลื่อนมอเตอร์ได้ มีทั้งหมด 6 ชุด ดังแสดงรูปที่ 3.13, 3.14 การทำงานของวงจรขับเคลื่อนคือ จะรับสัญญาณจากวงจรควบคุม และรับไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 5 โวลต์ จากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง ผ่านหม้อแปลงแยกกราวด์เพื่อยกระดับของสัญญาณให้เป็น 15 โวลต์ และแยกกราวด์ระหว่างวงจรควบคุมกับชุดขับเคลื่อนคอนเวอเตอร์เพื่อนำไปใช้เป็นสัญญาณขับเคลื่อนของมอเตอร์สามเฟสในคอนเวอเตอร์สามเฟส ดังแสดงในรูปที่ 3.13

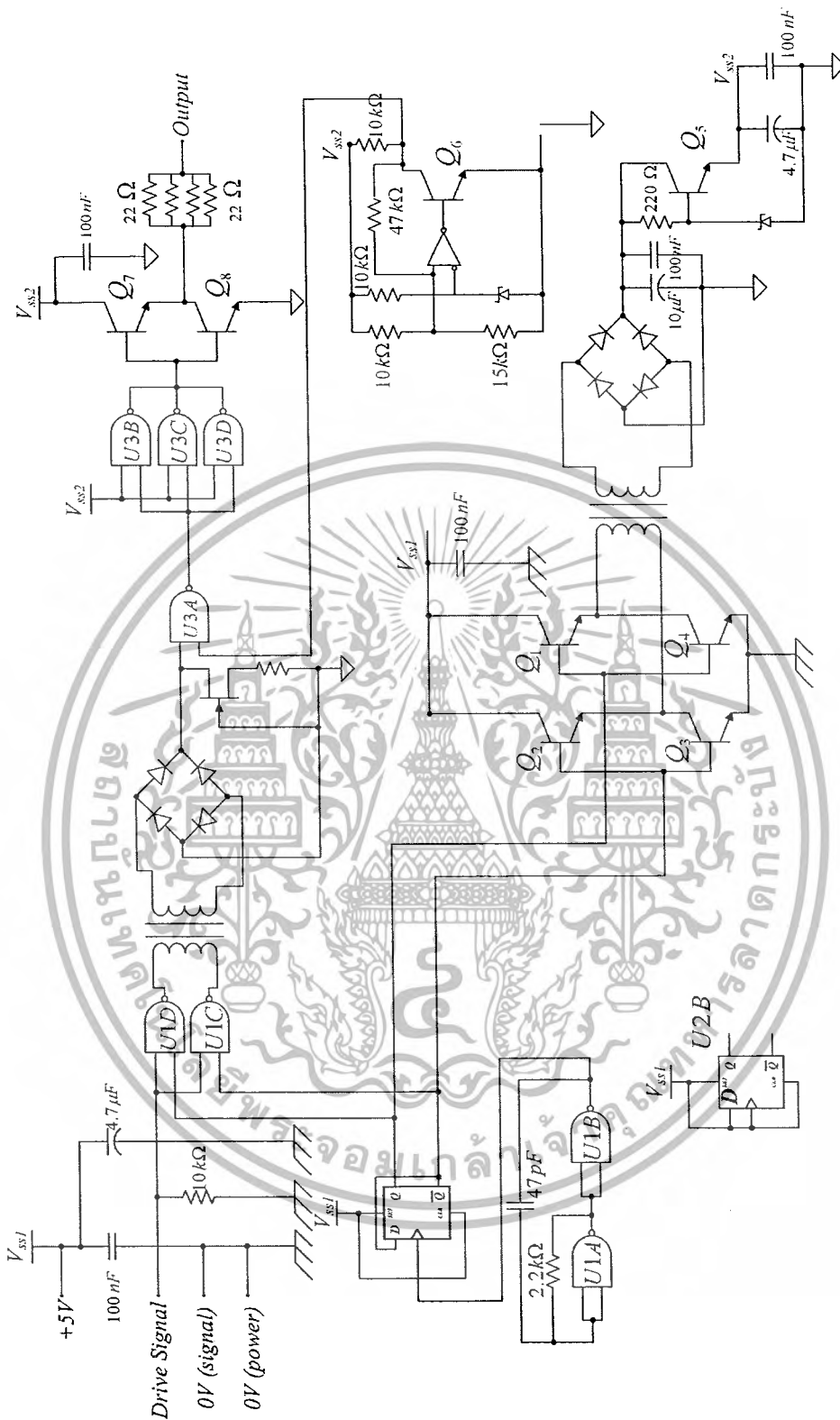


รูปที่ 3.14 อุปกรณ์ขับเคลื่อน



รูปที่ 3.15 ไคอะแกรมการทำงานของอุปกรณ์ขับเกต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 วงจรของอุปกรณ์ขั้วเกต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2.5 อุปกรณ์วัดแรงดัน

ในการวัดแรงดันไฟฟ้าทั้งแรงดันกระแสสลับ และแรงดันกระแสตรง จะใช้ อุปกรณ์ในการวัดคือ LEM รุ่น LV25-P ดังแสดงในรูปที่ 3.16 (ก) และ (ข) สามารถวัดแรงดันได้ถึง 500 โวลต์ โดยมีหน้าที่วัดขนาดของแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์วัดแรงดันและเปลี่ยนจากแรงดันที่วัดได้เป็นสัญญาณอนาล็อกเพื่อส่งสัญญาณไปยัง ไมโครคอนโทรลเลอร์โดยผ่านออปแอมป์เบอร์ TL072 ซึ่งเป็นตัวขยายสัญญาณ โดยมีวงจรการทำงานดังแสดงในรูป 3.16 (ง) และผ่านตัวต้านทานที่ปรับค่าได้เพื่อปรับระดับของสัญญาณในแกน x ให้ได้ตามที่ต้องการ สัญญาณอนาล็อกที่ได้จะเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีแกน x อยู่ที่ 1.5 โวลต์ และแกน y มีค่าตั้งแต่ 0 - 3 โวลต์ เปลี่ยนไปตามระดับแรงดันที่วัดได้ วงจรการทำงานของอุปกรณ์วัดแรงดันดังแสดงในรูปที่ 3.16 (ค) มีหลักการการทำงานคือ จะทำการวัดแรงดันระหว่างเฟสโดยมี R_1 เป็นตัวจำกัดปริมาณกระแสโดยจะจำกัดไว้ที่ 10 มิลลิแอมป์ โดยในโครงการนี้จะวัดแรงดันระหว่างเฟสฝั่งกระแสสลับที่ 380 โวลต์ และวัดแรงดันที่จุดเชื่อมโยงไฟตรงที่ 220 โวลต์ ดังนั้น ค่า R_1 ที่ได้ 38 $k\Omega$ และ 22 $k\Omega$ ตามลำดับ การคำนวณแสดงดังสมการที่ 3.1 , 3.2 และ 3.3

$$R_1 = \frac{v}{i} \quad (3.1)$$

$$(R_1)_{ac} = \frac{380}{10 \times 10^{-3}} = 38 \text{ k}\Omega \quad (3.2)$$

$$(R_1)_{dc} = \frac{220}{10 \times 10^{-3}} = 22 \text{ k}\Omega \quad (3.3)$$

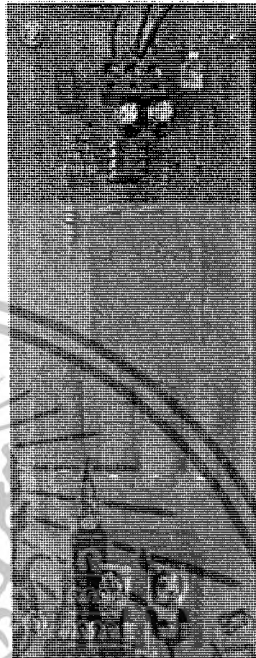
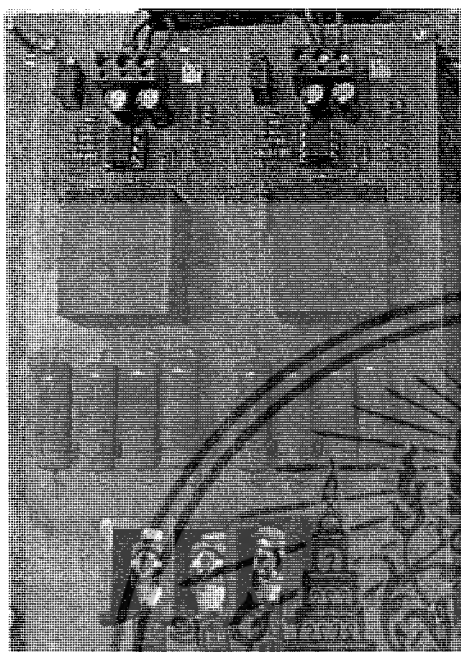
แต่เนื่องจากเพื่อความปลอดภัยของอุปกรณ์ที่อาจเกิดความเสียหายเนื่องจากแรงกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์วัดเกินพิกัดกระแสของอุปกรณ์จึงใช้ $(R_1)_{ac} = 45 \text{ k}\Omega$ และ $(R_1)_{dc} = 40 \text{ k}\Omega$ เพื่อลดขนาดของกระแส โดยในการวัดจะวัดแรงดันตกคร่อม R_m เพื่อที่จะนำสัญญาณที่ได้ไปเข้าออปแอมป์เพื่อขยายสัญญาณต่อไป

3.3.2.6 อุปกรณ์วัดกระแส

ในการวัดกระแสนั้น จะใช้อุปกรณ์วัดกระแส ACS754LCB-050-PSF ดังแสดงในรูปที่ 3.17 (ก) มีหน้าที่วัดขนาดของกระแสและเปลี่ยนเป็นสัญญาณอนาล็อกเพื่อส่งไปยัง ไมโครคอนโทรลเลอร์โดยใช้ออปแอมป์เบอร์ TL072 เป็นตัวขยายสัญญาณซึ่งมีวงจรการทำงานดังแสดงในรูป 3.16 (ง) และใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้เป็นตัวปรับระดับของสัญญาณให้ได้ตามที่ต้องการ สัญญาณอนาล็อกที่ได้จะเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีแกน x อยู่ที่ 1.5 โวลต์ และแกน y มีค่าตั้งแต่ 0 - 3 โวลต์ เปลี่ยนไปตามกระแสที่วัดได้ ซึ่งจะเห็นว่าอัตราการขยายและการปรับระดับ

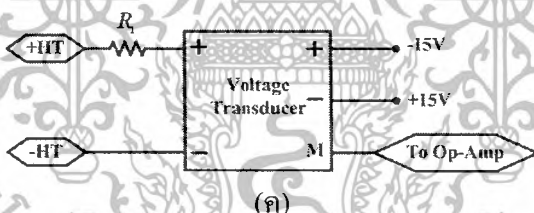
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณจะเหมือนกับอุปกรณ์วัดแรงดัน เพื่อให้สัญญาณอนาล็อกของแรงดันและกระแสที่เข้าสู่ไมโครคอนโทรลเลอร์มีย่านการวัดเดียวกัน วงจรการทำงานของอุปกรณ์วัดกระแสดังแสดงในรูปที่ 3.17 (ข)

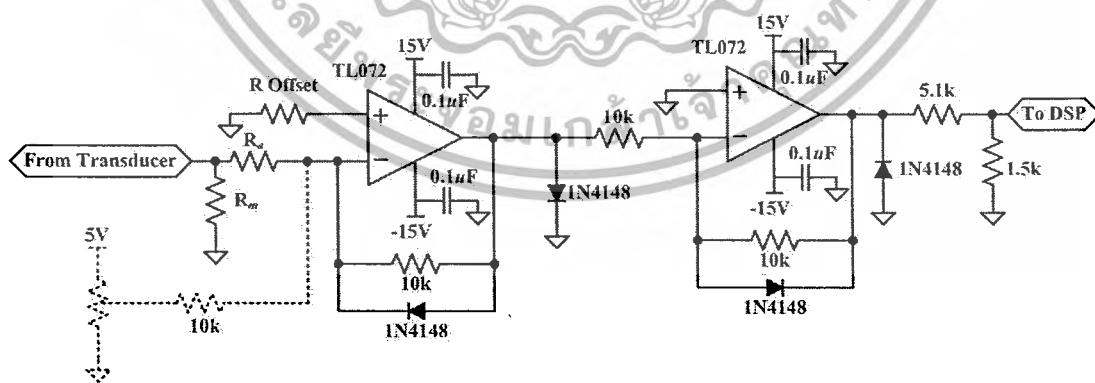


(ก)

(ข)



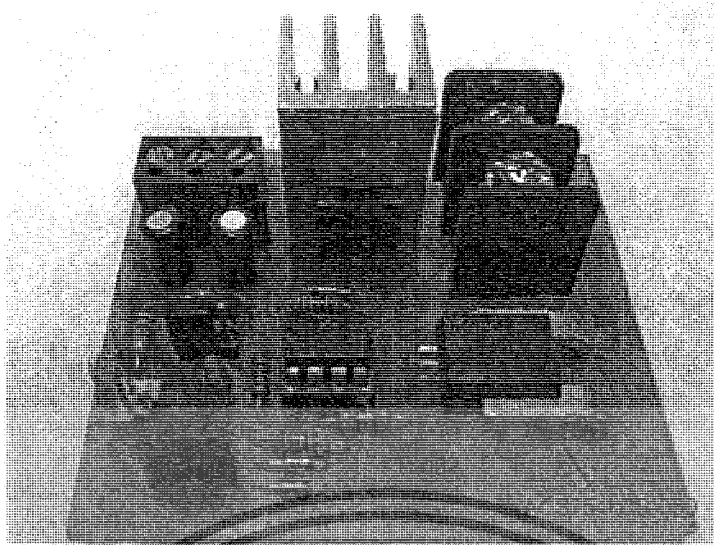
(ค)



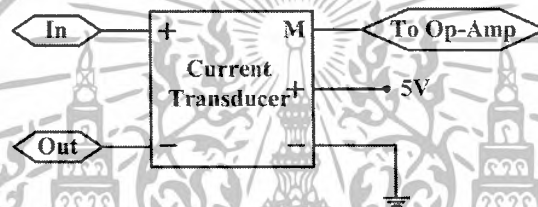
(ง)

รูปที่ 3.17 (ก),(ข) อุปกรณ์ตรวจจับแรงดันระหว่างเฟสและจุดเชื่อม โยงไฟฟ้ากระแสตรง LEM รุ่น LV25-P และออปแอมป์ TL072
 (ค) วงจรของอุปกรณ์วัดแรงดัน
 (ง) วงจรของออปแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



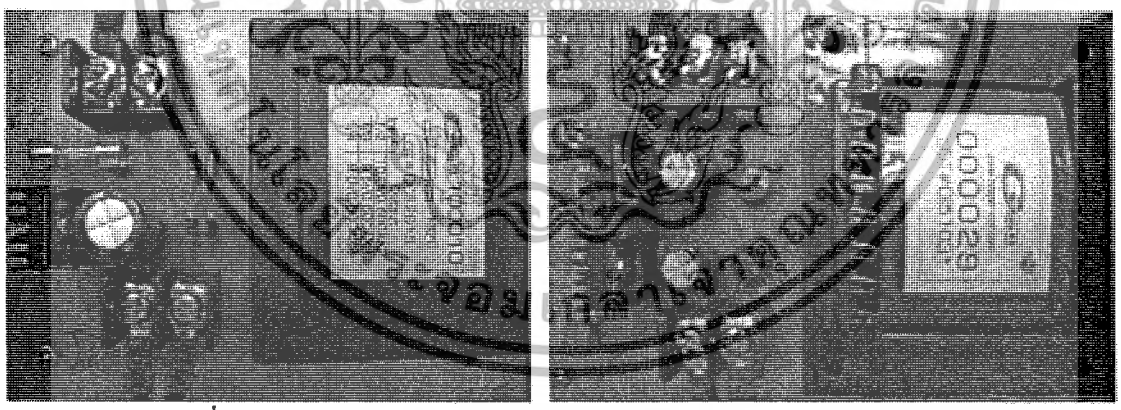
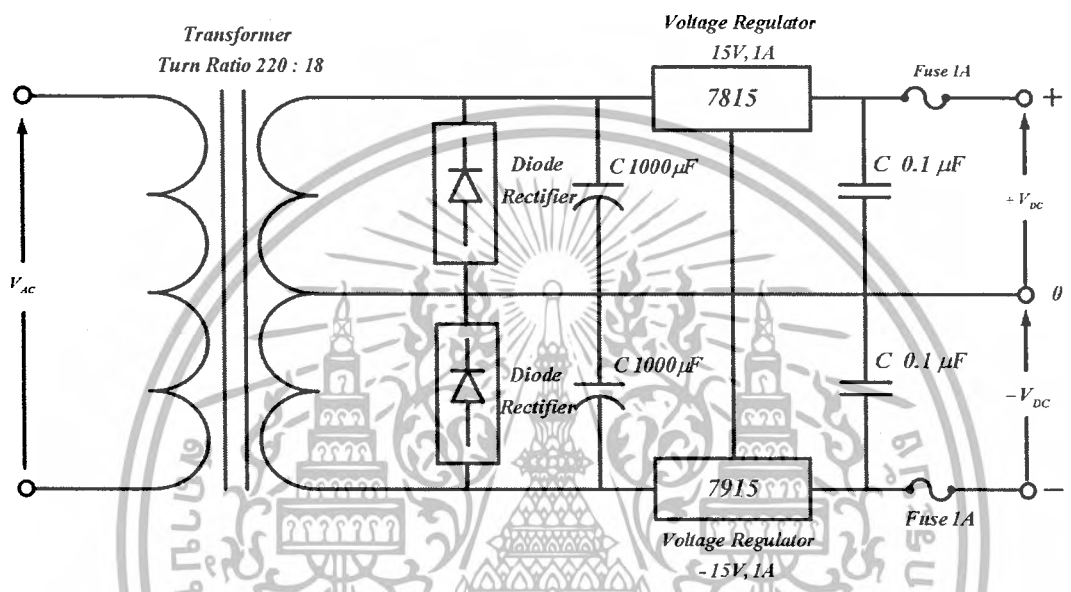
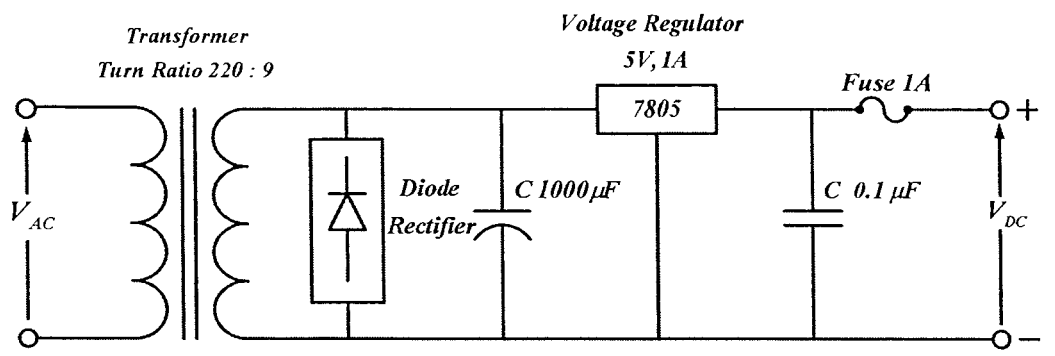
(ข)

รูปที่ 3.18 (ก) อุปกรณ์วัดกระแส ACS754LCB-050-PSF และออปแอมป์ TL072
(ข) วงจรของอุปกรณ์วัดกระแส

3.3.2.7 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

การออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะแบ่งออกเป็น 3 ระดับแรงดันไฟฟ้าคือ 5 โวลต์ จำนวน 3 ชุด และ ระดับแรงดัน 15 โวลต์และ -15 โวลต์ จำนวน 1 ชุดซึ่งมีวงจรตามรูปที่ 3.14 โดยที่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 5 โวลต์ จะถูกนำไปจ่ายให้กับชุดวงจรควบคุมและตัวขับเคลื่อน ในขณะที่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 15 โวลต์และ -15 โวลต์ จะถูกนำไปจ่ายให้กับตัวตรวจจับแรงดันและกระแส ซึ่งแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่ผู้ดำเนินโครงการวิจัยได้ทำการสร้างได้ใช้หม้อแปลงลดระดับแรงดันจาก 220 โวลต์ เป็นระดับแรงดันไฟฟ้าที่จะใช้งานโดยพิกัดหม้อแปลงที่ใช้สำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 5 โวลต์ ใช้หม้อแปลงพิกัด 220:9 ในส่วนของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 15 โวลต์และ -15 โวลต์ ใช้หม้อแปลงพิกัด 200:18 เมื่อได้ค่าแรงดันด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงจะผ่านวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ ไอซีรักษาระดับแรงดัน 7805, 7815, 7915 และตัวกรองเพื่อเรียงกระแส รักษาระดับแรงดันให้ได้ค่าที่ต้องการ และทำให้ไฟฟ้ากระแสตรงเรียบ ดังแสดงรูปที่ 3.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.19 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 5 โวลต์ และ 15,-15 โวลต์

3.4 บทสรุป

ในบทนี้เป็นการใช้หลักการทางทฤษฎีในบทที่ 2 นำมาประยุกต์ใช้ในการจำลองทางคอมพิวเตอร์ จำลองการทำงานในสภาวะการทำงานต่างๆ เพื่อพิสูจน์ว่าระบบสามารถทำงานได้จริงและออกแบบสร้างเครื่องต้นแบบที่สามารถใช้งานได้จริง ซึ่งผลจากการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และผลจากการทดสอบเครื่องต้นแบบจะมีรายละเอียดในบทต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

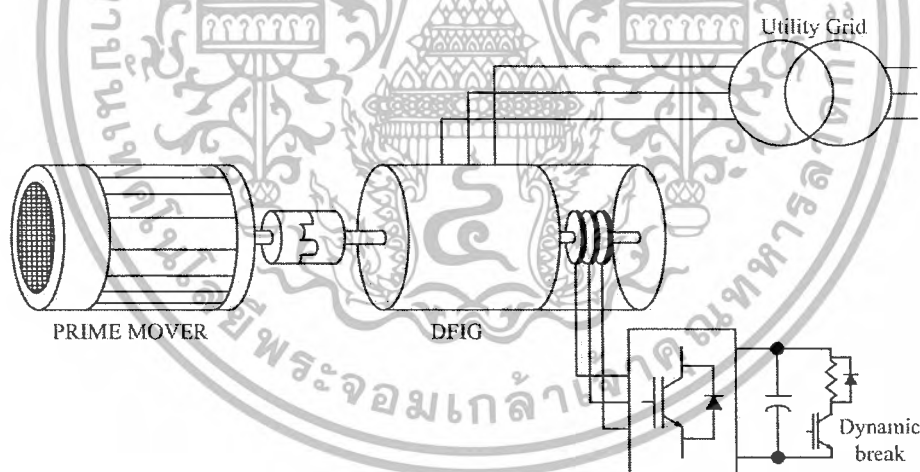
บทที่ 4

ผลการทดสอบและผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และผลการทดสอบของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง โดยในการจำลองทางคอมพิวเตอร์นั้นทางผู้ดำเนินโครงการวิจัยได้เลือกใช้โปรแกรม MATLAB/SIMULINK เพื่อยืนยันว่าหลักการและทฤษฎีที่ใช้ในโครงการวิจัยถูกต้อง และในส่วนของผลการทดสอบการควบคุมเครื่องต้นแบบของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง เพื่อทดสอบวงจรของระบบที่สร้างขึ้นว่าสามารถทำงานได้จริงตามที่จำลองด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์

ในส่วนของขอบเขตของการทดสอบนั้นทางผู้ดำเนินโครงการวิจัยจำกัดอยู่ที่การประมาณค่าฟลักซ์ การประมาณค่ามุม และความเร็วเชิงมุมของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับที่สเตเตอร์เท่านั้น โดยในการทำโครงการนี้จะพิจารณาเฉพาะคอนเวอร์เตอร์ที่ติดกับด้านโรเตอร์ ซึ่งระบบที่ใช้ในโครงการนี้เป็นไปดังแสดงในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 โค้ดอะแกรมการเชื่อมต่อวงจรของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางชนิดที่นำมาสร้างเป็นเครื่องต้นแบบในโครงการนี้

การเปรียบเทียบผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์และผลการทดสอบเครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้น ซึ่งสามารถจำแนกออกได้เป็น 3 หัวข้อ ดังจะนำเสนอต่อไปนี้

4.2 ผลทดสอบการประมาณค่าฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสเตเตอร์

โดยนำค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับที่สเตเตอร์ เข้าสู่ระบบบรอนความถี่ต่ำที่ความถี่คัตออฟ 2.5 เฮิรตซ์ ซึ่งสัญญาณขาออกที่ได้จะเป็นค่าฟลักซ์ในแนวแกนหยุดนิ่ง จากผลการทดสอบการประมาณค่าฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสเตเตอร์ที่ได้มีการล่าหลังเฟสของแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับที่สเตเตอร์เป็นมุม 90 องศา อันเนื่องมาจากความถี่คัตออฟที่ 2.5 เฮิรตซ์ ซึ่งได้ผลเช่นเดียวกับการจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 4.2

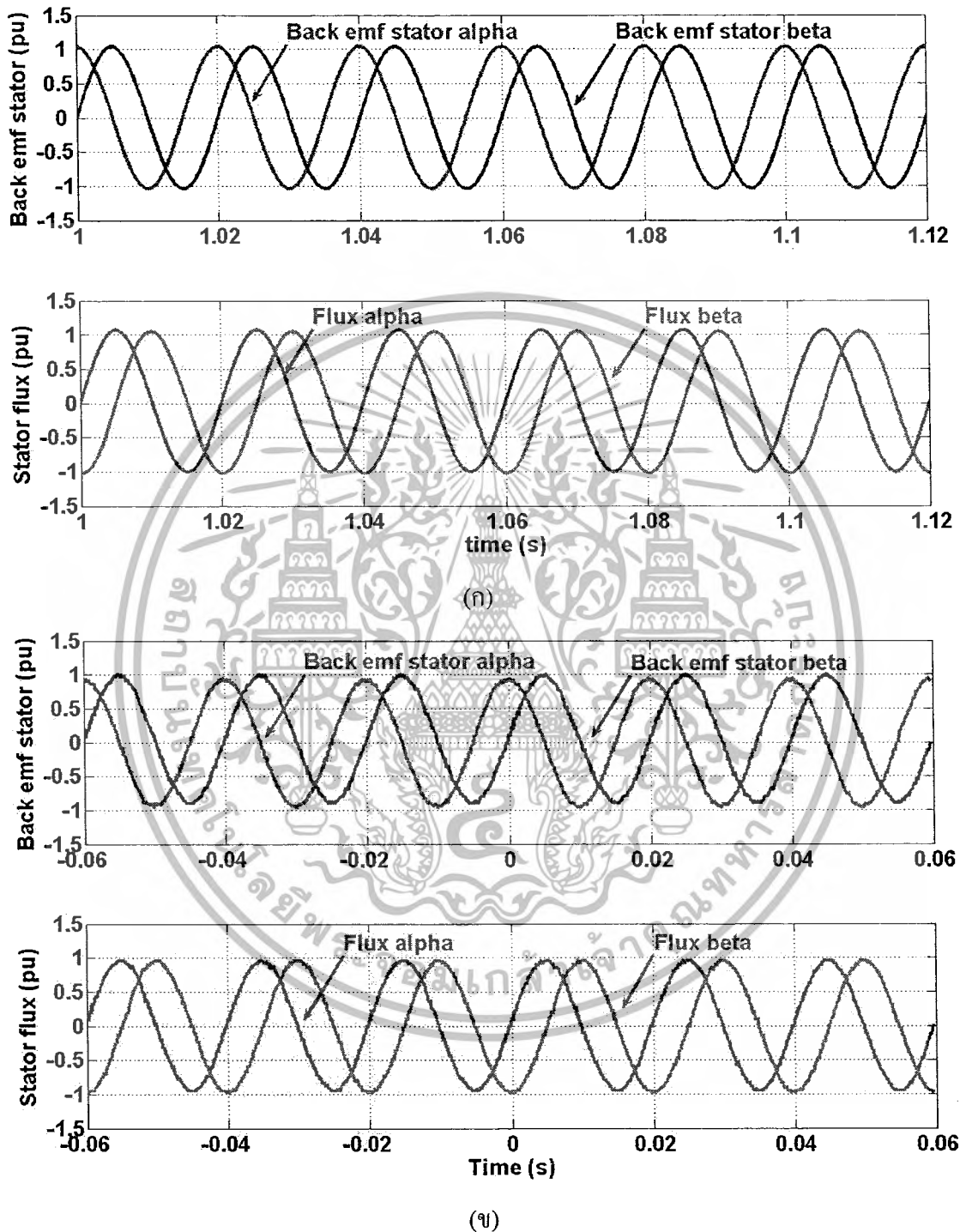
4.3 ผลการทดสอบการประมาณค่ามุมฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสเตเตอร์

โดยนำค่าฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสเตเตอร์ที่ประมาณค่าได้ เข้าสู่วงจรเฟสล็อก ลูปเพื่อประมาณหาค่ามุมฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสเตเตอร์ ซึ่งจากผลการทดสอบที่ได้พบว่าผลของการทดสอบเป็นเช่นเดียวกับผลของการจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 4.3

4.4 ผลการทดสอบการแปลงแกน

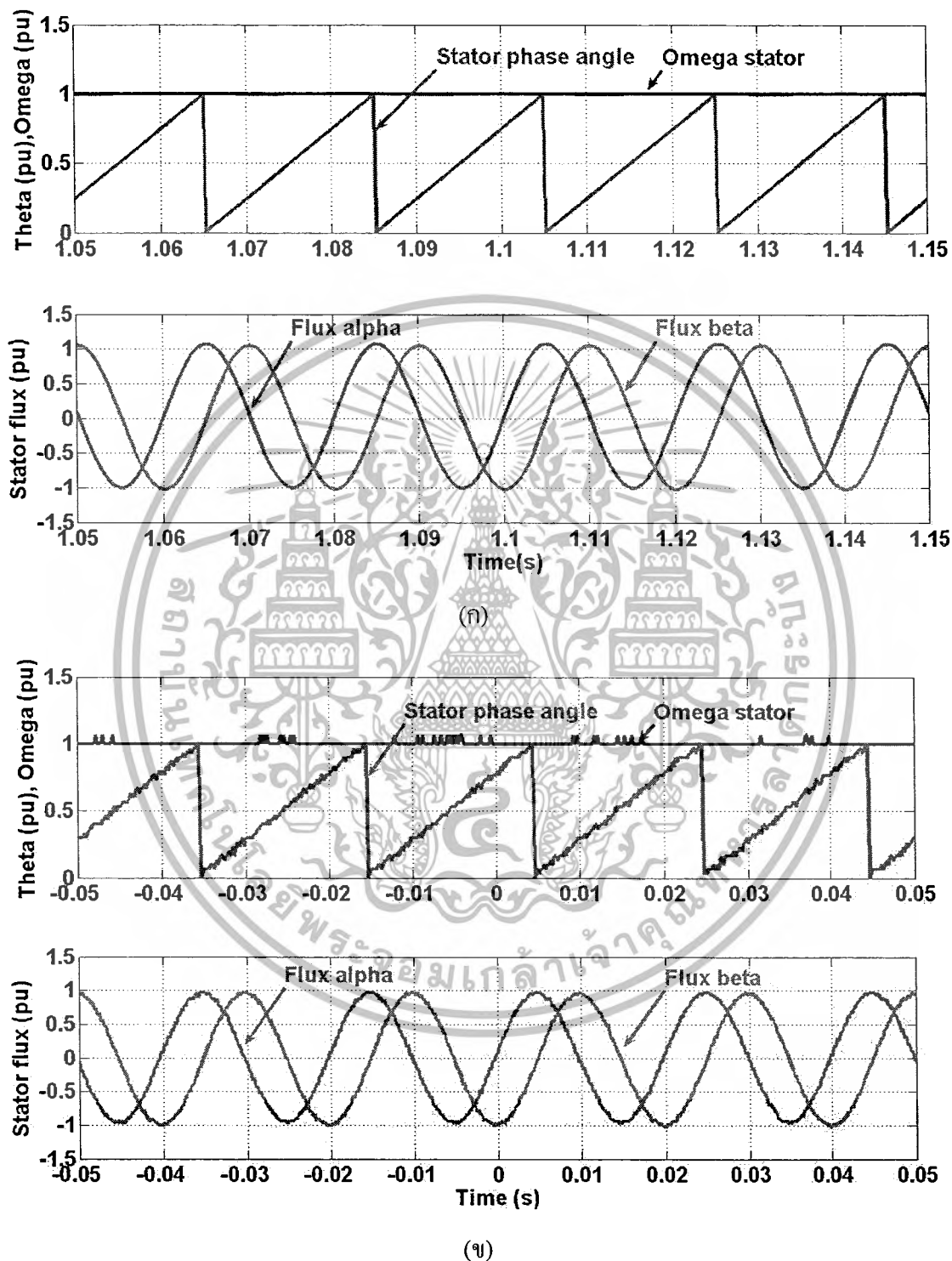
การทดสอบการแปลงแกนมีจุดประสงค์เพื่อศึกษาการแปลงแกนจากสามเฟสเป็นสองเฟสในกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง (Clarke's transformation) และแปลงจากสองเฟสในกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งไปอยู่ในกรอบอ้างอิงที่หมุนด้วยความเร็วเดียวกันกับฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสเตเตอร์ (Park's transformation) โดยการนำค่ามุมฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสเตเตอร์ที่ได้จากการประมาณค่าด้วยวิธีเฟสล็อกลูปมาใช้ในการแปลง โดยผลทดสอบการแปลงแกนที่ได้คือ สัญญาณฟลักซ์เกี่ยวข้องกับสเตเตอร์ในแกน d เป็นเส้นตรงมีค่าเท่ากับ 1 pu และในแกน q มีลักษณะสัญญาณเป็นเส้นตรงมีค่าเท่ากับ 0 pu โดยจากผลการทดสอบที่ได้เป็นเช่นเดียวกับผลการจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 4.4

- ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์และผลการทดสอบในส่วนของแรงเคลื่อนไฟฟ้าย้อนกลับที่สเตรเตอร์เทียบกับฟลักซ์ที่สเตรเตอร์



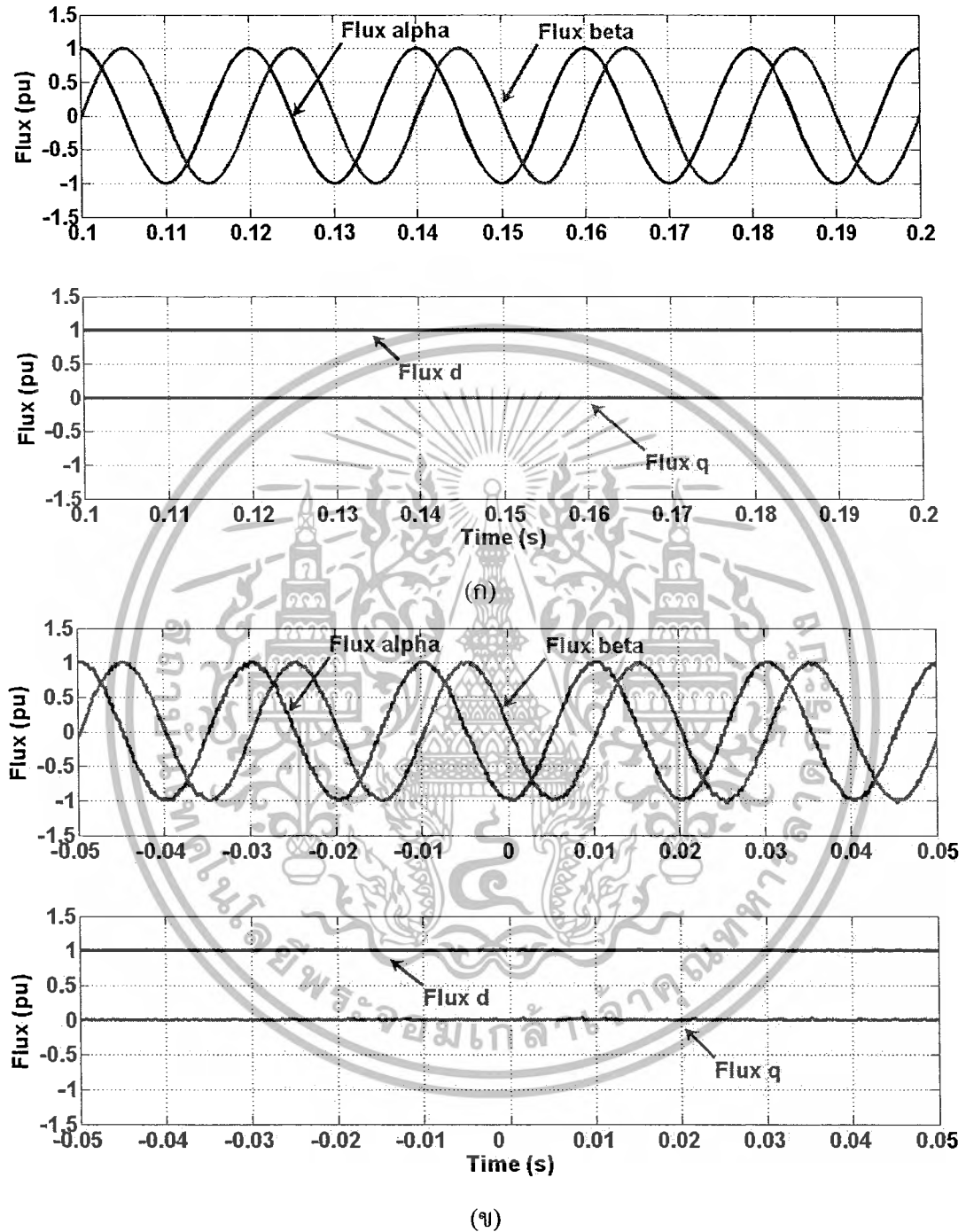
รูปที่ 4.2 แรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับที่สเตรเตอร์เทียบกับฟลักซ์ที่สเตรเตอร์ (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ (ข) ผลการทดสอบจากเครื่องต้นแบบ

- ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์และผลการทดสอบในส่วนของคุณค่ามุมของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสเตรเตอร์เทียบกับฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสเตรเตอร์



รูปที่ 4.3 ค่ามุมของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสเตรเตอร์เทียบกับฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องกับสเตรเตอร์ (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ (ข) ผลการทดสอบจากเครื่องต้นแบบ

- ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์และผลการทดสอบในส่วนของการแปลงแกนของฟลักซ์เกี่ยวกับค้ำที่สเตเตอร์



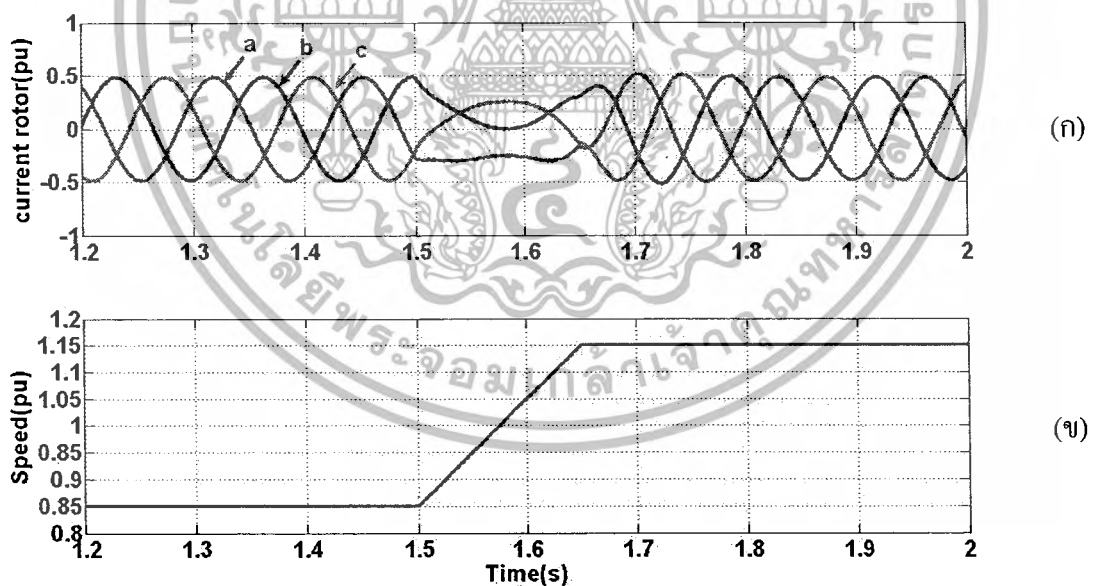
รูปที่ 4.4 การแปลงแกนของฟลักซ์เกี่ยวกับค้ำที่สเตเตอร์ (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ (ข)

ผลการทดสอบจากเครื่องต้นแบบ

นอกจากนี้ทางคณะผู้ดำเนินโครงการวิจัยได้ทำการจำลองการทำงานของระบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เพื่อทดสอบการทำงานของระบบต่างๆ เพื่อยืนยันว่าทฤษฎีและหลักการที่ใช้ในการจำลองระบบถูกต้องและสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้จริง ดังจะนำเสนอต่อไปนี้

4.5 ผลการจำลองการทำงานในการเปลี่ยนแปลงความเร็วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

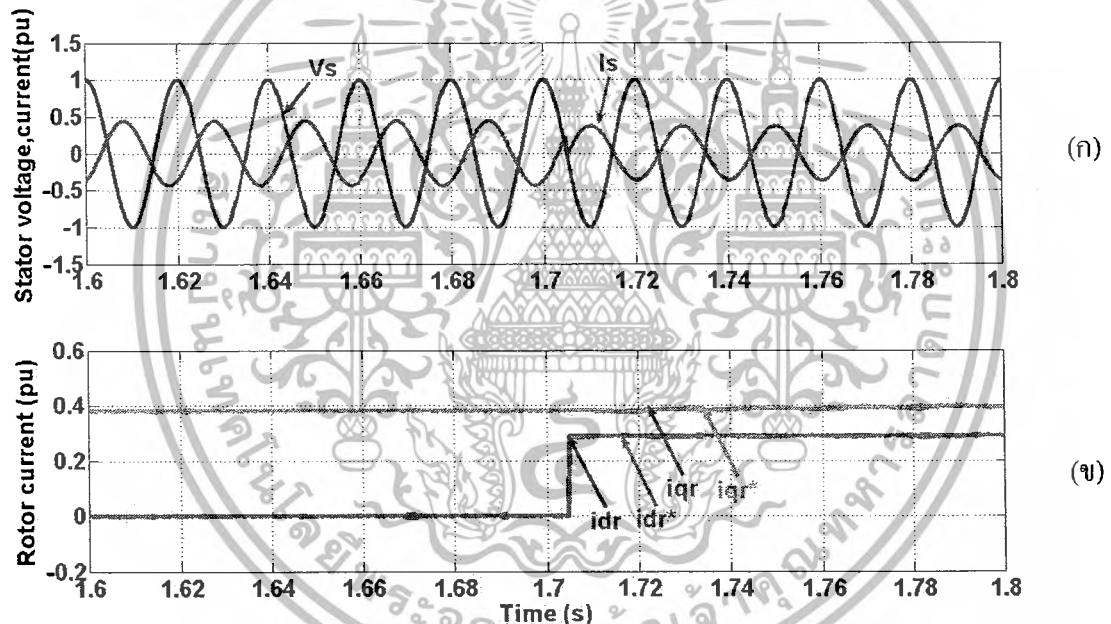
การจำลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางโดยการปรับค่าอ้างอิง ω^* ไปที่ความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัสไปถึงที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส เพื่อพิจารณาถึงการจ่ายพลังงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าในย่านความเร็วต่างๆ โดยที่พิจารณาถึงกระแสที่สเตเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 4.6 พบว่าเมื่อทำการเปลี่ยนความเร็วของโรเตอร์จากที่ความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัสไปถึงที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัสกระแสที่โรเตอร์มีขนาดเท่าเดิมแต่เกิดการกลับเฟสของรูปกระแสเกิดขึ้น จึงสามารถสรุปได้ว่าเป็นไปตามหลักการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางที่สามารถทำงานในสภาวะเครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้ทุกย่านความเร็ว ดังแสดงในรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 การทำงานในการเปลี่ยนแปลงความเร็วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง โดยที่ (ก) กระแสด้านโรเตอร์ และ (ข) ความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์

4.6 ผลการจำลองในการปรับค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าที่สเตเตอร์

ในส่วนนี้จะเป็นการจำลองการทำงานของระบบ ในการควบคุมตัวประกอบกำลัง โดยการจำลองจะทำการปรับเปลี่ยนค่า i_{rd}^* อย่างฉับพลันภายในย่านความเร็วที่สูงกว่าความเร็วซิงโครนัส ซึ่งค่า i_{rd}^* เป็นค่าที่ใช้การควบคุมค่ากำลังทางไฟฟ้าในการจำลองทางคอมพิวเตอร์ โดยได้ปรับค่าไปที่ 0.29 pu. ในย่านความเร็วที่สูงกว่าความเร็วซิงโครนัส ซึ่งผลการจำลองสามารถแสดงดังรูปที่ 4.6 พบว่าในช่วงที่เปลี่ยนค่า i_{rd}^* เป็น 0.29 pu. กราฟกระแสที่สเตเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงดังรูปที่ 4.6ก แสดงให้เห็นว่าค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าที่สเตเตอร์เท่ากับหนึ่ง ซึ่งจากผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์นี้จึงสามารถแสดงให้เห็นถึงการควบคุมกำลังทางไฟฟ้าที่สเตเตอร์ให้เป็นกำลังไฟฟ้าจริง และกำลังไฟฟ้าเสมือนได้ตามต้องการเป็นไปตามหลักการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง



รูปที่ 4.6 การทำงานในการปรับค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าด้านสเตเตอร์โดยที่ (ก) แรงดันและกระแสด้านสเตเตอร์ (ข) กระแสจริงและกระแสอ้างอิงของโรเตอร์ในแนวแกน d และ q เมื่อความเร็วโรเตอร์สูงกว่าซิงโครนัส

เพื่อเป็นการทดสอบคอนเวอร์เตอร์ที่ติดกับเครื่องจักรกลไฟฟ้า (MSC) ตัวต้นแบบที่สร้างขึ้น คณะผู้ดำเนินโครงการวิจัยจึงได้ทำการทดสอบโดยการนำสัญญาณปรับความกว้างพัลส์ (PWM) มาขับมอเตอร์ไฟฟ้าเพื่อทดสอบว่าคอนเวอร์เตอร์ที่ติดกับเครื่องจักรกลไฟฟ้า สามารถทำงานได้จริง ดังแสดงต่อไปนี้

4.7 ผลการทดสอบการนำสัญญาณปรับความกว้างพัลส์ (PWM) ขับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

เป็นการทดสอบสัญญาณปรับความกว้างพัลส์ที่ได้จากการสร้างขึ้นเพื่อดูการทำงานของสัญญาณเมื่อนำไปใช้งานกับสวิตช์คอนเวอร์เตอร์จริงเพื่อขับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำขนาด 1 kW ซึ่งจากผลการทดสอบสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.5 โดยภาพด้านบนเป็นสัญญาณแรงดันตกคร่อมสวิตช์คอนเวอร์เตอร์ และภาพด้านล่างเป็นสัญญาณกระแสที่จ่ายเพื่อขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ



รูปที่ 4.7 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมสวิตช์และกระแส

4.8 บทสรุป

จากผลการทดสอบเครื่องต้นแบบของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง พบว่าเป็นไปตามทฤษฎีการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง และผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK โดยในการทดสอบได้ประยุกต์ใช้วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านในการประมาณค่าฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวค้ำซึ่งที่สเตเตอร์จากการป้อนแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับที่สเตเตอร์ ซึ่งผลที่ได้เป็นค่าประมาณของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวค้ำซึ่งที่สเตเตอร์ ซึ่งถ้าหลังแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับที่สเตเตอร์ ในส่วนของการทดสอบการประมาณค่ามุมของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวค้ำซึ่งที่สเตเตอร์ด้วยวิธีเฟสล็อกพบว่าจะสามารถประมาณค่ามุมทางไฟฟ้าที่สเตเตอร์เป็นไปตามผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ได้เช่นกัน และในส่วนการแปลงแกนโดยการแปลงจากรอบอ้างอิงหยุดนิ่งไปสู่กรอบอ้างอิงซิงโครนัสในแนวแกน d และแนวแกน q จากผลการทดสอบมีผลเช่นเดียวกับผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์

นอกจากนี้ในส่วนของการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง โดยอาศัยการควบคุมแวกเตอร์ ที่ระบบการทำงานต่างๆ ซึ่งจากการจำลองที่แสดงข้างต้น พบว่าสามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรงด้วยการควบคุมค่า i_{qr}^* และการควบคุมฟลักซ์ด้วยการควบคุมค่า i_{dr}^* ทำให้สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าเสมือนที่สเตเตอร์ ในด้านการควบคุมความเร็วนั้นกระทำโดยการควบคุมค่า ω_r^* เป็นผลให้สามารถทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส อีกทั้งในส่วนของการทดสอบคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับเครื่องจักรกลไฟฟ้าตัวต้นแบบซึ่งถือเป็นหัวใจในการทำงานของระบบ พบว่าคอนเวอร์เตอร์ดังกล่าวสามารถทำงานได้จริง

ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์และผลการทดสอบเครื่องต้นแบบเป็นไปตามทฤษฎีการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าพลังงานลมได้ต่อไป

บทที่ 5

สรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 บทสรุป

จากการศึกษาเทคโนโลยีการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง โดยอาศัยการควบคุมเวกเตอร์ของฟลักซ์ที่สเตเตอร์ โดยเน้นที่การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ เพื่อใช้ในการควบคุมคุณภาพกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ย่านความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส ความเร็วซิงโครนัส และความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส ซึ่งจากการค้นคว้าได้เห็นแนวทางเพื่อการออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบเพื่อทำการทดสอบ โดยทำการจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์ผ่านโปรแกรม MATLAB/SIMULINK เพื่อจำลองการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง จากนั้นจึงทำการทดสอบกับเครื่องต้นแบบที่ได้ทำการออกแบบสร้างขึ้นเพื่อเปรียบเทียบว่าเครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้นนั้นสามารถทำงานได้จริง

ซึ่งจากผลการทดสอบที่ได้จากการสร้างเครื่องต้นแบบแล้วทำการทดสอบ สรุปได้ว่าสามารถประมาณค่าฟลักซ์ที่ได้จากการตรวจวัดค่าแรงดันที่สเตเตอร์แล้วทำการแปลงค่าให้อยู่ในกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งแล้วทำการหาค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับที่สเตเตอร์ จากนั้นจึงทำการกรองสัญญาณความถี่ต่ำด้วยความถี่คัตออฟที่ 2.5 Hz เพื่อทำการประมาณค่าฟลักซ์เกี่ยวกับสเตเตอร์ ซึ่งเมื่อพิจารณาจากกราฟพบว่าค่ามุมที่ได้เลื่อนไป 90 องศา ซึ่งผลที่ได้เป็นไปตามการจำลองทางคอมพิวเตอร์ จากนั้นนำค่าฟลักซ์เกี่ยวกับสเตเตอร์มาเข้าวงจรเฟสล็อกดูเพื่อทำการหาค่ามุมของฟลักซ์เกี่ยวกับสเตเตอร์ แล้วนำมุมที่ได้มาทำการแปลงแกนจากกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งของฟลักซ์ไปสู่กรอบอ้างอิงซิงโครนัสของฟลักซ์เกี่ยวกับสเตเตอร์ ซึ่งจากผลการทดสอบที่ได้มีผลเหมือนกับผลของการจำลองทางคอมพิวเตอร์ จึงเป็นไปตามทฤษฎีที่ได้ทำการศึกษาค้นคว้ามา

จึงสรุปได้ว่าการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางโดยวิธีเวกเตอร์ของฟลักซ์ที่สร้างเป็นเครื่องต้นแบบนี้สามารถใช้งานได้จริงและสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าพลังงานทดแทนชนิดพลังงานลมได้ในอนาคต

5.2 ข้อเสนอแนะและข้อควรระวัง

- ในการทำงานจะเกิดสัญญาณรบกวนเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณจำเป็นต้องใช้การทำ common mode chock ซึ่งจะช่วยลดสัญญาณรบกวนจากส่วนของวงจรไฟฟ้ากำลังลง
- ในการทำงานทดสอบอาจเกิดการสลับลำดับเฟสของโรเตอร์จำเป็นต้องตรวจสอบให้ดีก่อนที่จะทำการจ่ายแรงดันจากแหล่งจ่าย

บรรณานุกรม

- [1] A.E.Fitzgerald Charles Kingsley,Jr.Stephem D.Umane,"**ELECTRICAL MACHINERY**",Six edition ,Mcgraw – Hill.
- [2] S. Müller, M. Deicke, and Rik W. DE Doncker, 'Doubly-Fed Induction Generator Systems for Wind Turbines A Viable Alternative to Adjust Speed Over a Wide Range at Minimal Cost'. **IEEE Industry Application Magazine**, May/June 2002, pp. 26-33.
- [3] ดร. วรชาติ แซ่ก๊ก ,"เอกสารการเรียนการสอนวิชาการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้า", สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ภาคการศึกษา 1/2552
- [4] IEEE Standard 112-1996, **IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motor and Generators.**





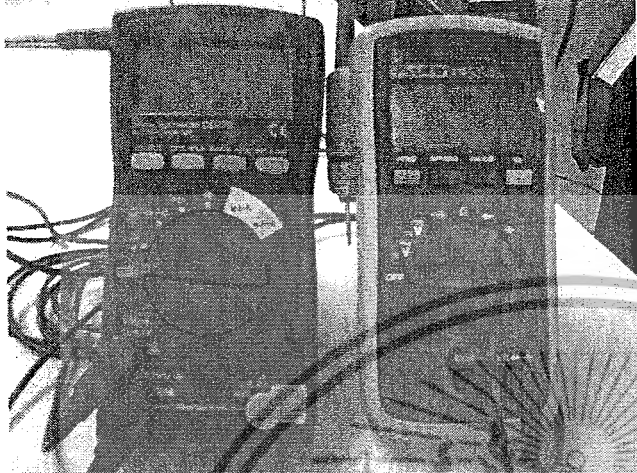
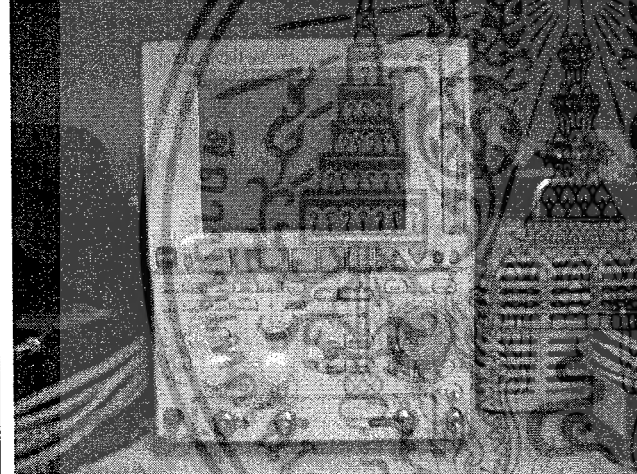
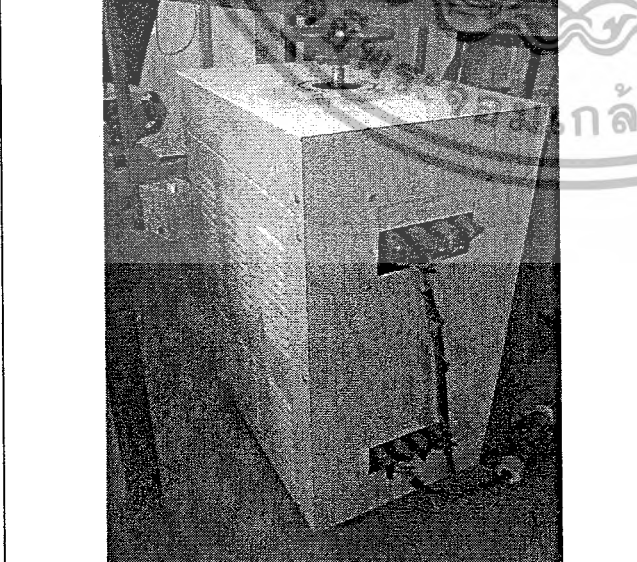
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



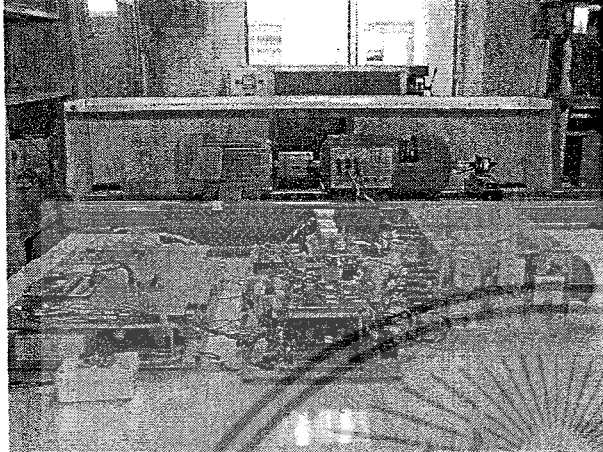
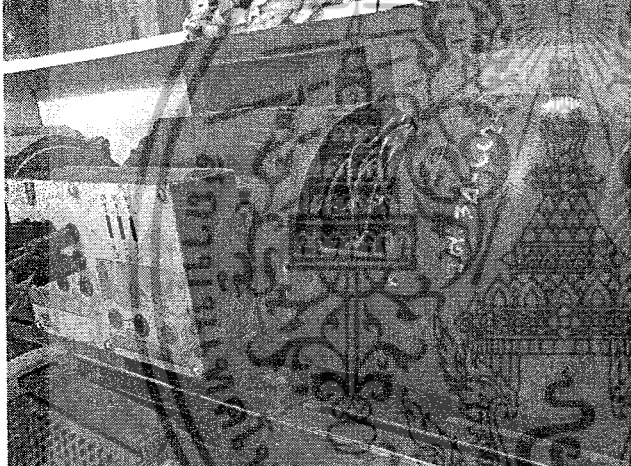
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

รูปถ่ายชิ้นงานและอุปกรณ์ที่ใช้ทดสอบ

รูปถ่าย	รายละเอียด
	มัลติมิเตอร์
	ดิจิตอลออสซิลโลสโคปรุ่น DL 1640 16 bit 250 Ms/s 150 YOKOGAWA
	แหล่งจ่ายแรงดันสามเฟส

ภาคผนวก ก.(ต่อ)
รูปถ่ายชิ้นงานและอุปกรณ์ที่ใช้ทดสอบ

รูปถ่าย	รายละเอียด
	<p>วงจรรวมของโครงการวิจัย</p>
	<p>เครื่องจักรไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ใช้ใน โครงการวิจัยพิกัด 220/380 V 1.5 kw</p>



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

1. ทดสอบโดยใช้มาตรฐาน IEEE112-1669 เป็นมาตรฐานในการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ส่วนการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์นั้น ได้อ้างอิงสูตรจากหนังสือ ELECTRIC MACHINERY (A.E.Fitzgerald Charles Kingsley, Jr. Stephen D. Umame)

โดยแบ่งการทดสอบออกเป็น 2 แบบ คือ

1. การทดสอบ ไร้อภาระทางกล
2. การทดสอบ โดยบล็อกโรเตอร์

ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบที่ 1 คือ

v_{nl} (V)	I_{nl} (A)	θ (องศา)	n_s (rpm)
220	0.8	77.83	1498

ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบที่ 2 คือ

v_{bl} (V)	I_{bl} (A)	θ (องศา)
62	2.5	55

ค่า R_1 จากการทำการทดสอบ VI Method $R_1 = 8.975 \text{ A}$

สูตรที่ใช้ในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของ เครื่องจักรกลไฟฟ้า

$$P_{nl} = V_{nl} \cos \theta \quad (1)$$

$$S_{nl} = n_{ph} V_{nl} I_{nl} \quad (2)$$

$$Q_{nl} = \sqrt{S_{nl}^2 - P_{nl}^2} \quad (3)$$

$$X_{nl} = \frac{Q_{nl}}{n_{ph} I_{nl}^2} \quad (4)$$

$$P_{bl} = 3V_{bl} I_{bl} \cos \theta \quad (5)$$

$$S_{bl} = n_{ph} V_{bl} I_{bl} \quad (6)$$

$$Q_{bl} = \sqrt{S_{bl}^2 - P_{bl}^2} \quad (7)$$

$$X_{bl} = \frac{Q_{bl}}{n_{ph} I_{bl}^2} \quad (8)$$

$$R_{bl} = \frac{P_{bl}}{n_{ph} I_{bl}^2} \quad (9)$$

$$Z_{bl} = R_1 + jX_1 + |R_2 + jX_2 // jX_m| \quad (10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{bl} = R_1 + R_2 \left(\frac{X_m}{X_2 + X_m} \right)^2 \quad (11)$$

$$X_{bl} = X_1 + X_2 \left(\frac{X_m}{X_2 + X_m} \right)^2 \quad (12)$$

$$R_2 = (R_{bl} - R_1) \left(\frac{X_2 + X_m}{X_m} \right)^2 \quad (13)$$

$$X_2 = (X_{bl} - X_1) \left(\frac{X_m}{X_m + X_1 - X_{bl}} \right) \quad (14)$$

จากตารางแสดงค่าความต้านทานในเครื่องจักรกลไฟฟ้าตามมาตรฐาน IEEE 112-1669 ในกรณีเป็นเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง(Wound Rotor) กำหนดให้ $X_1 = X_2$ เราจะหา X_2 ได้จาก

$$X_2 = (X_{bl} - X_1) \left(\frac{X_{nl} - X_1}{X_{nl} - X_{bl}} \right); X_m = X_{nl} - X_1 \quad (15)$$

เมื่อกำหนดตามสูตรที่ได้กล่าวมาแล้วเราก็จะได้ค่า พารามิเตอร์ต่างๆ



พิกัดและพารามิเตอร์เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

พิกัดของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง				
พิกัด	แรงดัน (V)	กระแส (A)	ความเร็ว (rpm)	ความถี่ (Hz)
ค่าพิกัด	220/380	4.32/2.5	1,385	50

พารามิเตอร์ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง				
พารามิเตอร์	R_s (Ω)	R_r (Ω)	X_m (Ω)	X_s (Ω)
ค่าพารามิเตอร์	8.975	6.021	147.01	10.51

(ทำการทดสอบพารามิเตอร์ตามมาตรฐาน IEEE 112-1996)





ภาคผนวก ค.
ข้อมูลอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

dsPIC33FJXXMCX06/X08/X10

TABLE 1-1: PINOUT I/O DESCRIPTIONS

Pin Name	Pin Type	Buffer Type	Description
AN0-AN31	I	Analog	Analog input channels.
AVDD	P	P	Positive supply for analog modules. This pin must be connected at all times.
AVSS	P	P	Ground reference for analog modules.
CLKI	I	ST/CMOS	External clock source input. Always associated with OSC1 pin function.
CLKO	O	—	Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in Crystal Oscillator mode. Optionally functions as CLKO in RC and EC modes. Always associated with OSC2 pin function.
CN0-CN23	I	ST	Input change notification inputs. Can be software programmed for internal weak pull-ups on all inputs.
C1RX	I	ST	ECAN1 bus receive pin.
C1TX	O	—	ECAN1 bus transmit pin.
C2RX	I	ST	ECAN2 bus receive pin.
C2TX	O	—	ECAN2 bus transmit pin.
PGED1	I/O	ST	Data I/O pin for programming/debugging communication channel 1.
PGEC1	I	ST	Clock input pin for programming/debugging communication channel 1.
PGED2	I/O	ST	Data I/O pin for programming/debugging communication channel 2.
PGEC2	I	ST	Clock input pin for programming/debugging communication channel 2.
PGED3	I/O	ST	Data I/O pin for programming/debugging communication channel 3.
PGEC3	I	ST	Clock input pin for programming/debugging communication channel 3.
IC1-IC8	I	ST	Capture inputs 1 through 8.
INDX	I	ST	Quadrature Encoder Index Pulse input.
QEA	I	ST	Quadrature Encoder Phase A input in QEI mode. Auxiliary Timer External Clock/Gate input in Timer mode.
QEB	I	ST	Quadrature Encoder Phase B input in QEI mode. Auxiliary Timer External Clock/Gate input in Timer mode.
UPDN	O	CMOS	Position Up/Down Counter Direction State.
INT0	I	ST	External interrupt 0.
INT1	I	ST	External interrupt 1.
INT2	I	ST	External interrupt 2.
INT3	I	ST	External interrupt 3.
INT4	I	ST	External interrupt 4.
FLTA	I	ST	PWM Fault A input.
FLT B	I	ST	PWM Fault B input.
PWM1L	O	—	PWM 1 low output.
PWM1H	O	—	PWM 1 high output.
PWM2L	O	—	PWM 2 low output.
PWM2H	O	—	PWM 2 high output.
PWM3L	O	—	PWM 3 low output.
PWM3H	O	—	PWM 3 high output.
PWM4L	O	—	PWM 4 low output.
PWM4H	O	—	PWM 4 high output.
MCLR	I/P	ST	Master Clear (Reset) input. This pin is an active-low Reset to the device.
OCFA	I	ST	Compare Fault A input (for Compare Channels 1, 2, 3 and 4).
OCFB	I	ST	Compare Fault B input (for Compare Channels 5, 6, 7 and 8).
OC1-OC8	O	—	Compare outputs 1 through 8.
OSC1	I	ST/CMOS	Oscillator crystal input. ST buffer when configured in RC mode; CMOS otherwise.
OSC2	I/O	—	Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in Crystal Oscillator mode. Optionally functions as CLKO in RC and EC modes.

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

dsPIC33FJXXXMCX06/X08/X10

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

Pin Name	Pin Type	Buffer Type	Description
RA0-RA7	I/O	ST	PORTA is a bidirectional I/O port.
RA9-RA10	I/O	ST	
RA12-RA15	I/O	ST	
RB0-RB15	I/O	ST	PORTB is a bidirectional I/O port.
RC1-RC4	I/O	ST	PORTC is a bidirectional I/O port.
RC12-RC15	I/O	ST	
RD0-RD15	I/O	ST	PORTD is a bidirectional I/O port.
RE0-RE9	I/O	ST	PORTE is a bidirectional I/O port.
RF0-RF8	I/O	ST	PORTF is a bidirectional I/O port.
RF12-RF13	I/O	ST	
RG0-RG3	I/O	ST	PORTG is a bidirectional I/O port.
RG6-RG9	I/O	ST	
RG12-RG15	I/O	ST	
SCK1	I/O	ST	Synchronous serial clock input/output for SPI1.
SDI1	I	ST	SPI1 data in.
SDO1	O	—	SPI1 data out.
SS1	I/O	ST	SPI1 slave synchronization or frame pulse I/O.
SCK2	I/O	ST	Synchronous serial clock input/output for SPI2.
SDI2	I	ST	SPI2 data in.
SDO2	O	—	SPI2 data out.
SS2	I/O	ST	SPI2 slave synchronization or frame pulse I/O.
SCL1	I/O	ST	Synchronous serial clock input/output for I2C1.
SDA1	I/O	ST	Synchronous serial data input/output for I2C1.
SCL2	I/O	ST	Synchronous serial clock input/output for I2C2.
SDA2	I/O	ST	Synchronous serial data input/output for I2C2.
SO5C1	I	ST/CMOS	32.768 kHz low-power oscillator crystal input; CMOS otherwise.
SO5C0	O	—	
TMS	I	ST	JTAG Test mode select pin.
TCK	I	ST	JTAG test clock input pin.
TDI	I	ST	JTAG test data input pin.
TDO	O	—	JTAG test data output pin.
T1CK	I	ST	Timer1 external clock input.
T2CK	I	ST	Timer2 external clock input.
T3CK	I	ST	Timer3 external clock input.
T4CK	I	ST	Timer4 external clock input.
T5CK	I	ST	Timer5 external clock input.
T6CK	I	ST	Timer6 external clock input.
T7CK	I	ST	Timer7 external clock input.
T8CK	I	ST	Timer8 external clock input.
T9CK	I	ST	Timer9 external clock input.
U1CTS	I	ST	UART1 clear to send.
U1RTS	O	—	UART1 ready to send.
U1RX	I	ST	UART1 receive.
U1TX	O	—	UART1 transmit.
U2CTS	I	ST	UART2 clear to send.
U2RTS	O	—	UART2 ready to send.
U2RX	I	ST	UART2 receive.
U2TX	O	—	UART2 transmit.
VDD	P	—	Positive supply for peripheral logic and I/O pins.
VCAP/VDDCORE	P	—	CPU logic filter capacitor connection.

Legend: CMOS = CMOS compatible input or output
ST = Schmitt Trigger input with CMOS levels

Analog = Analog input
O = Output

P = Power
I = Input

dsPIC33FJXXXMCX06/X08/X10

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

Pin Name	Pin Type	Buffer Type	Description
VSS	P	—	Ground reference for logic and I/O pins.
VREF+	I	Analog	Analog voltage reference (high) input.
VREF-	I	Analog	Analog voltage reference (low) input.

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





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

20A, 500V, 0.270 Ohm, N-Channel Power MOSFET

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17465.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRFP460	TO-247	IRFP460

NOTE: When ordering, use the entire part number.

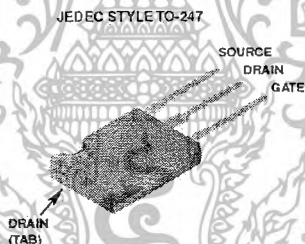
Features

- 20A, 500V
- $r_{DS(ON)} = 0.270\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



Packaging



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

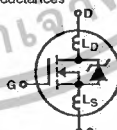
	IRFP460	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1)	V_{DS}	500 V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20\text{k}\Omega$) (Note 1)	V_{DGR}	500 V
Continuous Drain Current	I_D	20 A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	I_D	12 A
Pulsed Drain Current (Note 3)	I_{DM}	80 A
Gate to Source Voltage	V_{GS}	± 20 V
Maximum Power Dissipation	P_D	250 W
Linear Derating Factor		2.0 W/°C
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	E_{AS}	960 mJ
Operating and Storage Temperature	T_J, T_{STG}	-55 to 150 °C
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s	T_L	300 °C
Package Body for 10s, See Techbrief 334	T_{pkg}	260 °C

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 those or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

- $T_J = 25^\circ\text{C}$ to $T_J = 125^\circ\text{C}$.

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$I_D = 250\mu\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 10)	500	-	-	V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250\mu\text{A}$	2	-	4	V
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	25	μA
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}, T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	250	μA
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times I_{DS(ON)MAX}, V_{GS} = 10\text{V}$	20	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$I_D = 11\text{A}, V_{GS} = 10\text{V}$ (Figures 8, 9)	-	0.24	0.27	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} \geq 50\text{V}, I_{DS} > 11\text{A}$ (Figure 12)	13	19	-	S
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$V_{DD} = 250\text{V}, I_D = 21\text{A}, R_{GS} = 4.3\Omega, R_D = 12\Omega$	-	23	35	ns
Rise Time	t_r	$V_{GS} = 10\text{V}$ MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature	-	81	120	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	85	130	ns
Fall Time	t_f		-	65	98	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate-Drain)	$Q_g(\text{TOT})$	$V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 21\text{A}, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, I_{G(REF)} = 1.5\text{mA}$ (Figure 14). Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	120	190	nC
Gate to Source Charge	Q_{gs}		-	18	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	62	-	nC
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{DS} = 25\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}, f = 1\text{MHz}$ (Figure 10)	-	4100	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}		-	480	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	84	-	pF
Internal Drain Inductance	L_D	Measured from the Drain Lead, 6mm (0.25in) from Package to Center of Die	-	5.0	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured from the Source Lead, 6mm (0.25in) from Header to Source Bonding Pad	-	13	-	nH
						
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	0.50	°C/W
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free Air Operation	-	-	30	°C/W

IRFP460

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Rectifier	-	-	20	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	I_{SDM}		-	-	80	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 13)	-	-	1.8	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	280	580	1200	ns
Reverse Recovery Charge	Q_{RR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	3.8	8.1	18	μC

NOTES:

2. Pulse test: pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive rating: pulse width limited by Max junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4. $V_{DD} = 50\text{V}$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 4.3\text{mH}$, $R_{GS} = 25\Omega$, Peak $I_{AS} = 20\text{A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

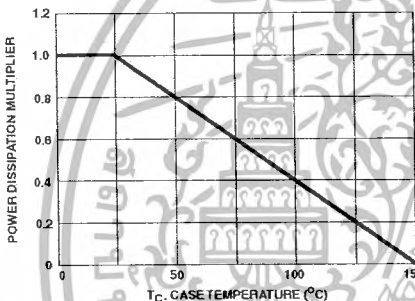


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

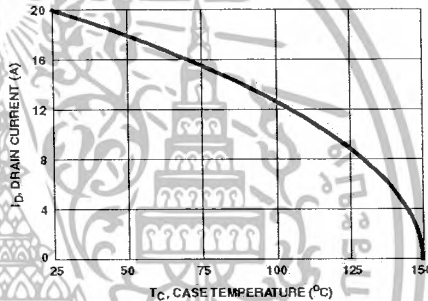


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

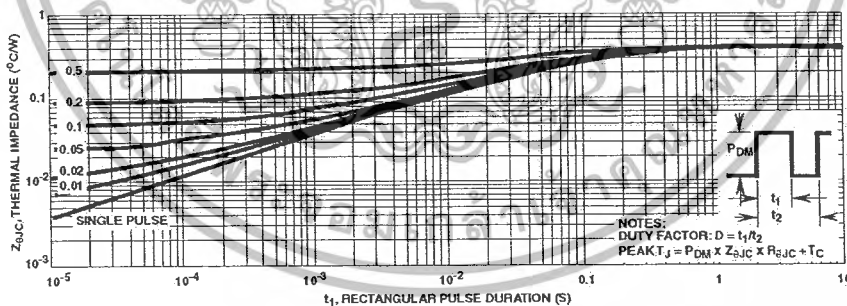


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

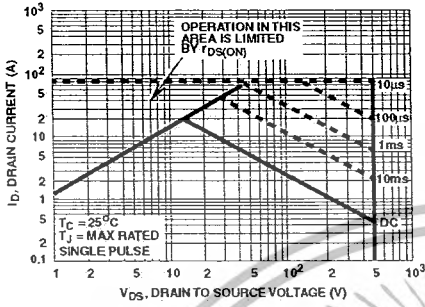


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

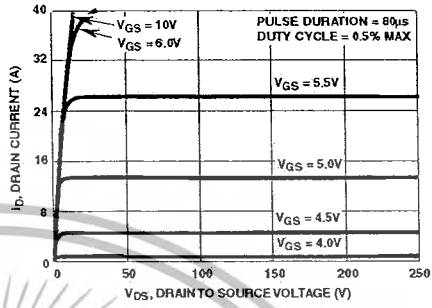


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

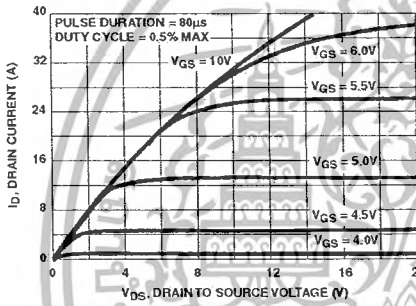


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

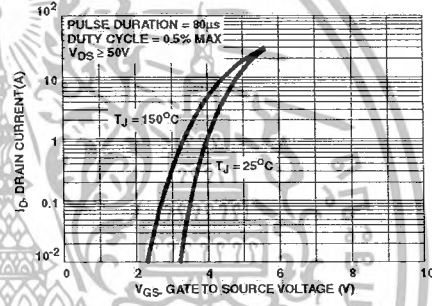


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

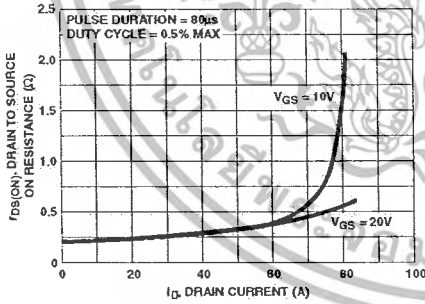


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

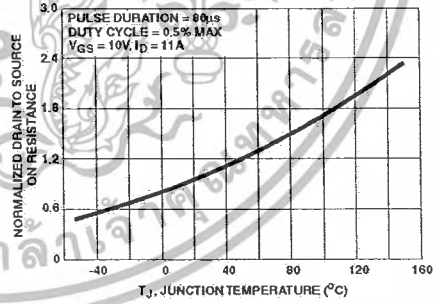


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

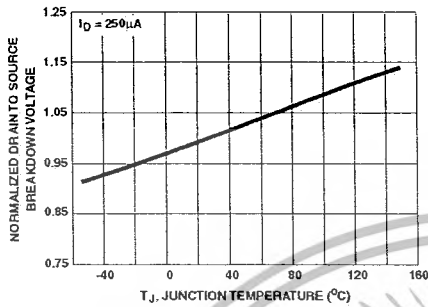


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

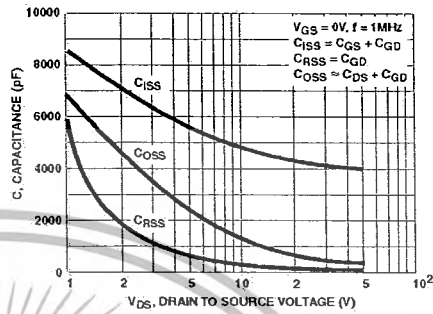


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

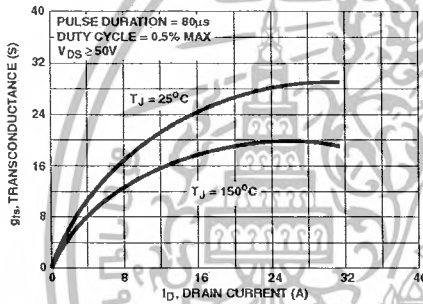


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

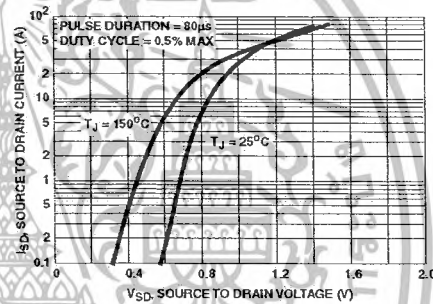


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

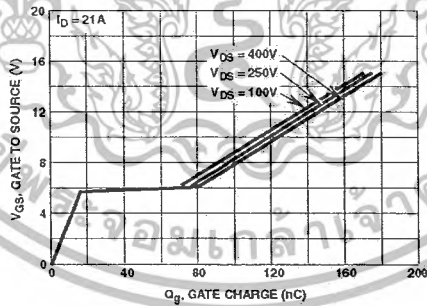


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

Test Circuits and Waveforms

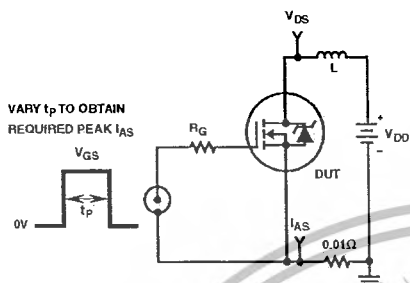


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

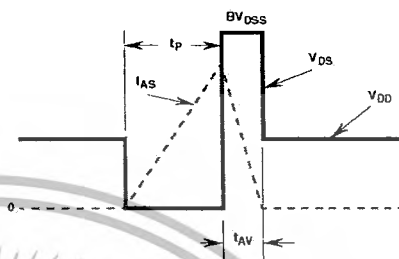


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

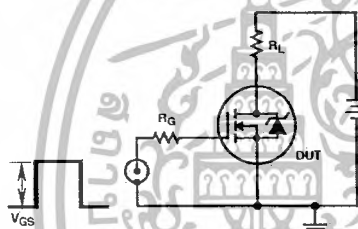


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

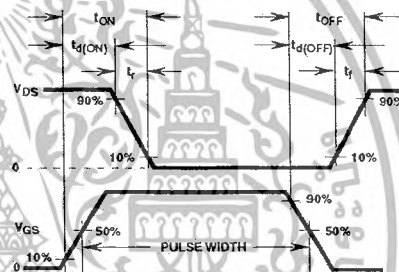


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

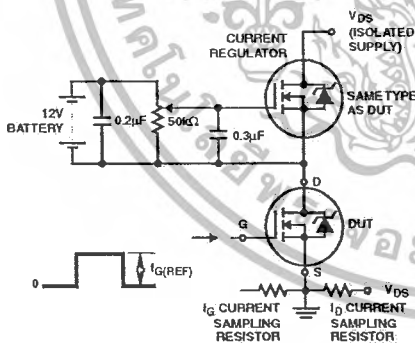


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

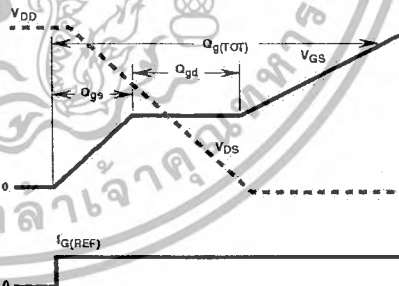


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACEx™	FAST®	OPTOLOGIC™	SMART START™	VCX™
Bottomless™	FASTr™	OPTOPLANAR™	STAR*POWER™	
CoolFET™	FRFET™	PACMAN™	Stealth™	
CROSSVOLT™	GlobalOptoisolator™	POP™	SuperSOT™-3	
DenseTrench™	GTO™	Power247™	SuperSOT™-6	
DOVE™	HiSeC™	PowerTrench®	SuperSOT™-8	
EcoSPARK™	ISOPLANAR™	QFET™	SyncFET™	
E ² CMOS™	LittleFET™	QS™	TinyLogic™	
EnSigna™	MicroFET™	QT Optoelectronics™	TruTranslation™	
FACT™	MicroPak™	Quiet Series™	UHC™	
FACT Quiet Series™	MICROWIRE™	SILENT SWITCHER®	UltraFET®	

STAR*POWER is used under license

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

- | | |
|---|---|
| <p>1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.</p> | <p>2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.</p> |
|---|---|

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

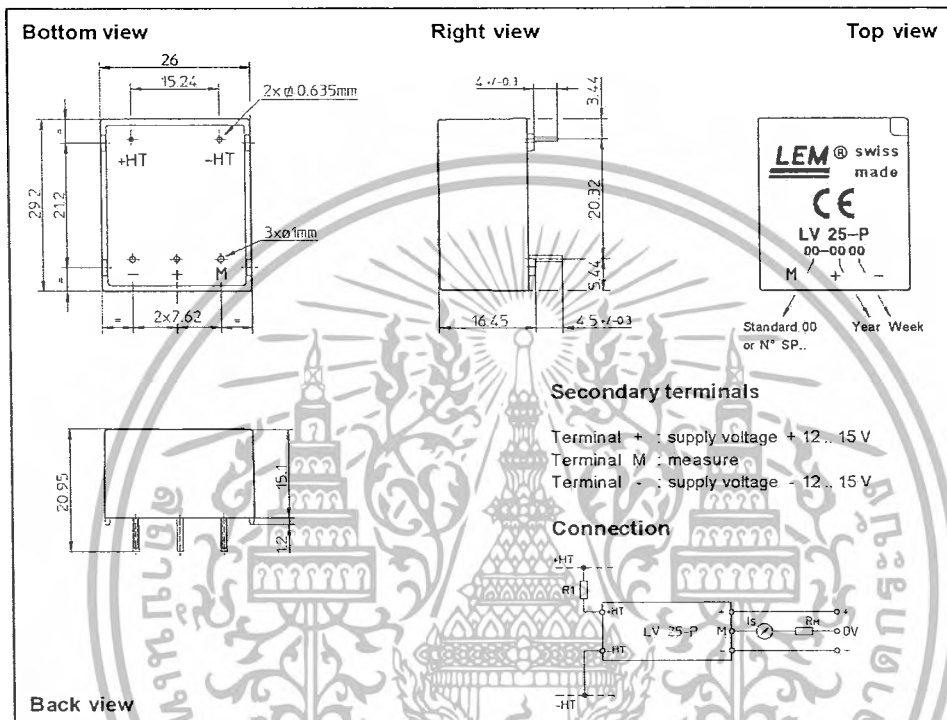
Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

REV H4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Dimensions LV 25-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)

Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 2 pins
0.635 x 0.635 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins $\varnothing 1$ mm
- Recommended PCB hole 1.2 mm

Remarks

- I_s is positive when V_p is applied on terminal +HT.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

Instructions for use of the voltage transducer model LV 25-P

Primary resistor R_p : the transducer's optimum accuracy is obtained at the nominal primary current. As far as possible, R_p should be calculated so that the nominal voltage to be measured corresponds to a primary current of 10 mA.

Example: Voltage to be measured $V_{pk} = 250$ V

a) $R_p = 25 \text{ k}\Omega / 2.5 \text{ W}, I_p = 10 \text{ mA}$	Accuracy = ± 0.8 % of V_{pk} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)
b) $R_p = 50 \text{ k}\Omega / 1.25 \text{ W}, I_p = 5 \text{ mA}$	Accuracy = ± 1.6 % of V_{pk} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)

Operating range (recommended) : taking into account the resistance of the primary windings (which must remain low compared to R_p , in order to keep thermal deviation as low as possible) and the isolation, this transducer is suitable for measuring nominal voltages from 10 to 500 V.

LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Current Sensor ACS754xCB-050

Package CB-PFF

Package CB-PSF

Package CB-PSS

Pin 1: VCC
Pin 2: GND
Pin 3: VOUT

Terminal 4: IP+
Terminal 5: IP-

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage, V_{CC}	16 V
Reverse Supply Voltage, V_{RCC}	-16 V
Output Voltage, V_{OUT}	16 V
Reverse Output Voltage, V_{ROUT}	-0.1 V
Output Current Source, $I_{OUT(SOURCE)}$	3 mA
Output Current Sink, $I_{OUT(SINK)}$	10 mA
Operating Temperature, Ambient, T_A , L range	-40 to 150°C
Ambient, T_A , S range	-20 to 35°C
Maximum Junction, $T_J(max)$	165°C
Maximum Storage Temperature, T_S	-65 to 170°C

TUV America
Certificate Number: US9 04 11 54214 001

The Allegro ACS75x family of current sensors provides economical and precise solutions for current sensing in industrial, automotive, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, power supplies, and overcurrent fault protection.

The device consists of a precision, low-offset linear Hall sensor circuit with a copper conduction path located near the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which is sensed by the integrated Hall IC and converted into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy at the factory.

The output of the device has a positive slope ($>V_{CC}/2$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from terminal 4 to terminal 5), which is the path used for current sensing. The internal resistance of this conductive path is typically 100 $\mu\Omega$, providing low power loss. The thickness of the copper conductor allows survival of the device at up to 5 \times overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the sensor leads (pins 1 through 3). This allows the ACS75x family of sensors to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The device is fully calibrated prior to shipment from the factory. The ACS75x family is lead-free. All leads are coated with 100% matte tin, and there is no lead inside the package. The heavy gauge leadframe is made of oxygen-free copper.

Features and Benefits

- Monolithic Hall IC for high reliability
- Single +5 V supply
- 3 kV_{RMS} isolation voltage between terminals 4/5 and pins 1/2/3
- 35 kHz bandwidth
- Automotive temperature range
- End-of-line factory-trimmed for gain and offset
- Ultra-low power loss: 100 $\mu\Omega$ internal conductor resistance
- Ratiometric output from supply voltage
- Extremely stable output offset voltage
- Small package size, with easy mounting capability
- Output proportional to ac and dc currents

Applications

- Automotive systems
- Industrial systems
- Motor control
- Servo systems
- Power conversion
- Battery monitors

Use the following complete part numbers when ordering:

Part Number	Signal Pins	Terminals	Ambient
ACS754LCB-050-PFF	Formed	Formed	-40 to 150°C
ACS754LCB-050-PSF	Formed	Straight	
ACS754LCB-050-PSS	Straight	Straight	
ACS754SCB-050-PFF	Formed	Formed	-20 to 85°C
ACS754SCB-050-PSF	Formed	Straight	
ACS754SCB-050-PSS	Straight	Straight	

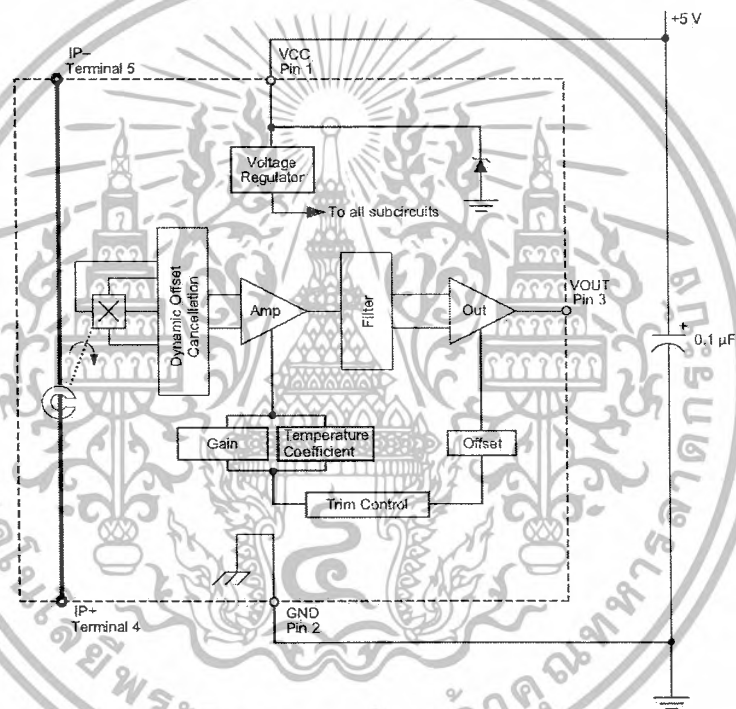
ACS754050-DS, Rev. 3



115 Northland Court, Box 15036
Worcester, Massachusetts 01615-0036 (508) 853-5000

Current Sensor: ACS754xCB-050

Functional Block Diagram



Current Sensor ACS754xCB-050

ELECTRICAL CHARACTERISTICS, over operating ambient temperature range unless otherwise stated

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Primary Sensed Current	I_P		-50	-	50	A
Supply Voltage	V_{CC}		4.5	5.0	5.5	V
Supply Current	I_{CC}	$V_{CC} = 5.0$ V, output open	6.5	8	10	mA
Output Resistance	R_{OUT}	$I_{OUT} = 1.2$ mA	-	1	2	Ω
Output Capacitance Load	C_{LOAD}	VOUT to GND	-	-	10	nF
Output Resistive Load	R_{LOAD}	VOUT to GND	4.7	-	-	k Ω
Primary Conductor Resistance	$R_{PRIMARY}$	$I_P = \pm 100$ A, $T_A = 25^\circ$ C Pins 1-3 and 4-5; 60 Hz, 1 minute	-	100	-	$\mu\Omega$
PERFORMANCE CHARACTERISTICS, -20°C to +85°C, $V_{CC} = 5$ V unless otherwise specified						
Propagation time	t_{PROP}	$I_P = \pm 50$ A, $T_A = 25^\circ$ C	-	4	-	μ s
Response time	$t_{RESPONSE}$	$I_P = \pm 50$ A, $T_A = 25^\circ$ C	-	12	-	μ s
Rise time	t_r	$I_P = \pm 50$ A, $T_A = 25^\circ$ C	-	11	-	μ s
Frequency Bandwidth	f	-3 dB, $T_A = 25^\circ$ C	-	35	-	kHz
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ$ C	-	40	-	mV/A
		Over full range of I_P	37.8	-	42.0	mV/A
Noise	V_{NOISE}	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ$ C, no external filter	-	65	-	mV
Nonlinearity	E_{LIN}	Over full range of I_P	-	-	± 1.5	%
Symmetry	E_{SYM}	Over full range of I_P	98	100	102	%
Zero Current Output Voltage	$V_{OUT(0)}$	$I = 0$ A, $T_A = 25^\circ$ C	-	$V_{CC}/2$	-	V
Electrical Offset Voltage (Magnetic error not included)	V_{OE}	$I = 0$ A, $T_A = 25^\circ$ C	-10	-	10	mV
		$I = 0$ A	-20	-	20	mV
Magnetic Offset Error	I_{ERROM}	$I = 0$ A, after excursion of 100 A	-	± 0.1	± 0.30	A
Total Output Error (Including all offsets)	E_{TOT}	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ$ C	-	± 1.0	-	%
		Over full range of I_P	-	-	± 5.0	%
PERFORMANCE CHARACTERISTICS, -40°C to +150°C, $V_{CC} = 5$ V unless otherwise specified						
Propagation time	t_{PROP}	$I_P = \pm 50$ A, $T_A = 25^\circ$ C	-	4	-	μ s
Response time	$t_{RESPONSE}$	$I_P = \pm 50$ A, $T_A = 25^\circ$ C	-	12	-	μ s
Rise time	t_r	$I_P = \pm 50$ A, $T_A = 25^\circ$ C	-	11	-	μ s
Frequency Bandwidth	f	-3 dB, $T_A = 25^\circ$ C	-	35	-	kHz
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ$ C	-	40	-	mV/A
		Over full range of I_P	36.0	-	42.8	mV/A
Noise	V_{NOISE}	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ$ C, no external filter	-	65	-	mV
Nonlinearity	E_{LIN}	Over full range of I_P	-	-	± 1.8	%
Symmetry	E_{SYM}	Over full range of I_P	98	100	102	%
Zero Current Output Voltage	$V_{OUT(0)}$	$I = 0$ A, $T_A = 25^\circ$ C	-	$V_{CC}/2$	-	V
Electrical Offset Voltage (Magnetic error not included)	V_{OE}	$I = 0$ A, $T_A = 25^\circ$ C	-10	-	10	mV
		$I = 0$ A	-35	-	35	mV
Magnetic Offset Error	I_{ERROM}	$I = 0$ A, after excursion of 100 A	-	± 0.1	± 0.40	A
Total Output Error (Including all offsets)	E_{TOT}	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ$ C	-	± 1.0	-	%
		Over full range of I_P	-	-	± 9.9	%

Current Sensor ACS754xCB-050

Definitions of Accuracy Characteristics

Sensitivity (Sens): The change in sensor output in response to a 1A change through the primary conductor. The sensitivity is the product of the magnetic circuit sensitivity (G/A) and the linear IC amplifier gain (mV/G). The linear IC amplifier gain is trimmed at the factory to optimize the sensitivity (mV/A) for the full-scale current of the device.

Noise (V_{NOISE}): The product of the linear IC amplifier gain (mV/G) and the noise floor for the Allegro Hall effect linear IC (≈ 1 G). The noise floor is derived from the thermal and shot noise observed in Hall elements. Dividing the noise (mV) by the sensitivity (mV/A) provides the smallest current that the device is able to resolve.

Linearity (E_{LIN}): The degree to which the voltage output from the sensor varies in direct proportion to the primary current through its full-scale amplitude. Linearity reveals the maximum deviation from the ideal transfer curve for this transducer. Nonlinearity in the output can be attributed to the gain variation across temperature and saturation of the flux concentrator approaching the full-scale current. The following equation is used to derive the linearity:

$$100 \left\{ 1 - \left[\frac{\Delta \text{gain} \times \% \text{sat} (V_{out \text{ full-scale amperes}} - V_{OUT(Q)})}{2 (V_{out \text{ half-scale amperes}} - V_{OUT(Q)})} \right] \right\}$$

where

Δgain = the gain variation as a function of temperature changes from 25°C,

$\% \text{sat}$ = the percentage of saturation of the flux concentrator, which becomes significant as the current being sensed approaches full-scale $\pm I_P$, and

$V_{out \text{ full-scale amperes}}$ = the output voltage (V) when the sensed current approximates full-scale $\pm I_P$.

Symmetry (E_{SYM}): The degree to which the absolute voltage output from the sensor varies in proportion to either a positive or negative full-scale primary current. The following equation is used to derive symmetry:

$$100 \left[\frac{V_{out \text{ +full-scale amperes}} - V_{OUT(Q)}}{V_{OUT(Q)} - V_{out \text{ full-scale amperes}}} \right]$$

Quiescent output voltage ($V_{OUT(Q)}$): The output of the sensor when the primary current is zero. For a unipolar supply voltage, it nominally remains at $V_{CC}/2$. Thus, $V_{CC} = 5$ V translates into $V_{OUT(Q)} = 2.5$ V. Variation in $V_{OUT(Q)}$ can be attributed to the resolution of the Allegro linear IC quiescent voltage trim, magnetic hysteresis, and thermal drift.

Electrical offset voltage (V_{OE}): The deviation of the device output from its ideal quiescent value of $V_{CC}/2$ due to nonmagnetic causes.

Magnetic offset error ($I_{ERR(M)}$): The magnetic offset is due to the residual magnetism (remnant field) of the core material. The magnetic offset error is highest when the magnetic circuit has been saturated, usually when the device has been subjected to a full-scale or high-current overload condition. The magnetic offset is largely dependent on the material used as a flux concentrator. The larger magnetic offsets are observed at the lower operating temperatures.

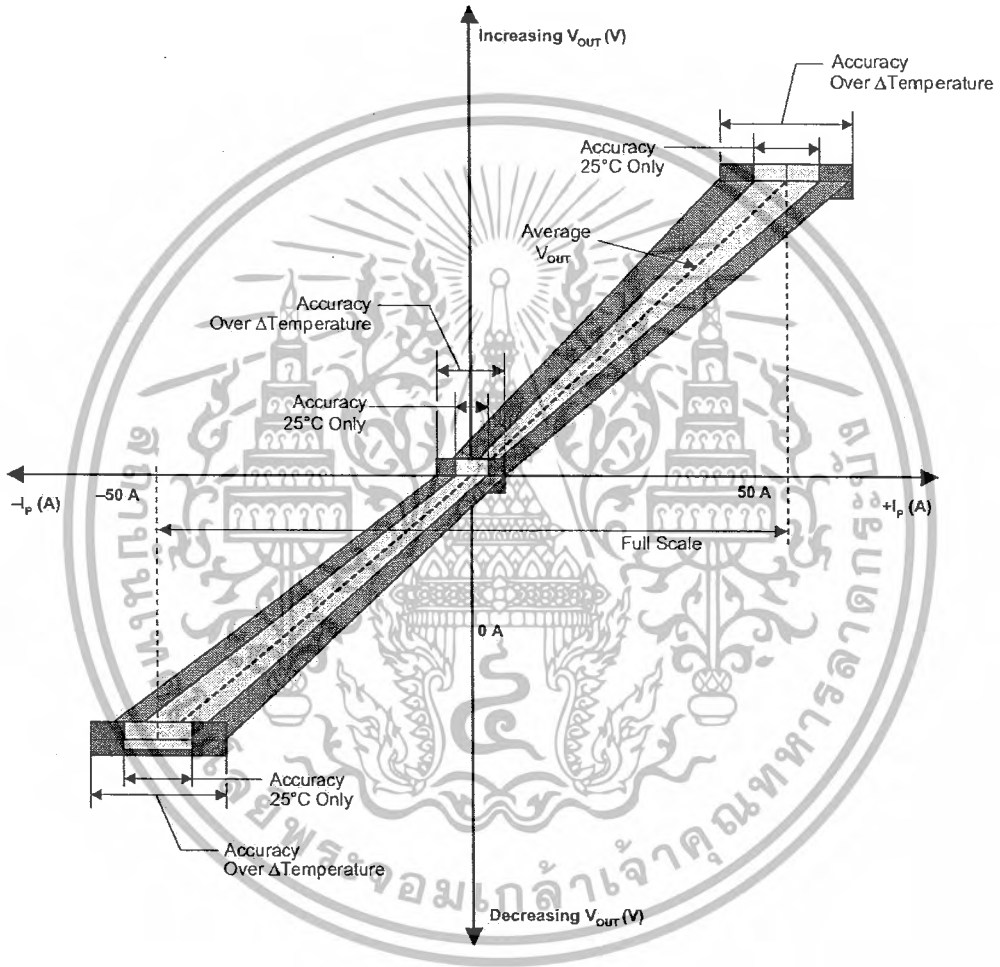
Accuracy (E_{TOT}): The accuracy represents the maximum deviation of the actual output from its ideal value. This is also known as the total output error. The accuracy is illustrated graphically in the Output Voltage versus Current chart on the following page.

Accuracy is divided into four areas:

- **0 A at 25°C:** Accuracy of sensing zero current flow at 25°C, without the effects of temperature.
- **0 A over temperature:** Accuracy of sensing zero current flow including temperature effects.
- **Full-scale current at 25°C:** Accuracy of sensing the full-scale current at 25°C, without the effects of temperature.
- **Full-scale current over Δ temperature:** Accuracy of sensing full-scale current flow including temperature effects.

Current Sensor ACS754xCB-050

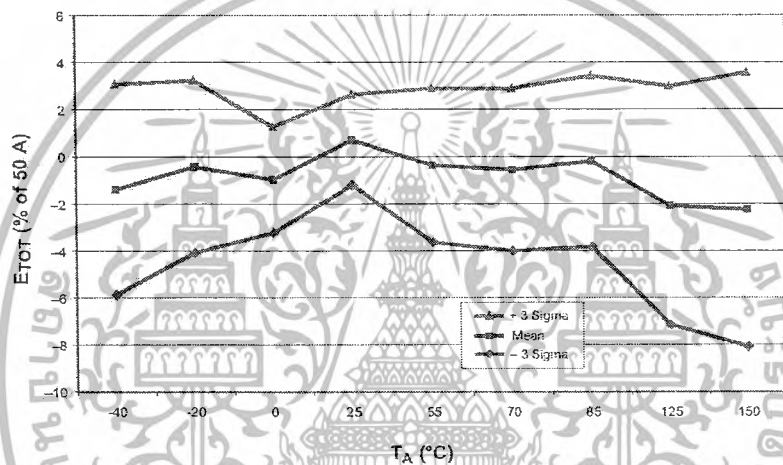
Output voltage vs. current, illustrating sensor accuracy at 0 A and at full-scale current



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Current Sensor: ACS754xCB-050

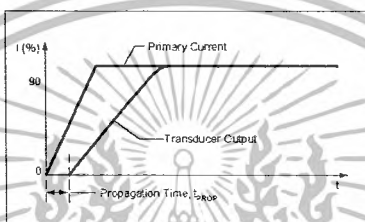
Typical Percentage Error versus Ambient Temperature



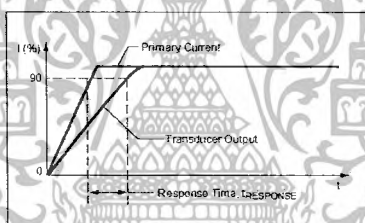
Current Sensor ACS754xCB-050

Definitions of Dynamic Response Characteristics

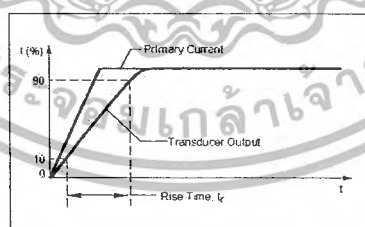
Propagation delay (t_{PROP}): The time required for the sensor output to reflect a change in the primary current signal. Propagation delay is attributed to inductive loading within the linear IC package, as well as in the inductive loop formed by the primary conductor geometry. Propagation delay can be considered as a fixed time offset and may be compensated.



Response time ($t_{RESPONSE}$): The time interval between a) when the primary current signal reaches 90% of its final value, and b) when the sensor reaches 90% of its output corresponding to the applied current.



Rise time (t_r): The time interval between a) when the sensor reaches 10% of its full scale value, and b) when it reaches 90% of its full scale value. The rise time to a step response is used to derive the bandwidth of the current sensor, in which $f(-3 \text{ dB}) \approx 0.35/t_r$. Both t_r and $t_{RESPONSE}$ are detrimentally affected by eddy current losses observed in the conductive IC ground plane and, to varying degrees, in the ferrous flux concentrator within the current sensor package.

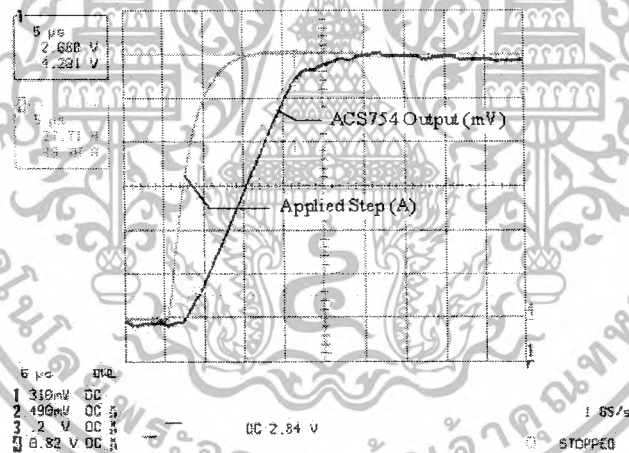


Current Sensor: ACS754xCB-050

Standards and Physical Specifications

Parameter	Specification
Flammability (package molding compound)	UL recognized to UL 94V-0
Fire and Electric Shock	UL60950-1:2003 EN60950-1:2001 CAN/CSA C22.2 No. 60950-1:2003
Creepage distance, current terminals to sensor pins	7.25 mm
Clearance distance, current terminals to sensor pins	7.25 mm
Package mass	4.63 g typical

Step Response, $I_p = 0$ to 50 A, no external filter



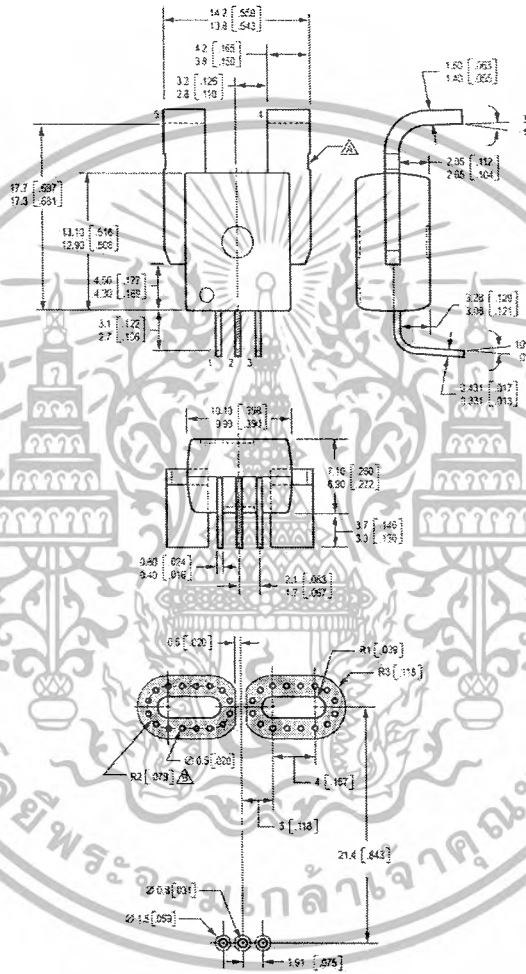
Current Sensor: ACS754xCB-050

Device Branding Key (Two alternative styles are used)

ACS754 TCB050 YYWWA	ACS	Allegro Current Sensor
	754	Device family number
	T	Operating ambient temperature range code [L or S]
	CB	Package type designator
	050	Maximum measurable current
	YY	Manufacturing date code: Calendar year (last two digits)
	WW	Manufacturing date code: Calendar week
ACS754 TCB050 L...L YYWW	A	Manufacturing date code: Shift code
	ACS	Allegro Current Sensor
	754	Device family number
	T	Operating ambient temperature range code [L or S]
	CB	Package type designator
	050	Maximum measurable current
	L...L	Manufacturing lot code
YY	Manufacturing date code: Calendar year (last two digits)	
WW	Manufacturing date code: Calendar week	

Current Sensor: ACS754xCB-050

Package CB-PFF



Dimensions in millimeters
 U.S. Customary dimensions (in.) in brackets, for reference only
 ▲ Diaphragm removal intrusion
 ▲ Perimeter through-holes recommended

ACS754050-DS; Rev. 3



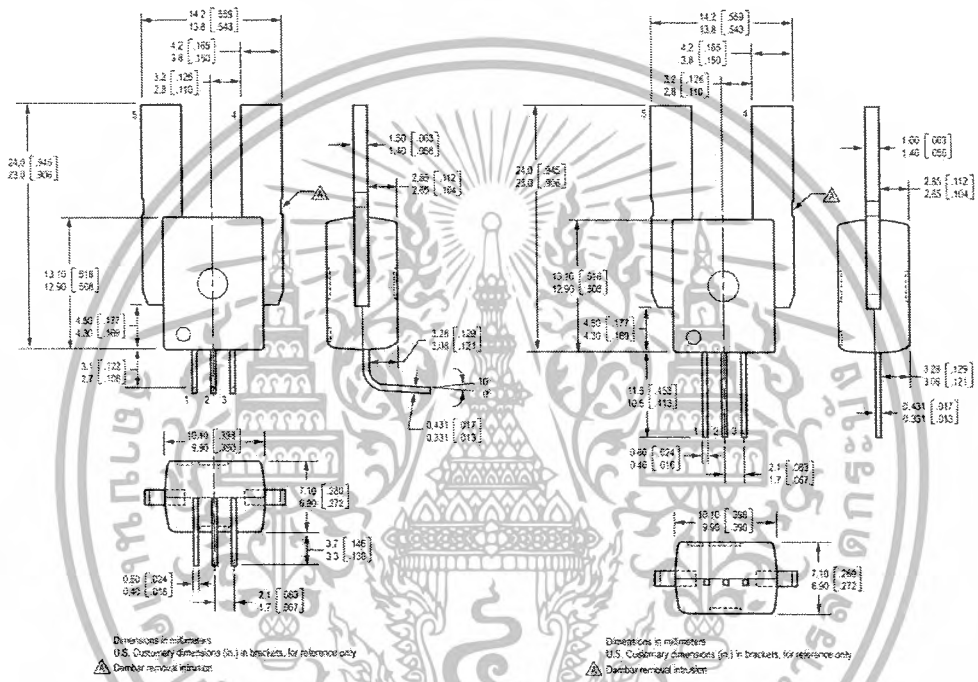
115 Northeast Cutler, Box 15036
 Worcester, Massachusetts 01615-0036 (508) 853-5000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Current Sensor ACS754xCB-050

Package CB-PSF

Package CB-PSS



The products described herein are manufactured under one or more of the following U.S. patents: 5,043,920; 5,264,783; 5,442,283; 5,389,889; 5,581,179; 5,517,112; 5,619,137; 5,621,319; 5,650,719; 5,686,894; 5,694,038; 5,729,130; 5,917,320; and other patents pending.

Allegro MicroSystems, Inc. reserves the right to make, from time to time, such departures from the detail specifications as may be required to permit improvements in the performance, reliability, or manufacturability of its products. Before placing an order, the user is cautioned to verify that the information being relied upon is current.

Allegro products are not authorized for use as critical components in life-support devices or systems without express written approval.

The information included herein is believed to be accurate and reliable. However, Allegro MicroSystems, Inc. assumes no responsibility for its use; nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use.

Copyright © 2004, 2005, Allegro MicroSystems, Inc.

ACS754050-DS, Rev. 3



115 Northeast Cutler, Box 19036
 Worcester, Massachusetts 01615-0036 (508) 953-5000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



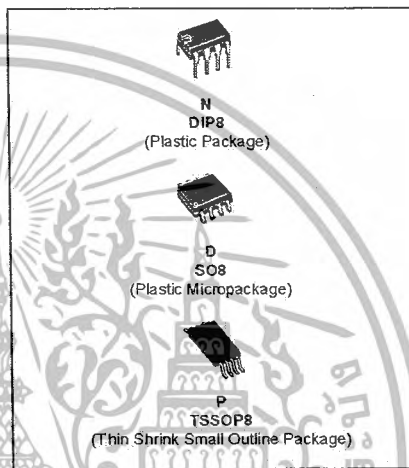
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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/ μ 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.

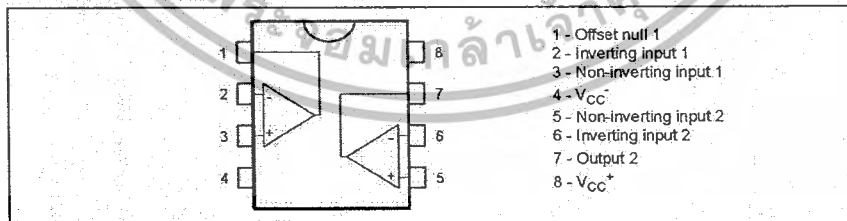
ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package		
		N	D	P
TL082M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•	•
TL082/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)

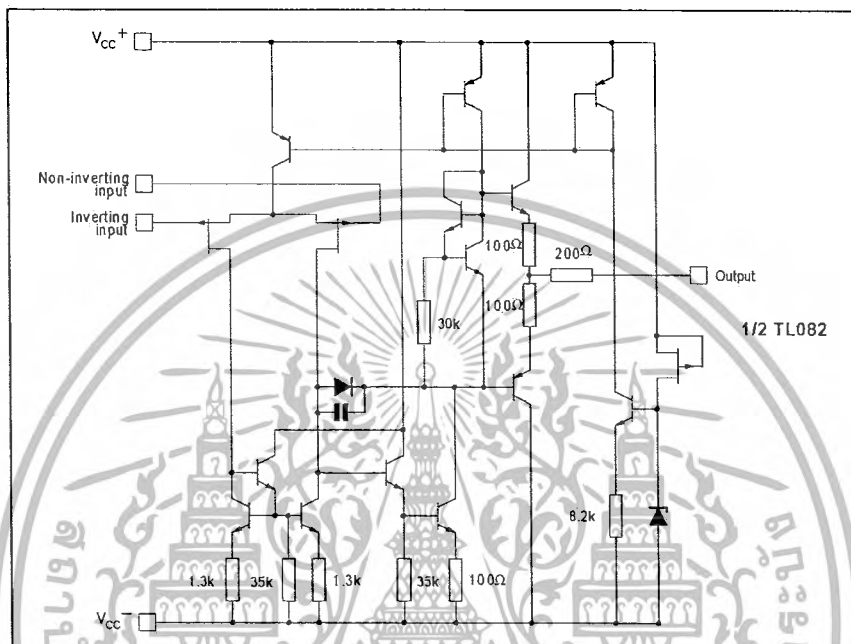


March 2002

1/11

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	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range		-65 to +150		°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 T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3	10	mV
DV _{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		μV/°C
I _{io}	Input Offset Current - note 1) T _{amb} = +25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		5	100 4		5	100 10	pA nA
I _{ib}	Input Bias Current -note 1 T _{amb} = +25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		20	200 20		20	400 20	pA nA
A _{vd}	Large Signal Voltage Gain (R _L = 2kΩ, V _O = ±10V) T _{amb} = +25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio (R _S = 50Ω) T _{amb} = +25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	80 80	86		70 70	86		dB
I _{CC}	Supply Current, no load T _{amb} = +25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		1.4	2.5 2.5		1.4	2.5 2.5	mA
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 T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	80 80	86		70 70	86		dB
I _{os}	Output Short-circuit Current T _{amb} = +25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	10 10	40	60 60	10 10	40	60 60	mA
±V _{opp}	Output Voltage Swing T _{amb} = +25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		10 12 10 12	12 13.5 2kΩ 10kΩ		10 12 10 12		V
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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 $R_G = 100\Omega$, $f = 1\text{KHz}$		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.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CD4093B Types

CMOS Quad 2-Input NAND Schmitt Triggers

High-Voltage Types (20 Volt Rating)

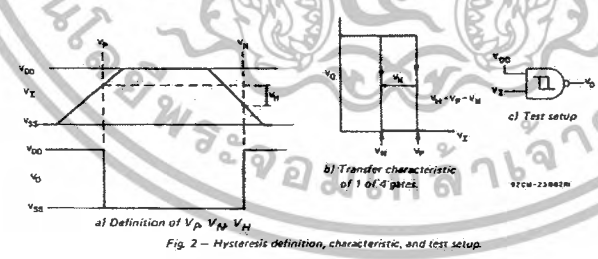
■ CD4093B consists of four Schmitt-trigger circuits. Each circuit functions as a two-input NAND gate with Schmitt-trigger action on both inputs. The gate switches at different points for positive- and negative-going signals. The difference between the positive voltage (V_P) and the negative voltage (V_N) is defined as hysteresis voltage (V_H) (see Fig. 2).

The CD4093B types are supplied in 14-lead hermetic dual-in-line ceramic packages (F3A suffix), 14-lead dual-in-line plastic packages (E suffix), 14-lead small-outline packages (M, MI, M96, and NSR suffixes), and 14-lead thin shrink small-outline packages (PW and PWR suffixes).

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:
 Voltages referenced to V_{SS} Terminal

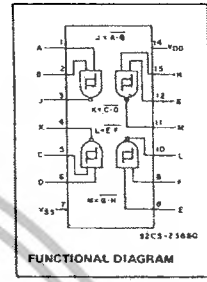
DC SUPPLY-VOLTAGE RANGE (V_{DD})	-0.5V to +20V
INPUT VOLTAGE RANGE, ALL INPUTS	-0.5V to $V_{DD} + 0.5V$
DC INPUT CURRENT, ANY ONE INPUT	$\pm 10\text{mA}$
PACKAGE THERMAL IMPEDANCE, θ_{JA} (See Note 1):	
E package	80°C/W
M package	88°C/W
NS package	76°C/W
DEVICE DISSIPATION PER OUTPUT TRANSISTOR	
FOR $T_A = \text{FULL PACKAGE TEMPERATURE RANGE (All Package Types)}$	100mW
OPERATING-TEMPERATURE RANGE (T_A)	-55°C to +125°C
STORAGE TEMPERATURE RANGE (T_{stg})	-65°C to +150°C
LEAD TEMPERATURE (DURING SOLDERING):	
At distance 1/16 \pm 1/32 inch (1.59 \pm 0.79mm) from case for 10s max	+265°C

NOTE 1: Package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.



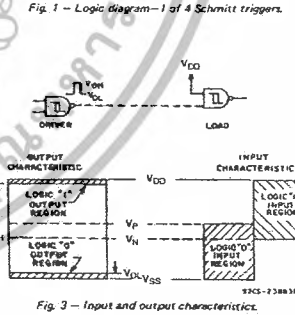
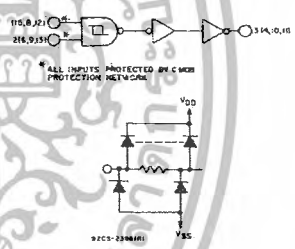
- Features:**
- Schmitt-trigger action on each input with no external components
 - Hysteresis voltage typically 0.9 V at $V_{DD} = 5\text{V}$ and 2.3 V at $V_{DD} = 10\text{V}$
 - Noise immunity greater than 50%
 - No limit on input rise and fall times
 - Standardized, symmetrical output characteristics
 - 100% tested for quiescent current at 20 V
 - Maximum input current of 1 μA at 18 V over full package-temperature range, 100 nA at 18 V and 25°C
 - 5-V, 10-V, and 15-V parametric ratings
 - Meets all requirements of JEDEC Standard No. 13B, "Standard Specifications for Description of 'B' Series CMOS Devices"

- Applications:**
- Wave and pulse shapers
 - High-noise environment systems
 - Monostable multivibrators
 - Astable multivibrators
 - NAND logic



RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS
 For maximum reliability, nominal operating conditions should be selected so that operation is always within the following ranges.

CHARACTERISTIC	MIN.	MAX.	UNITS
Supply Voltage Range ($T_A = \text{Full Package Temp. Range}$)	3	18	V



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CD4093B Types

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTERISTIC	CONDITIONS		LIMITS AT INDICATED TEMPERATURES (°C)							UNITS		
	V _O (V)	V _{I(N)} (V)	-55		+85		+125		+25			
			MIN.	TYP.	MAX.	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		
	-	0.15	15	4	4	120	120	-	0.02	4		
	-	0.20	20	20	20	600	600	-	0.04	20		
Positive Trigger Threshold Voltage V _p Min.	-	a	5	2.7	2.2	2.2	2.2	2.2	2.2	2.9	-	V
	-	x	10	4.6	4.6	4.6	4.6	4.6	4.6	5.9	-	
	-	a	15	6.8	6.8	6.8	6.8	6.8	6.8	-	-	
	-	b	5	2.6	2.6	2.6	2.6	2.6	3.3	-	-	
	-	b	10	5.6	5.6	5.6	5.6	5.6	5.8	7	-	
	-	b	15	6.3	6.3	6.3	6.3	6.3	6.3	9.4	-	
	-	a	5	3.6	3.6	3.6	3.6	-	2.9	3.6	-	
	-	a	10	7.1	7.1	7.1	7.1	-	5.9	7.1	-	
Positive Trigger Threshold Voltage V _p Max.	-	a	5	10.8	10.8	10.8	10.8	-	8.8	10.8	-	V
	-	b	5	4	4	4	4	-	3.9	4	-	
	-	b	10	8.2	8.2	8.2	8.2	-	7	8.2	-	
	-	b	15	12.7	12.7	12.7	12.7	-	9.4	12.7	-	
	-	a	5	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9	1.9	-	-	
	-	a	10	2.5	2.5	2.5	2.5	2.5	3.9	-	-	
	-	a	15	4	4	4	4	4	5.8	-	-	
	-	b	5	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	2.3	-	-	
Negative Trigger Threshold Voltage V _N Min.	-	b	10	3.4	3.4	3.4	3.4	3.4	3.4	5.1	-	V
	-	b	15	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	7.3	-	
	-	a	5	2.8	2.8	2.8	2.8	-	1.9	2.8	-	
	-	a	10	5.2	5.2	5.2	5.2	-	3.9	5.2	-	
	-	a	15	7.4	7.4	7.4	7.4	-	5.8	7.4	-	
	-	b	5	3.2	3.2	3.2	3.2	-	2.3	3.2	-	
	-	b	10	6.6	6.6	6.6	6.6	-	5.1	6.6	-	
	-	b	15	9.6	9.6	9.6	9.6	-	7.3	9.6	-	
Hysteresis Voltage V _H Min.	-	a	5	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	0.9	-	V
	-	a	10	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	2.3	-	
	-	a	15	1.6	1.6	1.6	1.6	1.6	1.6	3.5	-	
	-	b	5	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	0.9	-	
	-	b	10	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	2.3	-	
	-	b	15	1.6	1.6	1.6	1.6	1.6	1.6	3.5	-	
	-	a	5	1.6	1.6	1.6	1.6	-	0.9	1.6	-	
	-	a	10	3.4	3.4	3.4	3.4	-	2.3	3.4	-	
Hysteresis Voltage V _H Max.	-	a	5	5	5	5	5	-	3.5	5	-	V
	-	b	5	1.6	1.6	1.6	1.6	-	0.9	1.6	-	
	-	b	10	3.4	3.4	3.4	3.4	-	2.3	3.4	-	
	-	b	15	5	5	5	5	-	3.5	5	-	

* Input on terminals 1, 5, 8, 12 or 2, 6, 9, 13; other inputs to V_{DD}.
 † Input on terminals 1 and 2, 5 and 6, 8 and 9, or 12 and 13; other inputs to V_{DD}.

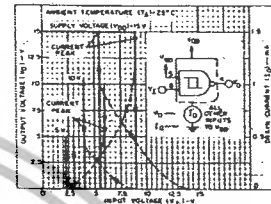


Fig. 4 - Typical current and voltage transfer characteristics.

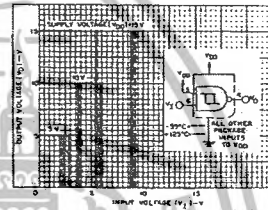


Fig. 5 - Typical voltage transfer characteristics as a function of temperature.

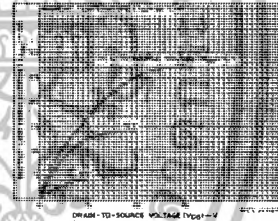


Fig. 6 - Typical output low (sink) current characteristics.

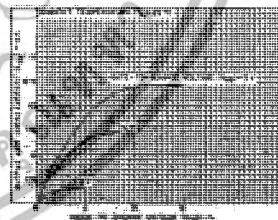


Fig. 7 - Minimum output low (sink) current characteristics.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CD4093B Types

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

CHARACTERISTIC	CONDITIONS			LIMITS AT INDICATED TEMPERATURES (°C)							UNITS
	V _O (V)	V _{IN} (V)	V _{DD} (V)	-55	-40	+85	+125	+25			
								MIN.	TYP.	MAX.	
Output Low (Sink) Current, I _{OL} Min.	0.4	0.5	5	0.64	0.61	0.42	0.36	0.51	1	-	mA
	0.5	0.10	10	1.6	1.5	1.1	0.9	1.3	2.6	-	
Output High (Source) Current, I _{OH} Min.	4.6	0.5	5	-0.64	-0.61	-0.42	-0.36	-0.51	-1	-	mA
	2.5	0.5	5	-2	-1.8	-1.3	-1.15	-1.6	-3.2	-	
Output Voltage Low-Level, V _{OL} Max.	-	0.5	5	-	-	0.05	-	-	0	0.05	V
	-	0.10	10	-	-	0.05	-	-	0	0.05	
Output Voltage High-Level, V _{OH} Min.	-	0.5	5	-	-	4.95	-	4.95	5	-	V
	-	0.10	10	-	-	9.95	-	9.95	10	-	
Input Current, I _{IN} Max.	-	0.15	15	-4.2	-4	-2.8	-2.4	-3.4	-6.8	-	μA
	-	0.18	18	±0.1	±0.1	±1	±1	-	±10 ⁻⁵	±0.1	

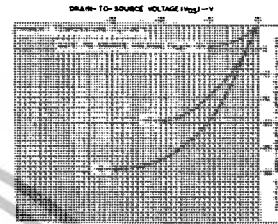


Fig. 8 - Typical output high (source) current characteristics.

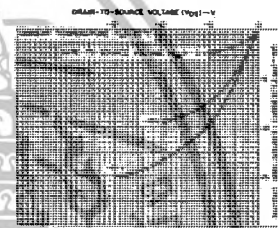


Fig. 9 - Minimum output high (source) current characteristics.

DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	LIMITS			UNITS
		V _{DD} VOLTS	TYP.	MAX.	
Propagation Delay Time: t _{PHL} , t _{PLH}		5	190	380	ns
		10	90	180	
		15	65	130	
Transition Time: t _{THL} , t _{TLH}		5	100	200	ns
		10	50	100	
		15	40	80	
Input Capacitance, C _{IN}	Any Input		5	7.5	pF

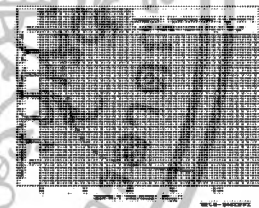


Fig. 10 - Typical propagation delay time vs. supply voltage.

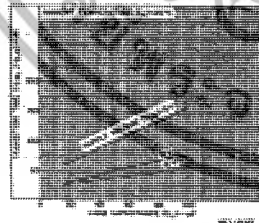


Fig. 11 - Typical transition time vs. load capacitance.

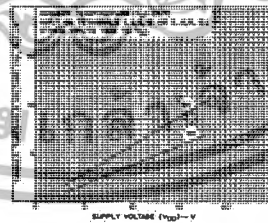


Fig. 12 - Typical trigger threshold voltage vs. V_{DD}.

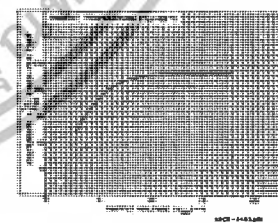


Fig. 13 - Typical per cent hysteresis vs. supply voltage.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CD4093B Types

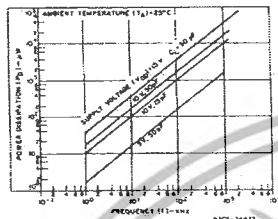


Fig. 14 - Typical power dissipation vs. frequency characteristics.

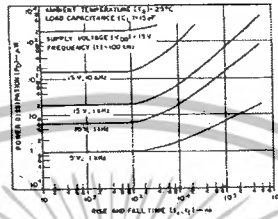


Fig. 15 - Typical power dissipation vs. rise and fall times.

APPLICATIONS

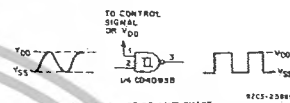


Fig. 16 - Wave shaper.

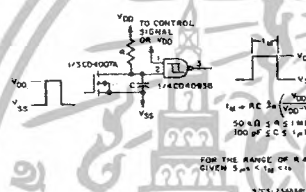


Fig. 17 - Monostable multivibrator.

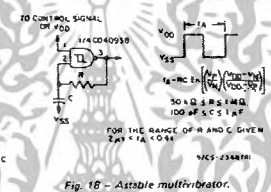


Fig. 18 - Astable multivibrator.

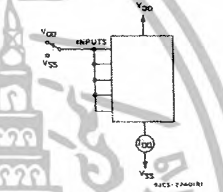


Fig. 19 - Quiescent device current test circuit.

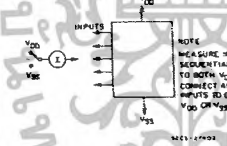


Fig. 20 - Input current test circuit.

TERMINAL ASSIGNMENT

A - 1A	H - VDD
B - 2	I3 - N
C - 3	I2 - 0
D - 4	I1 - M - 2E ¹
E - 5	I0 - L - 2E ¹
F - 6	9 - F
G - 7	8 - E

(STOP VIEW)

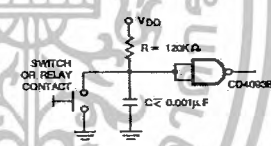


Fig. 21 - Contact Debouncer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
7704602CA	ACTIVE	CDIP	J	14	1	None	Call TI	Level-NC-NC-NC
CD4093BE	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
CD4093BF	ACTIVE	CDIP	J	14	1	None	Call TI	Level-NC-NC-NC
CD4093BF3A	ACTIVE	CDIP	J	14	1	None	Call TI	Level-NC-NC-NC
CD4093BM	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/Level-1-235C-UNLIM
CD4093BM96	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/Level-1-235C-UNLIM
CD4093BMT	ACTIVE	SOIC	D	14	250	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/Level-1-235C-UNLIM
CD4093BNSR	ACTIVE	SO	NS	14	2000	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/Level-1-235C-UNLIM
CD4093BPW	ACTIVE	TSSOP	PW	14	90	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-1-250C-UNLIM
CD4093BPWR	ACTIVE	TSSOP	PW	14	2000	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-1-250C-UNLIM

⁽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.

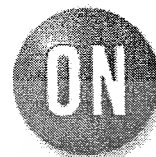
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74AC00, MC74ACT00

Quad 2-Input NAND Gate High-Performance Silicon-Gate CMOS



ON Semiconductor*

<http://onsemi.com>

Features

- Output Drive Capability: ±24 mA
- Operating Voltage Range: 2 to 6 V AC00; 4.5 to 5.5 ACT00
- Low Input Current: 1.0 μA
- High Noise Immunity Characteristic of CMOS Devices
- In Compliance With the JEDEC Standard No. 7A Requirements
- Chip Complexity: 32 FETs
- Pb-Free Packages are Available*

MARKING DIAGRAMS

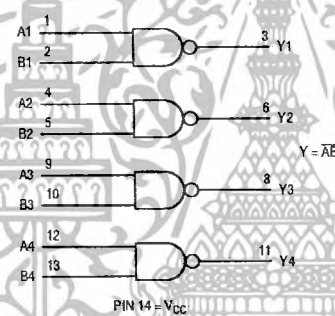
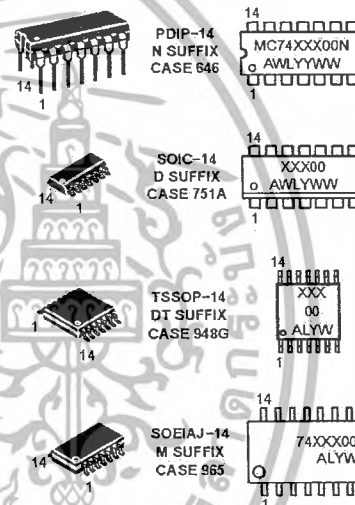


Figure 1. Logic Diagram

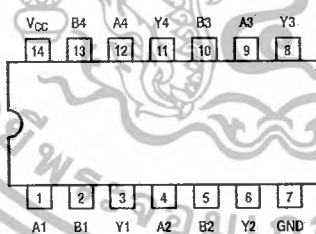


Figure 2. Pinout: 14-Lead Packages (Top View)

XXX = AC or ACT
 A = Assembly Location
 WL or L = Wafer Lot
 YY or Y = Year
 VWW or W = Work Week

FUNCTION TABLE

Inputs		Output
A	B	Y
L	L	H
L	H	H
H	L	H
H	H	L

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 5 of this data sheet.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74AC00, MC74ACT00

MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit	
V_{CC}	DC Supply Voltage	-0.5 to +7.0	V	
V_I	DC Input Voltage	$-0.5 \leq V_I \leq V_{CC} + 0.5$	V	
V_O	DC Output Voltage (Note 1)	$-0.5 \leq V_O \leq V_{CC} + 0.5$	V	
I_{IK}	DC Input Diode Current	± 20	mA	
I_{OK}	DC Output Diode Current	± 50	mA	
I_O	DC Output Sink/Source Current	± 50	mA	
I_{CC}	DC Supply Current per Output Pin	± 50	mA	
I_{GND}	DC Ground Current per Output Pin	± 50	mA	
T_{STG}	Storage Temperature Range	-65 to +150	°C	
T_L	Lead temperature, 1 mm from Case for 10 Seconds	260	°C	
T_J	Junction temperature under Bias	+150	°C	
θ_{JA}	Thermal resistance	PDIP SOIC TSSOP	78 125 170	°C/W
P_D	Power Dissipation in Still Air at 85°C	PDIP SOIC TSSOP	78 125 170	mW
MSL	Moisture Sensitivity		Level 1	
FR	Flammability Rating	Oxygen Index: 30% - 35%	UL 94 V-0 @ 0.125 in	
V_{ESD}	ESD Withstand Voltage	Human Body Model (Note 2) Machine Model (Note 3) Charged Device Model (Note 4)	> 2000 > 200 > 1000	V
$I_{Latch-Up}$	Latch-Up Performance	Above V_{CC} and Below GND at 85°C (Note 5)	± 100	mA

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

1. I_O absolute maximum rating must be observed.

2. Tested to EIA/JESD22-A114-A.

3. Tested to EIA/JESD22-A115-A.

4. Tested to JESD22-C101-A.

5. Tested to EIA/JESD78.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
V_{CC}	Supply Voltage	MC74AC00 2.0 MC74ACT00 4.5	5.0 5.0	6.0 5.5	V
V_{in}, V_{out}	DC Input Voltage, Output Voltage (Ref. to GND)	0	-	V_{CC}	V
t_r, t_f	Input Rise and Fall Time (Note 6) MC74AC00	V_{CC} @ 3.0 V - V_{CC} @ 4.5 V - V_{CC} @ 5.5 V -	150 40 25	-	ns/V
t_r, t_f	Input Rise and Fall Time (Note 7) MC74ACT00	V_{CC} @ 4.5 V - V_{CC} @ 5.5 V -	10 8.0	-	ns/V
T_J	Junction Temperature	-	-	150	°C
T_A	Operating Ambient Temperature Range	-55	25	125	°C
I_{OH}	Output Current - High	-	-	-24	mA
I_{OL}	Output Current - Low	-	-	24	mA

6. V_{in} from 30% to 70% V_{CC} .

7. V_{in} from 0.8 V to 2.0 V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74AC00, MC74ACT00

DC CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	V _{CC} (V)	MC74AC00						Unit	Conditions
			T _A = +25°C		T _A = -40°C to +85°C		T _A = -55°C to +125°C			
			Typ	Guaranteed Limits						
V _{IH}	Minimum High Level Input Voltage	3.0	1.5	2.1	2.1		2.1		V	V _{OUT} = 0.1 V or V _{CC} - 0.1 V
		4.5	2.25	3.15	3.15		3.15			
		5.5	2.75	3.85	3.85		3.85			
V _{IL}	Maximum Low Level Input Voltage	3.0	1.5	0.9	0.9		0.9		V	V _{OUT} = 0.1 V or V _{CC} - 0.1 V
		4.5	2.25	1.35	1.35		1.35			
		5.5	2.75	1.65	1.65		1.65			
V _{OH}	Minimum High Level Output Voltage	3.0	2.99	2.9	2.9		2.9		V	I _{OUT} = -50 μA
		4.5	4.49	4.4	4.4		4.4			
		5.5	5.49	5.4	5.4		5.4			
V _{OL}	Maximum Low Level Output Voltage	3.0	-	2.56	2.46		2.4		V	*V _{IN} = V _{IL} or V _{IH} -12 mA I _{OH} = -24 mA -24 mA
		4.5	-	3.86	3.76		3.7			
		5.5	-	4.86	4.76		4.7			
I _{OL}	Maximum Low Level Output Current	3.0	0.002	0.1	0.1		0.1		V	I _{OUT} = 50 μA
		4.5	0.001	0.1	0.1		0.1			
		5.5	0.001	0.1	0.1		0.1			
I _{OH}	Maximum High Level Output Current	3.0	-	0.36	0.44		0.5		V	*V _{IN} = V _{IL} or V _{IH} 12 mA I _{OL} = 24 mA 24 mA
		4.5	-	0.36	0.44		0.5			
		5.5	-	0.36	0.44		0.5			
I _{IN}	Maximum Input Leakage Current	5.5	-	±0.1	±1.0		±1.0		μA	V _I = V _{CC} , GND
I _{OLD}	†Minimum Dynamic Output Current	5.5	-	-	75		50		mA	V _{OLD} = 1.65 V Max
I _{OHD}	†Maximum Dynamic Output Current	5.5	-	-	-75		-50		mA	V _{OHD} = 3.85 V Min
I _{CC}	Maximum Quiescent Supply Current	5.5	-	4.0	40		40		μA	V _{IN} = V _{CC} or GND

*All outputs loaded; thresholds on input associated with output under test.
†Maximum test duration 2.0 ms, one output loaded at a time.

NOTE: I_{IN} and I_{CC} @ 3.0 V are guaranteed to be less than or equal to the respective limit @ 5.5 V V_{CC}.

AC CHARACTERISTICS (t_r = t_f = 3.0 ns; C_L = 50 pF; see Figures 3 and 4 for Waveforms)

Symbol	Parameter	V _{CC} (V)	MC74AC00						Unit	
			T _A = +25°C			T _A = -40°C to +85°C		T _A = -55°C to +125°C		
			Min	Typ	Max	Min	Max	Min		Max
t _{PLH}	Propagation Delay	3.3 5.0	2.0 1.5	7.0 6.0	9.5 8.0	2.0 1.5	10.0 8.5	1.0 1.0	11.0 8.5	ns
t _{PHL}	Propagation Delay	3.3 5.0	1.5 1.5	5.5 4.5	8.0 6.5	1.0 1.0	8.5 7.0	1.0 1.0	9.0 7.0	ns

*Voltage Range 3.3 V is 3.3 V ± 0.3 V.
Voltage Range 5.0 V is 5.0 V ± 0.5 V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74AC00, MC74ACT00

DC CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	V _{CC} (V)	MC74ACT00				Unit	Conditions		
			T _A = +25°C		T _A = -40°C to +85°C				T _A = -55°C to +125°C	
			Typ	Guaranteed Limits						
V _{IH}	Minimum High Level Input Voltage	4.5 5.5	1.5 1.5	2.0 2.0	2.0 2.0	2.0 2.0	V	V _{OUT} = 0.1 V or V _{CC} - 0.1 V		
V _{IL}	Maximum Low Level Input Voltage	4.5 5.5	1.5 1.5	0.8 0.8	0.8 0.8	0.8 0.8	V	V _{OUT} = 0.1 V or V _{CC} - 0.1 V		
V _{OH}	Minimum High Level Output Voltage	4.5 5.5	4.49 5.49	4.4 5.4	4.4 5.4	4.4 5.4	V	I _{OUT} = -50 μA		
		4.5 5.5	- -	3.86 4.86	3.76 4.76	3.7 4.7	V	*V _{IN} = V _{IL} or V _{IH} I _{OH} = -24 mA -24 mA		
V _{OL}	Maximum Low Level Output Voltage	4.5 5.5	0.001 0.001	0.1 0.1	0.1 0.1	0.1 0.1	V	I _{OUT} = 50 μA		
		4.5 5.5	- -	0.36 0.36	0.44 0.44	0.5 0.5	V	*V _{IN} = V _{IL} or V _{IH} I _{OL} = 24 mA 24 mA		
I _{IN}	Maximum Input Leakage Current	5.5	-	±0.1	±1.0	±1.0	μA	V _I = V _{CC} , GND		
ΔI _{CC} T	Additional Max. I _{CC} Input	5.5	0.6	-	1.5	1.6	mA	V _I = V _{CC} - 2.1 V		
I _{OLD}	Minimum Dynamic Output Current	5.5	-	-	75	50	mA	V _{OLD} = 1.65 V Max		
I _{OHD}		5.5	-	-	-75	-50	mA	V _{OHD} = 3.85 V Min		
I _{CC}	Maximum Quiescent Supply Current	5.5	-	4.0	40	40	μA	V _{IN} = V _{CC} or GND		

*All outputs loaded, thresholds on input associated with output under test.
†Maximum test duration 2.0 ms, one output loaded at a time.

AC CHARACTERISTICS (t_r = t_f = 3.0 nS; C_L = 50 pF; see Figures 3 and 4 for Waveforms)

Symbol	Parameter	V _{CC} (V)	MC74ACT00						Unit	
			T _A = +25°C			T _A = -40°C to +85°C		T _A = -55°C to +125°C		
			Min	Typ	Max	Min	Max	Min		Max
t _{PLH}	Propagation Delay	5.0	1.5	5.5	9.0	1.0	9.5	1.0	9.5	ns
t _{PHL}	Propagation Delay	5.0	1.5	4.0	7.0	1.0	8.0	1.0	8.0	ns

*Voltage Range 5.0 V is 5.0 V ± 0.5 V.

CAPACITANCE

Symbol	Parameter	Value Typ	Test Conditions	Unit
C _{IN}	Input Capacitance	4.5	V _{CC} = 5.0 V	pF
C _{PD}	Power Dissipation Capacitance	30	V _{CC} = 5.0 V	pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LM311

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



January 2001

LM111/LM211/LM311 Voltage Comparator

LM111/LM211/LM311 Voltage Comparator

1.0 General Description

The LM111, LM211 and LM311 are voltage comparators that have input currents nearly a thousand times lower than devices like the LM106 or LM710. They are also designed to operate over a wider range of supply voltages: from standard $\pm 15V$ op amp supplies down to the single 5V supply used for IC logic. Their output is compatible with RTL, DTL and TTL as well as MOS circuits. Further, they can drive lamps or relays, switching voltages up to 50V at currents as high as 50 mA.

Both the inputs and the outputs of the LM111, LM211 or the LM311 can be isolated from system ground, and the output can drive loads referred to ground, the positive supply or the negative supply. Offset balancing and strobe capability are provided and outputs can be wire OR'ed. Although slower than the LM106 and LM710 (200 ns response time vs 40 ns)

the devices are also much less prone to spurious oscillations. The LM111 has the same pin configuration as the LM106 and LM710.

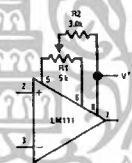
The LM211 is identical to the LM111, except that its performance is specified over a $-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$ temperature range instead of $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$. The LM311 has a temperature range of $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$.

2.0 Features

- Operates from single 5V supply
- Input current: 150 nA max. over temperature
- Offset current: 20 nA max. over temperature
- Differential input voltage range: $\pm 30V$
- Power consumption: 135 mW at $\pm 15V$

3.0 Typical Applications (Note 3)

Offset Balancing



00575436

Strobing



00575437

Note: Do Not Ground Strobe Pin. Output is turned off when current is pulled from Strobe Pin.

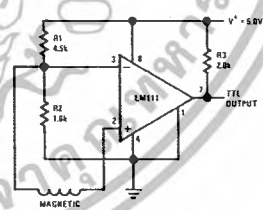
Increasing Input Stage Current (Note 1)



00570138

Note 1: Increases typical common mode slew from 7.0V/ μs to 18V/ μs .

Detector for Magnetic Transducer



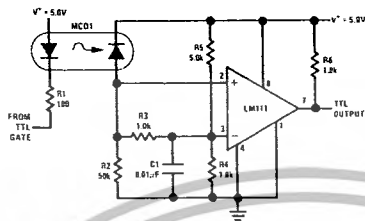
00570439

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM111/LM211/LM311

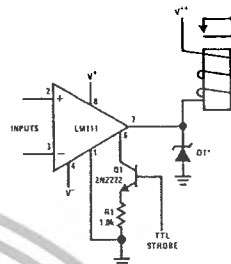
3.0 Typical Applications (Note 3) (Continued)

Digital Transmission Isolator



00570150

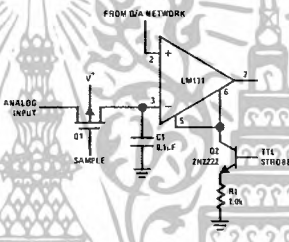
Relay Driver with Strobe



00570441

* Absorbs inductive kickback of relay and protects IC from severe voltage transients on V⁺ line.
Note: Do Not Ground Strobe Pin.

Strobing off Both Input and Output Stages (Note 2)



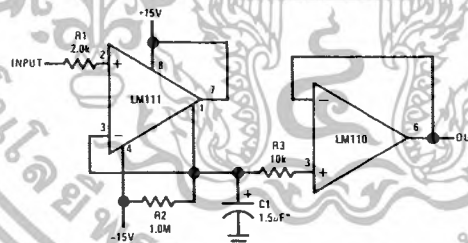
00570442

Note: Do Not Ground Strobe Pin.

Note 2: Typical input current is 50 pA with inputs strobed off.

Note 3: Pin connections shown on schematic diagram and typical applications are for 14DB metal can package.

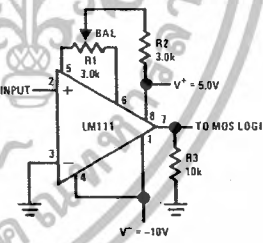
Positive Peak Detector



00570423

*Solid tantalum

Zero Crossing Detector Driving MOS Logic



00573424

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM111/LM211/LM311

4.0 Absolute Maximum Ratings for the LM111/LM211 (Note 10)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Total Supply Voltage (V_{DD})	36V
Output to Negative Supply Voltage (V_{FA})	50V
Ground to Negative Supply Voltage (V_{FA})	30V
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 4)	$\pm 15V$
Output Short Circuit Duration	10 sec
Operating Temperature Range	

LM111	-55°C to 125°C
LM211	-25°C to 85°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	260°C
Voltage at Strobe Pin	$V^+ - 5V$
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.	
ESD Rating (Note 11)	300V

Electrical Characteristics (Note 6) for the LM111 and LM211

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 7)	$T_A = 25^\circ C, R_S \leq 50k$		0.7	3.0	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ C$		4.0	10	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ C$		60	100	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ C$	40	200		V/mV
Response Time (Note 8)	$T_A = 25^\circ C$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} = -5 mV, I_{OUT} = 50 mA$ $T_A = 25^\circ C$		0.75	1.5	V
Strobe ON Current (Note 9)	$T_A = 25^\circ C$		2.0	5.0	mA
Output Leakage Current	$V_{IN} = 5 mV, V_{OUT} = 35V$ $T_A = 25^\circ C, I_{STROBE} = 3 mA$		0.2	10	nA
Input Offset Voltage (Note 7)	$R_S \leq 50 k$			4.0	mV
Input Offset Current (Note 7)				20	nA
Input Bias Current				150	nA
Input Voltage Range	$V^+ = 15V, V^- = -15V, Pin 7$ Pull-Up May Go To 5V	-14.5	13.3, 14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5V, V^- = 0$ $V_{IN} = -8 mV, I_{OUT} = 8 mA$		0.23	0.4	V
Output Leakage Current	$V_{IN} = 5 mV, V_{OUT} = 35V$		0.1	0.5	μA
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ C$		5.1	6.0	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ C$		4.1	5.0	mA

Note 4: This rating applies for $\pm 15V$ supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 5: The maximum junction temperature of the LM111 is 150°C, while that of the LM211 is 110°C. For operating at elevated temperatures, devices in the H-08 package must be derated based on a thermal resistance of 185°C/W, junction to ambient, or 20°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 110°C/W, junction to ambient.

Note 6: These specifications apply for $V_{GS} = \pm 15V$ and Ground pin at ground, and $-55^\circ C \leq T_A \leq 125^\circ C$, unless otherwise stated. With the LM211, however, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq 85^\circ C$. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to $\pm 15V$ supplies.

Note 7: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and R_S .

Note 8: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

Note 9: This specification gives the range of current which must be drawn from the strobe pin to ensure the output is properly disabled. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.

Note 10: Refer to RETS111X for the LM111H, LM111J and LM111J-8 military specifications.

Note 11: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM111/LM211/LM311

5.0 Absolute Maximum Ratings for the LM311 (Note 12)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Total Supply Voltage (V_{DS})	36V
Output to Negative Supply Voltage (V_{ZA})	40V
Ground to Negative Supply Voltage (V_{1A})	30V
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 13)	$\pm 15V$
Power Dissipation (Note 14)	500 mW
ESD Rating (Note 19)	300V

Output Short Circuit Duration	10 sec
Operating Temperature Range	0° to 70°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature (soldering, 10 sec)	260°C
Voltage at Strobe Pin	$V^+ - 5V$

Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics (Note 15) for the LM311

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 16)	$T_A = 25^\circ C, R_S \leq 50k$		2.0	7.5	mV
Input Offset Current (Note 16)	$T_A = 25^\circ C$		6.0	50	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ C$		100	250	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ C$	40	200		V/mV
Response Time (Note 17)	$T_A = 25^\circ C$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} = 10\text{ mV}, I_{OUT} = 50\text{ mA}$ $T_A = 25^\circ C$		0.75	1.5	V
Strobe ON Current (Note 18)	$T_A = 25^\circ C$		2.0	5.0	mA
Output Leakage Current	$V_{IN} = 10\text{ mV}, V_{OUT} = 35V$ $T_A = 25^\circ C, I_{STROBE} = 3\text{ mA}$ $V^- = P_{IN} = -5V$		0.2	50	nA
Input Offset Voltage (Note 16)	$R_S \leq 50k$			10	mV
Input Offset Current (Note 16)				70	nA
Input Bias Current				300	nA
Input Voltage Range		-14.5	13.8 - 14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V^+ = 1.5V, V^- = 0$		0.23	0.4	V
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ C$		5.1	7.5	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ C$		4.1	5.0	mA

- Note 12: "Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits."
- Note 13: This rating applies for $\pm 15V$ supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.
- Note 14: The maximum junction temperature of the LM311 is 110°C. For operating at elevated temperature, devices in the H08 package must be derated based on a thermal resistance of 165°C/W, junction to ambient, or 20°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.
- Note 15: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and Pin 1 at ground, and $0^\circ C < T_A < +70^\circ C$, unless otherwise specified. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to $\pm 15V$ supplies.
- Note 16: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and R_S .
- Note 17: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.
- Note 18: This specification gives the range of current which must be drawn from the strobe pin to ensure the output is properly disabled. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.
- Note 19: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SN54HC74, SN74HC74 DUAL D-TYPE POSITIVE-EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS WITH CLEAR AND PRESET

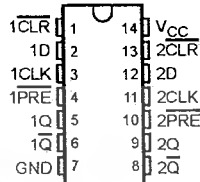
SCLS094D - DECEMBER 1992 - REVISED JULY 2003

- Wide Operating Voltage Range of 2 V to 6 V
- Outputs Can Drive Up To 10 LSTTL Loads
- Low Power Consumption, 40- μ A Max I_{CC}
- Typical $t_{pd} = 15$ ns
- ± 4 -mA Output Drive at 5 V
- Low Input Current of 1 μ A Max

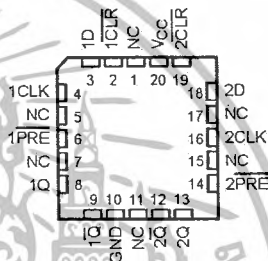
description/ordering information

The 'HC74 devices contain two independent D-type positive-edge-triggered flip-flops. A low level at the preset (PRE) or clear (CLR) inputs sets or resets the outputs, regardless of the levels of the other inputs. When PRE and CLR are inactive (high), data at the data (D) input meeting the setup time requirements are transferred to the outputs on the positive-going edge of the clock (CLK) pulse. Clock triggering occurs at a voltage level and is not directly related to the rise time of CLK. Following the hold-time interval, data at the D input can be changed without affecting the levels at the outputs.

SN54HC74 ... J OR W PACKAGE
SN74HC74 ... D, DB, N, NS, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



SN54HC74 ... FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC - No internal connection

ORDERING INFORMATION

T _A	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
-40°C to 85°C	PDIP - N	Tube of 25	SN74HC74N	SN74HC74N
		Tube of 50	SN74HC74D	
	SOIC - D	Reel of 2500	SN74HC74DR	HC74
		Reel of 250	SN74HC74DT	
	SOP - NS	Reel of 2000	SN74HC74NSR	HC74
	SSOP - DB	Reel of 2000	SN74HC74DBR	HC74
-55°C to 125°C	TSSOP - PW	Tube of 90	SN74HC74PWR	HC74
		Reel of 2000	SN74HC74PWR	
	CDIP - J	Tube of 25	SNJ54HC74J	SNJ54HC74J
		Tube of 150	SNJ54HC74W	SNJ54HC74W
LCCC - FK	Tube of 55	SNJ54HC74FK	SNJ54HC74FK	

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



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

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



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2003, Texas Instruments Incorporated. On products compliant to MIL-PRF-38535, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SN54HC74, SN74HC74
DUAL D-TYPE POSITIVE-EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS
WITH CLEAR AND PRESET

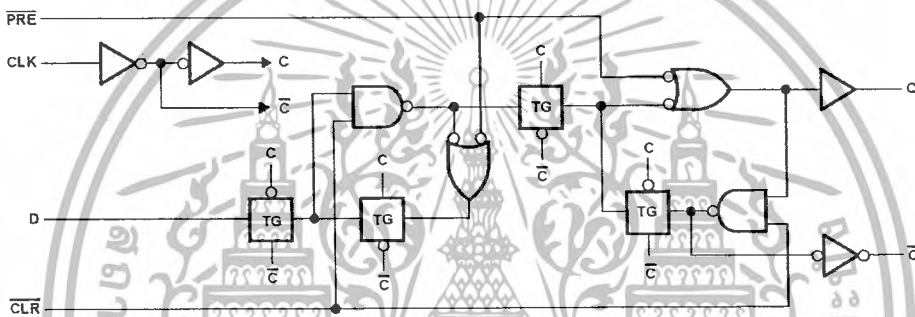
SCLS094D – DECEMBER 1982 – REVISED JULY 2003

FUNCTION TABLE

INPUTS				OUTPUTS	
PRE	CLR	CLK	D	Q	\bar{Q}
L	H	X	X	H	L
H	L	X	X	L	H
L	L	X	X	H†	H†
H	H	↑	H	H	L
H	H	↑	L	L	H
H	H	L	X	Q ₀	\bar{Q} ₀

† This configuration is nonstable; that is, it does not persist when PRE or CLR returns to its inactive (high) level.

logic diagram (positive logic)



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage range, V_{CC}	–0.5 V to 7 V
Input clamp current, I_{IK} ($V_I < 0$ or $V_I > V_{CC}$) (see Note 1)	±20 mA
Output clamp current, I_{OK} ($V_O < 0$ or $V_O > V_{CC}$) (see Note 1)	±20 mA
Continuous output current, I_O ($V_O = 0$ to V_{CC})	±25 mA
Continuous current through V_{CC} or GND	±50 mA
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Note 2):	
D package	86°C/W
DB package	96°C/W
N package	80°C/W
NS package	76°C/W
PW package	113°C/W
Storage temperature range, T_{stg}	–65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES: 1. The input and output voltage ratings may be exceeded if the input and output current ratings are observed.
 2. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SN54HC74, SN74HC74
DUAL D-TYPE POSITIVE-EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS
WITH CLEAR AND PRESET

SCLS094D - DECEMBER 1982 - REVISED JULY 2003

recommended operating conditions (see Note 3)

		SN54HC74			SN74HC74			UNIT	
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX		
V_{CC}	Supply voltage	2	5	6	2	5	6	V	
V_{IH}	High-level input voltage	$V_{CC} = 2\text{ V}$		1.5	1.5		V		
		$V_{CC} = 4.5\text{ V}$		3.15	3.15				
		$V_{CC} = 6\text{ V}$		4.2	4.2				
V_{IL}	Low-level input voltage	$V_{CC} = 2\text{ V}$			0.5	0.5	V		
		$V_{CC} = 4.5\text{ V}$			1.35	1.35			
		$V_{CC} = 6\text{ V}$			1.8	1.8			
V_I	Input voltage	0	V_{CC}			0	V_{CC}	V	
V_O	Output voltage	0	V_{CC}			0	V_{CC}	V	
$\Delta t/\Delta v$	Input transition rise/fall time	$V_{CC} = 2\text{ V}$		1000			1000	ns	
		$V_{CC} = 4.5\text{ V}$		500			500		
		$V_{CC} = 6\text{ V}$		400			400		
T_A	Operating free-air temperature	-55			125	-40		85	°C

NOTE 3: All unused inputs of the device must be held at V_{CC} or GND to ensure proper device operation. Refer to the TI application report, *Implications of Slow or Floating CMOS Inputs*, literature number SCBA004.

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS	V_{CC}	$T_A = 25^\circ\text{C}$			SN54HC74		SN74HC74		UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
V_{OH}	$V_I = V_{IH} \text{ or } V_{IL}$	$I_{OH} = -20\ \mu\text{A}$	2 V	1.9	1.998	1.9	1.9	V		
			4.5 V	4.4	4.499	4.4	4.4			
			6 V	5.9	5.999	5.9	5.9			
		$I_{OH} = -4\ \text{mA}$	4.5 V	3.98	4.3	3.7	3.84			
	$I_{OH} = -5.2\ \text{mA}$	6 V	5.48	5.8	5.2	5.34				
V_{OL}	$V_I = V_{IH} \text{ or } V_{IL}$	$I_{OL} = 20\ \mu\text{A}$	2 V		0.002	0.1	0.1	0.1	V	
			4.5 V		0.001	0.1	0.1	0.1		
			6 V		0.001	0.1	0.1	0.1		
		$I_{OL} = 4\ \text{mA}$	4.5 V		0.17	0.26	0.4	0.33		
		$I_{OL} = 5.2\ \text{mA}$	6 V		0.15	0.26	0.4	0.33		
I_I	$V_I = V_{CC} \text{ or } 0$	6 V		± 0.1	± 100	± 1000	± 1000	nA		
I_{CC}	$V_I = V_{CC} \text{ or } 0, I_O = 0$	6 V			4	80	40	μA		
C_i		2 V to 6 V		3	10	10	10	pF		

 **TEXAS**
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SN54HC74, SN74HC74
DUAL D-TYPE POSITIVE-EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS
WITH CLEAR AND PRESET

SCLS094D - DECEMBER 1982 - REVISED JULY 2003

timing requirements over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	V _{CC}	T _A = 25°C		SN54HC74		SN74HC74		UNIT
		MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
f _{clock} Clock frequency	2 V	6		4.2		5		MHz
	4.5 V	31		21		25		
	6 V	0	36	0	25	0	29	
t _w Pulse duration	PRE or CLR low	2 V	100	150	125			ns
		4.5 V	20	30	25			
		6 V	17	25	21			
	CLK high or low	2 V	60	120	100			
		4.5 V	16	24	20			
		6 V	14	20	17			
t _{su} Setup time before CLK↑	Data	2 V	100	150	125			ns
		4.5 V	20	30	25			
		6 V	17	25	21			
	PRE or CLR inactive	2 V	25	40	30			
		4.5 V	5	8	6			
		6 V	4	7	5			
t _h Hold time, data after CLK↑	2 V	0	0	0			ns	
	4.5 V	0	0	0				
	6 V	0	0	0				

switching characteristics over recommended operating free-air temperature range, C_L = 50 pF (unless otherwise noted) (see Figure 1)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	V _{CC}	T _A = 25°C			SN54HC74		SN74HC74		UNIT	
				MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX		
f _{max}			2 V	6	10		4.2	5			MHz	
			4.5 V	31	50		21	25				
			6 V	36	60		25	29				
t _{pd}	PRE or CLR	Q or Q̄	2 V		70	230		345	290			ns
			4.5 V		20	46		69	58			
			6 V		15	39		59	49			
	CLK	Q or Q̄	2 V		70	175		250	220			
			4.5 V		20	35		50	44			
			6 V		15	30		42	37			
t _t		Q or Q̄	2 V		28	75		110	95			ns
	4.5 V			8	15		22	19				
	6 V			6	13		19	16				

operating characteristics, T_A = 25°C

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TYP	UNIT
C _{pd} Power dissipation capacitance per flip-flop	No load	35	pF



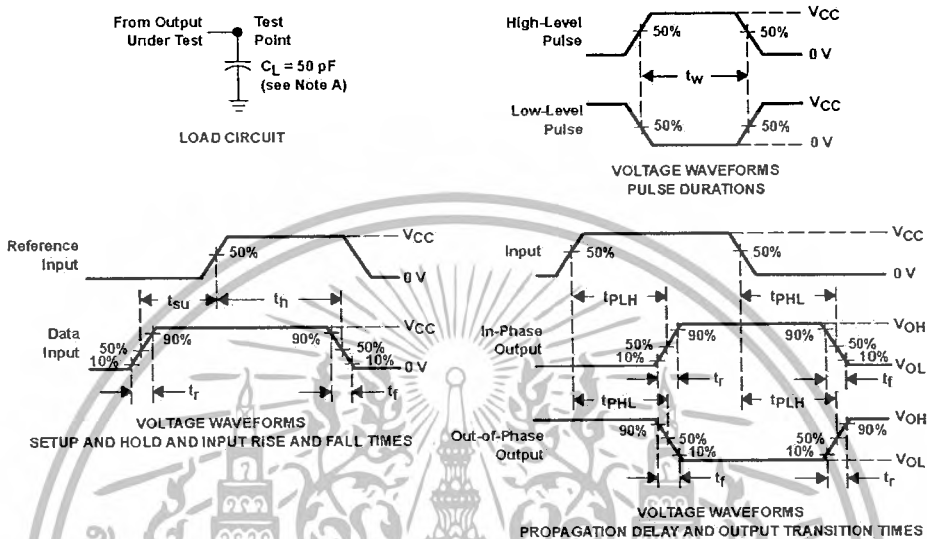
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75285

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SN54HC74, SN74HC74
 DUAL D-TYPE POSITIVE-EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS
 WITH CLEAR AND PRESET

SCLS094D - DECEMBER 1992 - REVISED JULY 2003

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION



- NOTES:
- A. C_L includes probe and test-fixture capacitance.
 - B. Phase relationships between waveforms were chosen arbitrarily. All input pulses are supplied by generators having the following characteristics: $PRR \leq 1$ MHz, $Z_O = 50 \Omega$, $t_r = 6$ ns, $t_f = 6$ ns.
 - C. For clock inputs, t_{max} is measured when the input duty cycle is 50%.
 - D. The outputs are measured one at a time with one input transition per measurement.
 - E. t_{PLH} and t_{PHL} are the same as t_{pd} .

Figure 1. Load Circuit and Voltage Waveforms



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Very High CMR, Wide V_{CC} Logic Gate Optocouplers

Technical Data

HCPL-2201	HCPL-2202
HCPL-2211	HCPL-2212
HCPL-2231	HCPL-2232
HCPL-0201	HCPL-0211
HCNW2201	HCNW2211

Features

- 10 kV/ μ s Minimum Common Mode Rejection (CMR) at V_{CM} = 1000 V (HCPL-2211/2212/0211/2232, HCNW2211)
- Wide Operating V_{CC} Range: 4.5 to 20 Volts
- 300 ns Propagation Delay Guaranteed over the Full Temperature Range
- 5 Mbd Typical Signal Rate
- Low Input Current (1.6 mA to 1.8 mA)
- Hysteresis
- Totem Pole Output (No Pullup Resistor Required)
- Available in 8-Pin DIP, SOIC-8, Widebody Packages
- Guaranteed Performance from -40°C to 85°C
- Safety Approval
UL Recognized -3750 V rms for 1 minute (5000 V rms for 1 minute for HCNW22XX) per UL1577
CSA Approved
IEC/EN/DIN EN 60747-5-2
Approved with V_{IORM} = 630 V_{peak} (HCPL-2211/2212 Option 060 only) and V_{IORM} = 1414 V_{peak} (HCNW22XX only)

- MIL-PRF-38534 Hermetic Version Available (HCPL-52XX/62XX)

Applications

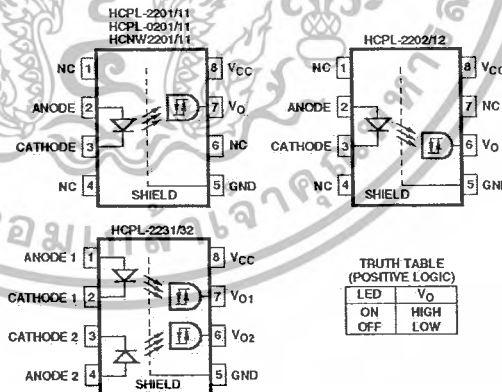
- Isolation of High Speed Logic Systems
- Computer-Peripheral Interfaces
- Microprocessor System Interfaces
- Ground Loop Elimination
- Pulse Transformer Replacement
- High Speed Line Receiver
- Power Control Systems

Description

The HCPL-22XX, HCPL-02XX, and HCNW22XX are optically-coupled logic gates. The HCPL-22XX and HCPL-02XX contain a GaAsP LED while the HCNW22XX contains an AlGaAs LED. The detectors have totem pole output stages and optical receiver input stages with built-in Schmitt triggers to provide logic-compatible waveforms, eliminating the need for additional waveshaping.

A superior internal shield on the HCPL-2211/12, HCPL-0211,

Functional Diagram



TRUTH TABLE (POSITIVE LOGIC)

LED	V _O
ON	HIGH
OFF	LOW

A 0.1 μ F bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HCPL-2232 and HCNW2211 guarantees common mode transient immunity of 10 kV/ μ s at a common mode voltage of 1000 volts.

The electrical and switching characteristics of the HCPL-22XX, HCPL-02XX and HCNW22XX are guaranteed from -40°C to +85°C and a V_{CC} from 4.5 volts to 20 volts. Low I_F and

wide V_{CC} range allow compatibility with TTL, LSTTL, and CMOS logic and result in lower power consumption compared to other high speed couplers. Logic signals are transmitted with a typical propagation delay of 150 ns.

Selection Guide

Minimum CMR		Input On-Current (mA)	8-Pin DIP (300 MII)		Small-Outline SO-8	Widebody (400 MII)	Hermetic
dV/dt (V/ μ s)	V_{CM} (V)		Single Channel Package	Dual Channel Package	Single Channel Package	Single Channel Package	Single and Dual Channel Packages
1,000	50	1.6	HCPL-2200 ^[1,2] HCPL-2201 HCPL-2202		HCPL-0201	HCNW2201	
		1.8		HCPL-2231			
2,500	400	1.6	HCPL-2219 ^[1,2]				
5,000 ^[3]	300 ^[3]	1.6	HCPL-2211 HCPL-2212		HCPL-0211	HCNW2211	
		1.8		HCPL-2232			
1,000	50	2.0					HCPL-52XX ^[2] HCPL-52XX ^[2]

Notes:

1. HCPL-2200/2219 devices include output enable/disable function.
2. Technical data for the HCPL-2200/2219, HCPL-52XX and HCPL-62XX are on separate Agilent publications.
3. Minimum CMR of 10 kV/ μ s with $V_{CM} = 1000$ V can be achieved with input current, I_F , of 5 mA.

Ordering Information

Specify Part Number followed by Option Number (if desired).

Example:

HCPL-2211 #XXXX

- 060 = IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 $V_{ORM} = 630$ V peak Option*
- 300 = Gull Wing Surface Mount Option**
- 500 = Tape and Reel Packaging Option
- XXXE = Lead Free Option

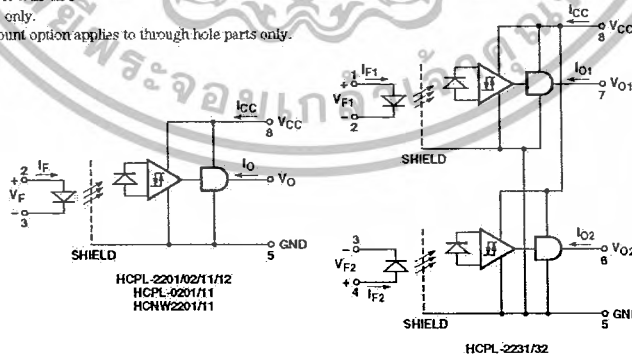
Option data sheets available. Contact your Agilent sales representative or authorized distributor for information.

Remarks: The notation “#” is used for existing products, while (new) products launched since 15th July 2001 and lead free option will use “E”

*For HCPL-2211/2212 only.

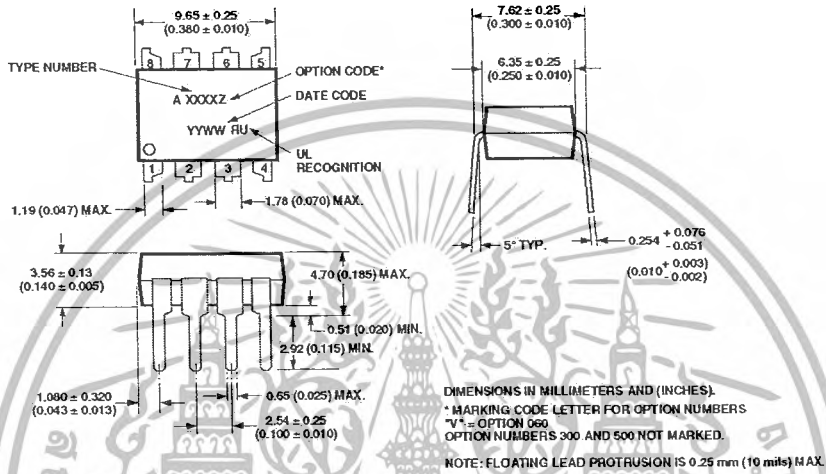
**Gull wing surface mount option applies to through hole parts only.

Schematic

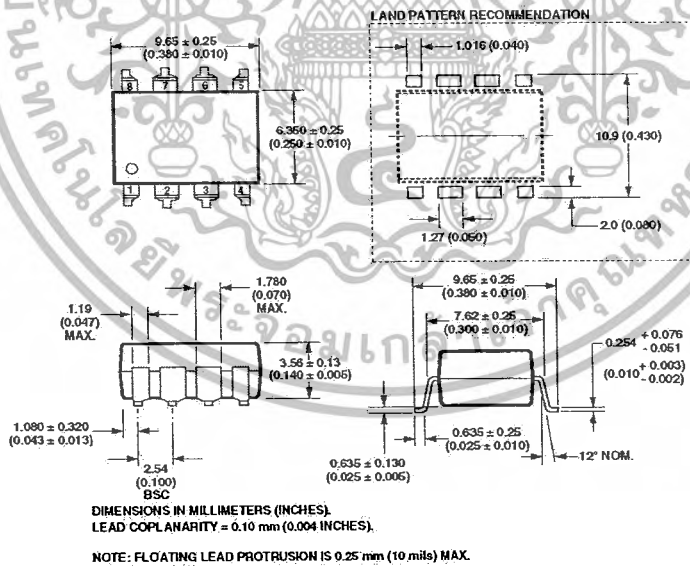


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Package Outline Drawings
8-Pin DIP Package (HCPL-2201/02/11/12/31/32)

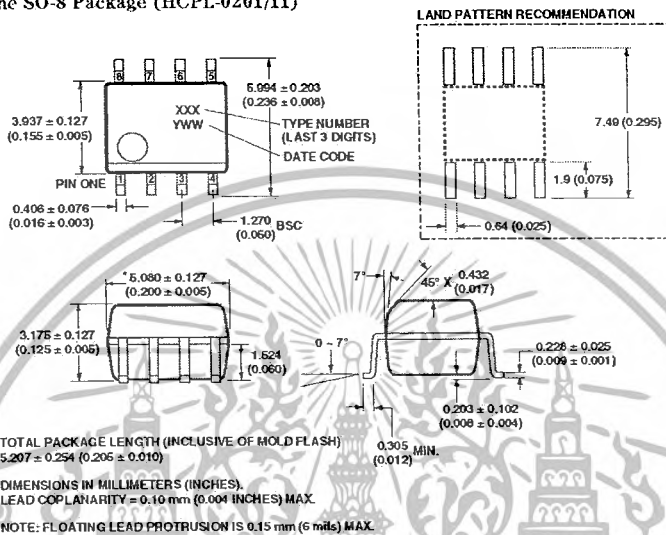


8-Pin DIP Package with Gull Wing Surface Mount Option 300 (HCPL-2201/02/11/12/31/32)

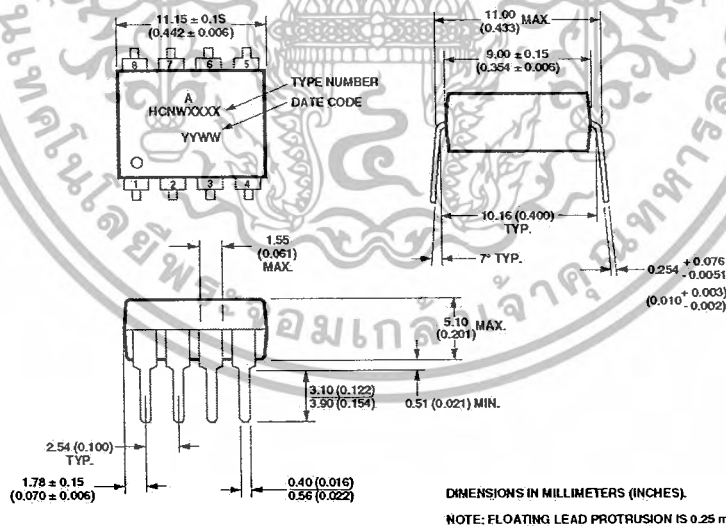


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Small-Outline SO-8 Package (HCPL-0201/11)

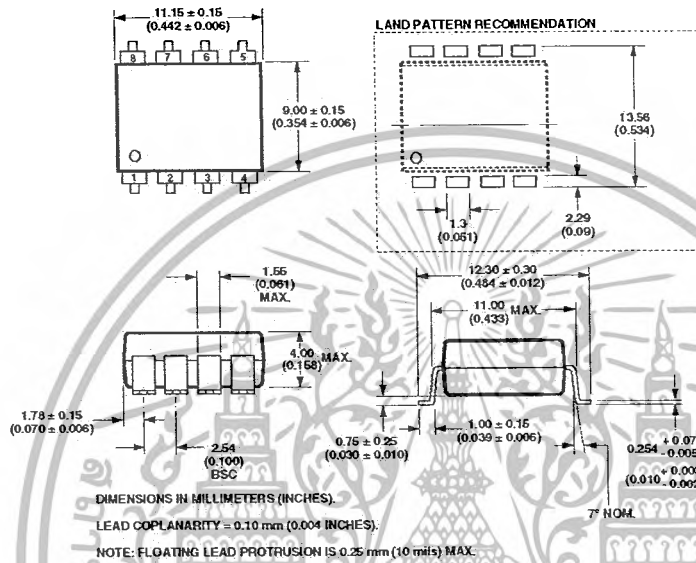


8-Pin Widebody DIP Package (HCNW2201/11)

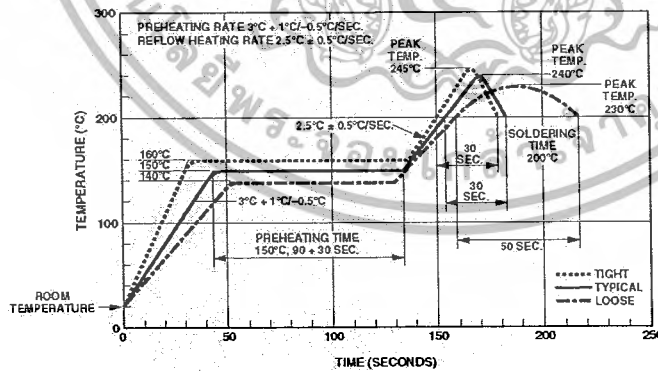


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8-Pin Widebody DIP Package with Gull Wing Surface Mount Option 300 (HCNW2201/11)

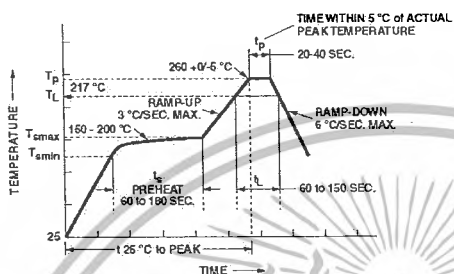


Solder Reflow Temperature Profile



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Recommended Pb-Free IR Profile



NOTES:
THE TIME FROM 25 °C TO PEAK TEMPERATURE = 8 MINUTES MAX.
T_{max} = 200 °C, T_{min} = 150 °C

Regulatory Information

The HCP/L-22XX/02XX and HCNW22XX have been approved by the following organizations:

UL
Recognized under UL 1577,
Component Recognition
Program, File E55361.

CSA
Approved under CSA Component
Acceptance Notice #5, File CA
88324.

IEC/EN/DIN EN 60747-5-2

Approved under:
IEC 60747-5-2:1997 + A1:2002
EN 60747-5-2:2001 + A1:2002
DIN EN 60747-5-2 (VDE 0884
Teil 2):2003-01
(Option 060 and HCNW only)

Insulation and Safety Related Specifications

8-pin DIP Package

Parameter	Symbol	8-Pin DIP (300 Mil) Value	SO-8 Value	Widebody (400 Mil) Value	Units	Conditions
Minimum External Air Gap (External Clearance)	L(101)	7.1	4.9	9.5	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance through air.
Minimum External Tracking (External Creepage)	L(102)	7.4	4.8	10.0	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance path along body.
Minimum Internal Plastic Gap (Internal Clearance)		0.08	0.08	1.0	mm	Through insulation distance, conductor to conductor, usually the direct distance between the photoemitter and photodetector inside the optocoupler cavity.
Minimum Internal Tracking (Internal Creepage)		NA	NA	4.0	mm	Measured from input terminals to output terminals, along internal cavity.
Tracking Resistance (Comparative Tracking Index)	CTI	200	200	200	Volts	DIN IEC 112/VDE 0303 Part 1
Isolation Group		IIIa	IIIa	IIIa		Material Group (DIN VDE 0110, 1/89, Table 1)

Option 300 - surface mount classification is Class A in accordance with CECC 00802.

**IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 Insulation Related Characteristics
(HCPL-2211/2212 Option 060 ONLY)**

Description	Symbol	Characteristic	Units
Installation classification per DIN VDE 0110/1.89, Table 1 for rated mains voltage ≤ 300 V rms for rated mains voltage ≤ 450 V rms		I-IV I-III	
Climatic Classification		55/85/21	
Pollution Degree (DIN VDE 0110/1.89)		2	
Maximum Working Insulation Voltage	V_{IORM}	620	V peak
Input to Output Test Voltage, Method b* $V_{IORM} \times 1.375 = V_{PR}$, 100% Production Test with $t_m = 1$ sec, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	1181	V peak
Input to Output Test Voltage, Method a* $V_{IORM} \times 1.5 = V_{PR}$, Type and sample test, $t_m = 60$ sec, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	945	V peak
Highest Allowable Overvoltage* (Transient Overvoltage, $t_{al} = 10$ sec)	V_{IOTM}	6000	V peak
Safety Limiting Values (Maximum values allowed in the event of a failure, also see Figure 12, (Thermal Derating curve.) Case Temperature Input Current Output Power	T_S $I_{S,OUTPUT}$ $P_{S,OUTPUT}$	175 230 600	$^{\circ}C$ mA mW
Insulation Resistance at T_S , $V_{IO} = 500$ V	R_S	$\geq 10^9$	Ω

*Refer to the front of the optocoupler section of the current catalog, under Product Safety Regulations section IEC/EN/DIN EN 60747-5-2, for a detailed description.

Note: Isolation characteristics are guaranteed only within the safety maximum ratings which must be ensured by protective circuits in application.

IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 Insulation Related Characteristics (HCNW22XX ONLY)

Description	Symbol	Characteristic	Units
Installation classification per DIN VDE 0110/1.89, Table 1 for rated mains voltage ≤ 600 V rms for rated mains voltage ≤ 1000 V rms		I-IV I-III	
Climatic Classification		55/100/21	
Pollution Degree (DIN VDE 0110/1.89)		2	
Maximum Working Insulation Voltage	V_{IORM}	1414	V peak
Input to Output Test Voltage, Method b* $V_{IORM} \times 1.875 = V_{PR}$, 100% Production Test with $t_m = 1$ sec, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	2652	V peak
Input to Output Test Voltage, Method a* $V_{IORM} \times 1.5 = V_{PR}$, Type and sample test, $t_m = 60$ sec, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	2121	V peak
Highest Allowable Overvoltage* (Transient Overvoltage, $t_{int} = 10$ sec)	V_{IOTM}	8000	V peak
Safety Limiting Values (Maximum values allowed in the event of a failure, also see Figure 12, Thermal Derating curve.) Case Temperature Current (Input Current I_F , $P_S = 0$) Output Power	T_S $I_{S,INPUT}$ $P_{S,OUTPUT}$	150 400 700	$^{\circ}C$ mA mW
Insulation Resistance at T_S , $V_0 = 500$ V	R_S	$\geq 10^9$	Ω

*Refer to the front of the optocoupler section of the current catalog, under Product Safety Regulations section IEC/EN/DIN EN 60747-5-2, for a detailed description.

Note: Isolation characteristics are guaranteed only within the safety maximum ratings which must be ensured by protective circuits in application.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units	Note
Storage Temperature	T_S	-55	125	$^{\circ}C$	
Operating Temperature	T_A	-40	85	$^{\circ}C$	
Average Forward Input Current	$I_{F(AVG)}$		10	mA	1
Peak Transient Input Current (≤ 1 μ s Pulse Width, 300 pps) (≤ 200 μ s Pulse Width, < 1% Duty Cycle)	$I_{F(TRAN)}$		1.0 40	A mA	1
Reverse Input Voltage	V_R		5 3	V	1
Average Output Current	I_O		25	mA	1
Supply Voltage	V_{CC}	0	20	V	
Output Voltage	V_O	-0.5	20	V	1
Total Package Power Dissipation	P_T		210 294	mW	2
Output Power Dissipation	P_O		See Figure 7		1
Lead Solder Temperature (Through Hole Parts Only)		260 $^{\circ}C$ for 10 sec., 1.6 mm below seating plane			
	HCNW22XX	260 $^{\circ}C$ for 10 sec., up to seating plane			
Solder Reflow Temperature Profile (Surface Mount Parts Only)		See Package Outline Drawings section			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Recommended Operating Conditions

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units
Power Supply Voltage	V_{CC}	4.5	20	V
Forward Input Current (ON)	$I_{F(ON)}$	1.6*	5	mA
	HCPL-223X	1.8†		
Forward Input Voltage (OFF)	$V_{F(OFF)}$	-	0.8	V
Operating Temperature	T_A	-40	85	°C
Junction Temperature	T_J	-40	125	°C
Fan Out	N		4	TTL Loads

*The initial switching threshold is 1.6 mA or less. It is recommended that 2.2 mA be used to permit at least a 20% LED degradation guardband.

†The initial switching threshold is 1.8 mA or less. It is recommended that 2.5 mA be used to permit at least a 20% LED degradation guardband.

Electrical Specifications

-40°C ≤ T_A ≤ 85°C, 4.5 V ≤ V_{CC} ≤ 20 V, 1.6 mA ≤ $I_{F(ON)}$ * ≤ 5 mA, 0 V ≤ $V_{F(OFF)}$ ≤ 0.8 V, unless otherwise specified. All Typical at $T_A = 25^\circ\text{C}$. See Note 7.

Parameter	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Logic Low Output Voltage	V_{OL}			0.5	V	$I_{OL} = 6.4 \text{ mA}$ (4 TTL Loads)	1, 3	1
Logic High Output Voltage	V_{OH}	2.4	**		V	$I_{OH} = -2.6 \text{ mA}$	2, 3, 8	1
		2.7				$I_{OH} = -0.4 \text{ mA}$		
Output Leakage Current ($V_{OUT} > V_{CC}$)	I_{OHL}			100	μA	$V_O = 5.5 \text{ V}$ $V_O = 20 \text{ V}$	$I_F = 5 \text{ mA}$	1
Logic Low Supply Current	I_{CCL}		3.7	8.0	mA	$V_{CC} = 5.5 \text{ V}$ $V_{CC} = 20 \text{ V}$	$V_F = 0 \text{ V}$ $I_O = \text{Open}$	
	HCPL-223X		7.4	12.0		$V_{CC} = 5.5 \text{ V}$ $V_{CC} = 20 \text{ V}$		
Logic High Supply Current	I_{CCH}		2.4	4.0	mA	$V_{CC} = 5.5 \text{ V}$ $V_{CC} = 20 \text{ V}$	$I_F = 5 \text{ mA}$ $I_O = \text{Open}$	
	HCPL-223X		4.8	8.0		$V_{CC} = 5.5 \text{ V}$ $V_{CC} = 20 \text{ V}$		
Logic Low Short Circuit Output Current	I_{OCL}	15			mA	$V_O = V_{CC} = 5.5 \text{ V}$ $V_O = V_{CC} = 20 \text{ V}$	$V_F = 0 \text{ V}$	1, 3
Logic High Short Circuit Output Current	I_{OCH}			-10	mA	$V_{CC} = 5.5 \text{ V}$ $V_{CC} = 20 \text{ V}$	$I_F = 5 \text{ mA}$ $V_O = \text{GND}$	1, 3
Input Forward Voltage	V_F		1.5	1.7	V	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 5 \text{ mA}$	4
	HCNW22XX		1.5	1.82		$T_A = 25^\circ\text{C}$		1
				1.85				
				1.95				
Input Reverse Breakdown Voltage	BV_R	5			V	$I_R = 10 \mu\text{A}$ $I_R = 100 \mu\text{A}$		1
	HCNW22XX	3						
Input Diode Temperature Coefficient	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$		-1.7		mV/°C	$I_F = 5 \text{ mA}$		
	HCNW22XX		-1.4					
Input Capacitance	C_{IN}		60		pF	$f = 1 \text{ MHz}$, $V_F = 0 \text{ V}$		1, 4
	HCNW22XX		70					

*For HCPL-223X, 1.8 mA ≤ $I_{F(OFF)}$ ≤ 5 mA.

**Typical $V_{OH} = V_{CC} - 2.1 \text{ V}$.

Switching Specifications (AC)

$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 85^{\circ}\text{C}$, $4.5\text{ V} \leq V_{\text{CC}} \leq 20\text{ V}$, $1.6\text{ mA} \leq I_{\text{F(ON)}}^* \leq 5\text{ mA}$, $0\text{ V} \leq V_{\text{F(OFF)}} \leq 0.8\text{ V}$.
All Typical at $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{\text{CC}} = 5\text{ V}$, $I_{\text{F(ON)}} = 3\text{ mA}$ unless otherwise specified.

Parameter	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Propagation Delay Time to Logic Low Output Level	t_{PHL}		150			Without Peaking Capacitor	5, 6	1, 6
			160			HCNW22XX		
			150	300		With Peaking Capacitor		
Propagation Delay Time to Logic High Output Level	t_{PLH}		110			Without Peaking Capacitor	5, 6	1, 6
			180			HCNW22XX		
			90	300		With Peaking Capacitor		
Output Rise Time (10-90%)	t_r		20				5, 9	1
Output Fall Time (90-10%)	t_f		7				5, 9	1

Parameter	Sym.	Device	Min.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Logic High Common Mode Transient Immunity	$ CM_{\text{H}} $	HCPL-2201/02 HCPL-0201 HCPL-2231 HCNW2201	1,000	V/ μs	$ V_{\text{CM}} = 50\text{ V}$ $I_{\text{F}} = 1.6\text{ mA}^{\dagger}$ $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	10	1, 7
		HCPL-2211/12 HCPL-0211 HCPL-2232 HCNW2211	5,000	V/ μs	$ V_{\text{CM}} = 300\text{ V}$ $I_{\text{F}} = 1.6\text{ mA}^{\dagger}$		
			10,000	V/ μs	$ V_{\text{CM}} = 1\text{ kV}$ $I_{\text{F}} = 5.0\text{ mA}$		
					$ V_{\text{CM}} = 50\text{ V}$		
					$V_{\text{F}} = 0\text{ V}$ $V_{\text{CC}} = 5\text{ V}$ $T_A = 25^{\circ}\text{C}$		
Logic Low Common Mode Transient Immunity	$ CM_{\text{L}} $	HCPL-2201/02 HCPL-0201 HCPL-2231 HCNW2201	1,000	V/ μs	$ V_{\text{CM}} = 50\text{ V}$	10	1, 7
		HCPL-2211/12 HCPL-0211 HCPL-2232 HCNW2211	10,000	V/ μs	$ V_{\text{CM}} = 1\text{ kV}$		
					$V_{\text{F}} = 0\text{ V}$ $V_{\text{CC}} = 5\text{ V}$ $T_A = 25^{\circ}\text{C}$		

*For HCPL-223X, $1.8\text{ mA} \leq I_{\text{F(ON)}} \leq 5\text{ mA}$.
 $^{\dagger}I_{\text{F}} = 1.8\text{ mA}$ for HCPL-2231.
 $^{\ddagger}I_{\text{F}} = 1.8\text{ mA}$ for HCPL-2232.

Package Characteristics

Parameter	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Input-Output Momentary Withstand Voltage*	V_{ISO}	3750			V rms	RH < 50%, t = 1 min. $T_A = 25^\circ\text{C}$		5, 10 5, 11
	HCNW22XX	5000						
Input-Output Resistance	R_{LO}		10^{12}		Ω	$V_{LO} = 500\text{ Vdc}$		5
	HCNW22XX		10^{12} 10^{11}	10^{13}		$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$		
Input-Output Capacitance	C_{LO}		0.6		pF	f = 1 MHz, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{LO} = 0\text{ Vdc}$		5
	HCNW22XX		0.5	0.6				
Input-Input Insulation Leakage Current	I_{II}		0.005		μA	Relative Humidity = 45%, t = 5 s, $V_{II} = 500\text{ V}$		12
Resistance (Input-Input)	R_{II}		10^{11}		Ω	$V_{II} = 500\text{ V}$		12
Capacitance (Input-Input)	C_{II}		0.25		pF	f = 1 MHz		12

*The Input-Output Momentary Withstand Voltage is a dielectric voltage rating that should not be interpreted as an input-output continuous voltage rating. For the continuous voltage rating refer to the IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 Insulation Characteristics Table (if applicable), your equipment level safety specification or Agilent Application Note 1074 entitled "Optocoupler Input-Output Endurance Voltage," publication number 5963-2203E.

Notes:

- Each channel.
- Derate total package power dissipation, P_T , linearly above 70°C free-air temperature at a rate of $4.5\text{ mW}/^\circ\text{C}$.
- Duration of output short circuit time should not exceed 10 ms.
- For single devices, input capacitance is measured between pin 2 and pin 8.
- Devices considered a two-terminal device; pins 1, 2, 3, and 4 shorted together and pins 5, 6, 7, and 8 shorted together.
- The t_{FII} propagation delay is measured from the 50% point on the leading edge of the input pulse to the 1.3 V point on the leading edge of the output pulse. The t_{RHI} propagation delay is measured from the 50% point on the trailing edge of the input pulse to the 1.3 V point on the trailing edge of the output pulse.
- CM_H is the maximum slew rate of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the logic high state, $V_O > 2.0\text{ V}$. CM_L is the maximum slew rate of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the logic low state, $V_O < 0.8\text{ V}$.
- For HCPL-2202/12, V_O is on pin 6.
- Use of a 0.1 μF bypass capacitor connected between pins 5 and 8 is recommended.
- In accordance with UL 1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage $\geq 4500\text{ V rms}$ for one second (leakage detection current limit, $I_{LD} \leq 5\text{ }\mu\text{A}$). This test is performed before the 100% production test for partial discharge (Method b) shown in the IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 Insulation Characteristics Table, if applicable.
- In accordance with UL 1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage $\geq 6000\text{ V rms}$ for one second (leakage detection current limit, $I_{LD} \leq 5\text{ }\mu\text{A}$). This test is performed before the 100% production test for partial discharge (Method b) shown in the IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 Insulation Characteristics Table.
- For HCPL-2231/32 only. Measured between pins 1 and 2, shorted together, and pins 3 and 4, shorted together.

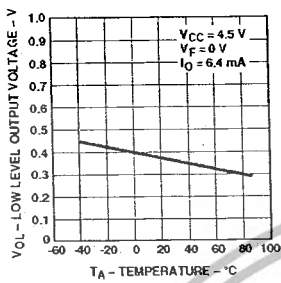


Figure 1. Typical Logic Low Output Voltage vs. Temperature.

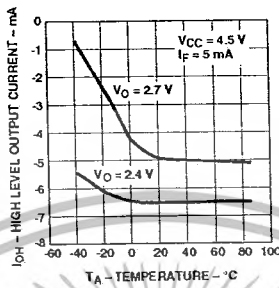


Figure 2. Typical Logic High Output Current vs. Temperature.

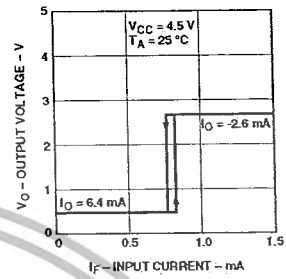


Figure 3. Typical Output Voltage vs. Forward Input Current.

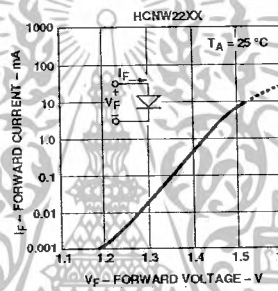
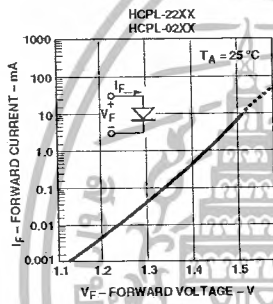


Figure 4. Typical Input Diode Forward Characteristic.

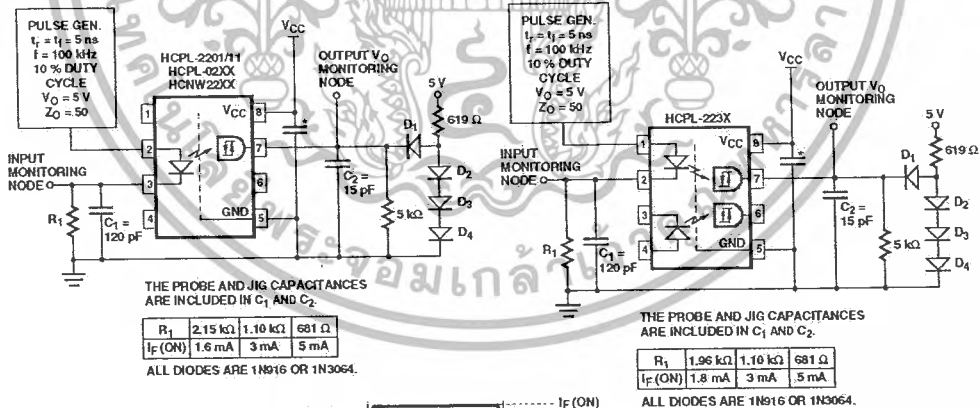


Figure 5. Circuit for t_{PLH}, t_{PHL}, t_r, t_f.

*0.1 μF BYPASS — SEE NOTE 9.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

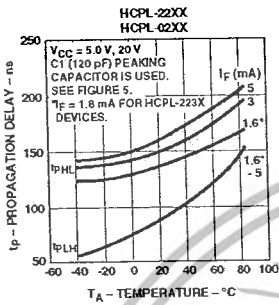


Figure 6. Typical Propagation Delays vs. Temperature.

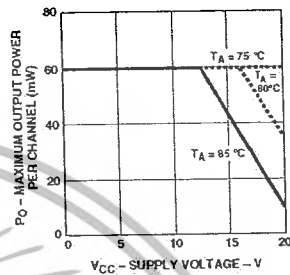
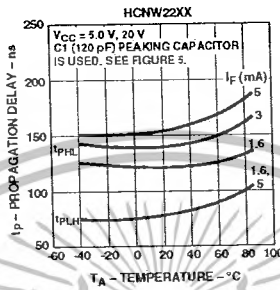


Figure 7. Maximum Output Power per Channel vs. Supply Voltage.

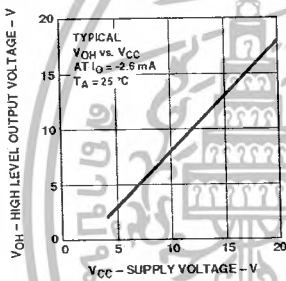


Figure 8. Typical Logic High Output Voltage vs. Supply Voltage.

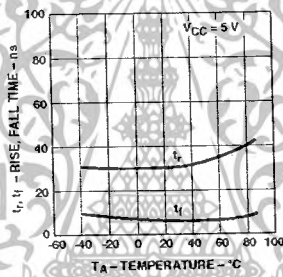


Figure 9. Typical Rise, Fall Time vs. Temperature.

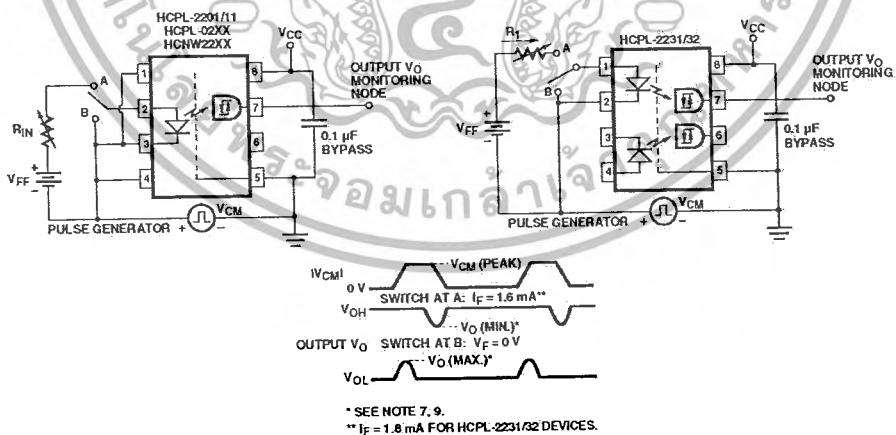


Figure 10. Test Circuit for Common Mode Transient Immunity and Typical Waveforms.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

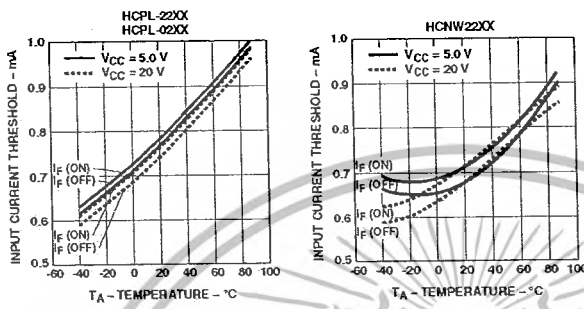


Figure 11. Typical Input Threshold Current vs. Temperature.

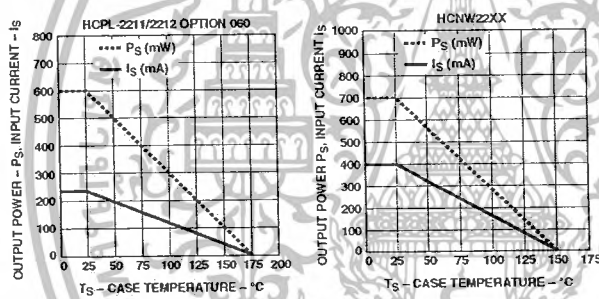


Figure 12. Thermal Derating Curve, Dependence of Safety Limiting Value with Case Temperature per IEC/EN/DIN EN 60747-5-2.

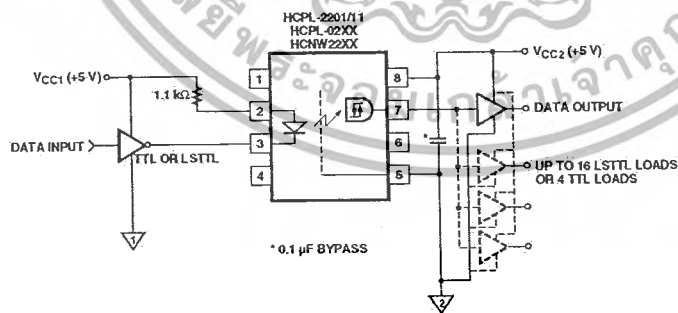


Figure 13a. Recommended LSTTL to LSTTL Circuit where 500 ns Propagation Delay is Sufficient.

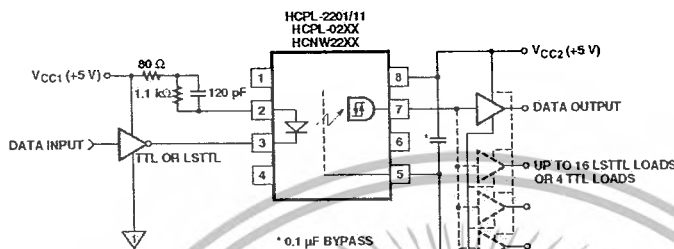


Figure 13b. Recommended LSTTL to LSTTL Circuit for Applications Requiring a Maximum Allowable Propagation Delay of 300 ns.

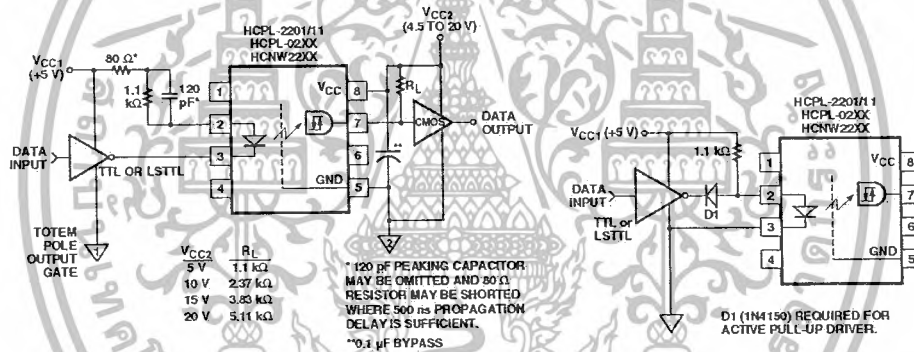


Figure 14. LSTTL to CMOS Interface Circuit.

Figure 15. Alternative LED Drive Circuit.

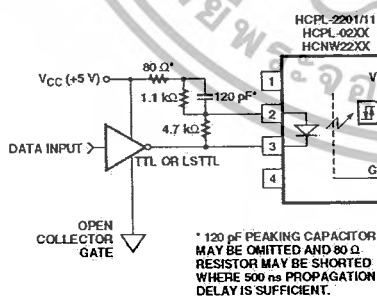


Figure 16. Series LED Drive with Open Collector Gate (4.7 k Resistor Shunts I_{OH} from the LED).



www.agilent.com/semiconductors

For product information and a complete list of distributors, please go to our web site.

For technical assistance call:

Americas/Canada: +1 (800) 235-0312 or (916) 788-6763

Europe: +49 (0) 6441 92460

China: 10090 650 0017

Hong Kong: (+65) 6756 2394

India, Australia, New Zealand: (+65) 6755 1939

Japan: (+81 3) 3335-8152 (Domestic/International), or 0120-61-1280 (Domestic Only)

Korea: (+65) 6755 1989

Singapore, Malaysia, Vietnam, Thailand, Philippines, Indonesia: (+65) 6755 2044

Taiwan: (+85) 6755 1843

Data subject to change.

Copyright © 2005 Agilent Technologies, Inc.

Obsoletes 5989-0288EN

February 28, 2005

5989-2123EN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

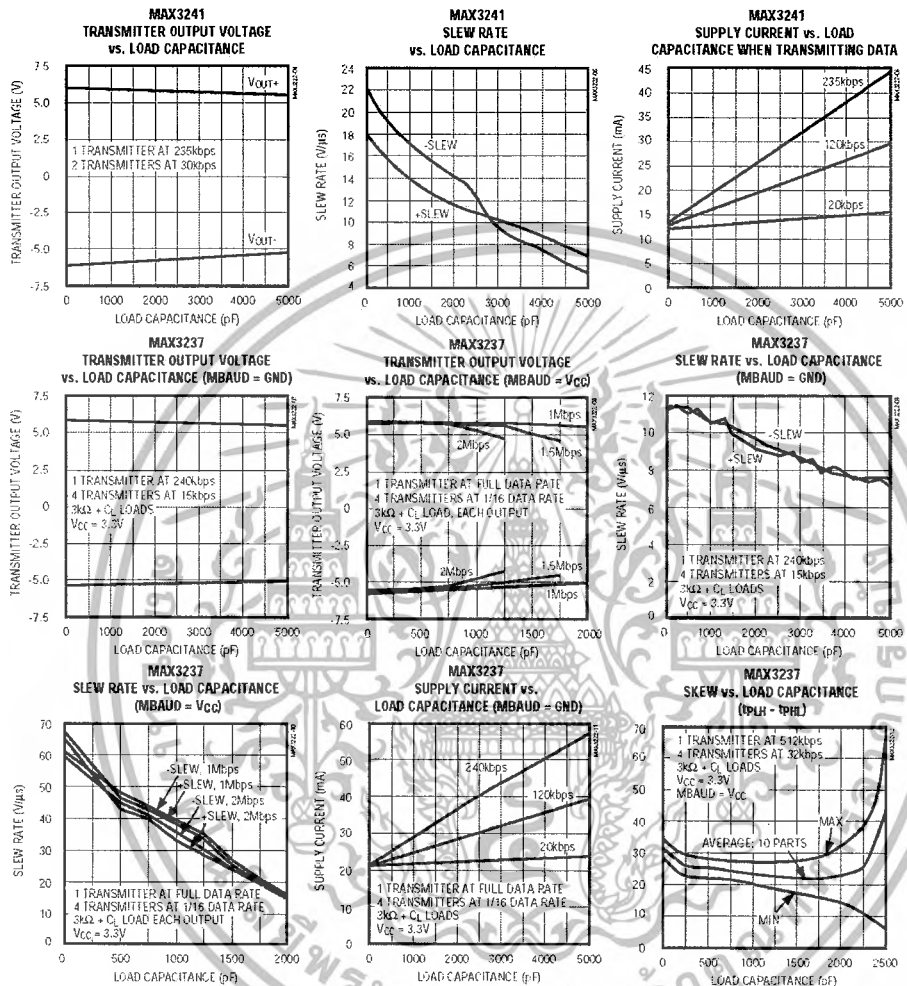


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1µF External Capacitors

Typical Operating Characteristics (continued)

(V_{CC} = +3.3V, 235kbps data rate, 0.1µF capacitors, all transmitters loaded with 3kΩ, T_A = +25°C, unless otherwise noted.)



MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

19-0273; Rev 5, 3/99

MAXIM

3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1 μ F External Capacitors

General Description

The MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241 transceivers have a proprietary low-dropout transmitter output stage enabling true RS-232 performance from a 3.0V to 5.5V supply with a dual charge pump. The devices require only four small 0.1 μ F external charge-pump capacitors. The MAX3222, MAX3232, and MAX3241 are guaranteed to run at data rates of 120kbps while maintaining RS-232 output levels. The MAX3237 is guaranteed to run at data rates of 250kbps in the normal operating mode and 1Mbps in the MegaBaud™ operating mode, while maintaining RS-232 output levels.

The MAX3222/MAX3232 have 2 receivers and 2 drivers. The MAX3222 features a 1 μ A shutdown mode that reduces power consumption and extends battery life in portable systems. Its receivers remain active in shutdown mode, allowing external devices such as modems to be monitored using only 1 μ A supply current. The MAX3222 and MAX3232 are pin, package, and functionally compatible with the industry standard MAX242 and MAX232, respectively.

The MAX3241 is a complete serial port (3 drivers/5 receivers) designed for notebook and subnotebook computers. The MAX3237 (5 drivers/3 receivers) is ideal for fast modem applications. Both these devices feature a shutdown mode in which all receivers can remain active while using only 1 μ A supply current. Receivers R1 (MAX3237/MAX3241) and R2 (MAX3241) have extra outputs in addition to their standard outputs. These extra outputs are always active, allowing external devices such as a modem to be monitored without forward biasing the protection diodes in circuitry that may have V_{CC} completely removed.

The MAX3222, MAX3237, and MAX3241 are available in space-saving TSSOP and SSOP packages.

Applications

- Notebook, Subnotebook, and Palmtop Computers
- High-Speed Modems
- Battery Powered Equipment
- Hand-Held Equipment
- Peripherals
- Printers

Typical Operating Circuits appear at end of data sheet.

MegaBaud is a trademark of Maxim Integrated Products.

*Covered by U.S. Patent numbers 4,636,830; 4,678,132; 4,777,577; 4,797,809; 4,808,152; 4,897,774; 4,999,761; and other patents pending.

MAXIM

Maxim Integrated Products 1

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800.

For small orders, phone 1-800-835-8769.

Features

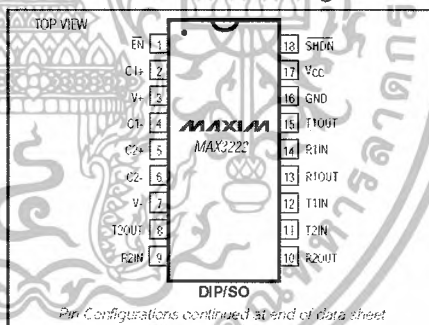
- † Low Supply Current:
300 μ A (MAX3222/MAX3232/MAX3241)
500 μ A (MAX3237)
- † Guaranteed Data Rate:
120kbps (MAX3222/MAX3232/MAX3241)
250kbps (MAX3237—Normal Operation)
1Mbps (MAX3237—MegaBaud Operation)
- † 1 μ A Low-Power Shutdown with Receivers Active (MAX3222/MAX3237/MAX3241)
- † Flow-Through Pinout (MAX3237)
- † Meets EIA/TIA-232 Specifications Down to 3.0V
- † Guaranteed Mouse Driveability (MAX3241)
- † Pin Compatible with Industry-Standard MAX232 (MAX3232)
- † Pin Compatible with Industry-Standard MAX242 (MAX3222)
- † Guaranteed Slew Rate:
6V/ μ s (MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241)
24V/ μ s (MAX3237—MegaBaud Operation)

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX3222CUP	0°C to +70°C	20 TSSOP
MAX3232CAP	0°C to +70°C	20 SSOP
MAX3222CWN	0°C to +70°C	18 SO
MAX3222CFN	0°C to +70°C	18 Plastic DIP

Ordering Information continued at end of data sheet.

Pin Configurations



MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241*

3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1µF External Capacitors

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V _{CC}	-0.3V to +6V
V ₊ (Note 1).....	-0.3V to +7V
V ₋ (Note 1).....	+0.3V to -7V
V ₊ + V ₋ (Note 1).....	+13V
Input Voltages	
T ₊ IN, SHDN, EN.....	-0.3V to +6V
R ₁ BAUD.....	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)
R ₂ IN.....	±5.5V
Output Voltages	
T ₊ OUT.....	±13.5V
R ₂ OUT.....	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)
Short-Circuit Duration	
T ₊ OUT.....	Continuous

Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)		
16-Pin Plastic DIP (derate 10.53mW/°C above +70°C).....	842mW	
16-Pin Narrow SO (derate 9.70mW/°C above +70°C).....	656mW	
16-Pin Wide SO (derate 9.52mW/°C above +70°C).....	762mW	
16-Pin TSSOP (derate 6.7mW/°C above +70°C).....	533mW	
18-Pin Plastic DIP (derate 11.11mW/°C above +70°C).....	889mW	
18-Pin SO (derate 9.52mW/°C above +70°C).....	762mW	
20-Pin SSOP (derate 6.00mW/°C above +70°C).....	480mW	
20-Pin TSSOP (derate 7.0mW/°C above +70°C).....	559mW	
28-Pin SO (derate 10.50mW/°C above +70°C).....	840mW	
28-Pin SSOP (derate 9.52mW/°C above +70°C).....	762mW	
28-Pin TSSOP (derate 8.7mW/°C above +70°C).....	696mW	
Operating Temperature Ranges		
MAX3222, C.....	0°C to +70°C	
MAX3222, E.....	-40°C to +85°C	
Storage Temperature Range.....		-65°C to +150°C
Lead Temperature (soldering, 10s).....		+300°C

Note 1: V₊ and V₋ can have a maximum magnitude of 7V, but their absolute difference cannot exceed 13V.

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{CC} = +3.0V to +5.5V, C1-C4 = 0.1µF (Note 2), T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
DC CHARACTERISTICS					
V _{CC} Power-Supply Current	No load, V _{CC} = 3.3V or 5.0V T _A = +25°C	MAX3222/MAX3232/ MAX3241	0.3	1.0	mA
		MAX3237	0.3	2.0	mA
Shutdown Supply Current	SHDN = GND, T _A = +25°C		1.0	10	µA
LOGIC INPUTS AND RECEIVER OUTPUTS					
Input Logic Threshold Low (Note 3)	T ₊ IN, EN, SHDN, R ₁ BAUD		0.5		V
Input Logic Threshold High (Note 3)	V _{CC} = 3.3V V _{CC} = 5.0V		2.0 2.4		V
Input Leakage Current	T ₊ IN, EN, SHDN, R ₁ BAUD		+0.01	+1.0	µA
Output Leakage Current	Receivers disabled		+0.05	+1.0	µA
Output Voltage Low	I _{OUT} = 1.6mA			0.4	V
Output Voltage High	I _{OUT} = -1.0mA	V _{CC} = 0.5	V _{CC} - 0.1		V
RECEIVER INPUTS					
Input Voltage Range		-2.5		2.5	V
Input Threshold Low	T _A = +25°C	V _{CC} = 3.3V V _{CC} = 5.0V	0.6 0.8	1.2 1.5	V
Input Threshold High	T _A = +25°C	V _{CC} = 3.3V V _{CC} = 5.0V	1.5 1.8	2.4 2.4	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1 μ F External Capacitors

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V_{CC} = +3.0V to +5.5V, C1–C4 = 0.1 μ F (Note 2), T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Hysteresis			0.3		V
Input Resistance	T _A = +25°C	3	5	7	k Ω
TRANSMITTER OUTPUTS					
Output Voltage Swing	All transmitter outputs loaded with 3k Ω to ground	± 5.0	± 5.4		V
Output Resistance	V _{CC} = V+ = V- = 0V, T _{OUT} = ± 2 V	300	10M		Ω
Output Short-Circuit Current			± 35	± 60	mA
Output Leakage Current	V _{OUT} = ± 12 V, V _{CC} = 0V or 3V to 5.5V, transmitters disabled			± 25	μ A
MOUSE DRIVEABILITY (MAX3241)					
Transmitter Output Voltage	T1IN = T2IN = GND, T3IN = V _{CC} , T3OUT loaded with 3k Ω to GND, T1OUT and T2OUT loaded with 2.5mA each	± 5.0			V

TIMING CHARACTERISTICS—MAX3222/MAX3232/MAX3241

(V_{CC} = +3.0V to +5.5V, C1–C4 = 0.1 μ F (Note 2), T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Maximum Data Rate	R _L = 3k Ω , C _L = 1000pF, one transmitter switching	120	235		kbps
Receiver Propagation Delay	R _L IN to R _L OUT, C _L = 150pF	PHL	0.3		μ s
		PLH	0.3		
Receiver Output Enable Time	Normal operation		200		ns
Receiver Output Disable Time	Normal operation		200		ns
Transmitter Skew	PHL - PPLH		300		ns
Receiver Skew	PHL - PLH		300		ns
Transition-Region Slew Rate	V _{CC} = 3.3V, R _L = 3 Ω to 7k Ω , +3V to -3V or -3V to +3V, T _A = +25°C	C _L = 150pF to 1000pF	6	30	V/ μ s
		C _L = 150pF to 2500pF	4	30	

MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241

MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241

3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1µF External Capacitors

TIMING CHARACTERISTICS—MAX3237

(VCC = +3.0V to +5.5V, C1–C4 = 0.1µF (Note 2), TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted. Typical values are at TA = +25°C.)

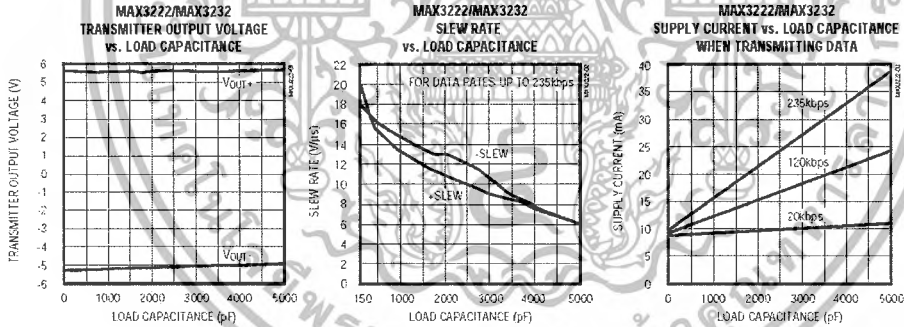
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Maximum Data Rate	R _L = 3kΩ, C _L = 1000pF, one transmitter switching, MBAUD = GND	250			kbps
	VCC = 3.0V to 4.5V, R _L = 3kΩ, C _L = 250pF, one transmitter switching, MBAUD = VCC	1000			
	VCC = 4.5V to 5.5V, R _L = 3kΩ, C _L = 1000pF, one transmitter switching, MBAUD = VCC	1000			
Receiver Propagation Delay	R _L IN to R _L OUT, C _L = 150pF	t _{PHL}	0.15		µs
		t _{PLH}	0.15		
Receiver Output Enable Time	Normal operation		200		ns
Receiver Output Disable Time	Normal operation		200		ns
Transmitter Skew	t _{PHL} - t _{PLH} , MBAUD = GND		100		ns
		t _{PHL} - t _{PLH} , MBAUD = VCC	25		
Receiver Skew	t _{PHL} - t _{PLH}		50		ns
Transition-Region Slew Rate	VCC = 3.3V, R _L = 3kΩ to 7kΩ, +3V to -3V or -3V to +3V, TA = +25°C	C _L = 150pF to 1000pF, MBAUD = GND	6	30	V/µs
		C _L = 150pF to 1000pF, MBAUD = VCC	24	150	
		C _L = 150pF to 2500pF, MBAUD = GND	4	30	

Note 2: MAX3222/MAX3232/MAX3241: C1–C4 = 0.1µF tested at 3.3V ±10%, C1 = 0.047µF, C2–C4 = 0.33µF tested at 5.0V ±10%. MAX3237: C1–C4 = 0.1µF tested at 3.3V ±5%, C1–C4 = 0.22µF tested at 3.3V ±10%, C1 = 0.047µF, C2–C4 = 0.33µF tested at 5.0V ±10%.

Note 3: Transmitter input hysteresis is typically 250mV.

Typical Operating Characteristics

(VCC = +3.3V, 235kbps data rate, 0.1µF capacitors, all transmitters loaded with 3kΩ, TA = +25°C, unless otherwise noted.)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

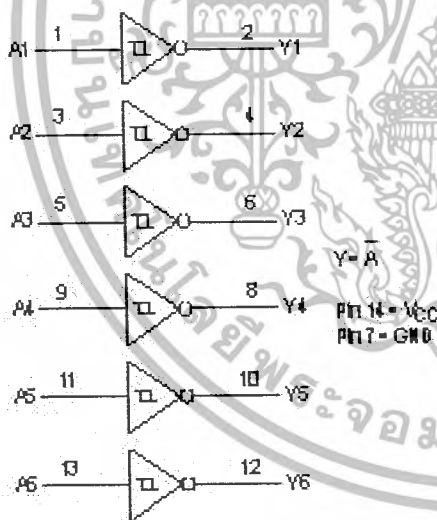
MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Hex Schmitt-Trigger Inverter

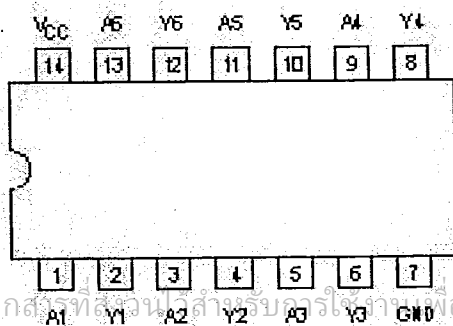
High-Performance Silicon-Gate CMOS

- The MC54/74HC14A is identical in pinout to the LS14, LS04 and the HC04. The device inputs are compatible with Standard CMOS outputs; with pullup resistors, they are compatible with LSTTL outputs.
- The HC14A is useful to "square up" slow input rise and fall times. Due to hysteresis voltage of the Schmitt trigger, the HC14A finds applications in noisy environments.
- Output Drive Capability: 10 LSTTL Loads
- Outputs Directly Interface to CMOS, NMOS and TTL
- Operating Voltage Range: 2 to 6V
- Low Input Current: 1µA
- High Noise Immunity Characteristic of CMOS Devices
- In Compliance With the JEDEC Standard No. 7A Requirements
- Chip Complexity: 60 FETs or 15 Equivalent Gates

LOGIC DIAGRAM



Pinout: 14-Lead Packages (Top View)



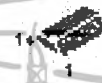
MC54/74HC14A



J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632-08



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646-06



D SUFFIX
SOIC PACKAGE
CASE 751A-03



DT SUFFIX
TSSOP PACKAGE
CASE 948G-01

ORDERING INFORMATION

MC54HCXXAJ	Ceramic
MC74HCXXAN	Plastic
MC74HCXXAD	SOIC
MC74HCXXADT	TSSOP

FUNCTION TABLE

Inputs	Outputs
A	Y
L	H
H	L

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC54/74HC14A

MAXIMUM RATINGS*

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{CC}	DC Supply Voltage (Referenced to GND)	- 0.5 to + 7.0	V
V _{in}	DC Input Voltage (Referenced to GND)	- 0.5 to V _{CC} + 0.5	V
V _{out}	DC Output Voltage (Referenced to GND)	- 0.5 to V _{CC} + 0.5	V
I _{in}	DC Input Current, per Pin	± 20	mA
I _{out}	DC Output Current, per Pin	± 25	mA
I _{CC}	DC Supply Current, V _{CC} and GND Pins	± 50	mA
P _D	Power Dissipation in Still Air, Plastic or Ceramic DIP† SOIC Package† TSSOP Package†	750	mW
		500	
		450	
T _{stg}	Storage Temperature Range	- 65 to + 150	°C
T _L	Lead Temperature, 1 mm from Case for 10 Seconds Plastic DIP, SOIC or TSSOP Package Ceramic DIP	260	°C
		260	
		300	

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range GND ≤ (V_{in} or V_{out}) ≤ V_{CC}. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either GND or V_{CC}). Unused outputs must be left open.

* Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Functional operation should be restricted to the Recommended Operating Conditions.

† Derating — Plastic DIP: - 10 mW/°C from 65° to 125°C
Ceramic DIP: - 10 mW/°C from 100° to 125°C
SOIC Package: - 7 mW/°C from 65° to 125°C
TSSOP Package: - 6.1 mW/°C from 65° to 125°C

For high frequency or heavy load considerations, see Chapter 2 of the Motorola High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Min	Max	Unit	
V _{CC}	DC Supply Voltage (Referenced to GND)	2.0	6.0	V	
V _{in} , V _{out}	DC Input Voltage, Output Voltage (Referenced to GND)	0	V _{CC}	V	
T _A	Operating Temperature Range, All Package Types	- 55	+ 125	°C	
t _r , t _f	Input Rise/Fall Time (Figure 1)	V _{CC} = 2.0 V	0	No Limit*	ns
		V _{CC} = 4.5 V	0	No Limit*	
		V _{CC} = 6.0 V	0	No Limit*	

* When V_{in} = 50% V_{CC}, I_{CC} > 1mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to GND)

Symbol	Parameter	Condition	V _{CC} V	Guaranteed Limit			Unit
				-55 to 25°C	≤85°C	≤125°C	
T ₊ max	Maximum Positive-Going Input Threshold Voltage (Figure 3)	V _{out} = 0.1V I _{out} ≤ 20μA	2.0	1.50	1.50	1.50	V
			3.0	2.15	2.15	2.15	
			4.5	3.15	3.15	3.15	
			6.0	4.20	4.20	4.20	
T ₊ min	Minimum Positive-Going Input Threshold Voltage (Figure 3)	V _{out} = 0.1V I _{out} ≤ 20μA	2.0	1.0	0.95	0.95	V
			3.0	1.5	1.45	1.45	
			4.5	2.3	2.25	2.25	
			6.0	3.0	2.95	2.95	
T ₋ max	Maximum Negative-Going Input Threshold Voltage (Figure 3)	V _{out} = V _{CC} - 0.1V I _{out} ≤ 20μA	2.0	0.9	0.95	0.95	V
			3.0	1.4	1.45	1.45	
			4.5	2.0	2.05	2.05	
			6.0	2.6	2.65	2.65	
T ₋ min	Minimum Negative-Going Input Threshold Voltage (Figure 3)	V _{out} = V _{CC} - 0.1V I _{out} ≤ 20μA	2.0	0.3	0.3	0.3	V
			3.0	0.5	0.5	0.5	
			4.5	0.9	0.9	0.9	
			6.0	1.2	1.2	1.2	
V _H max Note 2	Maximum Hysteresis Voltage (Figure 3)	V _{out} = 0.1V or V _{CC} - 0.1V I _{out} ≤ 20μA	2.0	1.20	1.20	1.20	V
			3.0	1.65	1.65	1.65	
			4.5	2.25	2.25	2.25	
			6.0	3.00	3.00	3.00	
V _H min Note 2	Minimum Hysteresis Voltage (Figure 3)	V _{out} = 0.1V or V _{CC} - 0.1V I _{out} ≤ 20μA	2.0	0.20	0.20	0.20	V
			3.0	0.25	0.25	0.25	
			4.5	0.40	0.40	0.40	
			6.0	0.50	0.50	0.50	
V _{OH}	Minimum High-Level Output Voltage	V _{in} ≤ V _{T-} min I _{out} ≤ 20μA	2.0	1.9	1.9	1.9	V
			4.5	4.4	4.4	4.4	
			6.0	5.9	5.9	5.9	
			V _{in} ≤ V _{T-} min I _{out} ≤ 2.4mA	3.0	2.48	2.34	
I _{out} ≤ 4.0mA	4.5	3.98	3.84	3.70			
I _{out} ≤ 5.2mA	6.0	5.48	5.34	5.20			
V _{OL}	Maximum Low-Level Output Voltage	V _{in} ≥ V _{T+} max I _{out} ≤ 20μA	2.0	0.1	0.1	0.1	V
			4.5	0.1	0.1	0.1	
			6.0	0.1	0.1	0.1	
			V _{in} ≥ V _{T+} max I _{out} ≤ 2.4mA	3.0	0.26	0.33	
I _{out} ≤ 4.0mA	4.5	0.26	0.33	0.40			
I _{out} ≤ 5.2mA	6.0	0.26	0.33	0.40			
I _{in}	Maximum Input Leakage Current	V _{in} = V _{CC} or GND	6.0	±0.1	±1.0	±1.0	μA
I _{CC}	Maximum Quiescent Supply Current (per Package)	V _{in} = V _{CC} or GND I _{out} = 0μA	6.0	1.0	10	40	μA

Information on typical parametric values along with frequency or heavy load considerations can be found in Chapter 2 of the Motorola High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

V_Hmin > (V_{T+} min) - (V_{T-} max); V_Hmax = (V_{T+} max) - (V_{T-} min).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC54/74HC14A

AC CHARACTERISTICS ($C_L = 50\text{pF}$, Input $t_r = t_f = 6\text{ns}$)

Symbol	Parameter	VCC V	Guaranteed Limit			Unit
			-55 to 25°C	≤85°C	≤125°C	
t _{PLH} , t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, Input A or B to Output Y (Figures 1 and 2)	2.0	75	95	110	ns
		3.0	30	40	55	
		4.5	15	19	22	
		6.0	13	16	19	
t _{TLH} , t _{THL}	Maximum Output Transition Time, Any Output (Figures 1 and 2)	2.0	75	95	110	ns
		3.0	27	32	36	
		4.5	15	19	22	
		6.0	13	16	19	
C _{in}	Maximum Input Capacitance		10	10	10	pF

NOTE: For propagation delays with loads other than 50 pF, and information on typical parametric values, see Chapter 2 of the Motorola High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

C _{pD}	Power Dissipation Capacitance (Per Inverter)*	Typical @ 25°C, VCC = 5.0 V		pF
		22		

*Used to determine the no-load dynamic power consumption: $P_D = C_{pD} V_{CC}^2 f + I_{CC} V_{CC}$. For load considerations, see Chapter 2 of the Motorola High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

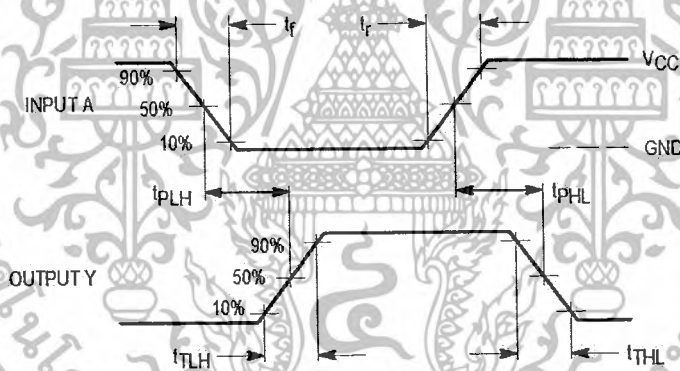
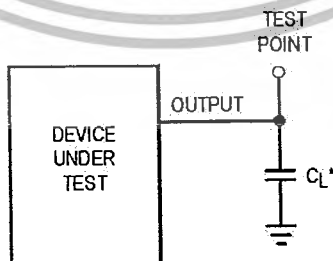


Figure 1. Switching Waveforms



*Includes all probe and jig capacitance

Figure 2. Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

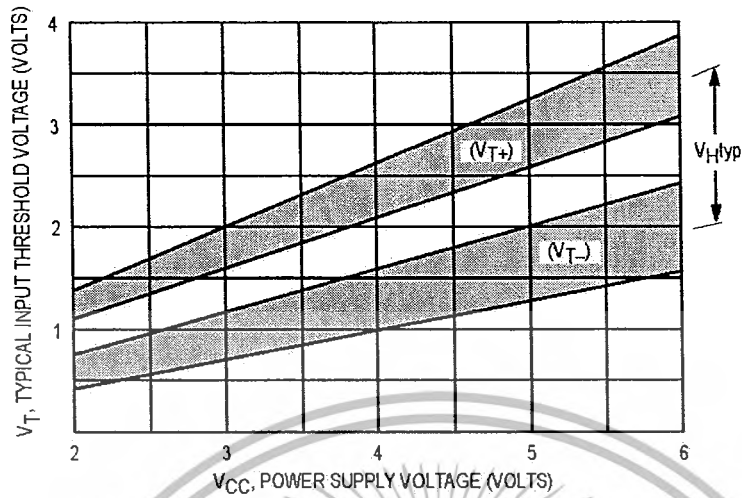


Figure 3. Typical Input Threshold, V_{T+} , V_{T-} versus Power Supply Voltage

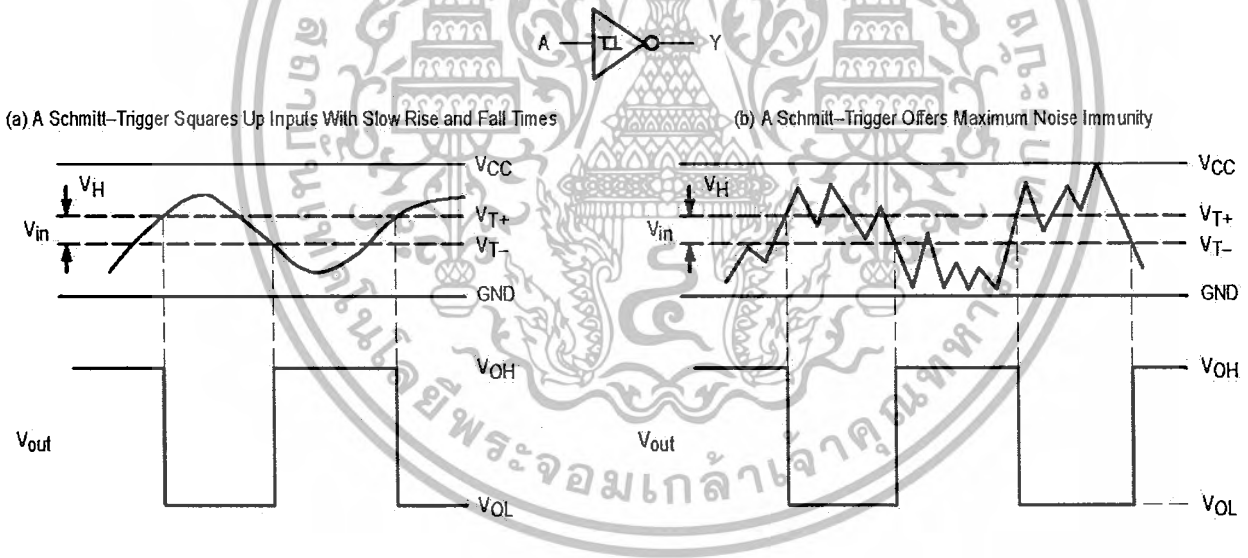


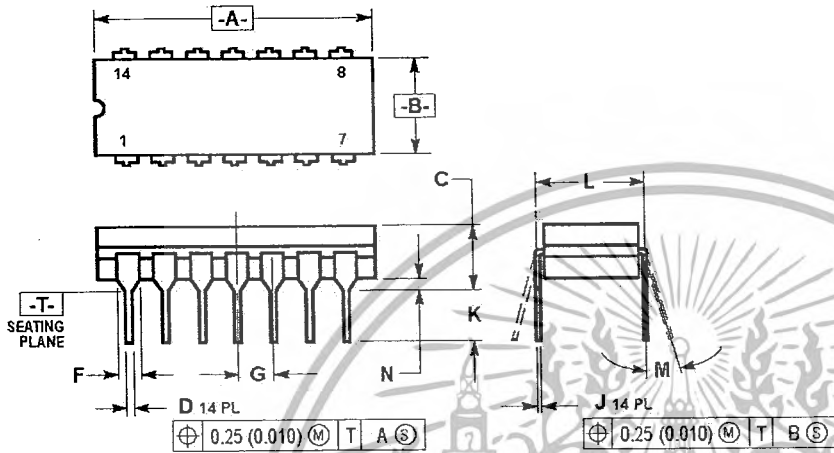
Figure 4. Typical Schmitt-Trigger Applications

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

354/74HC14A

OUTLINE DIMENSIONS

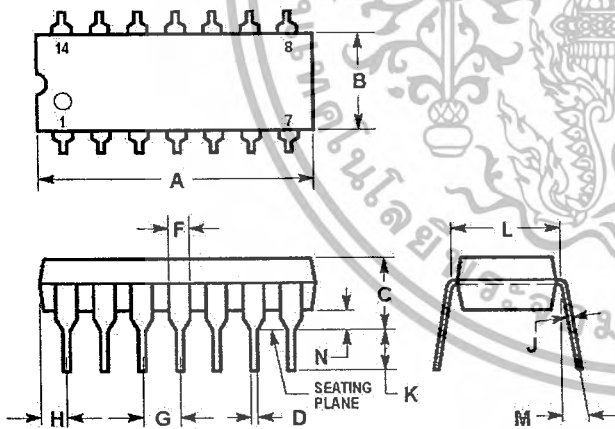
J SUFFIX
CERAMIC DIP PACKAGE
CASE 632-08
ISSUE Y



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.
 4. DIMENSION F MAY NARROW TO 0.76 (0.030) WHERE THE LEAD ENTERS THE CERAMIC BODY.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.750	0.785	19.05	19.94
B	0.245	0.280	6.23	7.11
C	0.155	0.200	3.94	5.08
D	0.015	0.020	0.39	0.50
F	0.055	0.065	1.40	1.65
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.125	0.170	3.18	4.31
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	0.020	0.040	0.51	1.01

N SUFFIX
PLASTIC DIP PACKAGE
CASE 646-06
ISSUE L



- NOTES:
1. LEADS WITHIN 0.13 (0.005) RADIUS OF TRUE POSITION AT SEATING PLANE AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
 2. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
 3. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 4. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.18	19.56
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.052	0.095	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	10°	0°	10°
N	0.015	0.039	0.39	1.01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DIGICON

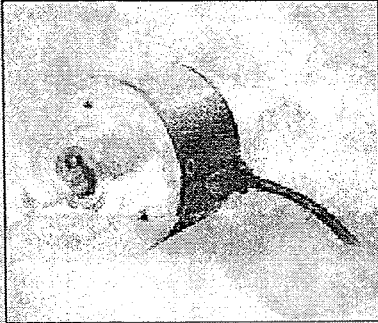
INCREMENTAL ROTARY ENCODER

โรตารีเอ็นโค้ดเดอร์แบบ Shaft

MODEL : DE50S8 SERIES

คุณลักษณะ:

- ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางตัวเครื่อง Ø50 มม.
- เหมาะสำหรับการทำงาน (Angle), ตำแหน่ง (Position), รอบ (Revolution), ความเร็ว (Speed), ความเร่ง (Acceleration)
- ใช้กับแหล่งจ่ายไฟในย่านกว้าง 12-24V DC±5%



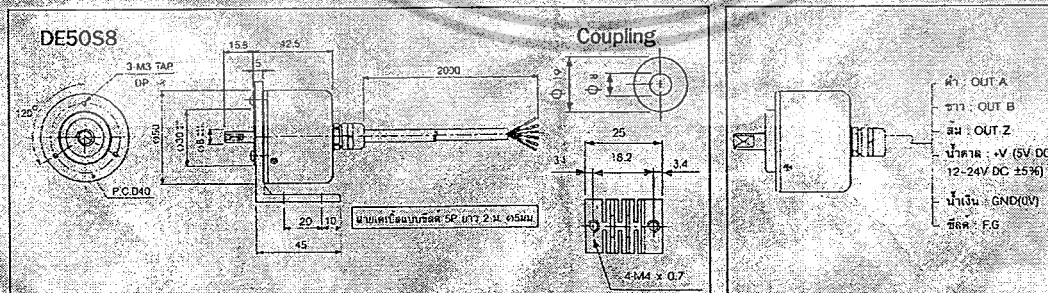
คุณสมบัติ

รายละเอียด	รุ่น	DE50S8-100-3-1-24	DE50S8-200-3-1-24	DE50S8-360-3-1-24	DE50S8-500-3-1-24	DE50S8-1000-3-1-24
ขนาดแกนหมุน		Ø8 มม.				
ขนาดตัวเครื่อง		Ø50 มม.				
จำนวนพัลส์/ รอบ*		100	200	360	500	1000
Output phase		A, B, Z				
ความแตกต่างเฟสของเอาต์พุต		เอาต์พุตระหว่างเฟส A และ B: (T/4)±(T/8) (T = 1 cycle ของเฟส A)				
Control output (Totem pole output)		Low → กระแสไหลลัด สูงสุด 20 mA, แรงดันไฟตกค้าง สูงสุด 0.5V DC High → กระแสไหลลัด สูงสุด 10 mA, แรงดันไฟตกค้าง สูงสุด (แรงดันไฟใช้งาน - 2.5V DC)				
เวลาในการตอบสนอง		สูงสุด: 1 µs (เมื่อวัดโดยใช้สายเคเบิล ยาว 2 ม., กระแสซิงค์ สูงสุด 20 mA)				
ความถี่ตอบสนอง		สูงสุด 180 kHz				
กินกระแสไฟ		สูงสุด 60 mA (ไม่ต่อโหลด)				
ความต้านทานฉนวน		ต่ำสุด 100 MΩ (ที่ 500V DC)				
ความทนทานต่อแรงดันไฟ		750V AC 50/60 Hz เป็นเวลา 1 นาที (ระหว่างขั้วต่อสายทั้งหมดกับโครงเครื่อง)				
คุณสมบัติทางกล		ทอร์คเริ่มต้น: สูงสุด 70 g-cm (0.007 Nm), Moment of inertia: สูงสุด 80 g-cm ² (8x10 ⁻⁶ kg-m ²), จำนวนรอบสูงสุดต่อข้อมือ: 5000 rpm				
อุณหภูมิ/ ความชื้น		อุณหภูมิใช้งาน: -10 ~ +70°C (ไม่เปียกน้ำแข็ง), 35-85 % RH / ช่วงเก็บรักษา: -25 ~ +85°C, 35-90 % RH				
ระดับการป้องกัน		IP50 (IEC)				
สายเคเบิล/น้ำหนักตัวเครื่อง		5 เส้น (Cores), Ø5 มม., ยาว 2 ม., สายมีขั้วบัดกรี/ ปริมาณ 275 กรัม				
อุปกรณ์มาตรฐาน		อุปกรณ์ Coupling และขายึดติดตั้ง				

*สามารถสั่งซื้อรุ่นที่มีขนาด พัลส์/ รอบ อื่นๆ ได้ โดยสอบถามตัวแทนจำหน่าย

ขนาดและรูปร่าง (หน่วย : มม.)

ขั้วต่อสาย



SCM บริษัท แสงชัยมิเตอร์ จำกัด 694/16-19 ถนนพหลโยธิน แขวงสายเสนไย เขตพญาไท กรุงเทพฯ 10400
 Sang Chai Meter Co., Ltd. 694/16-19 Pholyothin Rd. Samsen Nai, Phayathai Bangkok 10400 Thailand
Call Center : 0-2652-6100, 0-2299-3333 Fax : 0-2616-8061-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

Control of a Doubly-Fed Induction Generator

นภกร พัตนพิรุฬหกิจ, นพดล ศรีประเสริฐ, นพฤทธ์ พุกเพชร, นิวัฒน์ เก่งกล้า

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

3 หมู่ 2 ถนนฉลองกรุง แขวงลำป่าทวี เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทร/โทรสาร. 0-2326-4550

E-mail: s9010415@kmitl.ac.th, s9010427@kmitl.ac.th, s9010435@kmitl.ac.th, s9010478@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

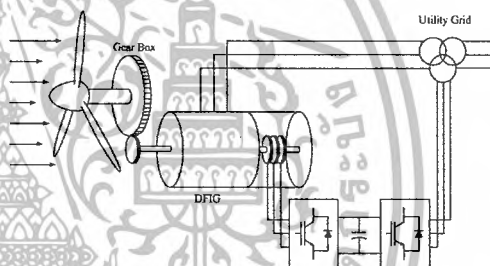
บทความนี้นำเสนอการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ โดยเน้นไปที่การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องจักรกลไฟฟ้าในการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยวิธีการควบคุมเวกเตอร์ของกระแสด้านโรเตอร์โดยอาศัยเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กที่สเตเตอร์เป็นกรอบอ้างอิง ผ่านการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ บทความนี้ยังนำเสนอสมการและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง ในการจำลองระบบทางคอมพิวเตอร์ทางคณะผู้ดำเนิน โครงการวิจัยได้เลือกใช้โปรแกรมแมทแล็บ/ซิมูลิงก์ (MATLAB/SIMULINK) ในการจำลองการควบคุมการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง เพื่อพิสูจน์ความเป็นไปได้ในการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง โดยผลจากการจำลองทางคอมพิวเตอร์จะถูกนำไปใช้ในการสร้างระบบทดสอบจริง ในส่วนของการทดสอบระบบทดสอบจริงนั้นขอบเขตของการทดสอบจะถูกกำหนดให้อยู่ที่การประมาณเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับขดลวดที่สเตเตอร์เท่านั้น สุดท้ายบทความนี้จะสรุปการจำลองทางคอมพิวเตอร์ การออกแบบระบบทดสอบและผลที่ได้จากโครงการวิจัยนี้

Abstract

This paper presents control of the DFIG concentrating on the machine-side converter (MSC) which is used to control the generator. The stator-flux vector control of the rotor currents is applied to control the MSC. The equations and model of the controlled system are discussed. MATLAB/SIMULINK program is used to simulate control of the DFIG to prove the possibility of controlling the DFIG. The algorithm used in the simulation is applied to implement the system constructed. In this thesis, the scopes of the experiment are to prove the capability of the converter to drive the machine and to prove the algorithm of estimating the stator flux linkage for stator flux vector control. The simulation, hardware system design and the results are discussed and finally concluded.

1. บทนำ

เนื่องจากสภาวะปัจจุบันมีปัญหาค่าขาดแคลนเชื้อเพลิงในการผลิตพลังงาน ทำให้เกิดความต้องการในการใช้พลังงานทดแทน และพลังงานที่ได้รับความนิยมและมีการประยุกต์ใช้มากและประสบความสำเร็จคือพลังงานลม ซึ่งมีแนวโน้มการใช้พลังงานลมอย่างต่อเนื่องในปัจจุบัน โดยการใช้กังหันลมในการขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเพื่อจ่ายให้แก่ระบบไฟฟ้าซึ่งเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ได้รับความนิยมในการนำมาประยุกต์ใช้ในปัจจุบันมากที่สุดในปัจจุบันคือเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง(DFIG) ซึ่งมีโคแอสเทรตังแสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1 โคแอสเทรตังของวงจรควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางสำหรับการผลิตไฟฟ้าจากพลังงานลม

เนื้อหาของบทความฉบับนี้จะนำเสนอการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางโดยอาศัยการควบคุมเวกเตอร์โดยเน้นไปที่การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ทางด้านเครื่องจักรกลไฟฟ้าเพื่อการควบคุมความเร็วรอบและตัวประกอบกำลังของสเตเตอร์[1]

2. ทฤษฎีและหลักการของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง มีจุดเด่นเหนือเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนเข้าที่สเตเตอร์ตรงที่ความสามารถที่จะเข้าถึงวงจรรอของโรเตอร์ได้ส่งผลให้สามารถควบคุมตัวแปรทางไฟฟ้าของโรเตอร์ได้โดยตรง ด้วยเหตุนี้ทำให้เครื่องจักรกลไฟฟ้าดังกล่าวสามารถทำงานได้ด้วยความเร็วใดๆ โดยไม่จำเป็นต้องมีความเร็วสูงกว่าความเร็วเชิงโรตอร์สแตนด์เช่นกรณีของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าชนิดกรงกระรอก

ในการทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้านั้นพลังงานทางกลจะถูกป้อนเข้าสู่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าและพลังงานไฟฟ้าที่ได้จากเครื่องกำเนิด

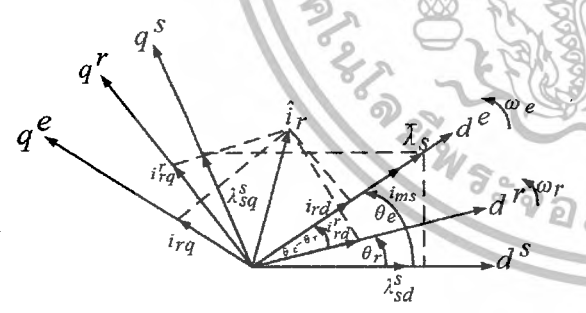
ไฟฟ้านั้นจะขึ้นอยู่กับความเร็วในการเคลื่อนที่ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ที่ความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัสพลังงานไฟฟ้าจะถูกจ่ายออกทางด้านสเตเตอร์ ในขณะที่โรเตอร์จะดูดพลังงานไฟฟ้าจากระบบผ่านคอนเวอร์เตอร์ ที่ความเร็วซิงโครนัสพลังงานไฟฟ้าจะถูกจ่ายออกมาจากสเตเตอร์เพียงอย่างเดียวในขณะที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัสพลังงานจะถูกจ่ายออกมาจากสเตเตอร์และโรเตอร์

ดังได้กล่าวมาแล้วข้างต้น โครงการงานนี้จะสนใจเฉพาะการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ฝั่งเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ เพื่อความสะดวกในการศึกษาพิจารณาการทำงานที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส เนื่องจากการเคลื่อนที่ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ความเร็วดังกล่าวไม่จำเป็นที่จะต้องอาศัยแหล่งจ่ายกำลังทางป้อนเข้าสู่คอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

ในส่วนของการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าในบทความนี้จะเจาะจงไปที่การควบคุมโดยใช้วิธีการทางเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กที่สเตเตอร์ โดยควบคุมกระแสโรเตอร์ให้อยู่ในกรอบอ้างอิงของฟลักซ์แม่เหล็กที่สเตเตอร์เพื่อการควบคุมความเร็วรอบและกำลังไฟฟ้าเสมือนที่สเตเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าอย่างอิสระ

3. การควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิดป้อนสองทาง

การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางสามารถกระทำได้โดยการควบคุมทางเวกเตอร์โดยอาศัยเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กที่สเตเตอร์เป็นกรอบอ้างอิงและทำการแยกองค์ประกอบของเวกเตอร์ของกระแสโรเตอร์ออกเป็นสององค์ประกอบคือ องค์ประกอบในแนวแกนตรง (d -axis) และองค์ประกอบในแนวแกนตั้งฉาก (q -axis) ดังแสดงในรูปที่ 2



รูปที่ 2 โดอะแกรมของเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กและกระแสในการควบคุม DFIG ด้วยวิธีการทางเวกเตอร์

โดยองค์ประกอบในแนวแกนตรงจะถูกใช้ในการควบคุมฟลักซ์แม่เหล็กหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือควบคุมกำลังไฟฟ้าเสมือนและองค์ประกอบในแนวแกนตั้งฉากจะถูกใช้ในการควบคุมแรงบิด ในการควบคุมด้วยวิธีการทางเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กที่สเตเตอร์นั้นจะต้องมี

การประมาณค่าฟลักซ์แม่เหล็กที่สเตเตอร์เสียก่อนโดยจะต้องประมาณขนาด มุม และความเร็วเชิงมุมของฟลักซ์แม่เหล็ก ซึ่งฟลักซ์แม่เหล็กที่สเตเตอร์สามารถประมาณโดยการทำการป้อนค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับที่สเตเตอร์ $\vec{v}_s - R_s \vec{i}_s$ เข้าสู่วงจรรองความถี่ต่ำ ซึ่งกำหนดค่าความถี่คัตออฟให้มีค่าต่ำที่สุดเท่าที่จะทำได้โดยค่าที่กำหนดในโครงการวิจัยนี้อยู่ที่ 2.5 เฮิรตซ์ จากนั้นทำการประมาณหาค่ามุมเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กที่สเตเตอร์โดยอาศัยเฟสล็อกลูป (phase lock loop, PLL) ซึ่งทำการแปลง ฟลักซ์ด้านสเตเตอร์ในกรอบหยุดนิ่งไปสู่กรอบอ้างอิงซิงโครนัสแล้วเข้าตัวควบคุมควบคุม PI เพื่อคำนวณค่ามุมและความเร็วเชิงมุมของฟลักซ์แม่เหล็กที่สเตเตอร์ป้อน โดอะแกรมของเฟสล็อกลูปที่ใช้ในการประมาณค่าความเร็วเชิงมุมและมุมเฟสของฟลักซ์แม่เหล็กที่สเตเตอร์

ดังนั้นสมการแรงดันโรเตอร์ของ DFIG ในกรอบอ้างอิงของฟลักซ์ด้านสเตเตอร์เป็นไปตามสมการที่ (1) และ (2)

$$v_{rd}^e = R_r i_{rd}^e + \sigma L_r \frac{di_{rd}^e}{dt} - \omega_s \sigma L_r i_{rq}^e \tag{1}$$

$$v_{rq}^e = R_r i_{rq}^e + \sigma L_r \frac{di_{rq}^e}{dt} + \omega_s (L_m i_{ms} + \sigma L_r i_{rd}^e) \tag{2}$$

โดยที่ ω_s แทนค่าความเร็วสลิปเชิงมุม จากสมการที่ (1) และ (2) เมื่อจัดรูปสมการใหม่ให้อยู่ในรูปของสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่งจะ ได้รูปแบบสมการ (3) และ (4)

$$\sigma L_r \frac{di_{rd}^e}{dt} + R_r i_{rd}^e = v_{rd}^e + \omega_s \sigma L_r i_{rq}^e \tag{3}$$

$$\sigma L_r \frac{di_{rq}^e}{dt} + R_r i_{rq}^e = v_{rq}^e - \omega_s (L_m i_{ms} + \sigma L_r i_{rd}^e) \tag{4}$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3) และ (4) จะพบว่ามีการคัปปลิงทางไฟฟ้าในแกน d และแกน q จะส่งผลให้การตอบสนองของช่วงล่างทำการกำจัดด้วยการลบเทอมที่คัปปลิงตามสมการ (5) และ (6)

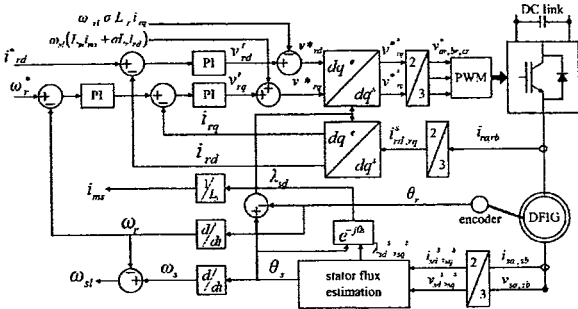
$$v_{rd}^* = v_{rd}^e - \omega_s \sigma L_r i_{rq}^e \tag{5}$$

$$v_{rq}^* = v_{rq}^e + \omega_s (L_m i_{ms} + \sigma L_r i_{rd}^e) \tag{6}$$

เมื่อทำการกำจัดส่วนที่คัปปลิงออกแล้วจะ ได้สมการแรงดันตามสมการ (7) และ (8)

$$v_{rd}^* = R_r i_{rd}^* + \sigma L_r \frac{di_{rd}^*}{dt} \tag{7}$$

$$v_{rq}^* = R_r i_{rq}^* + \sigma L_r \frac{di_{rq}^*}{dt} \tag{8}$$

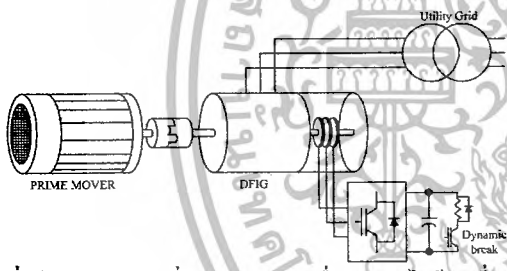


รูปที่ 3 ไลอะแกรมระบบการควบคุม DFIG ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์

เข้าระบบการควบคุมแบบ PI โดยการควบคุม i_{rd}^* เพื่อทำการควบคุมแรงบิดของเครื่องจักรกลไฟฟ้า และทำการควบคุม ω_r เพื่อทำการควบคุมความเร็วและฟลักซ์แม่เหล็กเหนี่ยวนำในเครื่องจักรกลไฟฟ้า ซึ่งเป็นการควบคุมแบบป้อนกลับซึ่งระบบจะทำการตรวจสอบค่าอ้างอิงกับค่าจริงที่ได้จากเครื่องจักรกลไฟฟ้าจะต้องมีผลต่างมีค่าเป็นศูนย์ด้วยการปรับ PI ของระบบ ซึ่งระบบการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ฝั่งเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเป็นไปตามรูปที่ 3

4. การจำลองระบบทางคอมพิวเตอร์และการทดสอบ

ในการทำโครงการนี้จะพิจารณาเฉพาะคอนเวอร์เตอร์ในส่วนที่ติดกับด้าน โรเตอร์ซึ่งระบบที่ใช้ในโครงการนี้เป็นไปดังแสดงในรูปที่ 4

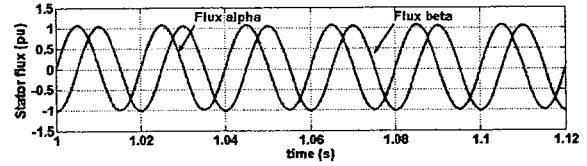
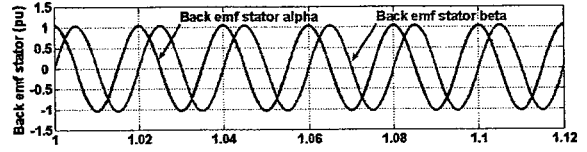


รูปที่ 4 ไลอะแกรมการเชื่อมต่อวงจรของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางชนิดที่จะนำมาสร้างเป็นเครื่องต้นแบบในโครงการนี้

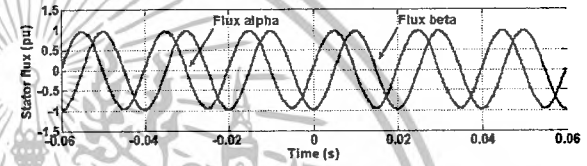
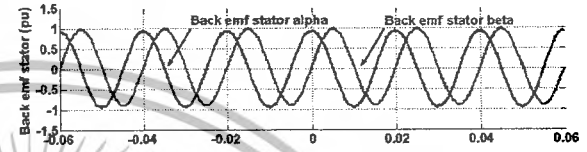
การทำงานของทางผู้ดำเนิน โครงการงาน ได้ใช้โปรแกรม MATLAB/SIMULINK ในการจำลองการทำงานของ DFIG และการทดสอบเครื่องต้นแบบ ซึ่งการเปรียบเทียบผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และผลการทดสอบเครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้น

5. ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์และผลการทดลอง

ได้ทดลองโดยสร้างเครื่องต้นแบบแล้วทำการทดสอบการ โดยขั้นแรกนำค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับที่สเตเตอร์ เข้าสู่ระบบรองความถี่ต่ำที่มีความถี่คutoff 2.5 เฮิรตซ์ ซึ่งสัญญาณขาออกที่ได้จะเป็นค่าฟลักซ์ในแนวแกนหยุดนิ่ง จากผลการทดสอบการประมาณค่าฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคอลลัมที่สเตเตอร์ที่ได้มีการเลื่อนเฟสไปเป็นมุม 90 องศา อันเนื่องมาจากความถี่คutoffที่ 2.5 เฮิรตซ์ ดังแสดงในรูปที่ 5



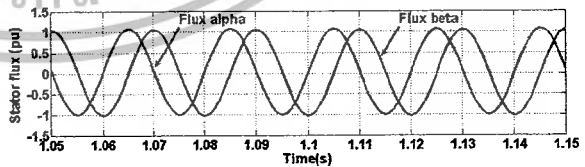
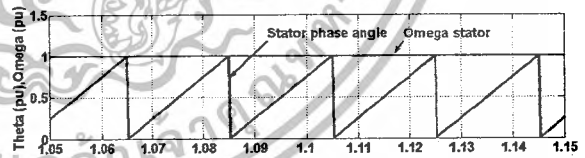
(ก)



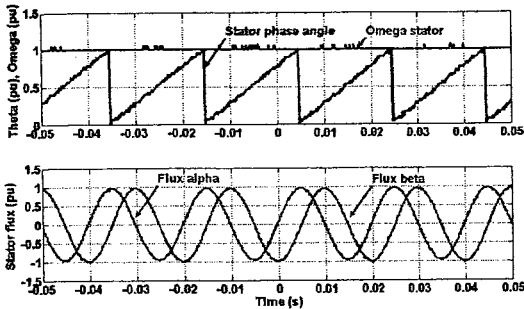
(ข)

รูปที่ 5 แรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับที่สเตเตอร์เทียบกับฟลักซ์ที่สเตเตอร์

(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ (ข) ผลการทดสอบจากเครื่องต้นแบบ จากนั้นนำค่าฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคอลลัมที่สเตเตอร์ในแนวนอน q ที่ประมาณได้ เข้าสู่วงจรเฟสล็อคคูลูป เพื่อประมาณหาค่ามุมฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคอลลัมที่สเตเตอร์ ซึ่งจากผลการทดสอบที่ได้พบว่า ผลของการทดสอบเป็นเช่นเดียวกับผลของการจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 6



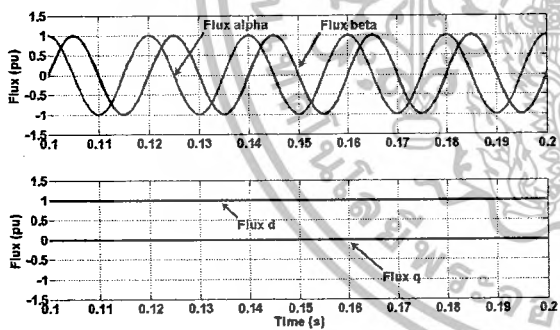
(ค)



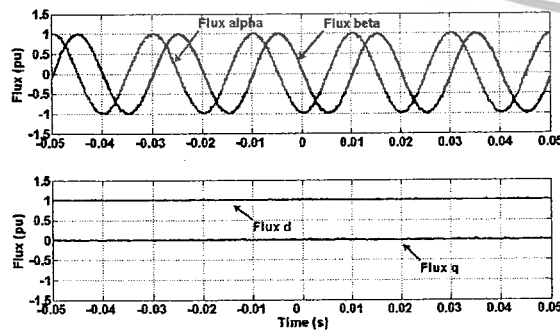
(ข)

รูปที่ 6 ค่ามุมของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับขั้วคดลิ่งที่สเตเตอร์เทียบกับฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับขั้วคดลิ่งที่สเตเตอร์ (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ (ข) ผลการทดสอบจากเครื่องต้นแบบ

ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์และการทดลองต่อมาคือ การทดสอบการแปลงแกน ซึ่งมีจุดประสงค์เพื่อศึกษาการแปลงแกนจากสามเฟสเป็นสองเฟสในกรอบอ้างอิงหยุคหนึ่ง (Clarke's transformation) และแปลงจากสองเฟสในกรอบอ้างอิงหยุคหนึ่งไปอยู่ในกรอบอ้างอิงที่หมุนด้วยความเร็วเดียวกันกับฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับขั้วคดลิ่งที่สเตเตอร์ (Park's transformation) โดยการนำค่ามุมฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับขั้วคดลิ่งที่สเตเตอร์ที่ได้จากการประมาณค่าด้วยวิธีเฟสล็อกคอปมาใช้ในการแปลง โดยผลทดสอบการแปลงแกนที่ได้คือ สัญญาณฟลักซ์เกี่ยวกับขั้วคดลิ่งที่สเตเตอร์ในแกน d เป็นเส้นตรงมีค่าเท่ากับ 1 pu และในแกน q มีลักษณะสัญญาณเป็นเส้นตรงมีค่าเท่ากับ 0 pu โดยจากผลการทดสอบที่ได้เป็นเช่นเดียวกับผลการจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 7



(ก)



(ข)
รูปที่ 7 การแปลงแกนของฟลักซ์เกี่ยวกับขั้วคดลิ่งที่สเตเตอร์ (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ (ข) ผลการทดสอบจากเครื่องต้นแบบ

6. บทสรุป

บทความงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางโดยอาศัยการควบคุมเวกเตอร์ซึ่งจากการสร้างเครื่องต้นแบบแล้วทำการทดลองซึ่งผลการทดลองพบว่าเครื่องต้นแบบนั้นสามารถทำงานได้ตามทฤษฎีที่ได้ศึกษามา และสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าพลังงานทดแทนประเภทลมได้

7. กิตติกรรมประกาศ

โครงการงานวิจัยนี้ได้รับการสนับสนุนจากกองทุนเพื่อส่งเสริมการอนุรักษ์พลังงาน สำนักงานนโยบายและแผนพลังงาน กระทรวงพลังงาน (EPPO) ทางคณะผู้ดำเนินโครงการจึงขอขอบคุณมา ณ โอกาสนี้ ขอขอบคุณ ดร. วรชาติ แซ่ก๊ก อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการงานวิจัยนี้ที่ทำให้โครงการงานวิจัยนี้บรรลุวัตถุประสงค์ที่ได้ตั้งไว้

เอกสารอ้างอิง

[1] R. Pena, J. C. Clare, and G. M. Asher, 'Doubly-Fed Induction Generator Using Back-to-Back PWM Converters and Its Application to Variable Speed Wind-Energy Generation'. IEE Proceeding of Electric Power Applications, Vol. 143, No. 5, 1996, pp. 380-387.

การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

Control of a Doubly-Fed Induction Generator



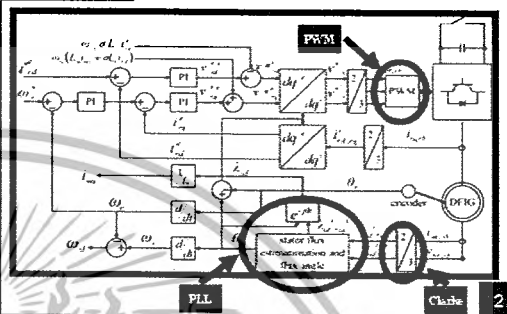
นายณนเรศ หัตถนิตินพหิต, นายมหพล ศรีประเสริฐ, นายบทฤทธิ หุตทศพร, นายนิรันดร์ ชัยภักดิ์

วัตถุประสงค์

- ศึกษาการทำงานและการควบคุม DFIG
- ศึกษาการควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าปฏิกิริยาของ DFIG
- ทำการสร้างเครื่องต้นแบบสำหรับการศึกษาการควบคุม DFIG

1

วงจรการควบคุม



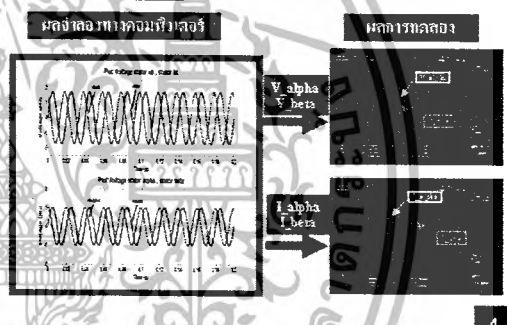
2

ชิ้นงาน



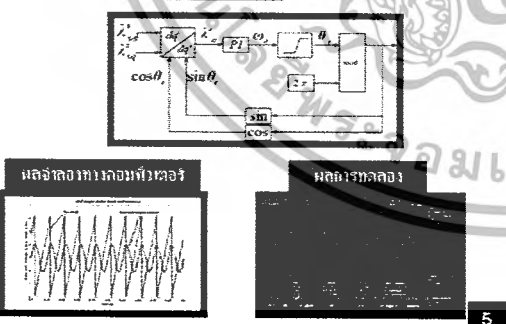
3

Clarke การแปลง



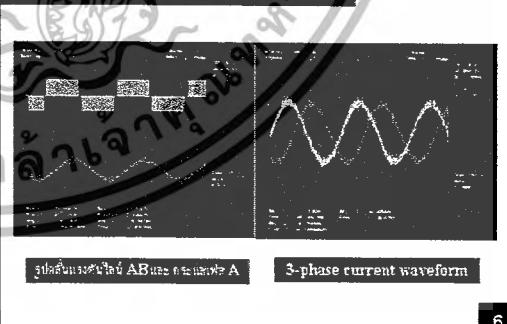
4

PLL (Phase Lock Loop)



5

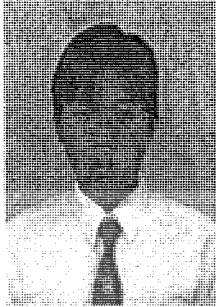
PWM (Pulse Width Modulation)



6

ห้องปฏิบัติการวิจัยการประยุกต์ใช้พลังงานทดแทน สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง โทร/แฟกซ์ (02) 7392478

ประวัติผู้เขียน



นาย นครศ พัฒนพิรุฬกิจ 49010415

เกิดวันที่ 6 กุมภาพันธ์ 2531



นาย นพดล ศรีประเสริฐ 49010427

เกิดวันที่ 16 พฤษภาคม 2531



นาย นพฤทธิ์ พุกเพชร 49010435

เกิดวันที่ 29 มกราคม 2531



นาย นิวัฒน์ เก่งกล้า 49010478

เกิดวันที่ 29 พฤษภาคม 2531

