

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ไมโครอินเวอร์เตอร์สำหรับระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าด้วยแสงอาทิตย์ A MICROINVERTER FOR GRID-CONNECTED PV SYSTEM



เลขหมู่.....**119425**
เลขทะเบียน.....**-7 S.A. 2554**
วัน,เดือน,ปี.....

b. **119425/1194**
i.....

ปฏิญานี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าคณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2553

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไมโครอินเวอร์เตอร์สำหรับระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าด้วยแสงอาทิตย์
A MICROINVERTER FOR GRID-CONNECTED PV SYSTEM



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าคณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2553

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A MICROINVERTER FOR GRID-CONNECTED PV SYSTEM



THIS THESIS IS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
BACHELOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
ACADEMIC YEAR 2010

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2553

ไมโครอินเวอร์เตอร์สำหรับระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าด้วยแสงอาทิตย์
A MICROINVERTER FOR GRID-CONNECTED PV SYSTEM



อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.สมภพ ผลไม้

ดร.ชัยยันต์ เจตนาเสน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2553

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

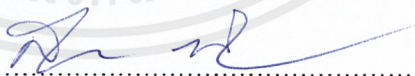
คณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่องไมโครอินเวอร์เตอร์สำหรับระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าด้วยแสงอาทิตย์

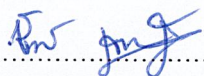
ผู้จัดทำ

1. นายภาณุพงศ์ ดริยยุทธ
2. นายภาณุมาศ ทองระอา
3. นายยุทธนา พงษ์ดนตรี
4. นายอาชัญ ภัทรวงค์





.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(ดร. สมภพ ผลไม้)



.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(ดร.ชัยยันต์ เจนตาเสน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไมโครอินเวอร์สำหรับระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าด้วยแสงอาทิตย์

นายภาณุพงศ์ ตริยทุท

นายภาณุมาศ ทองระอา

นายยุทธนา พงษ์ดนตรี

นายอาชัญ ภัทรวงค์

ดร. สมภพ ผลไม้ อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. ชัยยันต์ เจนตาเสน อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2553

บทคัดย่อ

บทความวิจัยนี้นำเสนอการวิเคราะห์ออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบไมโครอินเวอร์เตอร์สำหรับระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าด้วยแสงอาทิตย์โดยใช้แผงเซลล์แสงอาทิตย์พิกัดกำลัง 125 วัตต์เป็นต้นกำเนิดพลังงานชุดไมโครอินเวอร์เตอร์นี้ประกอบไปด้วยวงจรแปรผันไฟตรงซึ่งเลือกใช้วงจรอินเวอร์ต์สวิตช์ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เพื่อทำหน้าที่ขยายแรงดันของเซลล์แสงอาทิตย์ให้มีขนาดสูงขึ้นโดยใช้การสวิตช์ความถี่สูงและควบคุมกระแสให้อยู่ในรูปไซน์เรียงกระแสเต็มคลื่นและยังทำหน้าที่แยกวงจรเซลล์แสงอาทิตย์ออกจากระบบไฟฟ้ากำลังอีกด้วย ซึ่งอินเวอร์ต์สวิตช์ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ คือการนำวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์สองวงจรมาต่อขนานกัน เทคนิคการทำอินเวอร์ต์สวิตช์ ใช้สำหรับการควบคุมอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองวงจร ผลที่ได้คือลดการสูญเสียจากการสวิตช์ซึ่งเนื่องจากค่ากระแสทางฝั่งปฐมภูมิของหม้อแปลงภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีขนาดลดลง ลดขนาดกระแสกระแสเพื่อมและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่ามากขึ้น หลังจากนั้นกระแสที่ออกจากวงจรอินเวอร์ต์สวิตช์ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์นำมาผ่านวงจรคลื่นรูปคลื่นกระแสให้กลายเป็นกระแสสลับความถี่ประมาณ 50 เฮิร์ตโดยมีหน่วยประมวลผลซึ่งใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP) รุ่น TMS320F28027 ในการควบคุมการทำงานของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์โดยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลจะนำแรงดันและกระแสของเซลล์แสงอาทิตย์มาทำการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดเพื่อทำการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์และยังทำการควบคุมการเชื่อมต่อแรงดันและกระแสเอาต์พุตให้มีความถี่เช่นเดียวกับระบบไฟฟ้าอีกด้วย ซึ่งได้ทำการสร้างเครื่องต้นแบบไมโครอินเวอร์เตอร์และทำการทดสอบจริงซึ่งผลการทำงานของเครื่องต้นแบบไมโครอินเวอร์เตอร์ได้ผลตามที่ได้ออกแบบไว้แต่ก็ยังคงต้องการการพัฒนาในอนาคตต่อไป

A MICROINVERTER FOR GRID-CONNECTED PV SYSTEM

Phanupong Treeyut

Panumas Thongraar

Yuttana Pongdontree

Achan Patrawong

Dr. Sompob Polmai Supervisor

Dr. Chaiyan Jettanasen Supervisor

2010

ABSTRACT

This thesis presents analysis, design and construction of a prototype grid-connected microinverter for 125 watts photovoltaic module. The microinverter uses interleaved flyback converter for amplifying and isolating the voltage of photovoltaic module using high frequency pulse-width modulation technique. The interleaved flyback converter has two parallel converters that operate alternately. The advantages of this technique are low switching loss, low output current ripple and decreasing current of primary-side of transformers. The waveform of the output current of the flyback converter is controlled to be full wave-rectified sinusoid and in-phase with the grid voltage. The ac current is obtained by unfolding circuit. Digital signal processor (DSP) TMS380F28027 is used for control the operation of the microinverter. The DSP sense voltage and current of the PV module and perform maximum power point tracking. Finally the output voltage and current of the microinverter is transferred and synchronized with grid system. The prototype microinverter has been constructed and field experiment has been carried out. The prototype could operate as design but some improvements are needed for future development.

กิตติกรรมประกาศ

ผู้จัดทำโครงการขอขอบพระคุณ ดร.สมภพ ผลไม้ และ ดร.ชัยยันต์ เจนตาเสน อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูงที่ได้ให้คำปรึกษาและคำแนะนำทั้งทางทฤษฎีและทางปฏิบัติต่างๆ จนกระทั่งโครงการนี้สำเร็จลุล่วงลงได้ตลอดจนท่านอาจารย์ทุกท่านในสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ต่างๆให้กับผู้จัดทำโครงการ

ขอขอบคุณคุณบุญญา สุमितสวรรค์ และเพื่อนๆที่ร่วมห้องปฏิบัติการ PEARL ที่คอยช่วยเหลือและให้คำแนะนำและให้ยืมอุปกรณ์โดยตลอดในการทำโครงการ

ขอขอบคุณศูนย์นวัตกรรมระบบพลังงานที่ให้ความอนุเคราะห์แผงเซลล์แสงอาทิตย์และเครื่องมือในโครงการ

และท้ายสุดนี้ขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาที่เลี้ยงดูและสงเสียดเงินทองและให้กำลังใจตลอดมา ทำให้ผู้จัดทำสำเร็จการศึกษาในครั้งนี้



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหาทำการวิจัย	1
1.2 ทำไมต้องเป็นไมโครอินเวอร์เตอร์.....	5
1.3 วัตถุประสงค์ของโครงการ	5
1.4 ขอบเขตของการศึกษาโครงการ.....	5
1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน	6
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	6
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง	7
2.1 เซลล์แสงอาทิตย์.....	7
2.1.1 คุณลักษณะทางไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์.....	7
2.1.2 พารามิเตอร์ที่มีผลต่อคุณสมบัติทางไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์	9
2.2 การติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด	11
2.3 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	12
2.3.1 การทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	12
2.3.2 การทำงานเป็นโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง (CCM) และแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM) ของ วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	13
2.4 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของวงจรอินเวอร์ตีสลิปฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	15
2.5 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์.....	24
2.5.1 ประเภทของอินเวอร์เตอร์	24
2.5.2 รูปแบบการทำงานของอินเวอร์เตอร์.....	25

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5.3 การเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า	27
2.6 ชุดควบคุมดิจิทัล	27
2.6.1 รายละเอียดของของตัว TMS320F28027	28
บทที่ 3 การออกแบบและสร้างวงจรไมโครอินเวอร์เตอร์.....	30
3.1 โครงสร้างโดยรวมของชุดวงจรไมโครอินเวอร์เตอร์	30
3.2 การจำลองโดยคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม Orcad/Pspice	31
3.3 การออกแบบและสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์สี่เฟสแบบคอนเวอร์เตอร์.....	32
3.3.1 บทนำ	32
3.3.2 การคำนวณและการสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์สี่เฟสแบบคอนเวอร์เตอร์	37
3.4 การออกแบบชุดขับมอสเฟตกำลัง	43
3.5 การออกแบบและสร้างวงจรอินโพลดิ้งอินเวอร์เตอร์	43
3.6 วงจรขับสำหรับอินโพลดิ้งอินเวอร์เตอร์	44
3.7 การออกแบบและสร้างวงจรตรวจจับสัญญาณ	45
3.7.1 วงจรตรวจจับกระแสจากแผง PV	45
3.7.2 วงจรตรวจจับระดับแรงดันจากแผง PV	47
3.8 การออกแบบวงจรตรวจจับแรงดันของระบบไฟฟ้า.....	48
3.9 ชุดควบคุมดิจิทัล	49
3.9.1 TMS320F28027	49
3.9.2 การออกแบบโครงสร้างทางซอฟต์แวร์สำหรับการควบคุม.....	52
3.9.3 โปรแกรมติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด	53
3.9.4 โปรแกรมตรวจจับ Phase lock loop.....	56

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	63
4.1 ผลการทดสอบวงจรอินเตอร์ลีฟท์ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	63
4.2 ผลการทดสอบวงจรอินโพลดิ้งอินเวอร์เตอร์.....	68
4.3 ผลการทดสอบการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า.....	70
4.4 ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสร่วม (Total Harmonics Distortion ; THD)	71
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	73
5.1 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง.....	73
5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนางานวิจัยต่อไป.....	73
บรรณานุกรม.....	74
ภาคผนวก.....	76
ภาคผนวก ก.....	77
ภาคผนวก ข.....	88
ภาคผนวก ค.....	126
ประวัติผู้เขียน.....	131

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 ระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์แบบ Solar Home System.....	1
1.2 ระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์แบบ Single Inverter With Multiple DC/DC	2
1.3 ระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์แบบ System With String Inverter.....	3
1.4 ระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์แบบ Microinverter.....	3
1.5 ไมโครอินเวอร์เตอร์.....	4
2.1 Photovoltaic Cells, Modules และ Arrays	7
2.2 วงจรสมมูลในอุดมคติของเซลล์แสงอาทิตย์	8
2.3 วงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์.....	8
2.4 ผลของความเข้มของแสงอาทิตย์ต่อแรงดัน	9
2.5 ผลของอุณหภูมิต่อแรงดัน	10
2.6 P-V curve แสดงจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ระดับแรงดันต่าง ๆ.....	11
2.7 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	12
2.8 กระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าในโหมด DCM.....	13
2.9 กระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าในโหมด CCM.....	14
2.10 วงจรอินเตอร์ลิตช์ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	15
2.11 การทำงานในโหมดที่ 1	16
2.12 การทำงานในโหมดที่ 2	17
2.13 การทำงานในโหมดที่ 3	18
2.14 การทำงานในโหมดที่ 4	19
2.15 การทำงานในโหมดที่ 5	20
2.16 การทำงานในโหมดที่ 6	21
2.17 การทำงานในโหมดที่ 7	22
2.18 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของวงจรอินเตอร์ลิตช์ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	23
2.19 SCR.....	25
2.20 วงจรอินเวอร์เตอร์.....	26
2.21 วงจรของอินเวอร์เตอร์เมื่อ S_1 และ S_4 นำกระแส.....	26

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.22 วงจรของอินเวอร์เตอร์เมื่อ S_2 และ S_3 นำกระแส.....	27
2.23 ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320F28027.....	28
2.24 โครงสร้างของชุดตัวควบคุมดิจิทัล TMS320F28027.....	29
3.1 โครงสร้างของชุดวงจรไมโครอินเวอร์เตอร์.....	30
3.2 วงจรอินเตอร์ลีฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่จำลองด้วยโปรแกรม Orcad/Pspice.....	31
3.3 วงจรอินโพลาร์อินเวอร์เตอร์ที่จำลองด้วยโปรแกรม Orcad/Pspice.....	31
3.4 วงจรอินเตอร์ลีฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จริง.....	42
3.5 วงจรขับมอเตอร์กำลัง.....	43
3.6 วงจรขับมอเตอร์กำลังจริง.....	43
3.7 วงจรอินโพลาร์อินเวอร์เตอร์จริง.....	43
3.8 วงจรขับสำหรับอินโพลาร์อินเวอร์เตอร์.....	44
3.9 วงจรขับสำหรับอินโพลาร์อินเวอร์เตอร์จริง.....	45
3.10 วงจรตรวจจับกระแสจากแผง PV.....	45
3.11 วงจรตรวจจับกระแสจากแผง PV จริง.....	46
3.12 สัญญาณที่ออกจาก ACS754-50A.....	46
3.13 สัญญาณที่ได้จากวงจรตรวจจับกระแส.....	46
3.14 วงจรตรวจจับแรงดันจากแผง PV.....	47
3.15 วงจรตรวจจับแรงดันจากแผง PV จริง.....	47
3.16 วงจรตรวจจับแรงดันของระบบไฟฟ้า.....	48
3.17 วงจรตรวจจับแรงดันของระบบไฟฟ้าจริง.....	48
3.18 ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล.....	49
3.19 โครงสร้างวิธีการควบคุมภายในของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320F28027.....	50
3.20 โครงสร้างการทำงานของโปรแกรมหลักที่ใช้ควบคุมชุดไมโครอินเวอร์เตอร์.....	52
3.22 โครงสร้างการทำงานของโปรแกรมติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด.....	55
3.23 โครงสร้างการทำงานของโปรแกรมเฟสล็อกกลุ่.....	56
3.24 สัญญาณแรงดันของระบบไฟฟ้า โดยเปรียบเทียบสัญญาณอนาล็อกกับสัญญาณดิจิทัลที่แปลง ค่าแล้วในตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล.....	57

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.25 วงจรจำลองการเลื่อนเฟส $\sin \theta$ เป็น $\cos \theta$	58
3.26 เวกเตอร์การแปลงแกน $\beta \alpha$ ให้เป็นแกน dq	59
3.27 ไตอะแกรมการทำงานของโปรแกรมเฟสล็อกกลุ๊ป.....	62
4.1 แสดงตำแหน่งการวัดกำลังไฟฟ้าอินพุต กระแสเข้ามอสเฟตตัวที่ 1 และ 2 แรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเตอร์ลีฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	63
4.2 ลักษณะรูปคลื่นกำลังอินพุตของวงจรอินเตอร์ลีฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จากการจำลองโดยโปรแกรม OrCAD	63
4.3 ลักษณะรูปคลื่นกระแสต้านปฐมภูมิของหม้อแปลง แสดงการเปรียบเทียบระหว่าง Interleaved Flyback และ Single Flyback จากการจำลองโดยโปรแกรม OrCAD	64
4.4 ลักษณะรูปคลื่นกระแสต้านทุติยภูมิของหม้อแปลง แสดงการเปรียบเทียบระหว่าง Interleaved Flyback และ Single Flyback จากการจำลองโดยโปรแกรม OrCAD	64
4.5 ลักษณะรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเตอร์ลีฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จากการจำลองโดยโปรแกรม OrCAD	65
4.6 ลักษณะสัญญาณที่วัดจากชุดไมโครอินเวอร์เตอร์โดยการจ่ายโหลด 450 โอห์ม	65
4.7 ลักษณะสัญญาณที่วัดจากชุดไมโครอินเวอร์เตอร์โดยการจ่ายโหลด 450 โอห์ม	66
4.8 ลักษณะสัญญาณที่วัดจากชุดไมโครอินเวอร์เตอร์โดยการจ่ายโหลด 450 โอห์ม	66
4.9 ลักษณะสัญญาณที่วัดจากชุดไมโครอินเวอร์เตอร์โดยการจ่ายโหลด 450 โอห์ม	67
4.10 แสดงการตำแหน่งการวัดแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินโพลดิงอินเวอร์เตอร์กระแสและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์.....	68
4.11 ลักษณะรูปคลื่นแรงดันทางด้านเอาต์พุตของวงจรอินโพลดิงอินเวอร์เตอร์จากการจำลองโดยโปรแกรม OrCaD	68
4.12 ลักษณะรูปคลื่นกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุตของวงจรอินโพลดิงอินเวอร์เตอร์จากการจำลองโดยโปรแกรม OrCaD	69
4.13 ลักษณะสัญญาณที่วัดจากชุดไมโครอินเวอร์เตอร์โดยการจ่ายโหลด 450 โอห์ม	69

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.14 ลักษณะการต่อไมโครอินเวอร์เตอร์เข้าสู่ระบบไฟฟ้า.....	70
4.15 แรงดันเอาต์พุตของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ แรงดันของระบบไฟฟ้า และกระแสเอาต์พุตของชุด ไมโครอินเวอร์เตอร์ ขณะเชื่อมต่อกับระบบ.....	70
4.16 ค่าความผิดพลาดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์รวมของแรงดันเอาต์พุตของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์.....	71
4.17 ชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ที่ได้สร้างขึ้นจริง.....	72

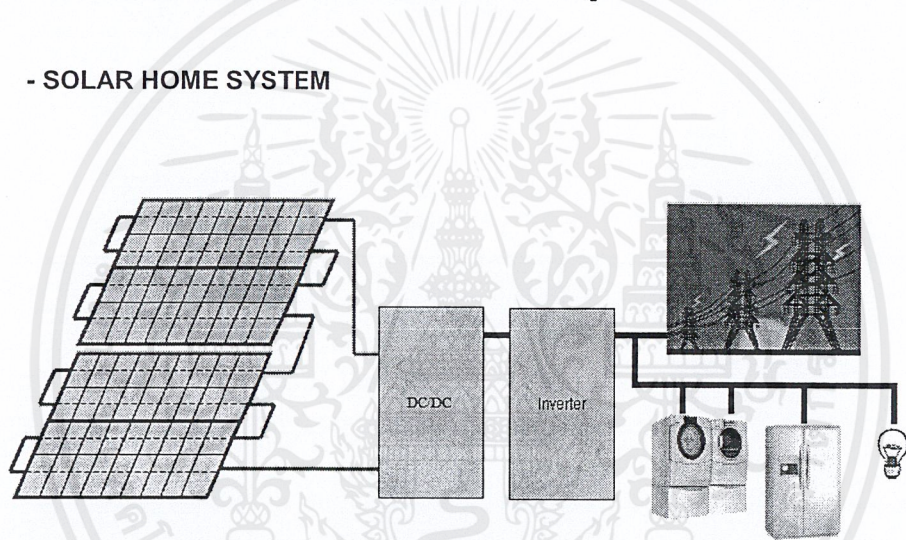


บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหาที่ทำการวิจัย

ในขณะที่ความต้องการใช้พลังงานมากขึ้น และความกังวลเรื่องการหมดไปของพลังงานเชื้อเพลิงฟอสซิลและผลกระทบจากสิ่งแวดล้อม พลังงานแสงอาทิตย์เริ่มมีบทบาทสำคัญ จึงเริ่มมีการนำพลังงานหมุนเวียนมาใช้แต่ประสบปัญหาต้นทุนสูง จากเหตุผลดังกล่าว จึงได้คิดนำพลังงานนี้มาผลิตพลังงานไฟฟ้าในประเทศไทยซึ่งการผลิตพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์เพื่อต่อร่วมกับกริดขนาดเล็ก ต้นทุนต่ำ สำหรับอาคารบ้านเรือนเช่นระบบโซลาร์โฮมหรือระบบ Building Integrated Photovoltaic ในปัจจุบัน ซึ่งระบบโซลาร์โฮมนั้นมีวิวัฒนาการมาเรื่อยๆโดยมีการเริ่มรูปแบบการต่อดังต่อไปนี้



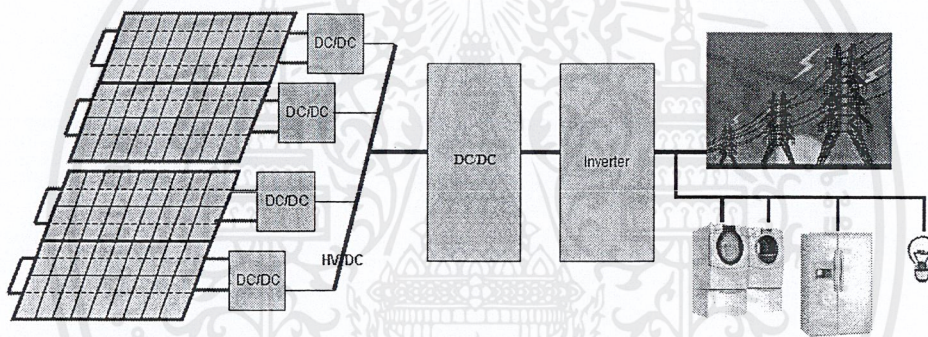
รูปที่ 1.1 ระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์แบบ Solar Home System

ซึ่งรูปแบบการต่อนี้จะประกอบไปด้วยแผง PV ซึ่งต่ออนุกรมกันเป็นสาย (String) เพื่อสร้างแรงดันที่เพียงพอต่อการทำงานของอินเวอร์เตอร์อุปกรณ์แปลงผันกำลังดีซี-ดีซี (DC-DC Converter) ทำหน้าที่ติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดของสายของแผง PV (PV String) และอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ทำหน้าแปลงกระแสไฟฟ้าจากดีซีเป็นเอซีจ่ายเข้าไปในระบบไฟฟ้า

ข้อเสียของรูปแบบการต่อแบบนี้คือ

- แผง PV แต่ละแผงอาจมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันทำให้ที่จุดของกำลังไฟฟ้าสูงสุดกระแสของ PV แต่ละแผงกับกระแสของสายอาจมีค่าไม่เท่ากันทำให้ประสิทธิภาพการแปลงกำลังไฟฟ้ารวมของแผงต่ำกว่าความสามารถรวมของแต่ละแผง
- เมื่อเกิดการบังเงาบางส่วนบน PV String จะทำการติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดของ PV String ทำได้ยากเนื่องจากจะเกิด Local Maxima ของกำลังไฟฟ้าได้หลายจุดหากแต่ละแผงได้รับแสงไม่เท่ากัน
- การออกแบบจำนวนแผง PV เพื่อติดตั้งในแต่ละด้านของหลังคา (กรณีของระบบโซลาร์โฮม) เพื่อให้เหมาะสมกับการผลิตกำลังไฟฟ้าได้ตลอดช่วงเวลารับแสงนั้นทำได้ยาก

- SINGLE INVERTER WITH MULTIPLE DC/DC



รูปที่ 1.2 ระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์แบบ Single Inverter With Multiple DC/DC

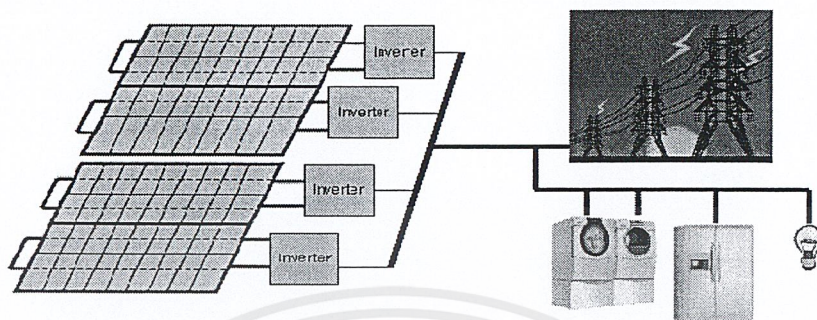
มีการพัฒนารูปแบบการต่อแบบ PV string โดยการเพิ่มการเพิ่มอุปกรณ์แปลงผันกำลัง ดีซี-ดีซีสำหรับแต่ละแผงช่วยขจัดปัญหาความแตกต่าง ๆ ของแต่ละแผงและปัญหาเรื่องการบังเงาบางส่วนไปได้แผง PV แต่ละแผงจะถูกติดตามค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุด (MPPT) ด้วยอุปกรณ์แปลงผันกำลังดีซี-ดีซี (DC-DC Converter) ของตัวเอง

ข้อเสียของรูปแบบการต่อแบบนี้คือ

- ต้องมีการแปลงผันกำลังไฟฟ้าหลายขั้นตอนทำให้ประสิทธิภาพรวมของระบบต่ำลง และระบบมีราคาสูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- SYSTEM WITH STRING INVERTER



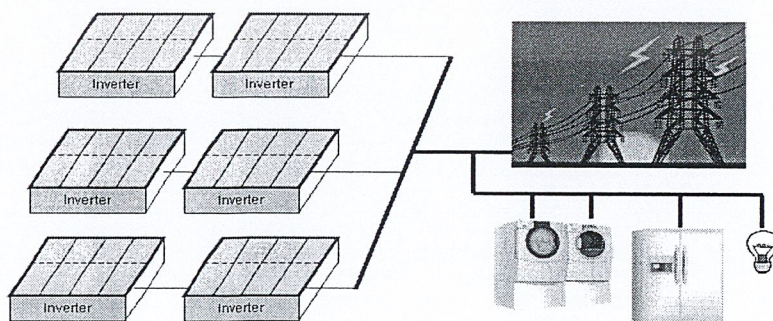
รูปที่ 1.3 ระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์แบบ System With String Inverter

มีการพัฒนารูปแบบการต่อจาก Single Inverter With Multiple DC/DC โดยการเพิ่มอุปกรณ์แปลงผันดีซี-เอซี (DC-AC Converter) ในแต่ละแผงเพื่อช่วยเพิ่มประสิทธิภาพระบบ

อย่างไรก็ดีในทั้งสามรูปแบบข้างต้น การติดตั้งต้องได้รับการออกแบบและวางแผนอย่างดีเพื่อให้การผลิตพลังงานไฟฟ้ามีความคุ้มค่าต่อการลงทุนเนื่องจากต้องใช้อินเวอร์เตอร์รวมและติดตั้งแผง PV ครั้งละหลายๆแผง เนื่องจากราคาของแผง PV ในปัจจุบันยังมีราคาที่สูงอยู่ทำให้แม้จะมีผู้สนใจในการผลิตพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์เพื่อจำหน่ายคืนให้การไฟฟ้า เช่นในประเทศญี่ปุ่น หรือในประเทศแถบ ยุโรป หรือ อเมริกา อยู่เป็นจำนวนมากก็ตาม ผู้ที่สามารถจัดซื้อระบบมาติดตั้งได้นั้นก็มีเป็นส่วนน้อยเนื่องจากอุปสรรคด้านงบประมาณและการติดตั้ง

ในความพยายามแก้ปัญหาความยุ่งยากของการออกแบบและการติดตั้งโครงการวิจัยนี้ นำเสนอไมโครอินเวอร์เตอร์ หรือ เอซีโมดูล [3,4] สำหรับต่อแผง PV หนึ่งแผงเข้ากับระบบไฟฟ้ากำลัง

- MICROINVERTER



รูปที่ 1.4 ระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์แบบ Microinverter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

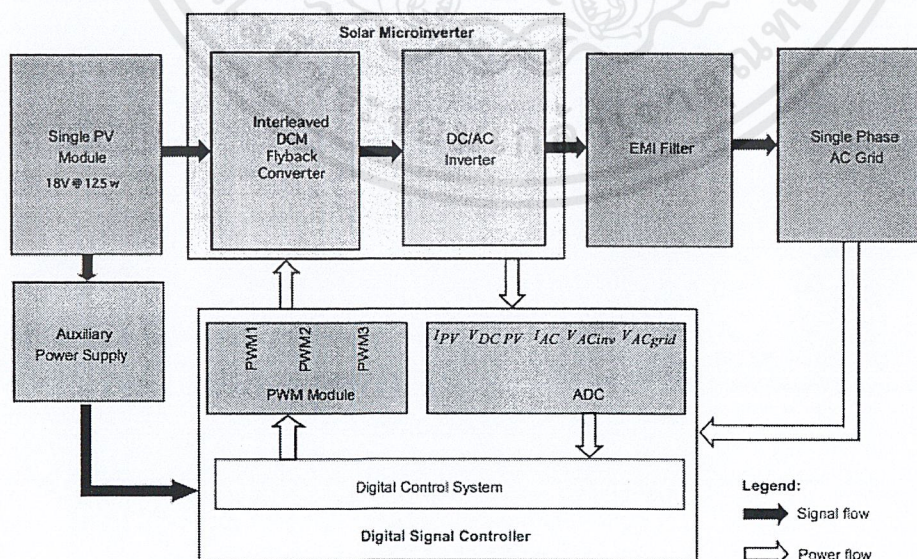
โดยระบบนี้แผง PV แต่ละแผงจะเป็นหน่วยผลิตพลังงานไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโดยตรง การติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด การซิงโครไนส์กับระบบไฟฟ้าถูกควบคุมภายในตัวเอง เป็นระบบเอกเทศ (Autonomous System) และไมโครอินเวอร์เตอร์นี้สามารถติดตั้งอยู่ด้านหลังของแผง PV ทำให้ไม่ต้องเตรียมพื้นที่สำหรับติดตั้งเพิ่มเติม นอกจากนี้ชุดแผง PV และ ไมโครอินเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะต่อเข้ากับระบบไฟฟ้าได้โดยตรงการติดตั้งจึงทำได้ง่าย และราคาเริ่มต้นของการผลิตพลังงานไฟฟ้าจำหน่ายเข้าสู่ระบบไฟฟ้าจะถูกลดลงมาเป็นราคาเริ่มต้นต่อแผงทำให้การเข้าถึงเทคโนโลยีเป็นไปได้ง่ายกว่า

ในโครงการวิจัยนี้จะทำการศึกษา ออกแบบ และสร้างเครื่องต้นแบบไมโครอินเวอร์เตอร์ โดยจะประกอบด้วยส่วนวงจรกำลังซึ่งทำหน้าที่แปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงไปเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ และวงจรส่วนควบคุมซึ่งทำหน้าที่ควบคุมการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดการซิงโครไนส์กับระบบไฟฟ้ากำลังการตรวจจับและการป้องกันต่างๆ โครงสร้างไมโครอินเวอร์เตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 1.5 ทั้งนี้ในส่วนของวงจรกำลัง มีจุดเด่นคือ

- วงจรแปลงผันไฟตรงแบบรีโซแนนท์ที่ใช้หม้อแปลงลดความสูญเสียและเพื่อแยกแผง PV ออกจากระบบไฟฟ้า (Galvanic Isolation) เพื่อให้สามารถนำไมโครอินเวอร์เตอร์นี้ไปใช้กับแผง PV ชนิดฟิล์มบางได้ กระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรจะเป็นรูปคลื่นแบบไซน์เรียงกระแสเต็มคลื่น (Full-Wave Rectified Sinusoidal Wave) โดยมียอดคลื่นแปรผันไปตามค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดของแผง

- วงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟสลับซึ่งทำหน้าที่คลี่ (Unfolding) กระแสไฟฟ้ารูปคลื่นแบบไซน์เรียงกระแสเต็มคลื่น เป็นรูปคลื่นไซน์กระแสสลับเข้าสู่ระบบไฟฟ้ากำลัง ซึ่งวงจรนี้มีการสวิตช์เท่ากับความถี่ของแรงดันไฟฟ้าของระบบไฟฟ้า จึงทำให้ไม่มีความสูญเสียจากการสวิตช์

ในส่วนของระบบควบคุมจะใช้หน่วยประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processor) เป็นตัวประมวลผลหลักควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันไฟตรงและวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟสลับ



รูปที่ 1.5 ไมโครอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 ทำไมต้องเป็นไมโครอินเวอร์เตอร์

- มีการย้ายจากอินเวอร์เตอร์ส่วนกลางกระจายไปยังอินเวอร์เตอร์ในแต่ละแผงทำให้เก็บเกี่ยวพลังงานได้สูงสุด
- การรวมคอนเวอร์เตอร์ในแผงโซลาร์เพื่อลดค่าใช้จ่ายในการติดตั้ง
- การเปลี่ยนแปลงการสวิตช์ซึ่งที่ระดับแรงดันสูง มาเป็นการสวิตช์ซึ่งที่แรงดันต่ำเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและลดการกระจายความร้อน
- การออกแบบที่เป็นมาตรฐาน (ฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์) เพิ่มความน่าเชื่อถือและลดค่าใช้จ่าย จากอุตสาหกรรมในครัวเรือนถึงอุตสาหกรรมขนาดใหญ่
- คอนเวอร์เตอร์นั้นสามารถต่อเข้ากับกริด โดยไม่จำเป็นต้องต่อเข้ากับแบตเตอรี่ในหลายการใช้งาน แบตเตอรี่นั้นมีความแพง ต้องคอยบำรุงรักษา และมีอายุใช้งานสั้น
- ระบบ โซลาร์ไมโครอินเวอร์เตอร์ ต้องการอินเวอร์เตอร์หลายตัว เพื่อควบคุมระดับพลังงานโดยเฉพาะ – เพิ่มปริมาณการผลิต ด้วยต้นทุนที่ต่ำลง

1.3 วัตถุประสงค์ของโครงการ

จุดมุ่งหมายในการทำการวิจัยนี้เพื่อสร้างเครื่องต้นแบบไมโครอินเวอร์เตอร์สำหรับระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าด้วยแสงอาทิตย์ โดยมีวัตถุประสงค์ดังนี้

1.3.1 เพื่อศึกษาแนวทางการผลิตพลังงานไฟฟ้าจากเซลล์สุริยะแบบเชื่อมต่อกับกริดโดยใช้ไมโครอินเวอร์เตอร์สำหรับเชื่อมต่อแผงเซลล์สุริยะแต่ละแผงเข้ากับระบบไฟฟ้า

1.3.2 เพื่อศึกษาและพัฒนาไมโครอินเวอร์เตอร์พิกัดกำลังน้อยกว่า 300 วัตต์สำหรับเชื่อมต่อระหว่างแผงเซลล์สุริยะแต่ละแผงกับระบบไฟฟ้า

1.3.3 เพื่อศึกษาการปรับปรุงประสิทธิภาพ ความน่าเชื่อถือ และลดการลงทุนขั้นต้น (Initial Investment) ของระบบผลิตไฟฟ้าจากเซลล์สุริยะเพื่อให้การเข้าถึงเทคโนโลยีสำหรับประชาชนทั่วไปทำได้ง่ายขึ้น

1.3.4 เพื่อส่งเสริมการใช้พลังงานหมุนเวียนเพื่อการผลิตพลังงานไฟฟ้า

1.4 ขอบเขตของการศึกษาโครงการ

โดยในโครงการวิจัยนี้จะทำการศึกษา ออกแบบ และสร้างเครื่องต้นแบบไมโครอินเวอร์เตอร์ โดยจะประกอบไปด้วยส่วนของวงจรกำลังซึ่งทำหน้าที่เพิ่มระดับแรงดันให้เพิ่มขึ้นและแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงไปเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ และส่วนของวงจรควบคุมซึ่งทำหน้าที่ควบคุมการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด การชิ่งโครโนส์กับระบบไฟฟ้ากำลัง การตรวจจับ และการป้องกันต่างๆ รวมถึงจะทำการเก็บรวบรวมผลของกระแส แรงดัน และกำลังไฟฟ้าที่ออกจากวงจรกำลังสัญญาณที่ออกจากวงจรควบคุม และผลการ ชิ่งโครโนส์กับระบบไฟฟ้า เพื่อให้เราสามารถนำไปวิเคราะห์ ปรับปรุง และพัฒนาเครื่องต้นแบบไมโครอินเวอร์เตอร์ให้มีประสิทธิภาพมากขึ้นในขั้นต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1.5.1 จัดเตรียมข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับการทำวิจัย ศึกษาข้อมูลและอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องกับการวิจัยทั้งหมด โดยในงานวิจัยนี้มุ่งศึกษาระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าจากเซลล์สุริยะแบบเชื่อมต่อกิจิต โดยใช้ไมโครอินเวอร์เตอร์ขนาดพิกัดกำลังไม่เกิน 300 วัตต์

1.5.2 จัดหาและเตรียมอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยทั้งหมด รวมถึงศึกษาวิธีการใช้เครื่องมือต่างๆ

1.5.3 ออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบ

1.5.4 ทดสอบและปรับปรุงเครื่องต้นแบบ

1.5.5 สรุปผลของการวิจัย เพื่อนำเสนอต่อกรรมการโครงการต่อไป

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.6.1 เกิดความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับการเชื่อมต้อระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์กับระบบไฟฟ้าด้วยไมโครอินเวอร์เตอร์

1.6.2 โครงการวิจัยนี้สามารถนำไปใช้ได้จริงในการผลิตพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์อย่างมีประสิทธิภาพ มีความน่าเชื่อถือของระบบสูง และมีต้นทุนเริ่มต้นของการใช้เทคโนโลยีที่ต่ำลง ทำให้การเข้าถึงเทคโนโลยีของประชาชนทั่วไปทำได้ง่ายขึ้น

1.6.3 ข้อมูลทั้งหมดที่ได้จากโครงการวิจัยนี้ สามารถนำไปเป็นแบบอย่างให้ผู้สนใจศึกษาและต่อยอดพัฒนาได้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

2.1 เซลล์แสงอาทิตย์

เซลล์แสงอาทิตย์ หรือเซลล์ Photovoltaic ซึ่งส่วนมีที่มาจากคำว่า Photovoltaic โดยแยกออกเป็นคำว่า Photo ซึ่งหมายถึง แสง และ Volt หมายถึง แรงดันไฟฟ้า เมื่อรวมคำแล้วหมายถึง กระบวนการผลิตจากการตกกระทบของแสงบนวัตถุที่มีความสามารถในการเปลี่ยนพลังงานแสงเป็นพลังงานไฟฟ้าได้โดยตรง สรุปได้ว่าเซลล์แสงอาทิตย์ทำมาจากสารกึ่งตัวนำ เช่น ซิลิกอน (Silicon) แกลเลียม อาร์เซไนด์ (Gallium Arsenide) อินเดียม ฟอสไฟด์ (Indium Phosphide) แคดเมียม เทลลูไรด์ (Cadmium Telluride), และคอปเปอร์ อินเดียม ไดเซเลไนด์ (Copper Indium Diselenide) เป็นต้น ซึ่งเมื่อได้รับแสงอาทิตย์โดยตรงก็จะเปลี่ยนพาหะนำไฟฟ้า และจะถูกแยกเป็นประจุไฟฟ้าบวกและลบเพื่อให้เกิดแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วทั้งสองของเซลล์แสงอาทิตย์ ซึ่งกระแสไฟฟ้าที่ได้จะเป็นไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งสามารถนำไปต่อใช้กับอุปกรณ์ไฟฟ้ากระแสตรงได้เลย หรือนำมาผ่านคอนเวอร์เตอร์เพื่อแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อนำไปใช้งานต่อไปก็ได้



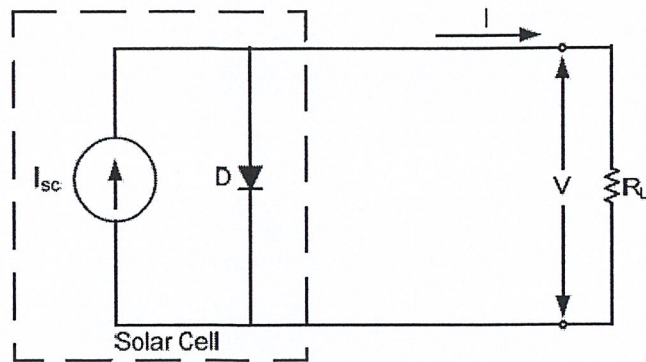
รูปที่ 2.1 Photovoltaic Cells, Modules และ Arrays

2.1.1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์

เซลล์แสงอาทิตย์ผลิตมาจากวัสดุสารกึ่งตัวนำเหมือนกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป โครงสร้างของวัสดุกึ่งตัวนำของเซลล์แสงอาทิตย์มีลักษณะรอยต่อพี - เอ็น (P-N Junction) เหมือนไดโอด ดังนั้นคุณสมบัติทางไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ในอุดมคติจึงสามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลประกอบด้วยแหล่งจ่ายกระแสขนานกับไดโอดได้ดังรูปที่ 2.2 [5] ซึ่งปริมาณกระแส I_{sc} นี้กำเนิดจากปรากฏการณ์โฟโตโวลตาอิกที่มีความเข้มข้นของแสงค่าหนึ่ง ซึ่งสามารถแทนได้ด้วยแหล่งจ่ายกระแสที่ ส่วนไดโอดจะแสดงถึงคุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำที่เป็นรอยต่อพี-เอ็น ดังนั้นค่ากระแสจ่ายออกจึงสามารถอธิบายได้ด้วยความแตกต่างของกระแส I_{sc} ที่กำเนิดแสงอาทิตย์กับกระแสไดโอด แสดงในสมการที่ 2.1 [5]

$$I = I_{sc} - I_0 \left[\exp \left(\frac{qV}{kT} \right) - 1 \right] \quad (2.1)$$

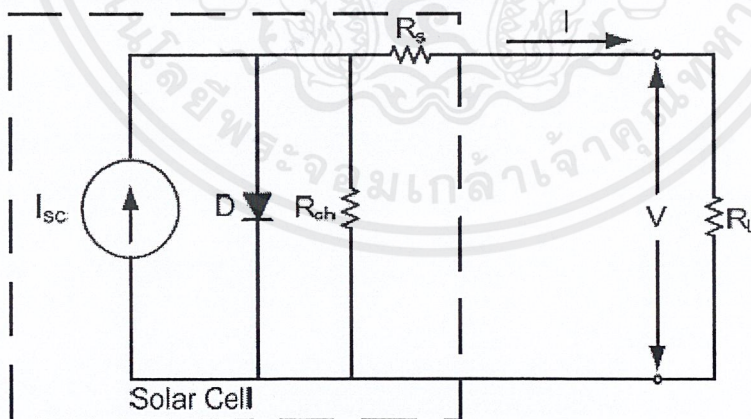
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลในอุดมคติของเซลล์แสงอาทิตย์

อย่างไรก็ตามเซลล์แสงอาทิตย์ยังมีค่าสูญเสียที่เกิดขึ้นจากความต้านทานภายในของเซลล์แสงอาทิตย์ดังรูปที่ 2.3 [5] ซึ่งมีทั้งความต้านทานที่ขนานและความต้านทานที่อนุกรมกับวงจรสมมูลในอุดมคติของเซลล์แสงอาทิตย์ ดังนั้นสมการคุณลักษณะของเซลล์แสงอาทิตย์สามารถอธิบายได้ดังสมการที่ 2.2 [5]

$$I = I_{sc} - I_0 \left[\exp\left(\frac{qV}{AkT}\right) - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_{sh}} \quad (2.2)$$



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์

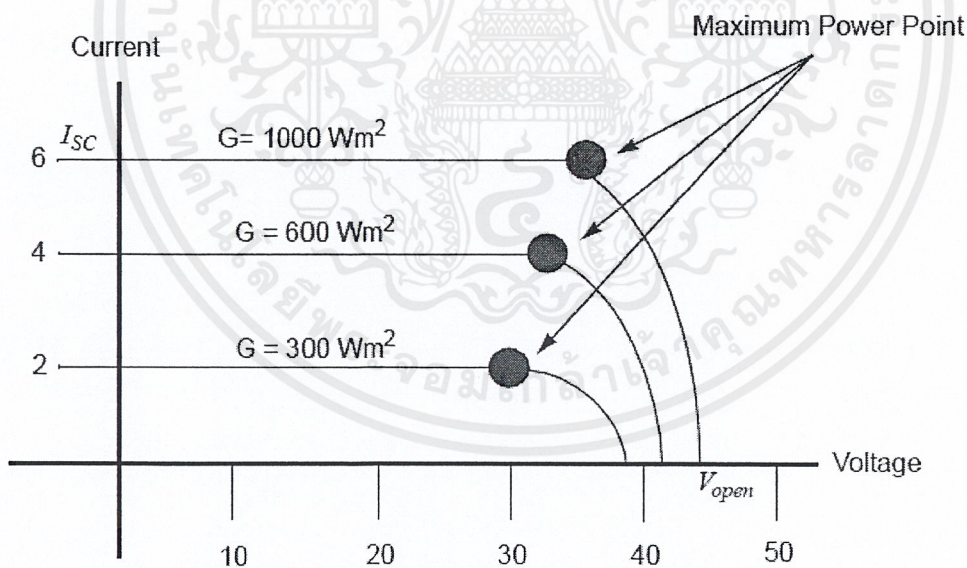
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 2.2 สามารถอธิบายความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันจ่ายออกของเซลล์แสงอาทิตย์ได้ดังในสภาวะที่ไม่มีเซลล์แสงอาทิตย์จะมีคุณสมบัติเหมือนกับไดโอด เนื่องจากมีโครงสร้างของวัสดุสารกึ่งตัวนำเหมือนกันแต่ให้แสงกับเซลล์แสงอาทิตย์ก็จะเกิดปรากฏการณ์โฟโตโวลตาอิกขึ้นทำให้เกิดแรงดันและกระแสไฟฟ้าออกมา เมื่อพิจารณาในสภาวะเปิดวงจรกระแสจะไหลเข้าไดโอดทั้งหมดทำให้กระแสจ่ายออกมีค่าเป็นศูนย์ ในทางกลับกันถ้าลัดวงจรกระแสออกก็จะไหลเข้าสู่วงจรภายนอกทั้งหมด เมื่อเปลี่ยนความเข้มของแสงจะเป็นผลทำให้ค่ากระแส I_{sc} มีค่าเปลี่ยนไปด้วยซึ่งแปรผันตรงกับค่าความเข้มของแสง ในขณะที่ค่าแรงดันจะมีการเปลี่ยนแปลงน้อยหรืออาจกล่าวได้ว่าเซลล์แสงอาทิตย์มีคุณสมบัติเป็นแหล่งจ่ายกระแส

2.1.2 พารามิเตอร์ที่มีผลต่อคุณสมบัติทางไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์

- ความเข้มของแสงอาทิตย์

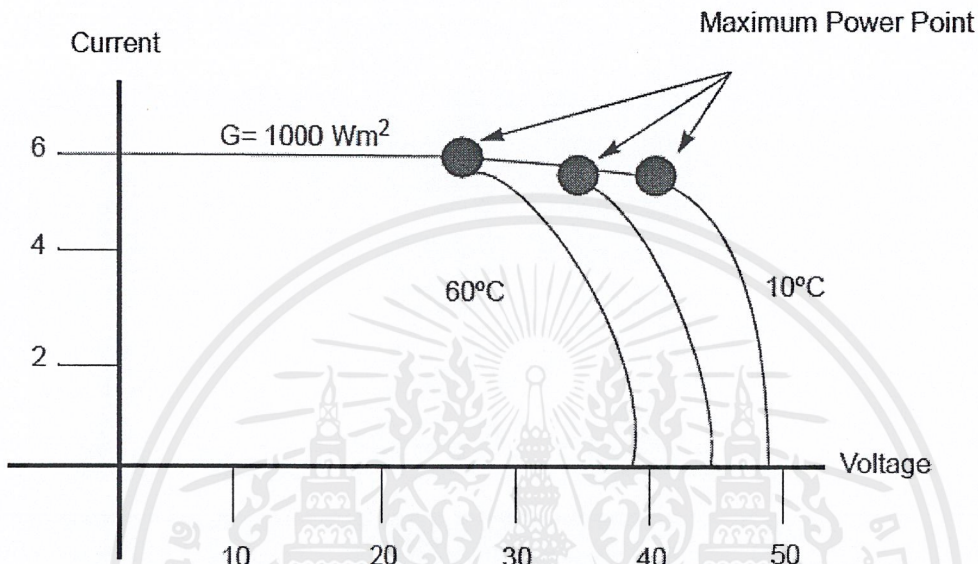
เซลล์แสงอาทิตย์จะทำงานได้ก็ต่อเมื่อมีแสงมาตกกระทบทำให้อิเล็กตรอนภายในสารกึ่งตัวนำได้รับพลังงานสูงพอที่จะทำให้เกิดอิเล็กตรอนอิสระ และโฮลขึ้นตั้งนั้นถ้าหากแสงที่ตกกระทบสารกึ่งตัวนำมีค่าความเข้มสูงมาก ปริมาณความหนาแน่นของโฟตอนก็สูงขึ้นทำให้เกิดพาหะอิเล็กตรอนอิสระกับโฮลเป็นจำนวนมาก ผลที่ได้ก็จะทำให้ประจํากระแสไฟฟ้าเนื่องจากแสงตกกระทบมีค่าสูงขึ้นด้วยดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 ผลของความเข้มของแสงอาทิตย์ต่อแรงดัน

- อุณหภูมิ

เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงจะทำให้คุณสมบัติทางไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์เปลี่ยนไปด้วยคือเมื่ออุณหภูมิของเซลล์เพิ่มขึ้น กระแสไฟฟ้าจะสูงขึ้นในขณะที่แรงดันมีค่าลดลงจากการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวทำให้พลังงานไฟฟ้าที่เซลล์แสงอาทิตย์ผลิตได้มีค่าลดลง



รูปที่ 2.5 ผลของอุณหภูมิต่อแรงดัน

- จำนวนเซลล์

โดยปกติเซลล์แสงอาทิตย์มีแรงดันไฟฟ้าประมาณ 0.5 โวลต์/เซลล์ การต่อเซลล์จะต่อเป็นอนุกรมเพื่อเพิ่มแรงดันให้สูงขึ้นโดยจะมีผลต่อกระแสไฟฟ้าลัดวงจรของเซลล์น้อยมาก

- พื้นที่เซลล์

ถ้าเซลล์มีพื้นที่ในการรับแสงมากกว่าจะมีกระแสไฟฟ้าลัดวงจรมากกว่าเซลล์ที่มีพื้นที่รับแสงน้อยกว่า

- ประเภทของเซลล์แสงอาทิตย์

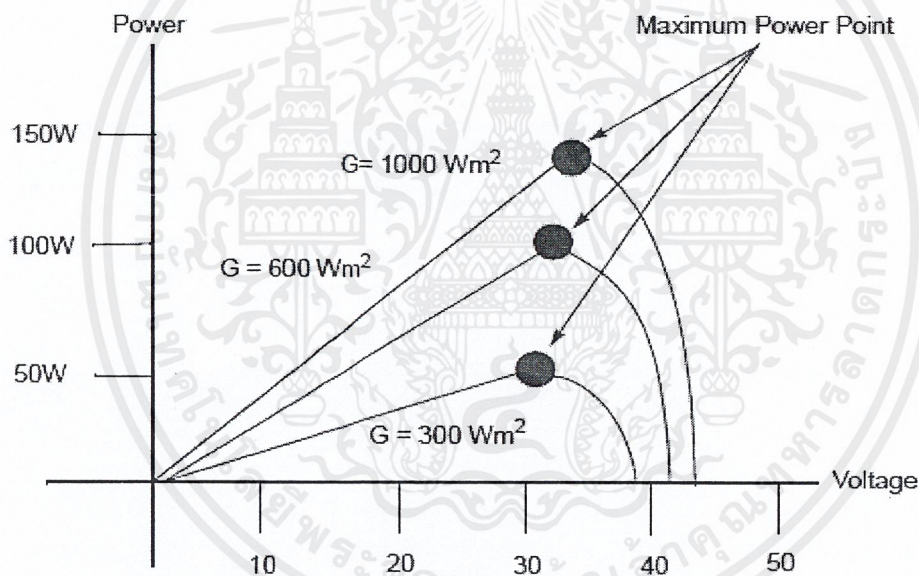
เซลล์แบบผลึกแผ่นเดียว (Crystalline) จะผลิตกระแสไฟฟ้าได้สูงกว่าเซลล์แบบแผ่นบาง (Thin-film cells) แต่แรงดันไฟฟ้าได้น้อยกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 การติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด

การติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด (Maximum Power Point Tracking : MPPT) หมายถึง ขั้นตอนวิธีที่ถูกรวมเข้าไว้ในอุปกรณ์ควบคุมอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งใช้ในการทำให้แผงเซลล์แสงอาทิตย์สามารถผลิตกำลังไฟฟ้าให้ได้สูงสุด (Maximum Power) ทั้งนี้ กำลังไฟฟ้าสูงสุดจะเปลี่ยนแปลงไปตามการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เช่น ความเข้มของแสงอาทิตย์ อุณหภูมิของเซลล์แสงอาทิตย์ และอุณหภูมิของเซลล์แสงอาทิตย์ (Solar Cell Temperature) ระบบติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดได้รับการออกแบบให้ใช้หน่วยประมวลผลสำหรับการตรวจสอบกำลังไฟฟ้าขาออกของแผงเซลล์อาทิตย์ตลอดเวลา เพื่อให้ได้ค่ากำลังผลิตสูงสุดในแต่ละเวลาตามค่าความเข้มของแสงอาทิตย์ที่ได้รับในรูปของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า

ด้วยขั้นตอนวิธีของการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด ที่จะทำให้ได้กำลังไฟฟ้ามากขึ้น หากตรวจสอบพบว่า กลุ่มแผงเซลล์แสงอาทิตย์ใดให้ค่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าขาออกสูงกว่า จะย้ายจุดควบคุมไปยังแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าขาออกของกลุ่มแผงเซลล์แสงอาทิตย์นั้น



รูปที่ 2.6 P-V curve แสดงจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ระดับแรงดันต่างๆ

หลักการทำงานที่สำคัญของระบบติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด คือ ดึงกำลังไฟฟ้าจากแผงเซลล์แสงอาทิตย์ให้ได้มากที่สุด โดยการทำให้แผงเซลล์แสงอาทิตย์ทำงานที่แรงดันไฟฟ้าที่มีประสิทธิภาพสูงที่สุด กล่าวคือ การติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดทำงานโดยการตรวจสอบที่แรงดันและกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ และทำการคำนวณด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล จะได้ค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดที่แผงเซลล์แสงอาทิตย์ผลิตได้

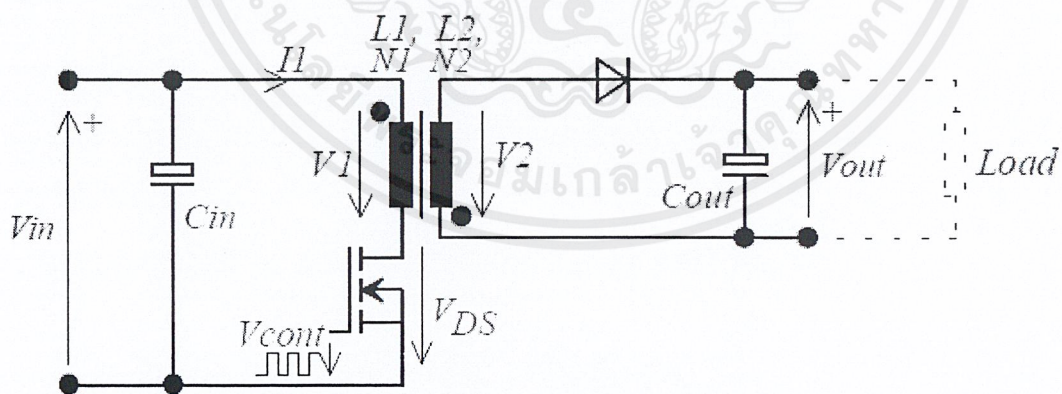
ระบบติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดมีประสิทธิภาพสูงหากทำงานภายใต้สภาวะเหล่านี้

- สภาวะอากาศเย็นหรือฤดูหนาว โดยปกติ แผงเซลล์แสงอาทิตย์จะทำงานได้ดีที่สุดที่อุณหภูมิต่ำถึงแม้ในช่วงฤดูหนาวที่มีอากาศเย็น จะมีช่วงเวลาการตกกระทบของแสงอาทิตย์ (Sun hours) น้อย หากมีการติดตั้งอุปกรณ์ที่ประกอบด้วยระบบติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจะทำให้เกิดการผลิตกำลังไฟฟ้าสูงสุดมากยิ่งขึ้นไปอีก แต่จะมีการสูญเสียพลังงานน้อยมาก
- สภาวะที่มีการประจุแบตเตอรี่ต่ำ เนื่องจากยังมีอัตราการประจุแบตเตอรี่ต่ำทำให้กระแสไฟฟ้าเข้าสู่ระบบติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดมากขึ้น

2.3 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

2.3.1 การทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ประกอบด้วยมอสเฟต ซึ่งทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตช์ ไดโอดกำลังตัวเก็บประจุด้านนอก หม้อแปลงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวเก็บพลังงานและแยกกราวด์ทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตและเอาต์พุต หลักการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เมื่อมอสเฟตนำกระแสไฟฟ้าจะทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง แต่เนื่องจากขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงถูกพันในลักษณะให้มีขั้วกลับทิศทางกับขดลวดทุติยภูมิ ดังนั้นในขณะที่มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า ไดโอดกำลังทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงจะอยู่ในลักษณะไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลทางด้านเอาต์พุตและเกิดการสะสมพลังงานในหม้อแปลง เมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแสไฟฟ้าสนามแม่เหล็กในแกนเหล็กของหม้อแปลงเกิดการยุบตัว ทำให้เกิดการกลับขั้วของแรงดันไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ ทำให้ไดโอดกำลังอยู่ในลักษณะไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในหม้อแปลงจะถูกถ่ายเทไปยังโหลด [6]

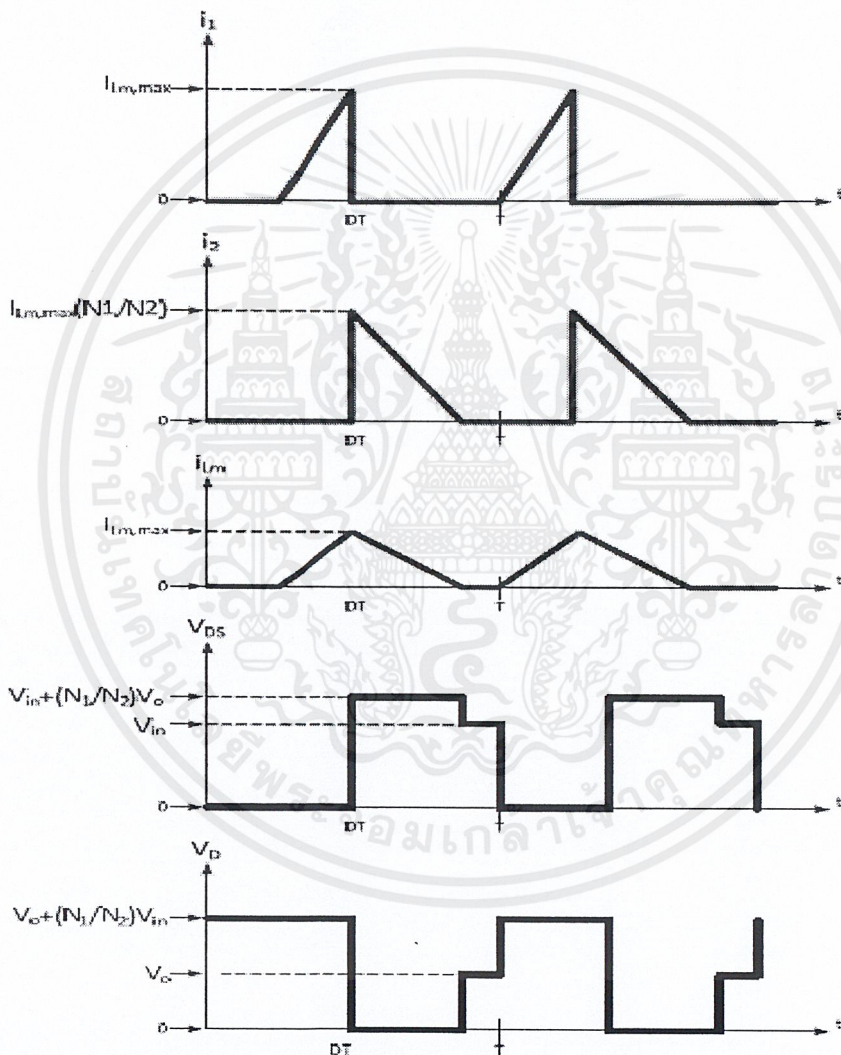


รูปที่ 2.7 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

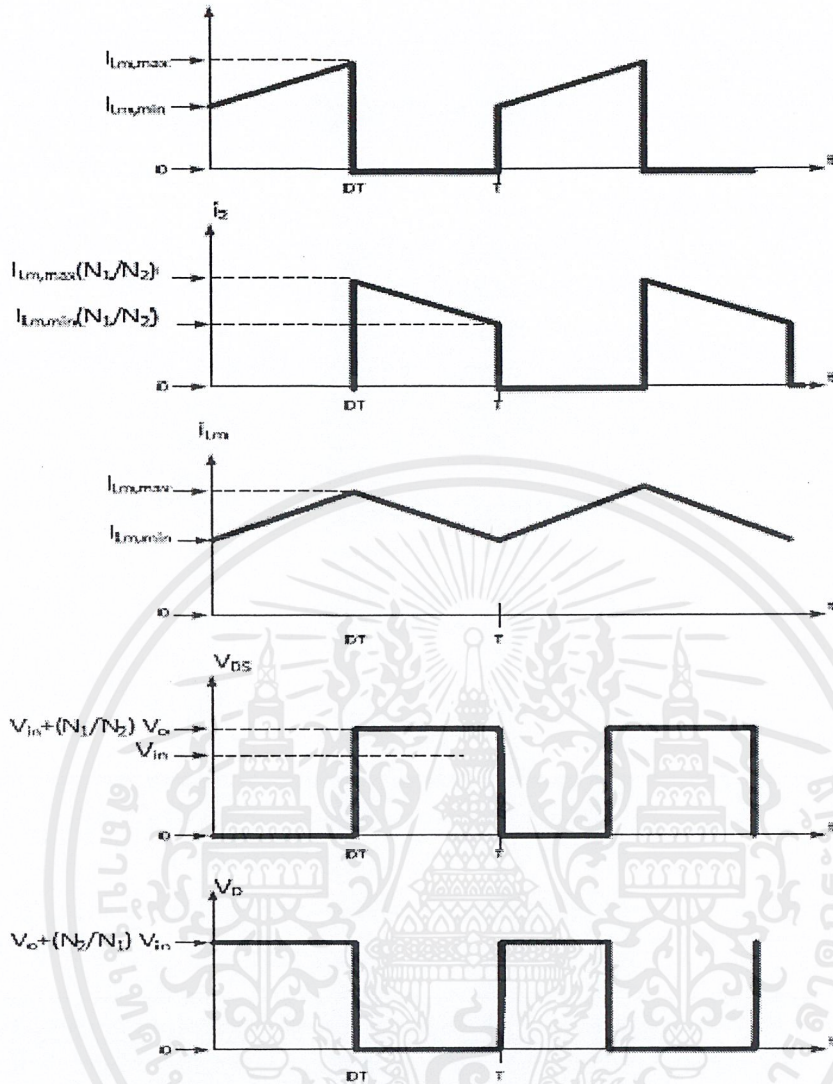
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 การทำงานเป็นโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง (CCM) และแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานในโหมด DCM พลังงานที่ถูกสะสมไว้ในหม้อแปลงไฟฟ้าถูกถ่ายเทจนหมด นั่นคือกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดทุติยภูมิจะมีค่าเป็นศูนย์ก่อนที่มอสเฟตจะนำกระแสไฟฟ้าในไซเคิลถัดไป ส่วนการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM ต่างกันตรงที่พลังงานที่ถูกเก็บสะสมในหม้อแปลงไฟฟ้าถูกถ่ายเทไม่หมด นั่นคือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทุติยภูมิยังมีค่ามากกว่าศูนย์ในขณะที่มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้าในไซเคิลถัดไป [6]



รูปที่ 2.8 กระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าในโหมด DCM



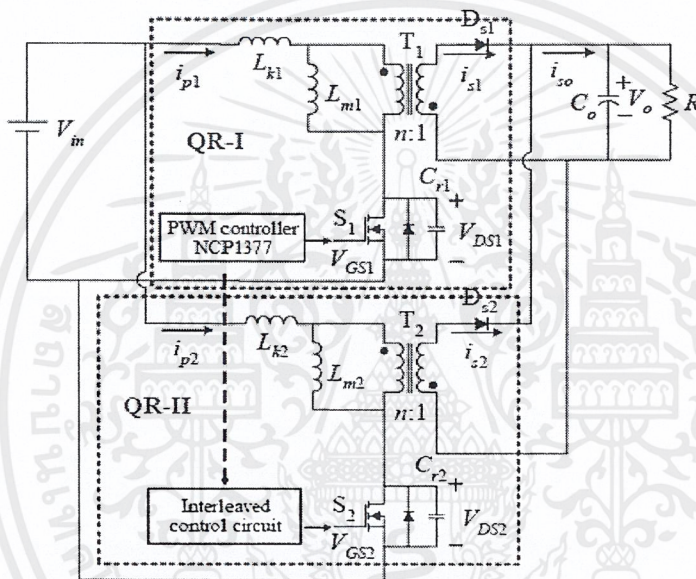
รูปที่ 2.9 กระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าในโหมด CCM

รูปที่ 2.8 และ 2.9 [7] แสดงรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ไหลทางด้านขดปฐมภูมิ (i_1) กระแสไฟฟ้าที่ไหลทางด้านขดทุติยภูมิ (i_2) กระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำ (i_{LM}) แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต (V_{DS}) แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอดกำลัง (V_D) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM และ DCM ตามลำดับ โดยสังเกตว่าในโหมด DCM รูปที่ 2.8 เมื่อกระแสไฟฟ้า i_{LM} ตกลงมาเป็นศูนย์ V_{DS} จะเปลี่ยนจาก $V_{in} + (N_1/N_2)V_o$ ไปเป็น V_{in} ในขณะเดียวกัน V_D จะเปลี่ยนจาก V_o ไปเป็น $V_o + (N_1/N_2)V_{in}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของวงจรอินเวอร์ตลิฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

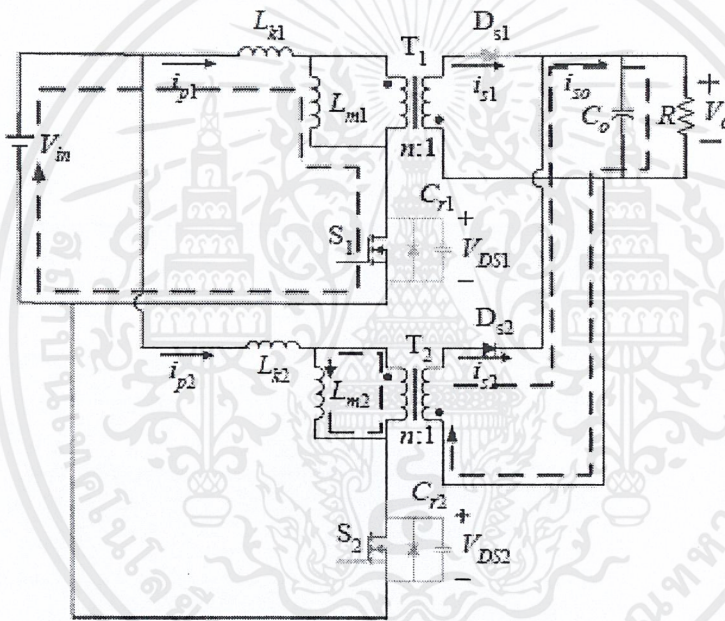
สำหรับวงจรอินเวอร์ตลิฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะใช้วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์สองวงจรมาต่อขนานกันเทคนิคการทำอินเวอร์ตลิฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองวงจร และลดการสูญเสียจากการสวิตช์ซึ่งเนื่องจากค่ากระแสทางฝั่งปฐมภูมิของหม้อแปลงภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองมีขนาดลดลงสำหรับหลักการการทำงานของวงจรมีลักษณะการทำงานในแต่ละช่วงเป็นดังนี้



รูปที่ 2.10 วงจรอินเวอร์ตลิฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

Mode 1 [t_0, t_1]

ในระหว่างช่วงเวลานี้ S_1/D_{S2} ทำงาน และ S_2/D_{S1} จะหยุดทำงาน ดังในวงจรสมมูลที่แสดงในรูป 2.11 ตัวเหนี่ยวนำสำหรับสร้างสนามแม่เหล็ก L_{m1} จะเก็บสะสมพลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้นจะทำให้กระแสไฟฟ้า i_{Lm1} เพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้น พลังงานไฟฟ้าที่เก็บสะสมไว้ในตัวเหนี่ยวนำสำหรับสร้างสนามแม่เหล็ก L_{m2} จะถูกปลดปล่อยออกมาผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า T_2 ไปยังตัวเก็บประจุฟุ้งเอาท์พุทและโหลด ดังนั้นกระแสไฟฟ้า i_{Lm2} จะค่อยๆ ลดลงแบบเชิงเส้นจนเป็นศูนย์ที่เวลา $t = t_1$



รูปที่ 2.11 การทำงานในโหมดที่ 1

$$i_{p1} = i_{Lm1} \quad (2.3)$$

$$i_{s2} = ni_{Lm2} \quad (2.4)$$

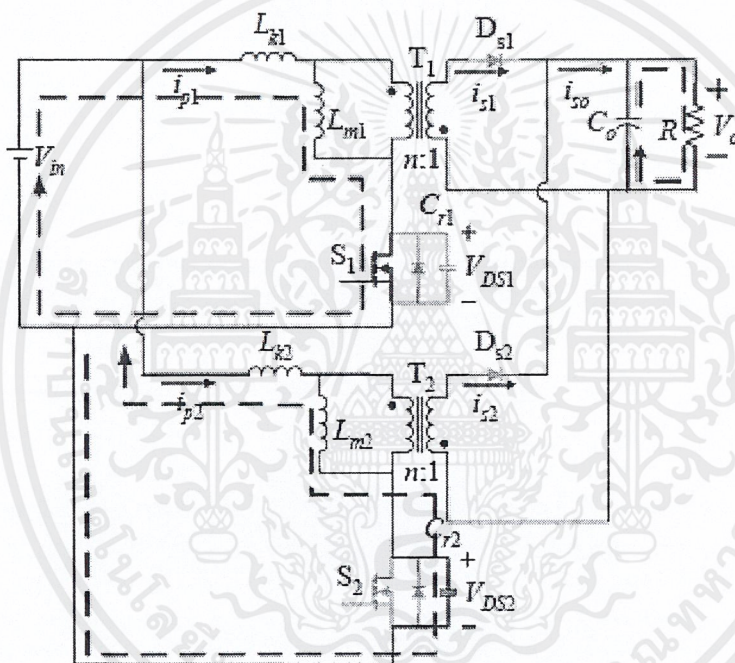
$$i_{Lm1}(t) = \frac{V_{in}}{L_m} (t - t_0) \quad (2.5)$$

$$i_{Lm2}(t) = -\frac{V_o}{L_m} (t - t_1) \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Mode 2 [t_1, t_2]

ในระหว่างช่วงเวลานี้ S_1 ทำงาน และ $S_2/D_{S1}/D_{S2}$ จะหยุดทำงาน ดังในวงจรสมมูลที่แสดงในรูป 2.12 ตัวเหนี่ยวนำสำหรับสร้างสนามแม่เหล็ก L_{m1} ยังคงเก็บสะสมพลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง กระแสไฟฟ้า i_{Lm1} จะยังคงเพิ่มขึ้นแบบเป็นเชิงเส้น เนื่องจาก กระแสไฟฟ้า $i_{Lm2} = 0$ และ $V_{DS2} = V_{in} + nV_o$ ที่เวลา $t = t_1$ ตัวเหนี่ยวนำสำหรับสร้างสนามแม่เหล็ก L_{m2} จะได้รับพลังงานไฟฟ้า จากการคายพลังงานของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_{r2} ทดแทน ที่เวลา $t = t_2$ แรงดันตกคร่อมสวิตช์ V_{DS2} จะลดลงอย่างรวดเร็ว เป็นเวลาเดียวกับที่สวิตช์ S_2 เริ่มทำงาน



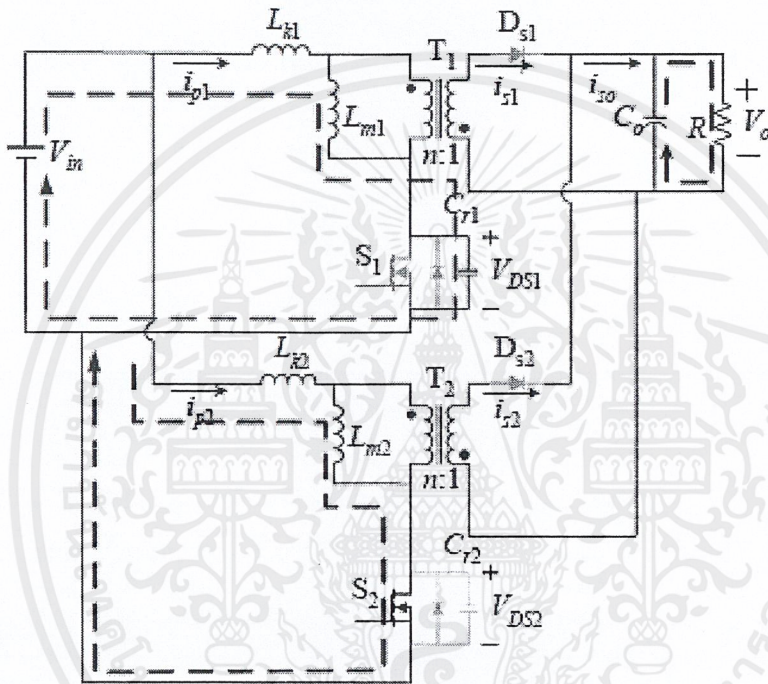
รูปที่ 2.12 การทำงานในโหมดที่ 2

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_{r2}}} \quad (2.7)$$

119425

Mode 3 [t_2, t_3]

ในระหว่างช่วงเวลานี้ S_2 ทำงาน และ $S_1/D_{S1}/D_{S2}$ จะหยุดทำงาน ตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_{r1} จะได้รับพลังงานไฟฟ้า จากพลังงานที่เก็บสะสมไว้ในตัวเหนี่ยวนำสำหรับสร้างสนามแม่เหล็ก L_{m1} จนกระทั่ง $V_{DS1} = V_{in} + nV_o$ ตัวเหนี่ยวนำสำหรับสร้างสนามแม่เหล็ก L_{m2} จะเก็บสะสมพลังงานไฟฟ้า จากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้นจะทำให้กระแสไฟฟ้า i_{Lm2} เพิ่มขึ้น พลังงานที่ถูกเก็บสะสมไว้ในตัวเก็บประจุฟุ้งเอาท์พุท C_o จะคายพลังงานไฟฟ้าไปยังโหลด



รูปที่ 2.13 การทำงานในโหมดที่ 3

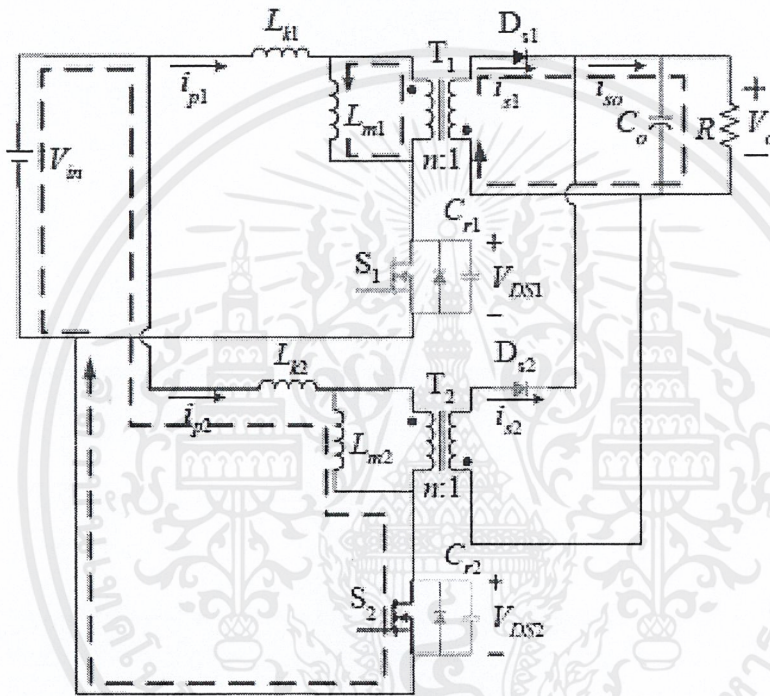
$$i_{p2} = i_{Lm2} \quad (2.8)$$

$$i_{Lm2}(t) = \frac{V_{in}}{L_m} (t - t_3) \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Mode 4 [t_3, t_4]

ในระหว่างช่วงเวลานี้ S_1/D_{S2} หยุดทำงาน และ S_2/D_{S1} ทำงาน ดังในวงจรสมมูลที่แสดงในรูป 2.14 พลังงานที่ถูกเก็บสะสมไว้ในตัวเหนี่ยวนำสำหรับสร้างสนามแม่เหล็ก L_{m1} จะถูกปลดปล่อยออกมาผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า T_1 ไปยังตัวเก็บประจุฟุ้งเอาท์พุทและโหลด ดังนั้นกระแสไฟฟ้า i_{Lm1} จะค่อยๆ ลดลงแบบเชิงเส้น ตัวเหนี่ยวนำสำหรับสร้างสนามแม่เหล็ก L_{m2} จะเก็บสะสมพลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้นจะทำให้กระแสไฟฟ้า i_{Lm2} เพิ่มขึ้นแบบเชิงเส้น



รูปที่ 2.14 การทำงานในโหมดที่ 4

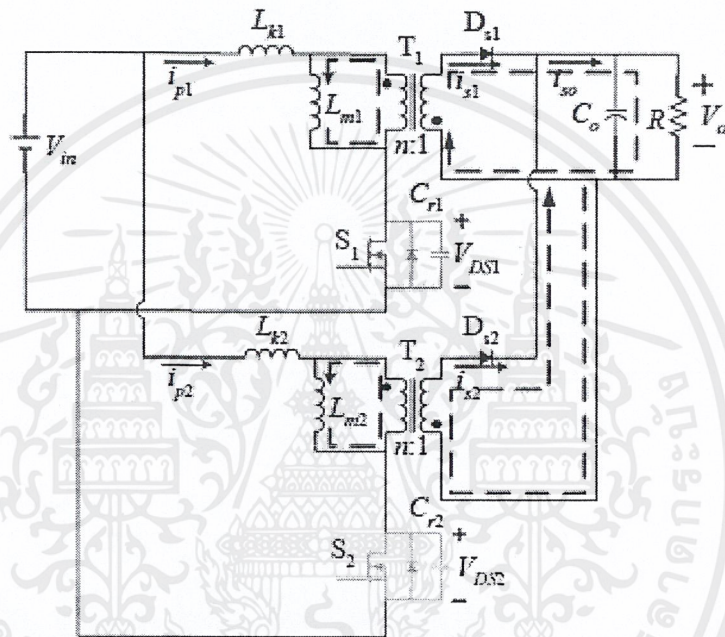
$$i_{s1} = ni_{Lm1} \quad (2.10)$$

$$i_{Lm1}(t) = -\frac{nV_o}{L_m}(t - t_4) \quad (2.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Mode 6 [t_5, t_6]

ในระหว่างช่วงเวลานี้ S_1/S_2 หยุดทำงาน และ D_{S1}/D_{S2} ทำงาน ดังในวงจรสมมูลที่แสดงในรูป 2.16 พลังงานที่ถูกเก็บสะสมไว้ในตัวเหนี่ยวนำสำหรับสร้างสนามแม่เหล็ก L_{m1} และ L_{m2} จะถูกปลดปล่อยออกมาไปยังตัวเก็บประจุฝั่งเอาต์พุตและโหลด ดังนั้นกระแสไฟฟ้า i_{Lm1} และ i_{Lm2} จะค่อย ๆ ลดลงแบบเชิงเส้น



รูปที่ 2.16 การทำงานในโหมดที่ 6

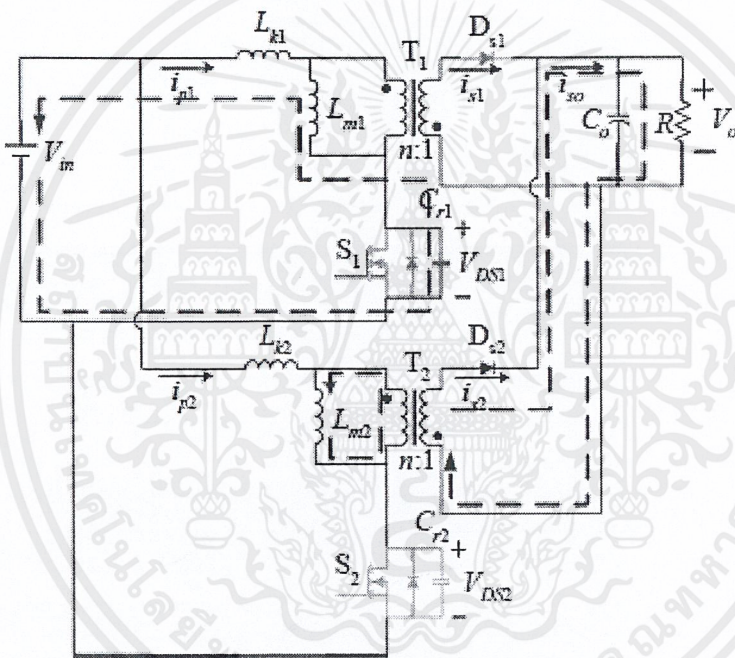
$$i_{s2} = n i_{Lm2} \quad (2.12)$$

$$i_{Lm}(t) = -\frac{nV_o}{L_m}(t - t_6) \quad (2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Mode 7 [t_6, t_7]

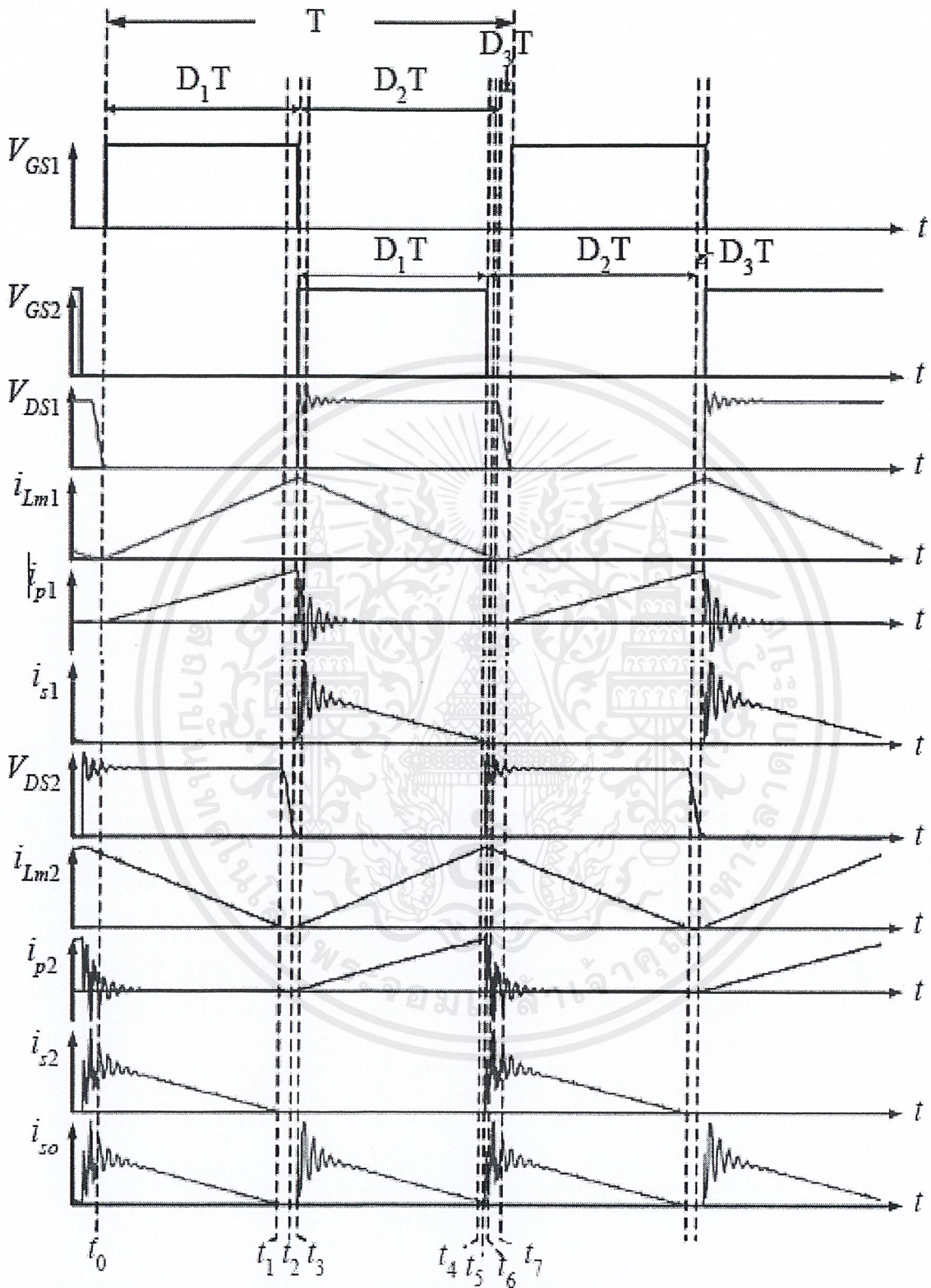
ในระหว่างช่วงเวลานี้ D_{S2} ทำงาน และ $S_1/S_2 / D_{S1}$ จะหยุดทำงาน ดังในวงจรสมมูลที่แสดงในรูป 2.17 เนื่องจาก กระแสไฟฟ้า $i_{Lm1} = 0$ และ $V_{DS1} = V_{in} + nV_o$ ที่เวลา $t = t_6$ ตัวเหนี่ยวนำสำหรับสร้างสนามแม่เหล็ก L_{m1} จะได้รับพลังงานไฟฟ้า จากการคายพลังงานของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_{r1} ทดแทนที่เวลา $t = t_7$ แรงดันตกคร่อมสวิตช์ V_{DS1} จะลดลงอย่างรวดเร็ว เป็นเวลาเดียวกับที่สวิตช์ S_1 เริ่มทำงาน และพลังงานที่ถูกเก็บสะสมไว้ในตัวเหนี่ยวนำสำหรับสร้างสนามแม่เหล็ก L_{m2} จะถูกปลดปล่อยออกมาผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า T_2 ไปยังตัวเก็บประจุฝั่งเอาต์พุตและโหลด



รูปที่ 2.17 การทำงานในโหมดที่ 7

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{m1}C_{r1}}} \quad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์ตส์ฟัฟเฟิลายแบบคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์

2.5.1 ประเภทของอินเวอร์เตอร์

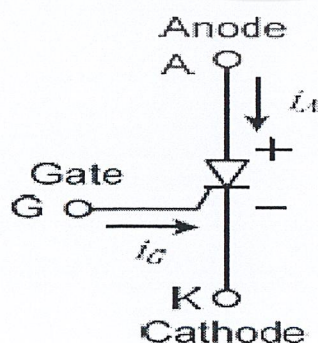
ในปัจจุบันอินเวอร์เตอร์เป็นที่นิยมใช้ในโรงงานอุตสาหกรรมโดยใช้เป็นต้นกำลังทางไฟฟ้าเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ โดยทำการแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ สำหรับโครงการนี้จะเลือกใช้อินเวอร์เตอร์แบบวงจรถักรูปหรืออินโพลดิ้งอินเวอร์เตอร์

โดยในปริยญาณิพนธ์เล่มนี้จะเลือกใช้ SCR เบอร์ TYN612 เป็นตัวทำหน้าที่สวิตซ์ซึ่งโดย SCR นี้จะประกอบไปด้วยสามส่วนหลักด้วยกันคือขั้วแอโนด (Anode: A) ขั้วแคโทด (Cathode: K) และขั้วเกต (Gate: G) รูปที่ 2.19 (ก) และ 2.19 (ข) [7] แสดงถึงสัญลักษณ์ของ SCR และคุณลักษณะของกระแสและแรงดันไฟฟ้าขณะสภาวะทำงานอยู่ตัวกระแสไฟฟ้าหลักจะไหลจากขั้วแอโนดไปยังขั้วแคโทดและขณะที่ SCR หยุดนำกระแสจะสามารถกันแรงดันไฟฟ้าต้านบวกและไม่นำกระแสจนกระทั่งก่อนถึงแรงดันไฟฟ้าเบรกดาวน์ไปข้างหน้า (Forward Breakdown)

SCR สามารถนำกระแสได้เมื่อจ่ายกระแสไฟฟ้าที่ขาเกตเป็นรูปคลื่นพัลส์บวกเป็นเวลาสั้นๆ ที่เหมาะสมในขณะที่แรงดันขั้วแอโนดสูงกว่าแรงดันขั้วแคโทด SCR จะนำกระแสและมีแรงดันไฟฟ้ตกคร่อมขณะนำกระแสโดยปกติมีค่าประมาณ 1-3 โวลต์ซึ่งจะขึ้นอยู่กับพิกัดแรงดันไฟฟ้าของ SCR

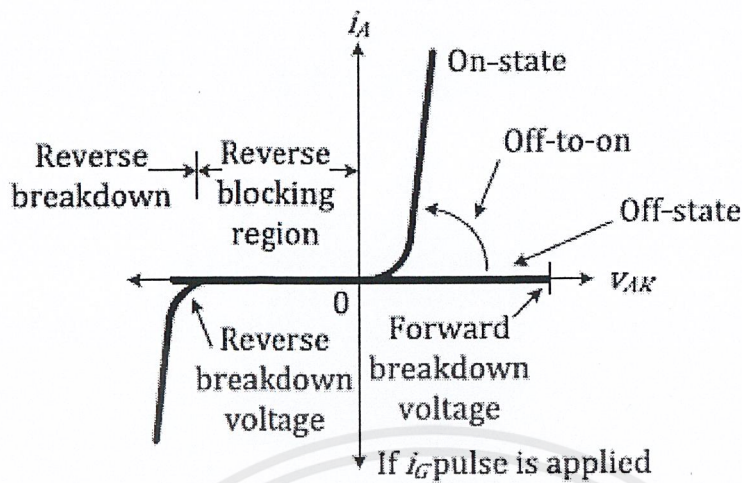
เมื่อ SCR เริ่มนำกระแส SCR รักษาสถานะในการนำกระแสโดยจะไม่ต้องมีการกระแสไฟฟ้าป้อนเข้าขาเกตอีกซึ่งจะเรียกสภาวะนี้ว่าแลทช้อน (Latched On) กระแสไฟฟ้าที่ป้อนเข้าขาเกตของ SCR จะไม่สามารถสั่งให้ SCR หยุดนำกระแสได้ SCR จะนำกระแสคล้ายไดโอดและจะหยุดนำกระแสเมื่อกระแสไฟฟ้าที่แอโนดมีค่าเป็นศูนย์หรือเข้าใกล้ศูนย์ในระดับต่ำกว่ากระแสโฮลดิ้ง (Holding Current) และเมื่อ SCR หยุดนำกระแสโดยสมบูรณ์แล้ว SCR จะนำกระแสได้อีกในคาบต่อไปเมื่อป้อนกระแสไฟฟ้าที่ขาเกตที่เหมาะสมในช่วงแรงดันไฟฟ้าระหว่างแอโนดกับแคโทดเป็นบวกเท่านั้น

โดยปกติพิกัดทนแรงดันไฟฟ้าเบรกดาวน์ต้านบวกและต้านลบมักจะมีขนาดเท่ากันการบอกค่าพิกัดกระแสไฟฟ้าของ SCR จะระบุเป็นค่ารากของกำลังสองเฉลี่ย (rms) สูงสุดและกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยเพื่อบอกถึงความสามารถในการนำกระแสคุณลักษณะของกระแสและแรงดันไฟฟ้าของ SCR จะคล้ายไดโอดยกเว้นในช่วงคุณลักษณะกระแสและแรงดันไฟฟ้าของ SCR ในอุดมคติจะเป็นเช่นในรูปที่ 2.19 (ก) [7]

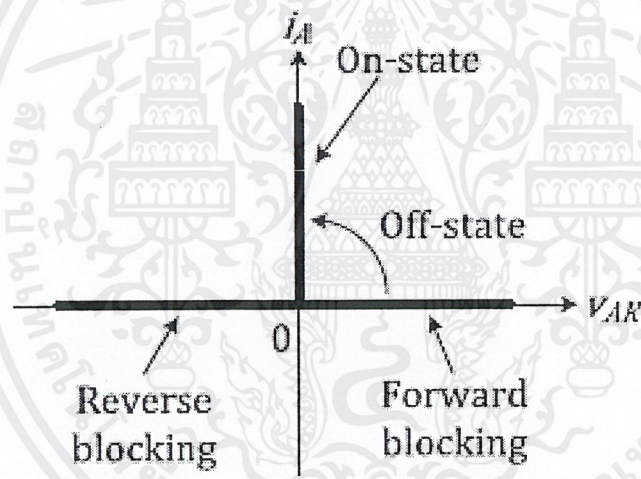


(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



(ค)

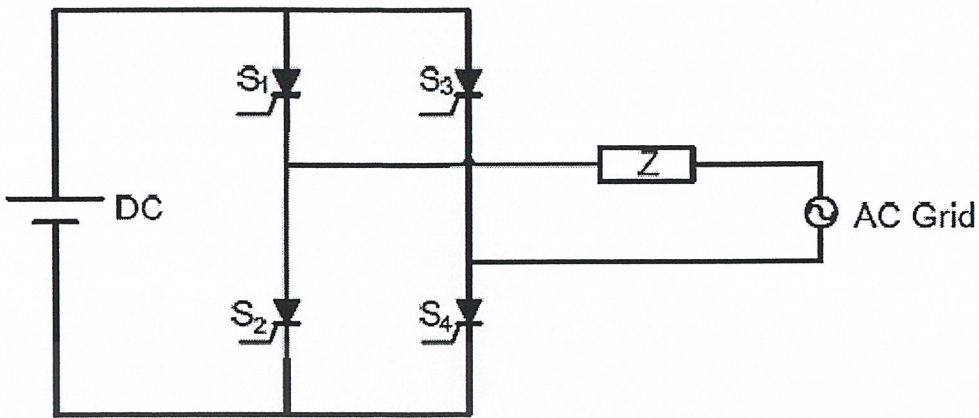
รูปที่ 2.19 SCR (ก) สัญลักษณ์ (ข) คุณลักษณะของกระแสและแรงดันไฟฟ้า
(ค) คุณลักษณะในอุดมคติ

2.5.2 รูปแบบการทำงานของอินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ใช้ในการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับทำหน้าที่คือ (Unfolding) กระแสไฟฟ้ารูปคลื่นแบบไซน์เรียงกระแสเต็มคลื่นเป็นรูปคลื่นไซน์กระแสสลับเข้าสู่ระบบไฟฟ้ากำลัง ซึ่งวงจรนี้มีรอบการสวิตช์เท่ากับความถี่ของแรงดันไฟฟ้าของระบบไฟฟ้า จึงทำให้ไม่มีความสูญเสียจากการสวิตช์ โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแบบฟลูบริดจ์ ดังที่แสดงในรูปที่

2.20

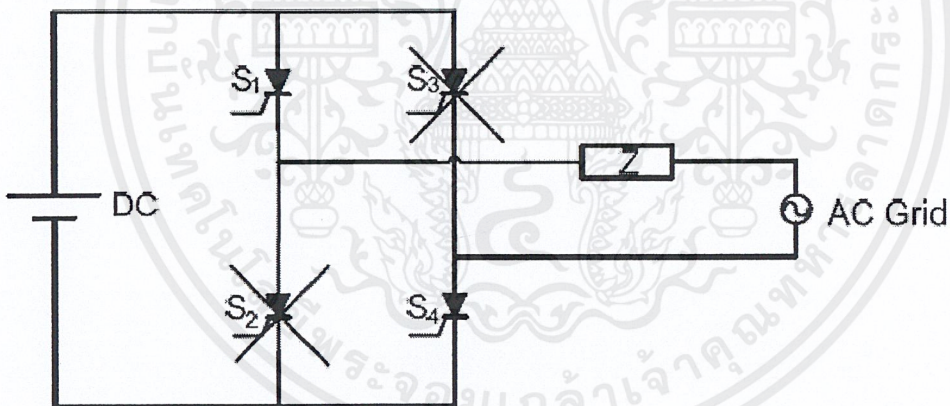
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 วงจรอินเวอร์เตอร์

- โหมดสวิตช์ S1 และ S4 นำกระแส

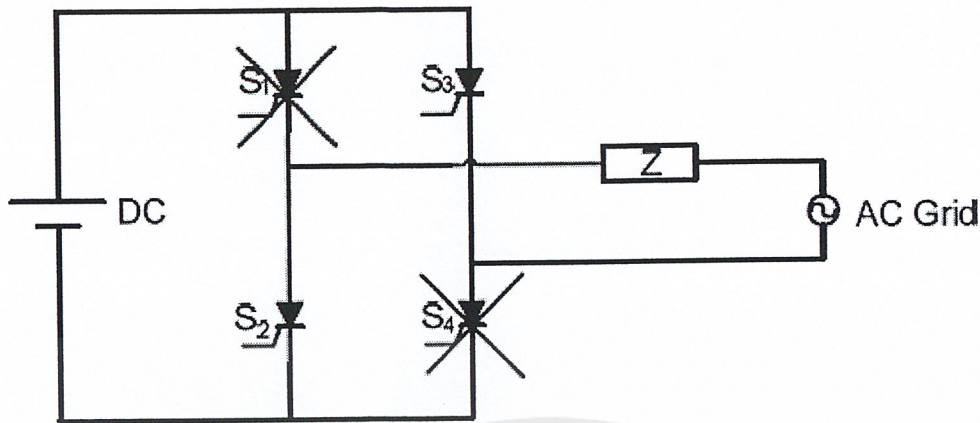
เมื่อสวิตช์ S1 และ S4 นำกระแสแรงดันด้านขาออกจะเป็นแรงดันด้านบวกของไฟฟ้ากระแสสลับและเมื่อสัญญาณอินพุตลงสู่ศูนย์ SCR จะหยุดนำกระแสดังแสดงในรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 วงจรของอินเวอร์เตอร์เมื่อ S1 และ S4 นำกระแส

- โหมดสวิตช์ S2 และ S3 นำกระแส

เมื่อสวิตช์ S2 และ S3 นำกระแสแรงดันด้านขาออกจะเป็นแรงดันด้านลบของไฟฟ้ากระแสสลับและเมื่อสัญญาณอินพุตลงสู่ศูนย์ SCR จะหยุดนำกระแสดังแสดงในรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 วงจรของอินเวอร์เตอร์เมื่อ S_2 และ S_3 นำกระแส

2.5.3 การเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า

แผงเซลล์แสงอาทิตย์จะผลิตไฟฟ้ากระแสตรงออกมาตั้งนั้นการนำแผงเซลล์แสงอาทิตย์ไปใช้เป็นแหล่งกำเนิดไฟฟ้าให้กับระบบของการไฟฟ้า (Utility) เหมือนกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (Generator) ทั่วไป ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับด้วยไมโครอินเวอร์เตอร์ ก่อนเชื่อมต่อกับระบบสายส่งของการไฟฟ้า การต่อแรงดันจากอินเวอร์เตอร์กับแรงดันระบบไฟฟ้ามีข้อกำหนดสามประการคือ

- ขนาดแรงดันต้องเท่ากัน
- ความถี่แรงดันต้องเท่ากัน
- มุมเฟสต้องเท่ากัน

ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากไมโครอินเวอร์เตอร์จึงมีขนาด $220 V_{rms}$ ความถี่ 50 เฮิร์ต แต่แรงดันที่แผงเซลล์สุริยะผลิตออกมามีการเปลี่ยนแปลงตามสภาพแวดล้อมไมโครอินเวอร์เตอร์จึงต้องปรับการทำงานให้ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตที่คงที่ตลอดที่ ขนาด $220 V_{rms}$ ความถี่ 50 เฮิร์ตรวมทั้งมีมุมเฟสที่ตรงกัน (In-phase) ซึ่งได้ใช้หลักการตรวจจับแรงดันผ่านศูนย์ ในการสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่มีเฟสตรงกันกับแรงดันการไฟฟ้า ซึ่งหลักการของการตรวจจับแรงดันผ่านศูนย์จะกล่าวในบทถัดไป

2.6 ชุดควบคุมดิจิทัล

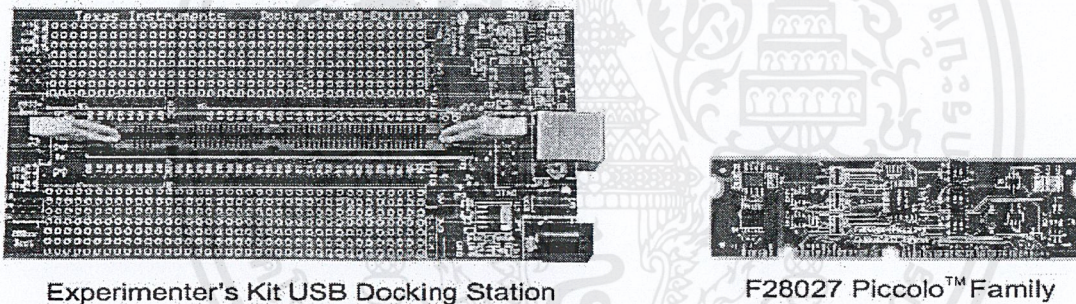
ความก้าวหน้าทางด้านไมโครอิเล็กทรอนิกส์ และความต้องการใช้งานทางด้านความเร็วในการประมวลผลทางคณิตศาสตร์ ส่งผลให้มีการประดิษฐ์คิดค้นตัวประมวลผลที่ออกแบบสำหรับการคำนวณทางคณิตศาสตร์ที่ต้องการความเร็วสูงโดยเฉพาะที่เรียกว่า ชุดตัวควบคุมดิจิทัล (Digital Signal Processing) หรือที่นิยมเรียกว่าดีเอสพี (DSP) ซึ่งตัวประมวลผลดังกล่าวจะเน้นความเร็วของการทำคำสั่งคณิตศาสตร์ จึงมีผลทำให้ระบบควบคุมที่ออกแบบโดยใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลจะมีความเร็วในการประมวลผลทางคณิตศาสตร์ที่เร็วกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวประมวลผลแบบต่างๆไปที่มีความเร็วเท่ากันซึ่งทางผู้ผลิตชิปดีเอสพีในปัจจุบันมีหลายบริษัท ได้แก่บริษัท TexasInstrument, Analog Devices, Motorola, Lucent Technology, Hitachi ฯลฯ ชิปดังกล่าวถูกออกแบบมาให้ใช้ในลักษณะที่แตกต่างกันออกไปโดยทั่วไปมีคนนิยมใช้อยู่ 2 บริษัท คือ บริษัทเท็กซัสอินสตรูเมนต์ จำกัด และ บริษัทอนาลอกดีไวซ์ จำกัด ซึ่งบริษัทจะมีคุณสมบัติของชิปที่ใกล้เคียงกันแต่จะต่างกันในเรื่องราคาและอุปกรณ์ที่ใช้ต่อรวมภายนอก ในงานวิจัยนี้เลือกใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่นTMS320F28027 อยู่ในตระกูล C2000 ของบริษัท เท็กซัสอินสตรูเมนต์ ซึ่งงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่นนี้เนื่องจากราคาต่ำกว่าเมื่อเทียบจากในตระกูลเดียวกัน โดยรายละเอียดจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

2.6.1 รายละเอียดของของตัว TMS320F28027

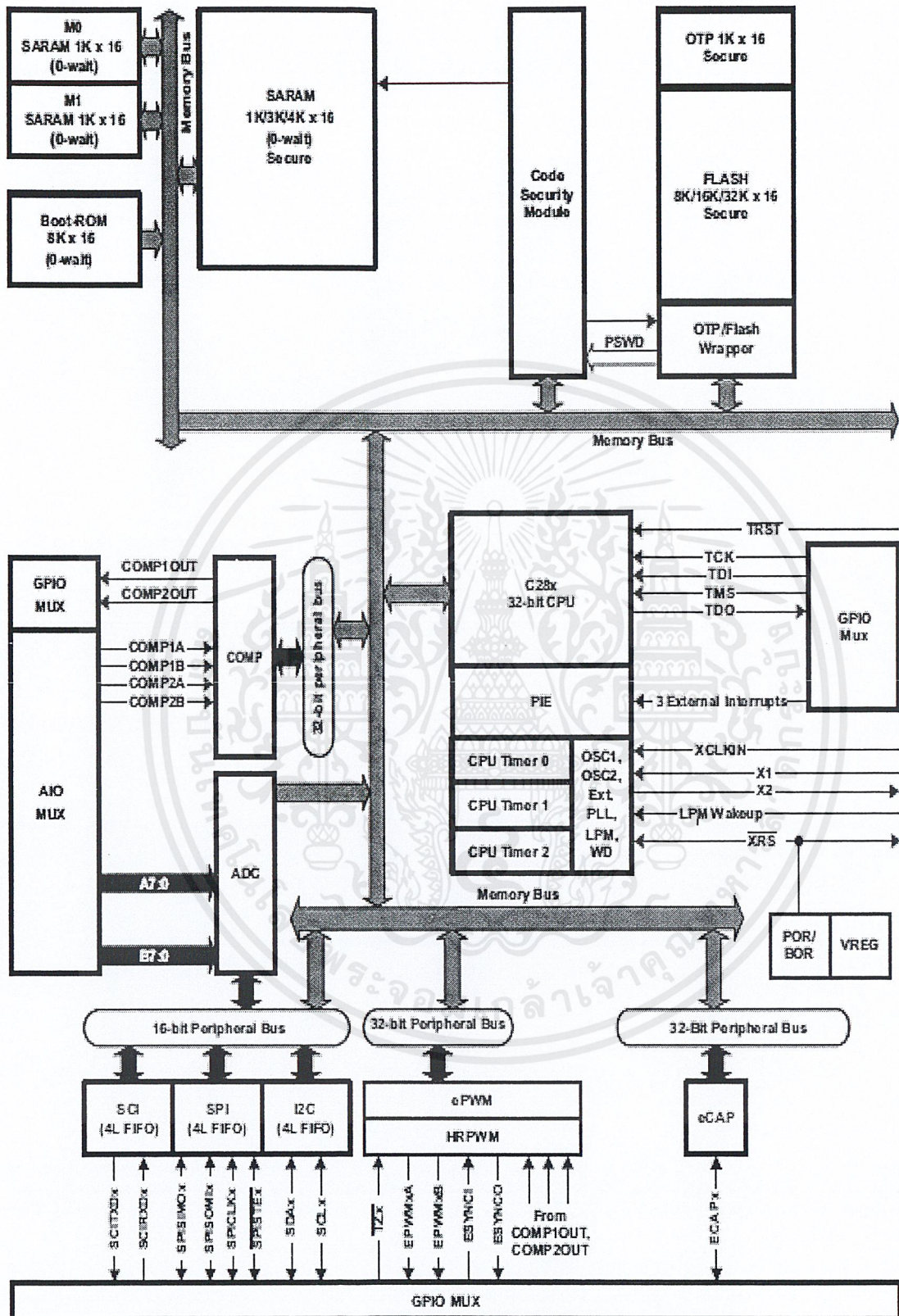
ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเบอร์ TMS320F28027 ซึ่งเป็นตัวควบคุมดิจิทัล (DSP Controller) ของบริษัท เท็กซัสอินสตรูเมนต์ โครงสร้างของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเป็นแบบจุดทศนิยมคงที่ขนาด 32 บิต ทางด้านฮาร์ดแวร์ภายในถูกออกแบบมาเพื่อใช้งานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง คุณสมบัติภายในตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320F28027



รูปที่ 2.23 ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320F28027

- เป็นตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลขนาด 32 บิต 3.3 โวลต์
- ความเร็วในการประมวลผล 60 MIPS (ล้านคำสั่งต่อวินาที) ต่อ 1 แมกซ์ซีไอเซล
- พอร์ตอินพุต/เอาต์พุตจำนวน 22 พอร์ต
- หน่วยความจำข้อมูล แบบแฟลช ขนาด 32 กิโลไบต์ x 16 บิต
- หน่วยความจำแบบแรม ชนิด SARAM ขนาด 4 กิโลไบต์ x 16 บิต
- ตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล 13 ช่อง โดยมีความละเอียด 12 บิต
- ตัวสร้างสัญญาณพัลส์บวลิเอ็ม (Pulse Width Modulation : PWM) 8 ช่อง
- ตัวรับอินเตอร์รัพท์จากภายนอก 6 ช่อง
- ตัวติดต่อสื่อสาร อาทิเช่น SCI, SPI, I2C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



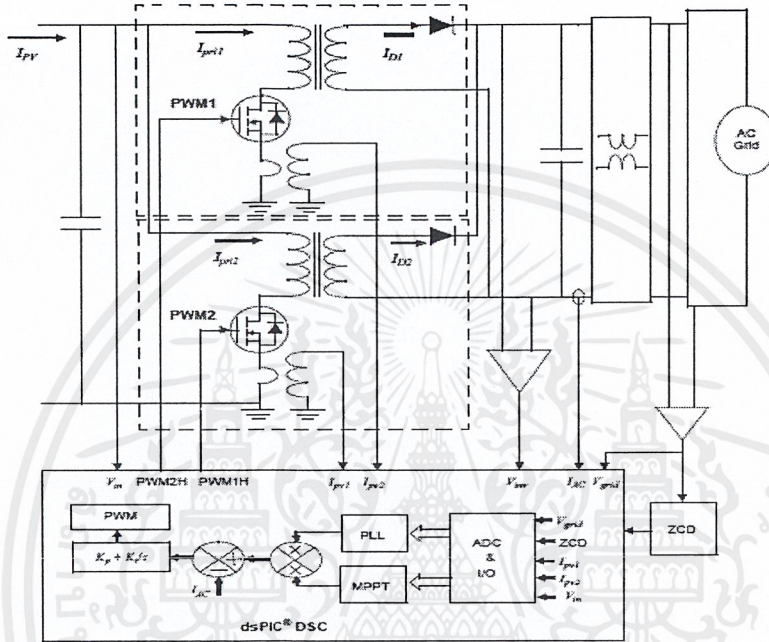
รูปที่ 2.24 โครงสร้างของชุดตัวควบคุมดิจิทัล TMS320F28027

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและสร้างชุดวงจรไมโครอินเวอร์เตอร์

3.1 โครงสร้างโดยรวมของชุดวงจรไมโครอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของชุดวงจรไมโครอินเวอร์เตอร์

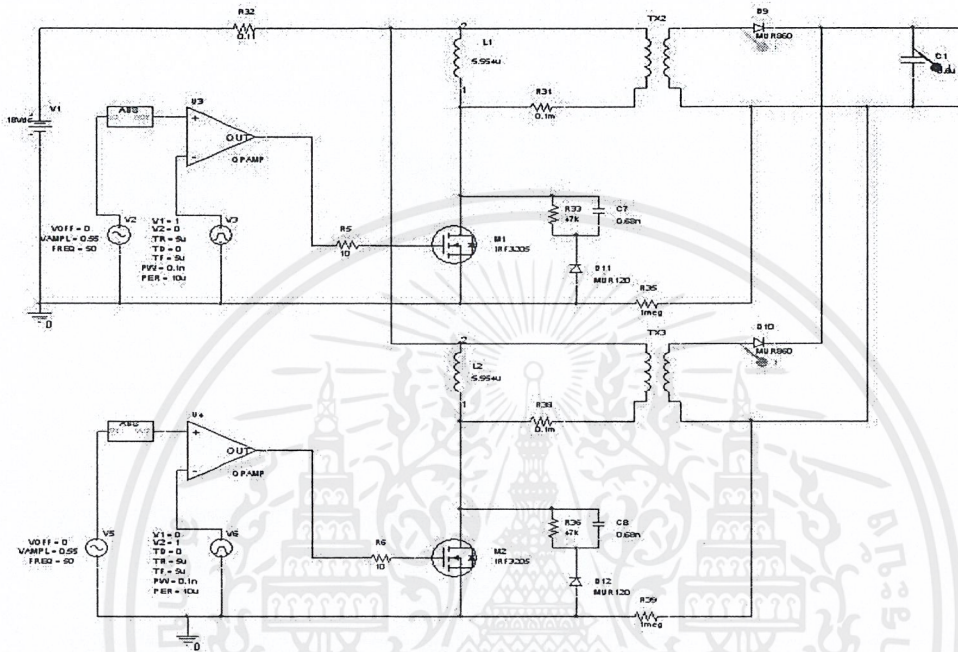
จากรูปที่ 3.1 ได้ทำการออกแบบชุดวงจรไมโครอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีแผง PV ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน โดยมีวงจรตรววจับกระแส I_{PV} ส่งกระแสที่ได้จากแผง PV ผ่านไอซีตรววจับกระแส ในขณะที่วงจรตรววจับแรงดัน V_{PV} ส่งค่าแรงดันผ่านวงจรแบ่งแรงดัน โดยสัญญาณแรงดันและกระแสถูกส่งไปประมวลผลที่ ADCINA1 และ ADCINA2 ของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลตามลำดับ ซึ่งทำหน้าที่ควบคุมแรงดันและกระแสของแผง PV ให้ส่งกำลังไฟฟ้าสูงสุดตลอดเวลาให้แก่ระบบ ขณะเดียวกันจะมีการตรววจับแรงดันจากระบบไฟฟ้าเพื่อตรววจับความถี่ โดยสัญญาณแรงดันถูกส่งไปประมวลผลที่ ADCINA0 ของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ซึ่งทำหน้าที่ควบคุมความถี่ของสัญญาณไซน์แบบเต็มคลื่นมีอัตรานับขึ้นกับสัญญาณสามเหลี่ยมของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ซึ่งนำไปสวิตช์มอสเฟตกำลัง และจ่ายเข้าหม้อแปลงซึ่งเป็นส่วนประกอบของวงจรอินเวอร์ตส์ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนของรอบเท่ากับ 18:2 เพื่อทำการยกระดับแรงดันอินพุตให้มีแรงดันเอาต์พุตจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ให้มีแรงดันมากกว่าแรงดันของระบบไฟฟ้า และทำการคลี่รูปคลื่นแบบเต็มลูกคลื่นจากวงจรอินเวอร์ตส์ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรอินโพลดิ้งอินเวอร์เตอร์ให้เป็นคลื่นไซน์ด้วยความถี่เดียวกับระบบไฟฟ้าและจ่ายเข้าสู่ระบบไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การจำลองโดยคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม Orcad/Pspice

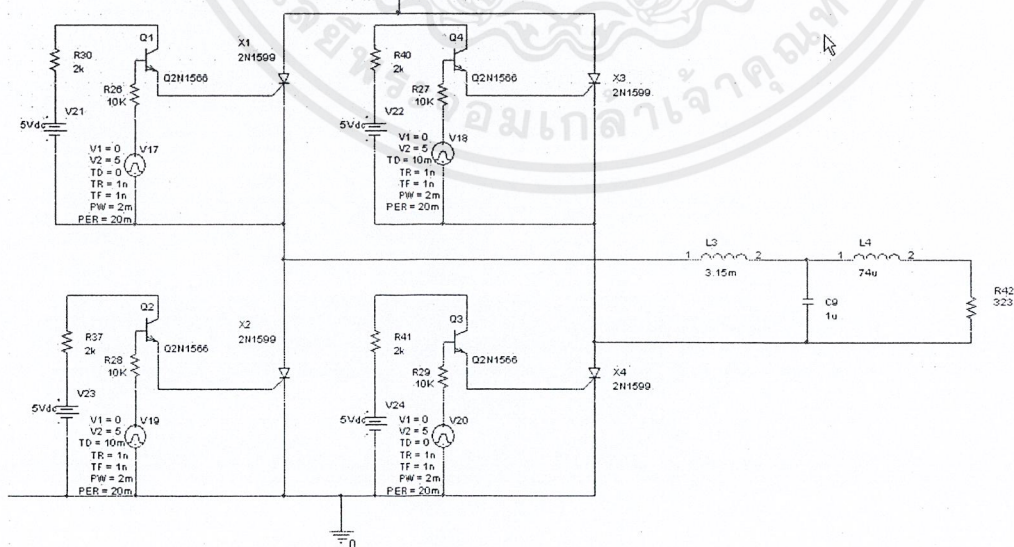
ในโครงการนี้ได้มีการจำลองโดยคอมพิวเตอร์โดยใช้โปรแกรม Orcad/Pspice เพื่อทำการออกแบบวงจรอินเทอร์ลิฟท์ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และวงจรอินโพลติงอินเวอร์เตอร์

- การจำลองวงจรอินเทอร์ลิฟท์ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.2 วงจรอินเทอร์ลิฟท์ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่จำลองด้วยโปรแกรม Orcad/Pspice

- การจำลองวงจรอินโพลติงอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.3 วงจรอินโพลติงอินเวอร์เตอร์ที่จำลองด้วยโปรแกรม orcad/Pspice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การออกแบบและสร้างวงจรอินเวอร์ตส์ฟท์ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

3.3.1 บทนำ

การคำนวณและการสร้างวงจรอินเวอร์ตส์ฟท์ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์สิ่งสำคัญที่จะต้องคำนึงถึงก่อนคือคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์ตส์ฟท์ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ซึ่งมีดังนี้

$V_{in,max} = 18 \text{ V}$	$V_{out,rms} = 311 \text{ V}$	$\eta = 85\%$
$F_{sw} = 100\text{kHz}$	$P = 300 \text{ Watts}$	$D = 0.45$
$M1,M2 = \text{IRF3205}$	$V_{DSS} = 55\text{V}$	$I = 110\text{A}$
TX2,TX3	$LP = 5.554 \mu\text{H},$	$LS = 449.874 \mu\text{H}$
Turns ratio of transformer = 9	$D9,D10 = \text{MU R860}$	$C1 = 0.6\mu\text{F}$

- อัตราส่วนของหม้อแปลง

จากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิกับทุติยภูมิของหม้อแปลงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในคาบเวลาการสวิตช์ทำให้เราสามารถหาอัตราส่วนของหม้อแปลงได้ดังนี้

$$(3.1) \quad n = \frac{V_{DS} - V_{in}}{(V_o + V_D)}$$

$$(3.2) \quad N = \frac{1}{n}$$

เมื่อ	V_{DS}	คือ แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ
	V_{in}	คือ แรงดันด้านอินพุต
	V_o	คือ แรงดันด้านเอาท์พุต
	V_D	คือ แรงดันตกคร่อมไดโอดด้านทุติยภูมิ
	N	คือ จำนวนรอบขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การหาอัตราส่วนของช่วงเวลานำกระแสของสวิตช์ต่อคาบเวลาการสวิตช์
(D : Duty cycle)

$$D = \frac{T_{on}}{T_{max}} \quad (3.3)$$

เมื่อ T_{on} คือ ช่วงเวลาที่กระแสออนในโหมด DCM
 T_{max} คือ คาบเวลาของกระแสในโหมด DCM

- การหาที่ช่วงเวลาออนสูงสุด ($T_{on,max}$)

$$T_{on,max} = \frac{(V_o + V_D) \times \left(\frac{0.8 \times T_s}{N}\right)}{V_{in} + \frac{(V_o + V_D)}{N}} \quad (3.4)$$

เมื่อ V_{in} คือ แรงดันด้านอินพุต
 V_o คือ แรงดันด้านเอาต์พุต
 V_D คือ แรงดันตกคร่อมไดโอดด้านทุติยภูมิ
 T_s คือ ช่วงเวลาในการ on ตาม Duty cycle
 N คือ จำนวนรอบขดลวด

- ค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลง

การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์นั้นต้อง
แน่ใจว่าวงจรอินเตอร์ลีฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

$$L_p = \frac{(V_{in} \times T_{on})^2}{P_{in} \times T_s} \quad (3.5)$$

เมื่อ V_{in} คือ แรงดันด้านอินพุต
 T_{on} คือ ช่วงเวลาที่กระแสออนในโหมด DCM
 T_s คือ ช่วงเวลาในการ on ตาม Duty cycle
 P_{in} คือ กำลังไฟฟ้าอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ค่าความเหนี่ยวนำฝั่งทุติยภูมิ (L_s)

$$L_s = L_p \times N^2 \quad (3.6)$$

เมื่อ L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงด้านปฐมภูมิ
 N คือ จำนวนรอบขดลวด

- กระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านปฐมภูมิ

เพื่อเลือกใช้อุปกรณ์ทางด้านปฐมภูมิเช่นมอสเฟตให้ทนพิกัดและทำงานได้

$$I_{p,max} = \frac{V_{in} \times T_{on}}{L_p} \quad (3.7)$$

เมื่อ V_{in} คือ แรงดันด้านอินพุต
 T_{on} คือ ช่วงเวลาที่กระแสออนในโหมด DCM
 L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงด้านปฐมภูมิ

- กระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านทุติยภูมิ

$$I_{s,max} = \frac{I_{p,max}}{N} \quad (3.8)$$

เมื่อ $I_{p,max}$ คือ กระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านปฐมภูมิ
 N คือ จำนวนรอบขดลวด

- ช่วงเวลาการออนที่ทำให้ยูโหมด DCM (T_r)

$$T_r = I_{s,max} \times \frac{L_s}{V_s} \quad (3.9)$$

เมื่อ $I_{s,max}$ คือ กระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านทุติยภูมิ
 L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงด้านทุติยภูมิ
 V_s คือ แรงดันทางด้านทุติยภูมิ

- กระแส rms ของขดลวดด้านปฐมภูมิ

$$I_{p,rms} = I_{p,max} \times \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (3.10)$$

เมื่อ $I_{p,max}$ คือ กระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านปฐมภูมิ
 D คือ ดิวตี้ไซเคิล

- กระแส rms ของขดลวดด้านทุติยภูมิ

$$I_{s,rms} = I_{s,max} \times \sqrt{\frac{T_r \times F_s}{3}} \quad (3.11)$$

เมื่อ $I_{s,max}$ คือ กระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านทุติยภูมิ
 T_r คือ ช่วงเวลาที่อยู่ในโหมด DCM
 F_s คือ ความถี่สวิตซ์ซิ่ง

- เลือกแกนหม้อแปลงโดยใช้วิธีกำหนดขนาดแกนด้วยค่าผลคูณพื้นที่
 (Area Product, Ap)

วิธีกำหนดขนาดแกนด้วยค่าผลคูณพื้นที่ (Area Product : Ap) ซึ่งคือค่าผลคูณระหว่างหน้าตัดขวางของแกน (Cross Sectional : Ac) กับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด (Window Area : Aw) ค่า Ap คือ [9]

$$Ap = \frac{P}{Kw \cdot J \cdot Bm \cdot f_{sw}} \quad (3.12)$$

เมื่อ Bm คือ ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก
 J คือ ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในเส้นลวดทองแดง
 Kw คือ สัมประสิทธิ์ในการพันลวด

- จำนวนจำนวนรอบของขดลวด

หม้อแปลงวงจรอินเตอร์ลีฟฟายแบบคอนเวอร์เตอร์ประกอบด้วยขดลวดปฐมภูมิ และขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งคำนวณหาได้ดังนี้ [8]

จำนวนรอบทางปฐมภูมิ

$$N_1 = \frac{V_{in}DT}{L_p I_{p,max} f_{sw}} \quad (3.13)$$

จำนวนรอบทางทุติยภูมิ

$$N_2 = nN_1 \quad (3.14)$$

- ค่าพารามิเตอร์ความลึกผิวของตัวนำ (Skin Depth)

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega_{sw}}} \quad (3.15)$$

เมื่อ δ คือ รัศมีความลึกผิวของตัวนำ
 ρ คือ สัมประสิทธิ์การนำของตัวนำ ($2 \times 10^{-8} \Omega\text{-m}$ สำหรับตัวนำทองแดง)
 μ คือ ค่าซึมซาบสนามแม่เหล็กในตัวนำ
 ($4\pi \times 10^{-7} \text{ N/A}^2$ สำหรับตัวนำทองแดง)

- ค่าค้นหาพื้นที่หน้าตัดของเส้นลวด

การคำนวณหาขนาดพื้นที่หน้าตัดของเส้นลวด เพื่อให้ทราบว่าเส้นลวดที่เลือกใช้นั้นสามารถทนกระแสไฟฟ้าได้หรือไม่ โดยสามารถเลือกได้จากตารางภาคผนวก

ทางปฐมภูมิ

$$a_1 = \frac{I_{p,rms}}{J} \quad (3.16)$$

ทางทุติยภูมิ

$$a_2 = \frac{I_{s,rms}}{J} \quad (3.17)$$

- ตรวจสอบการลงขดลวดบนแกนหม้อแปลง

เพื่อเป็นการตรวจสอบแกนหม้อแปลงที่เลือกใช้สามารถลงขดลวดทั้ง 2 ขดได้

$$AwkW \geq a_1N_1 + a_2N_2 \quad (3.18)$$

เมื่อ $AwkW$ คือ พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด

ถ้า $AwkW$ มากกว่า ผลรวมของจำนวนรอบคูณกับพื้นที่หน้าตัดของเส้นลวดของขดลวดทั้ง 2 ขด แสดงว่าลงขดลวดในแกนหม้อแปลงที่เลือกได้

- กำหนดขนาดความกว้างของช่องอากาศ

$$l_g = \frac{\mu_0 N_1^2 A_c}{L} \quad (3.19)$$

เมื่อ μ_0 คือ ค่าความซึมซาบของอากาศ $4\pi \times 10^{-7}$ เฮนรี / เมตร

3.3.2 การคำนวณและการสร้างวงจรอินเตอร์ลีฟท์ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

อัตราส่วนของหม้อแปลงแทนค่าในสมการ (3.1)

$$n = \frac{55 - 18}{311 - 0.7} = 0.1187$$

จำนวนรอบขดลวดแทนค่าในสมการ(3.2)

$$N = \frac{1}{n} = 9$$

การหาอัตราส่วนของช่วงเวลานำกระแสของสวิตช์ต่อคาบเวลาการสวิตส์ (D) แทนค่าในสมการ (3.3)

$$D = \frac{T_{on}}{T_{max}} = 0.526$$

การหาที่ช่วงเวลาออนสูงสุด $T_{on,max}$ แทนค่าในสมการ (3.4)

$$T_{on,max} = \frac{(311 + 0.7) \times \left(\frac{0.8 \times 10 \times 10^{-6}}{9}\right)}{18 + \frac{(311 + 0.7)}{9}} = 5.26 \mu s$$

ค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงแทนค่าในสมการ (3.5)

$$L_p = \frac{(18 \times 5.5 \times 10^{-6})^2}{176.47 \times 10 \times 10^{-6}} = 5.554 \mu H$$

ค่าความเหนี่ยวนำฝั่งทุติยภูมิ (L_s) แทนค่าในสมการ (3.6)

$$L_s = 5.554 \mu H \times 81 = 449.874 \mu H$$

กระแสไฟฟ้าสูงสุดทางปฐมภูมิแทนค่าในสมการ (3.7)

$$I_{p,max} = \frac{18 \times 5.5 \times 10^{-6}}{5.554 \times 10^{-6}} = 17.825 A$$

กระแสไฟฟ้าสูงสุดทางทุติยภูมิแทนค่าในสมการ (3.8)

$$I_{s,max} = \frac{17.825}{9} = 1.98 A$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงเวลาการอนที่ให้อยู่โหมต DCM แทนค่าในสมการ (3.9)

$$T_r = 1.98 \times \frac{449.874 \mu H}{311} = 2.86 \mu s$$

กระแส rms ของขดลวดปฐมภูมิแทนค่าในสมการ (3.10)

$$I_{p,rms} = 17.825 \times \sqrt{\frac{0.55}{3}} = 7.632 A$$

กระแส rms ของขดลวดทุติยภูมิแทนค่าในสมการ (3.11)

$$I_{s,rms} = 1.98 \times \sqrt{\frac{2.86 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^3}{3}} = 0.611 A$$

เลือกแกนหม้อแปลงโดยใช่วิธีกำหนดขนาดแกนด้วยค่าผลคูณพื้นที่ (Area Product : A_p) แทนค่าในสมการที่ (3.12)

$$A_p = \frac{300}{(0.5)(3 \times 10^6)(0.2)(100k)} = 10,000 \text{ mm}^4$$

จากตารางแกนหม้อแปลง เลือกแกนหม้อแปลงเบอร์ ETD 39 มีขนาดดังนี้

$$A_p = 29,250 \text{ mm}^4$$

$$A_c = 125 \text{ mm}^2$$

$$A_w = 234 \text{ mm}^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ค้นหาจำนวนรอบของขดลวด

จำนวนรอบทางปฐมภูมิ แทนค่าในสมการ (3.13)

$$N_1 = \frac{(18)(0.55)}{(5.554 \times 10^{-6})(17.825)(100k)} = 1$$

จำนวนรอบทางทุติยภูมิ แทนค่าในสมการ (3.14)

$$N_2 = (9)(1) = 9$$

คำนวณหารัศมีผิวของตัวนำ (Skin Depth) แทนค่าในสมการ (3.15)

$$\delta = \sqrt{\frac{2(2 \times 10^{-8})}{(4\pi \times 10^{-7})(2\pi)(100k)}} = 0.255 \text{ mm}^2$$

- ค้นหาพื้นที่หน้าตัดของลวด

ทางปฐมภูมิ แทนค่าในสมการ (3.16)

$$a_1 = \frac{7.632}{3} = 2.544 \text{ mm}^2$$

ทางทุติยภูมิ แทนค่าในสมการ (3.17)

$$a_2 = \frac{0.611}{3} = 0.204 \text{ mm}^2$$

เลือกขนาดขดลวดทองแดงให้เล็กกว่าผิวของตัวนำ นำมาตีเกลียวโดยมีพื้นที่รวมมากกว่าพื้นที่หน้าตัดของลวดที่คำนวณได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปฐมภูมิ เนื่องจากกระแสสูง จึงใช้แผ่นทองแดงเป็นตัวนำ

ทุติยภูมิ SWG 28 จำนวน 5 เส้นตีเกลียว

ตรวจสอบการลงขดลวดบนแกนหม้อแปลง เพื่อให้แน่ใจว่าแกนที่เลือกใช้สามารถลงขดลวดได้

$$AwkW \geq a_1N_1 + a_2N_2$$

$$(234)(0.5) \geq (2.544)(2) + (0.204)(18)$$

$$117 \geq 8.78$$

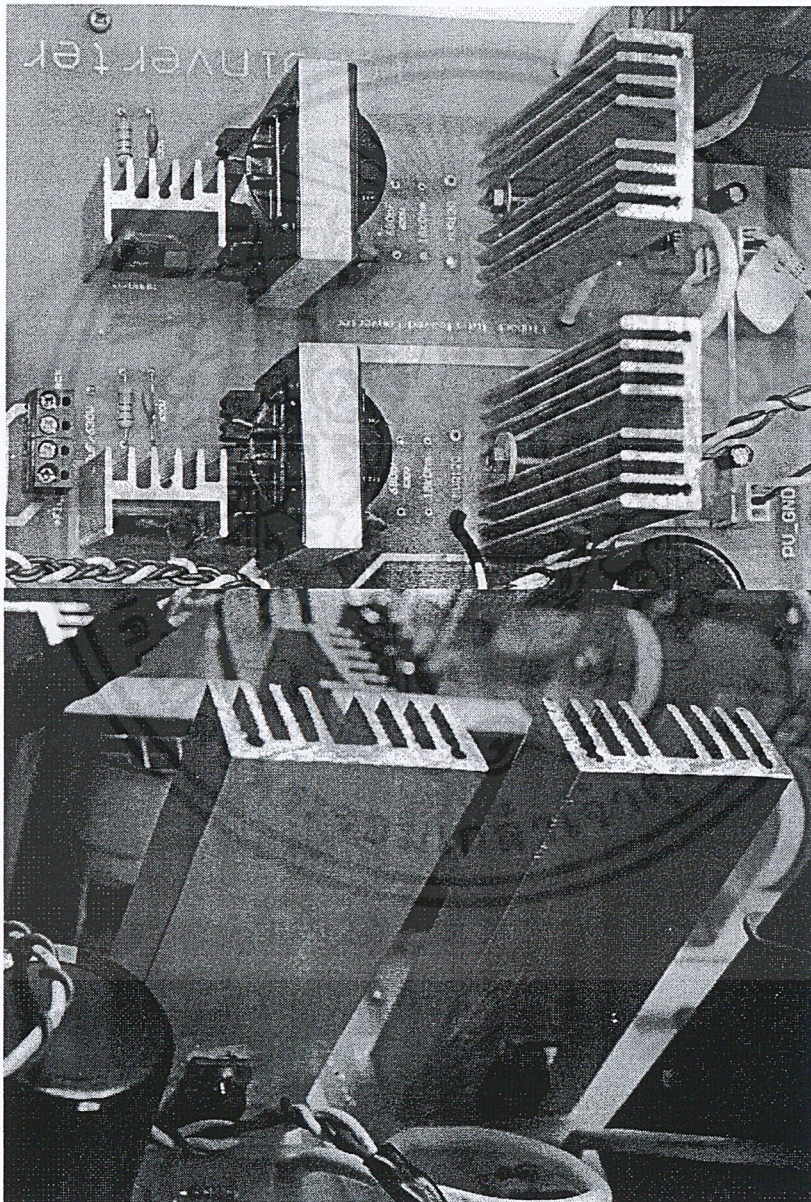
จะเห็นว่า AwkW มีค่ามากกว่า ดังนั้นแกน ETD 39 สามารถขดลวดได้กำหนดขนาดความกว้างของช่องอากาศ แทนค่าในสมการ (3.18)

$$l_g = \frac{(4\pi \times 10^{-7})(2^2)(125 \times 10^{-6})}{5.554 \times 10^{-6}} = 0.116 \text{ mm}$$

- เลือกมอสเฟตและซีเนอร์ไดโอด

มอสเฟตที่ใช้เบอร์ IRF3205 สามารถทนกระแสไฟฟ้าสูงสุด 110 แอมป์ และสามารถทนแรงดันไฟฟ้าได้ 55 โวลต์

ไดโอดที่ใช้เบอร์ MUR680 สามารถทนกระแสไฟฟ้าสูงสุด 8 แอมป์ และสามารถทนแรงดันไฟฟ้าได้ 600 โวลต์

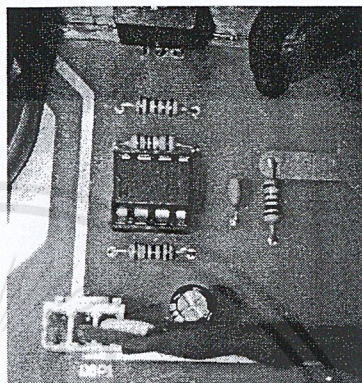
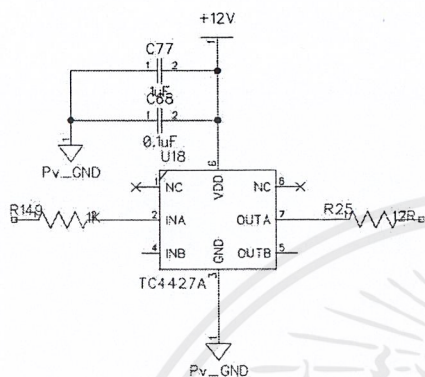


รูปที่ 3.4 วงจรอินเวอร์ตีฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 การออกแบบชุดขับมอเตอร์กำลัง

ชุดขับมอเตอร์ของวงจรถ่ายแบบคอนเวอร์เตอร์ใช้ไอซีเบอร์ TC4427A ซึ่งใช้ DSP สร้างสัญญาณ PWM โดยสัญญาณ PWM สร้างจากแรงดันรูปคลื่นสามเหลี่ยมตัดกับแรงดันรูปคลื่นไซน์เวฟแบบฟูลเวฟและสามารถปรับดีการทำงานโดยการปรับขนาดของสัญญาณฟูลเวฟโดยมีลักษณะการต่อวงจรดังรูปที่ 3.5

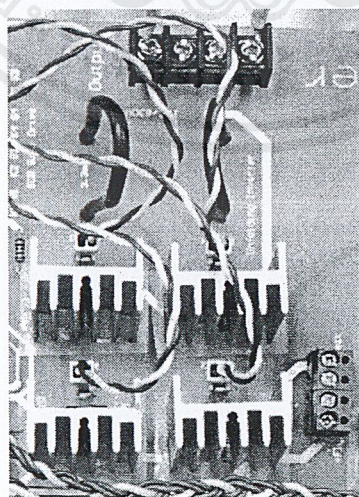


รูปที่ 3.5 วงจรขับมอเตอร์กำลัง

รูปที่ 3.6 วงจรขับมอเตอร์กำลังจริง

3.5 การออกแบบและสร้างวงจรรันโพลดึงอินเวอร์เตอร์

จากการศึกษาการทำงานของวงจรรันโพลดึงอินเวอร์เตอร์นั้น ในการคำนวณและการสร้างวงจรรันโพลดึงอินเวอร์เตอร์สำหรับแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับโดยวงจรรันโพลดึงนี้จะทำงานที่ความถี่เท่ากับความถี่ของระบบไฟฟ้า พิกัดแรงดันไฟฟ้า 311 โวลต์พิกัดกระแส 15 แอมป์ในการจำลองการทำงานจะสั่งให้สวิตช์ทำงานเป็นคู่โดยในช่วงแรงดันบวกสวิตช์ S1 และ S4 ทำงานส่วนในช่วงแรงดันลบสวิตช์ S2 และ S3 ทำงานเพื่อสร้างกระแสรูปคลื่นไซน์จ่ายเข้าระบบกริด

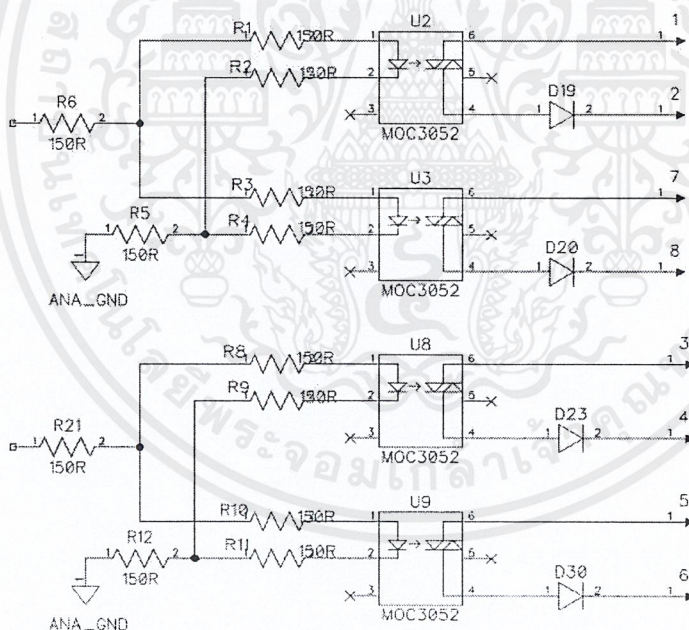


รูปที่ 3.7 วงจรรันโพลดึงอินเวอร์เตอร์จริง

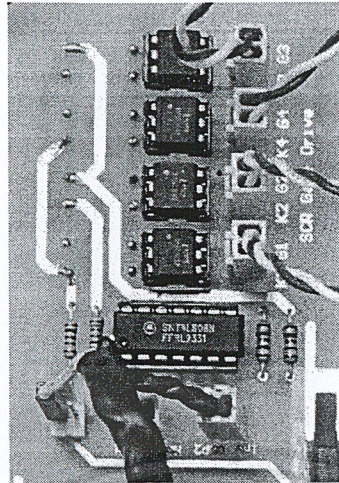
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 วงจรขับสำหรับอินโฟลต์ดิ่งอินเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 3.8 จะให้ SCR ทำหน้าที่คลื่นรูปคลื่นแบบเต็มลูกคลื่นที่มีความถี่สองเท่าของความถี่ระบบไฟฟ้าประมาณ 100 เฮิร์ต ให้เป็นรูปคลื่นไซน์ให้มีความถี่ประมาณ 50 เฮิร์ต เท่ากับความถี่ของระบบไฟฟ้าโดยที่สัญญาณขับขาเกตของตัวของตัวสวิตซ์ซึ่ง และวงจรอินโฟลต์ดิ่งอินเวอร์เตอร์นี้ถูกออกแบบให้มีการแยกกราวด์กันระหว่างควบคุมและวงจรกำลัง ดังนั้นจึงเลือกใช้ออปโตคัปเปิลเลอร์เบอร์ MOC3052 ซึ่งมีคุณสมบัติเหมาะสมกับการทำงานดังกล่าว โดยมีโดยมีเอาต์พุตของไอซีเป็นไดโอด และการทำงานของวงจรขับขาเกตของอินโฟลต์ดิ่งอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีลักษณะการทำงานก็คือเมื่อมีกระแส I_{IN} ไหลเข้าทางด้านแอโนด กระแสจะไหลผ่านไดโอดภายในตัวออปโตคัปเปิลเลอร์ ไดโอดจะเปล่งแสงได้ กระแส I_{OUT} จะไหลผ่านไดโอด ซึ่งต่อเชื่อมระหว่างขาแอโนดและขาเกตของ SCR ทำให้ SCR นำกระแสได้ แต่เนื่องจาก สวิตซ์ทั้งสองตัวมีรอบของการสวิตซ์ไม่เหมือนกัน ซึ่งจะมีการป้อนสัญญาณขับขาเกตเป็นพัลส์บวกที่แตกต่างกัน แบ่งเป็นออกสองช่วงการทำงาน มี SCR สองตัวทำงานพร้อมกันดังที่ได้กล่าวไปแล้ว โดยการเริ่มทำงานของ SCR นั้น สัญญาณที่ใช้ขับ SCR1 และ SCR4 จะทริกที่มุม 0° และ SCR2 และ SCR3 จะทริกที่มุม 180° ซึ่งนำสัญญาณมาจากตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเข้าสู่วงจรขับสำหรับอินโฟลต์ดิ่งอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.8 วงจรขับสำหรับอินโฟลต์ดิ่งอินเวอร์เตอร์

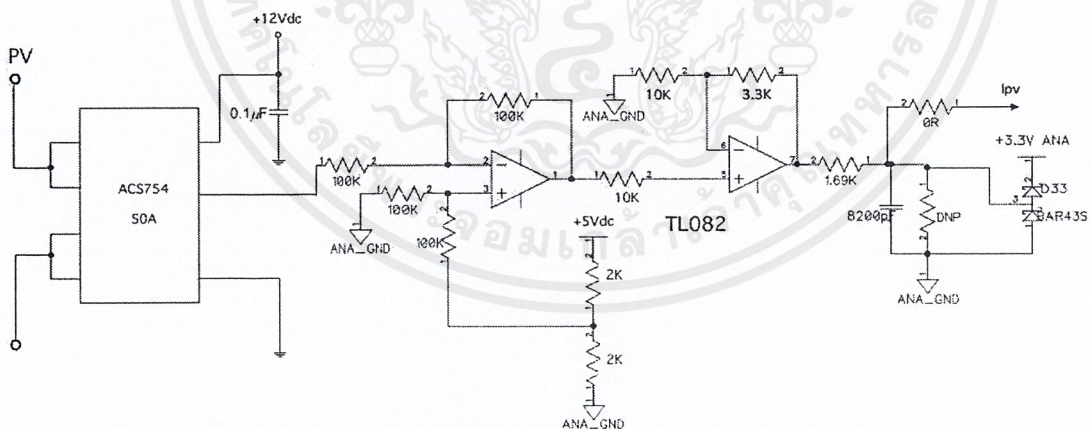


รูปที่ 3.9 วงจรขับสำหรับอินฟোলต์อินเวอร์เตอร์จริง

3.7 การออกแบบและสร้างวงจรตรวจจับสัญญาณ

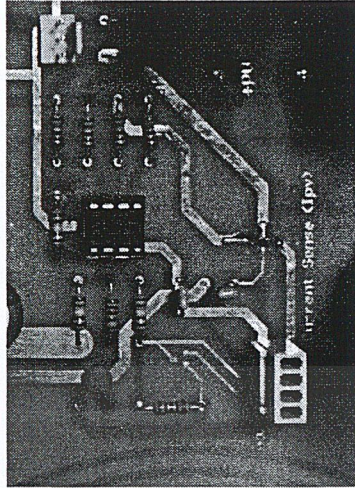
วงจรตรวจจับสัญญาณ ได้แก่ วงจรตรวจจับแรงดันจากแผง PV, วงจรตรวจจับกระแสจากแผง PV และวงจรตรวจจับแรงดันระบบไฟฟ้า เพื่อส่งสัญญาณที่ตรวจจับได้ไปทำการประมวลผลโดยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

3.7.1 วงจรตรวจจับกระแสจากแผง PV

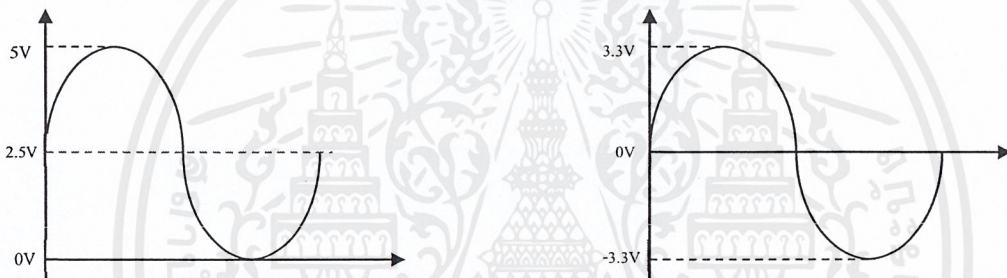


รูปที่ 3.10 วงจรตรวจจับกระแสจากแผง PV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 วงจรตรวจจับกระแสจากแผง PV จริง



รูปที่ 3.12 สัญญาณที่ออกจาก ACS754-50A

รูปที่ 3.13 สัญญาณที่ได้จากวงจรตรวจจับกระแส

ได้ออกแบบโดยใช้ไอซี ACS754-50A-T ตรวจจับกระแส ซึ่งถ้าปริมาณกระแส 50A ที่ผ่านไอซีทางด้านปฐมภูมิ ทางด้านทุติยภูมิก็จะมีระดับแรงดัน 5V และหากมีปริมาณกระแสไหล 0A แรงดันฝั่งทุติยภูมิก็จะมีระดับแรงดัน 2.5V และเลือกใช้ไอซีเบอร์ TL082 เพื่อลดทอนแรงดัน โดยออปแอมป์ตัวที่ 1 ใช้ Unity gain differential amplifier ซึ่งจะทำให้การลดระดับ Offset ลงให้เป็น 0 และจากนั้นป้อนเข้าสู่ออปแอมป์ตัวที่ 2 Non-inverting amplifier เพื่อนำสัญญาณไปประมวลผลในตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล โดยโดยใช้สมการดังนี้

Differential amplifier :

$$V_o = \frac{R_f}{R_{in}} (V_2 - V_1) \quad (3.20)$$

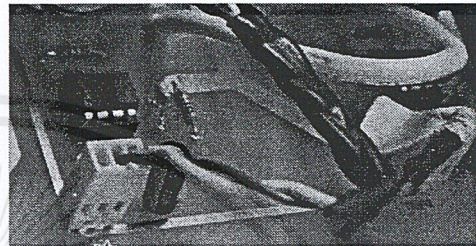
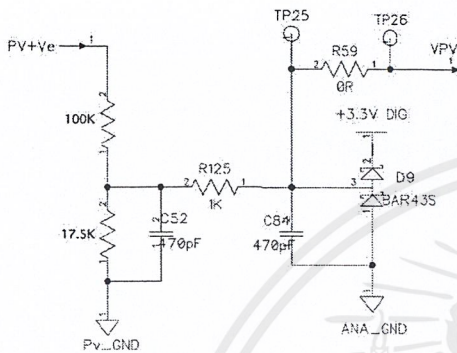
Non-inverting amplifier :

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_{in}}\right) \times V_{in} \quad (3.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เมื่อ V_o = แรงดันเอาต์พุต
- R_f = ตัวต้านทานป้อนกลับ
- R_{in} = ตัวต้านทานอินพุต

3.7.2 วงจรตรวจจับระดับแรงดันจากแผง PV



รูปที่ 3.14 วงจรตรวจจับแรงดันจากแผง PV

รูปที่ 3.15 วงจรตรวจจับแรงดันจากแผง PV จริง

ได้ใช้วงจรแบ่งแรงดันลดระดับแรงดันจากแผง PV ให้เหลือระดับแรงดันที่จะป้อนเข้าสู่ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ซึ่งมีระดับแรงดัน 0 ถึง 3.3V โดยใช้สมการการแบ่งแรงดันดังสมการที่ 3.22 และมีตัวเก็บตั่วไว้ในวงจรเพื่อการกรองสัญญาณ

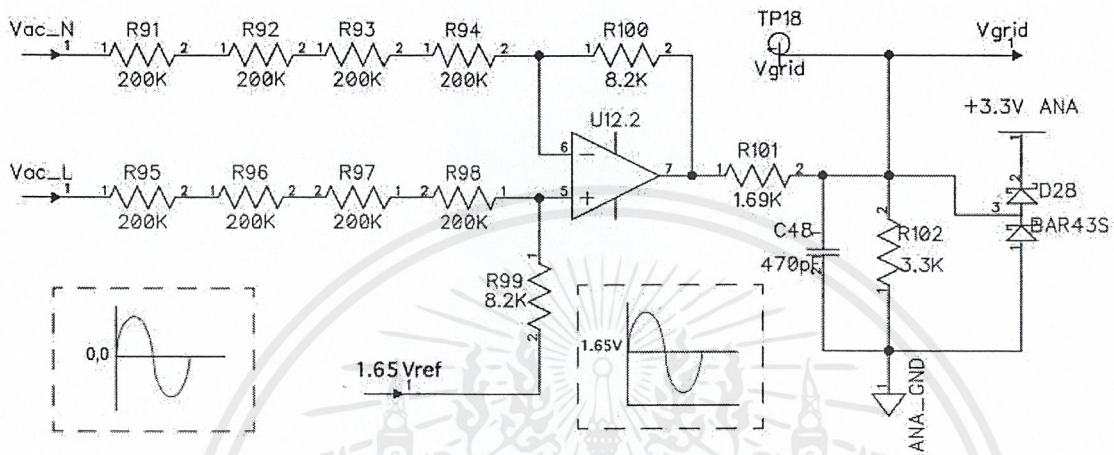
$$V_o = V_{PV} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{3.22}$$

- เมื่อ V_o = แรงดันเอาต์พุต
- V_{PV} = แรงดันจากแผง PV
- R_1, R_2 = ตัวต้านทาน

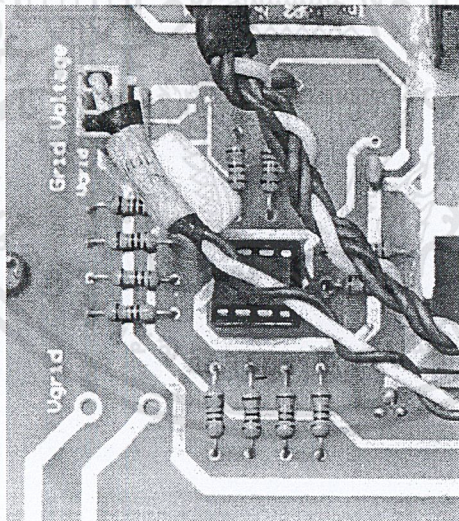
ซึ่งเมื่อได้ กระแสและแรงดันขาเข้าจากแผง PV ที่ป้อนเข้าสู่ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลแล้วค่าทั้งสองจะถูกแปลงเป็นดิจิทัลและจะถูกใช้ทำการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดต่อไป

3.8 การออกแบบวงจรตรวจจับแรงดันของระบบไฟฟ้า

จะต้องมีการตรวจสอบความถี่ของแรงดันของระบบไฟฟ้า เพื่อทำความเข้าใจนั้นไปสร้างมอดดูเลขขึ้นสร้างสัญญาณทรานซิสเตอร์และเอสซีอาร์ ให้ได้ความถี่เช่นเดียวกันกับความถี่ของระบบไฟฟ้า



รูปที่ 3.16 วงจรตรวจจับแรงดันของระบบไฟฟ้า



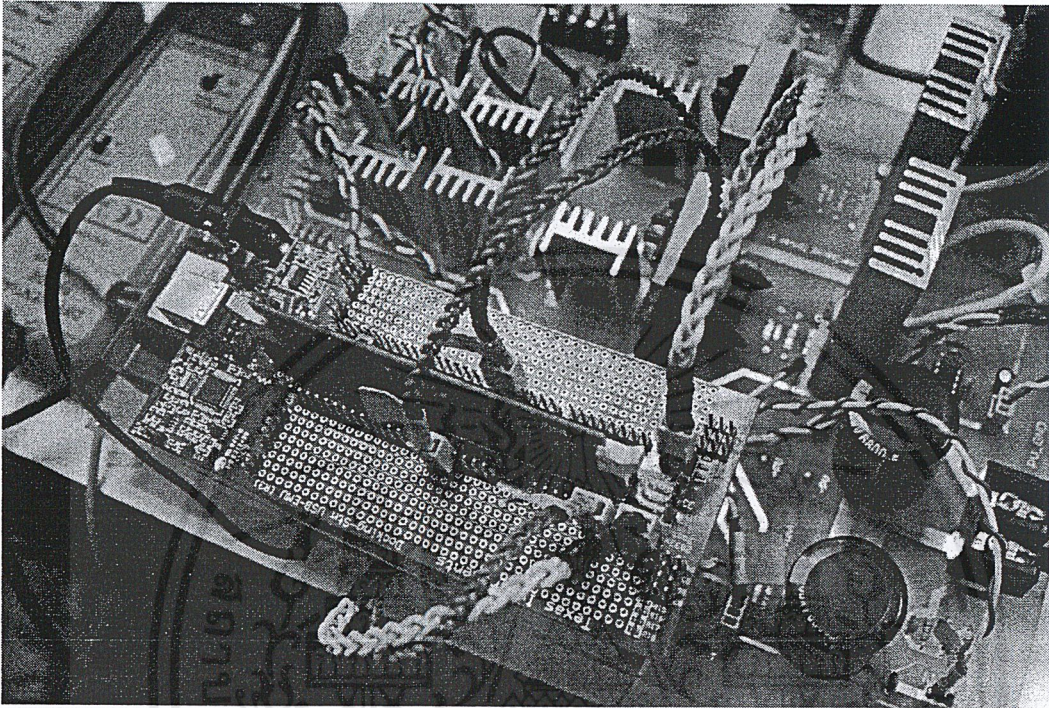
รูปที่ 3.17 วงจรตรวจจับแรงดันของระบบไฟฟ้าจริง

เนื่องจากแรงดันของระบบไฟฟ้า ไม่สามารถนำเข้าสู่ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลได้โดยตรง ซึ่งจะต้องทำการลดทอนระดับแรงดันให้อยู่ในช่วง 0 V ถึง 3.3 V จากรูปที่ 3.15 โดยใช้ไอซีออปแอมป์ TL082 ใช้ Differential amplifier ในการแปลงระดับแรงดัน และมีการยกระดับแรงดัน Offset ให้มีค่า 1.65 V และป้อนเข้าสู่ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.9 ชุดควบคุมดิจิทัล

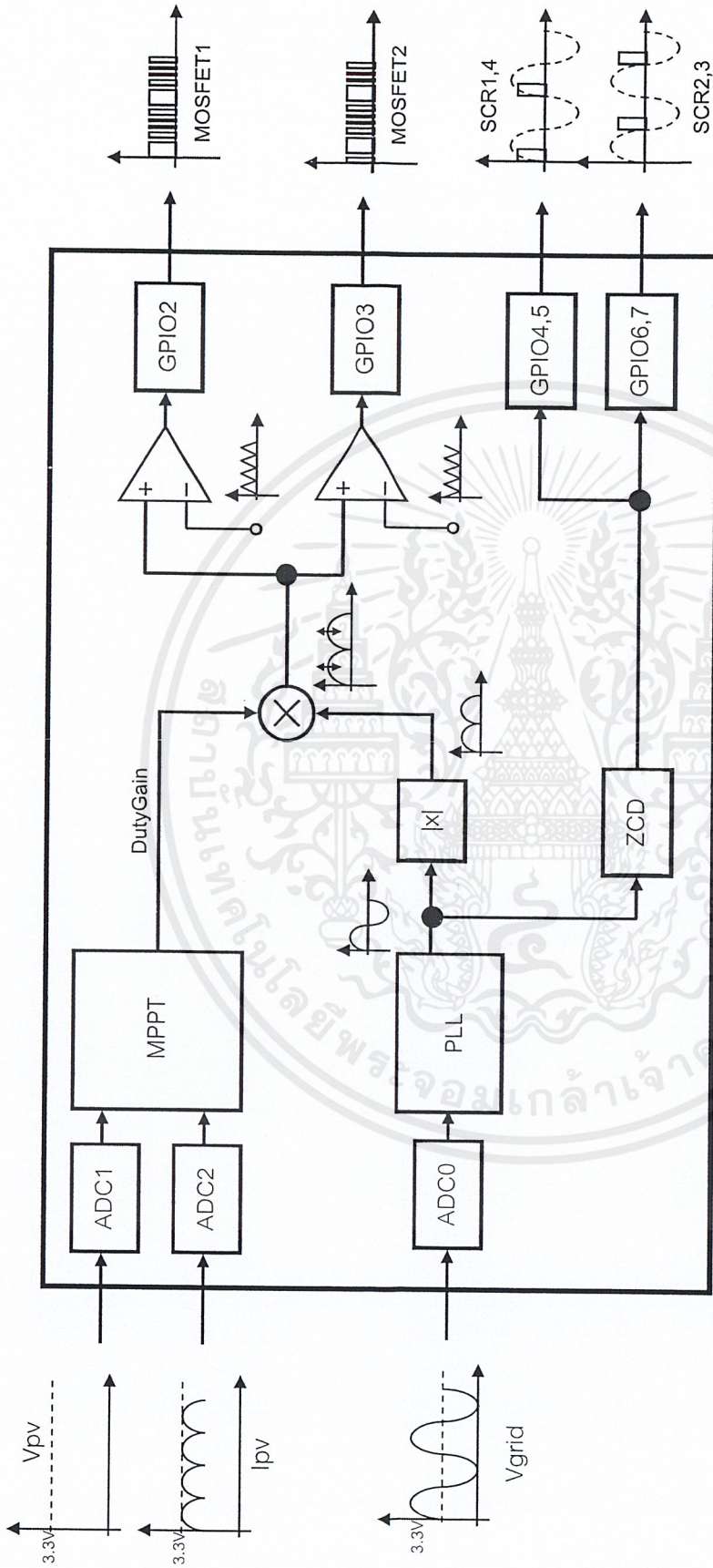
3.9.1 TMS320F28027



รูปที่ 3.18 ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

TMS320F28027 เป็นตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลขนาด 32 บิต ของบริษัท เท็กซัสอินสตรูเมนต์ จำกัด โดยใช้เป็นชุดควบคุมดิจิทัลของโครงการนี้ รายละเอียดของชุดควบคุมดิจิทัลนั้นกล่าวไว้ในบทที่ 2 ในโครงการนี้ใช้ฟังก์ชันของ TMS320F28027 ในการทำพีดีบีเอ็ม (Pulse Width Modulation), ตัวแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัล (ADC), ตัวนับเวลา (Timer), ตัวประมวลผล (CPU) ซึ่งฟังก์ชันดังกล่าวนี้สำคัญมากในการควบคุมระบบของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ สำหรับระบบผลิตพลังงานแสงอาทิตย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.19 โครงสร้างวิธีการควบคุมภายในของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320F28027

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.19 แสดงการทำงานของตัวประมวลสัญญาณดิจิทัล TMS320F28027 ที่ใช้ในโครงการนี้ ซึ่ง DSP จะรับสัญญาณอินพุตทั้งหมด 3 สัญญาณ ได้แก่ สัญญาณจากการไฟฟ้า (V_{grid}), แรงดันของเซลล์แสงอาทิตย์ (V_{PV}) และกระแสของเซลล์แสงอาทิตย์ ผ่านช่อง ADCINA0, ADCINA1 และ ADCINA2 ตามลำดับ โดยตัวประมวลสัญญาณจะทำการอ่านค่าของสัญญาณรับเข้าของตัวแปลง อนาล็อกเป็นดิจิทัลที่ความถี่ 10 กิโลเฮิร์ต หรือ 100 ไมโครวินาที ทั้งสามสัญญาณอนาล็อกนั้นถูกเก็บผลการแปลงค่าอนาล็อกเป็นดิจิทัลไว้ในรีจิสเตอร์ ADCRESULT0, ADCRESULT1, ADCRESULT2 ตามลำดับ

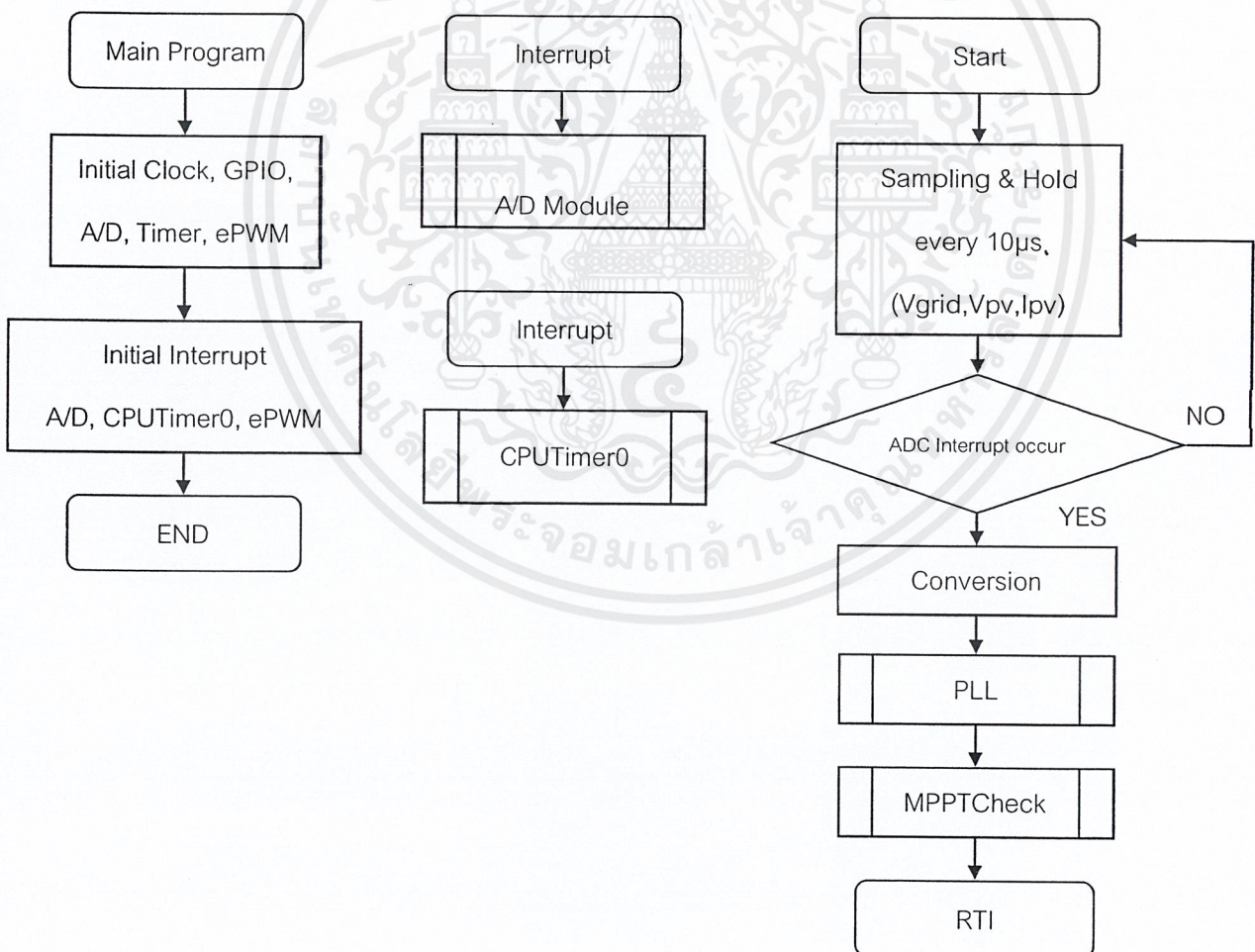
สัญญาณจากการไฟฟ้าที่เก็บไว้ในรีจิสเตอร์ ADCRESULT0 จะถูกนำไปทำเฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop) เพื่อทำการวิเคราะห์ความถี่ของการไฟฟ้าในขณะนั้น สร้างสัญญาณไซน์อ้างอิงที่ความถี่เดียวกันกับความถี่ของการไฟฟ้าและสัญญาณเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นไว้ ขณะเดียวกันค่าที่เก็บไว้ในรีจิสเตอร์ ADCRESULT1, ADCRESULT2 ซึ่งคือ แรงดันและกระแส จากโซลาร์เซลล์ จะทำการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดของแผงโซลาร์เซลล์ (Maximum Power Point Tracking : MPPT) ซึ่งวิธีการทำ MPPT ก็ใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในการหากำลังไฟฟ้าของแผงโซลาร์เซลล์ และประมาณของขนาดของดวงดีเพื่อให้ได้พลังงานจากแผงโซลาร์เซลล์อย่างเต็มพิกัดกำลังได้ ซึ่งผลลัพธ์จากการทำ MPPT ตัวคูณปรับสเกล (DutyGain) นำมาคูณกับสัญญาณเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ผลที่ได้ก็คือขนาดของสัญญาณเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นเพิ่มเติม ทำให้เมื่อมอดดูเลชันกับสามเหลี่ยมภายในชุดควบคุมดิจิทัลแล้วได้สัญญาณ พีดีบีบลิวเอ็มที่มีดีวีดีเป็นไปตามการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ความถี่ในการสวิตซ์ 100 กิโลเฮิร์ต

จะเห็นว่าการมอดดูเลชันกับสามเหลี่ยม เพื่อให้ได้ PWM สองชุด เนื่องจากชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ได้ทำการออกแบบในส่วนของวงจรฟลายแบค ให้มีการอินเตอร์ลีฟกัน เพราะฉะนั้นสัญญาณสามเหลี่ยมจึงต่างเฟสกัน 180 องศา ผลลัพธ์ที่ได้คือสัญญาณ PWM1 และ PWM2 ที่นำไปขับเกตของมอสเฟตแต่ละชุด

ผลลัพธ์จากการทำ PLL ได้ที่สัญญาณไซน์อ้างอิง หลังจากนั้นนำสัญญาณไปทำ Zero Crossing Detector (ZCD) ทำให้ได้สัญญาณจุดขนาน SCR1 และ SCR 4 ที่มีจุดขนาน 0 องศาและสัญญาณจุดขนาน SCR2 และ SCR 3 ที่มีจุดขนาน 180 องศาของวงจรอินโพลาร์อินเวอร์เตอร์ทั้งซีกบวกและซีกลบ

3.9.2 การออกแบบโครงสร้างทางซอฟต์แวร์สำหรับการควบคุม

จากที่ผ่านมามีได้กล่าวถึงการสร้างและประกอบส่วนที่เป็นฮาร์ดแวร์ไม่ว่าจะเป็นวงจรตรวจจับแรงดันของระบบไฟฟ้า วงจรตรวจจับแรงดันและกระแสของโซลาร์เซลล์ แล้วนำสัญญาณที่ได้ส่งมาที่ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเพื่อสร้างสัญญาณควบคุมที่เป็นซอฟต์แวร์ ซึ่งโปรแกรมที่ใช้ในการควบคุมนี้แสดงแผนผังการทำงานดังรูปที่ 3.20 เป็นแผนผังการทำงานของโปรแกรมหลักที่ใช้ในการควบคุม โดยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลทำการควบคุมและรับสัญญาณการไฟฟ้า แรงดันและกระแสของโซลาร์เซลล์ ที่เป็นสัญญาณอนาล็อก เข้าที่ช่องอินพุต/เอาต์พุต และนำสัญญาณอนาล็อกที่ได้ทำการแปลงสัญญาณเป็นดิจิทัล จากนั้นนำผลลัพธ์นั้นไปทำการคำนวณกำลังไฟฟ้าเพื่อทำการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด ทำเฟสล็อก และนำสัญญาณการที่เป็นดิจิทัลของแรงดันการไฟฟ้าไปมอดดูเลชันกับสามเหลี่ยมภายใน เพื่อให้ได้สัญญาณพีดีบีบลิวเอ็มที่มีช่วงการนำกระแสสอดคล้องต่อการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดของโซลาร์เซลล์โดยที่มีความถี่การสวิตซ์ซึ่ง 100 กิโลเฮิร์ต และสัญญาณที่นำไปขับเคลื่อนของมอสเฟตทั้งสอง สัญญาณทริก SCR ที่มุม 0 และ 180 องศา เพื่อให้ได้ความถี่เช่นเดียวกับกับระบบไฟฟ้าประมาณ 50 เฮิร์ต

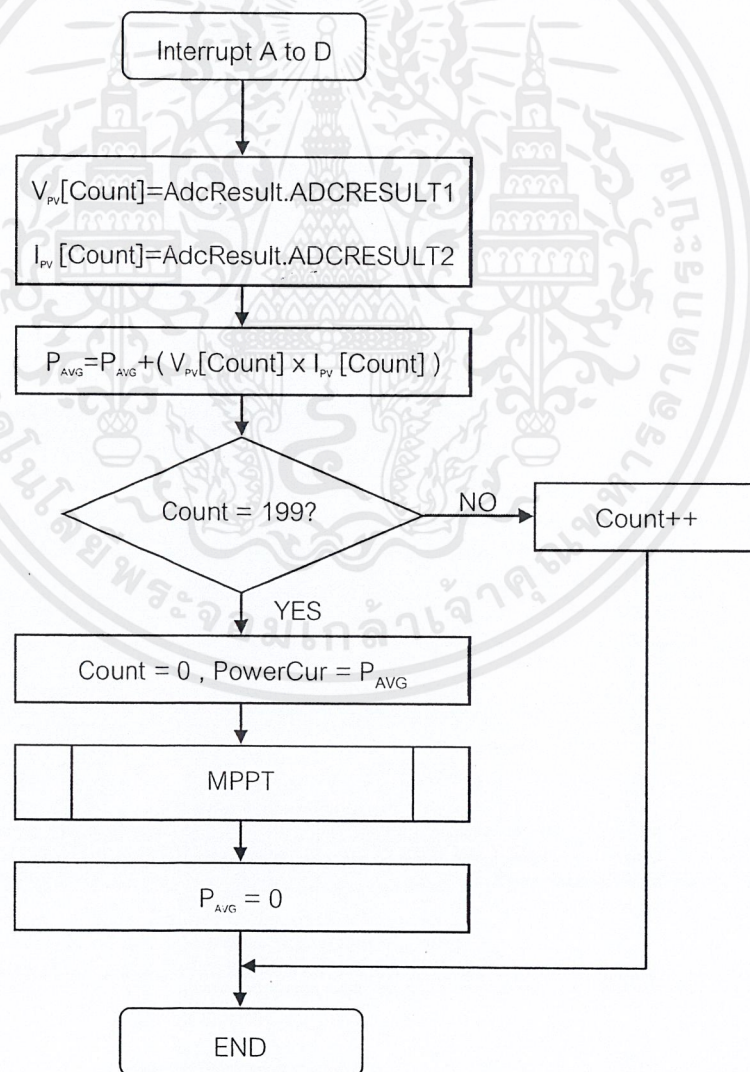


รูปที่ 3.20 โครงสร้างการทำงานของโปรแกรมหลักที่ใช้ควบคุมชุดไมโครอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.9.3 โปรแกรมติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด

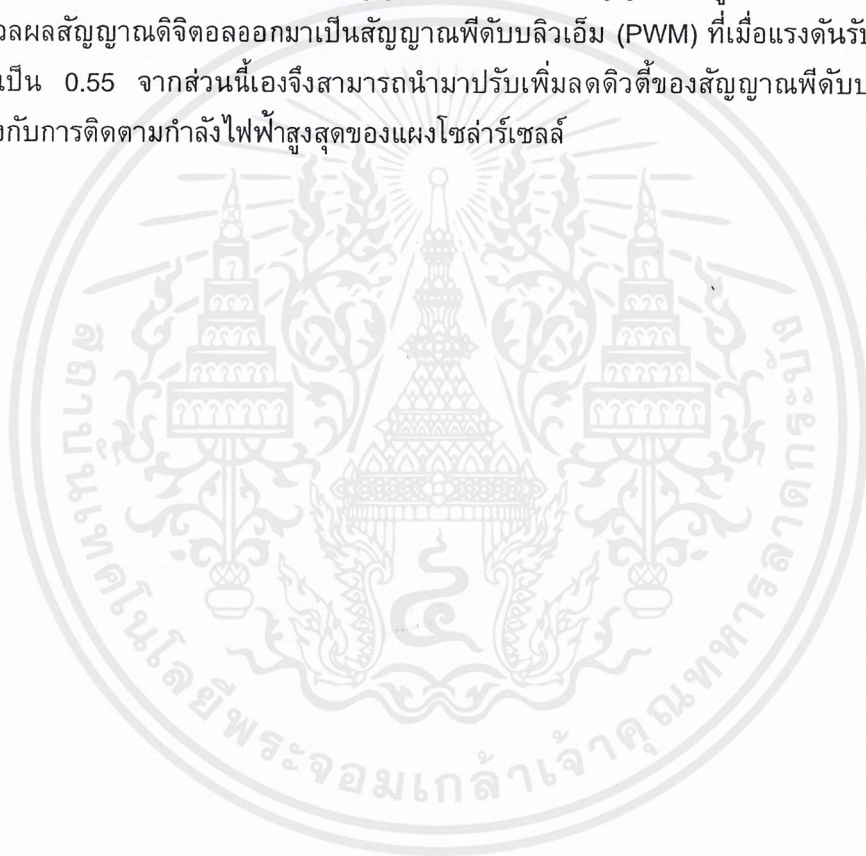
วิธีการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด ถูกออกแบบมาให้ติดตามกำลังไฟฟ้าของแผงโซลาร์เซลล์โดยนำแรงดันและกระแสที่ได้จากการโซลาร์เซลล์ มาทำการแปลงนาล็อกเป็นดิจิตอลแล้วนำค่าดิจิตอลที่ได้นั้นไปคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า เมื่อความเข้มแสงเปลี่ยนไปค่าของแรงดันและกระแสก็เปลี่ยนไปด้วยเมื่อตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอลรับค่าใหม่เข้ามาเปรียบเทียบกับค่ากำลังไฟฟ้าเดิมเพื่อทำการปรับค่าตัวดีให้มีค่าเหมาะสมที่จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด โดยที่เมื่อกำลังไฟฟ้าใหม่นั้นมากกว่ากำลังไฟฟ้าเดิมก็จะทำการย้ายจุดการทำงานไปโดยการเพิ่มตัวดีขึ้นและทำการเก็บค่ากำลังงานใหม่ไว้เป็นจุดอ้างอิงในรอบการตรวจสอบกำลังไฟฟ้าต่อไป แต่ถ้าการตรวจสอบพบว่าเมื่อทำการเพิ่มตัวดีขึ้นแล้วมีกำลังไฟฟ้า ที่ลดลงก็แสดงว่าจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดของโซลาร์เซลล์เป็นจุดก่อนหน้า โดยโปรแกรมก็จะทำงานวนรอบ ไปอย่างนี้ตลอด เพื่อให้จะได้ค่ากำลังสูงสุดอยู่ตลอดเวลาแม้ว่าความเข้มแสงและอุณหภูมิขณะทำงานจะเปลี่ยนไปก็ตาม โครงสร้างตัวอนาล็อกเป็นดิจิตอลอินเทอร์รัพท์แสดงดังรูปที่ 3.21

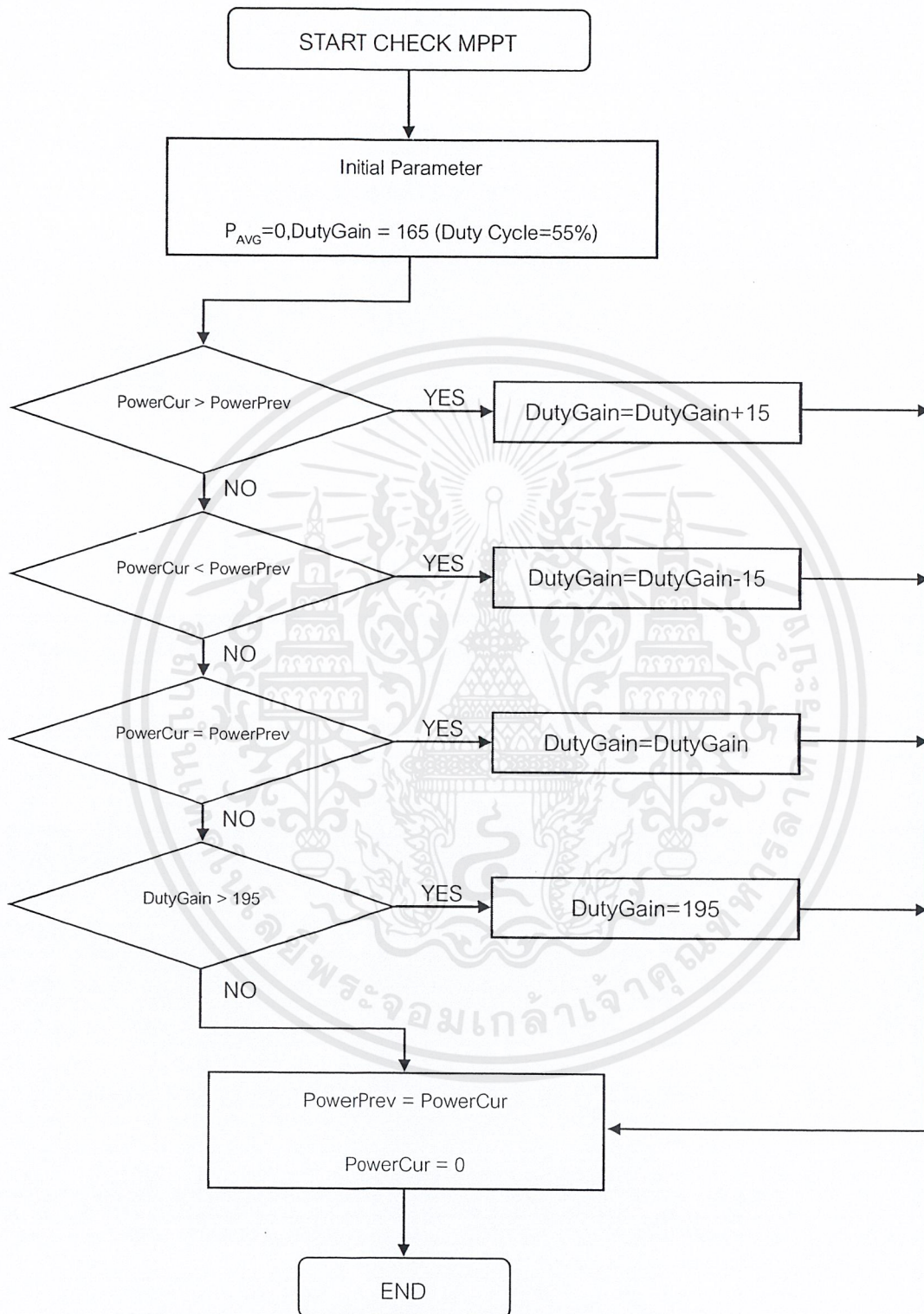


รูปที่ 3.21 โครงสร้างการทำงานหลักของโปรแกรมติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อได้ค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยแล้ว ทุกๆ 20 มิลลิวินาที ทำการตรวจสอบกำลังไฟฟ้าสูงสุดในรูป MPPT Check โดยการทำงานได้กล่าวไว้ก่อนหน้านี้เมื่อ โปรแกรมทำการตรวจสอบแล้วนั้น ผลที่ได้คือการปรับ DutyGain ซึ่งดิวิตีไซเคิล 100% คือ DutyGain จะเท่ากับ 300 Step ดังนั้นได้ตั้ง ค่าดิวิตีไซเคิล สูงสุดไว้ที่ 65% ซึ่ง DutyGain จะเท่ากับ 195 Step และต่ำสุดไว้ที่ 55% DutyGain จะเท่ากับ 165 Step เมื่อกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยมีการเปลี่ยนแปลงจะเปลี่ยนค่าดิวิตีไซเคิลครั้งละ $\pm 5\%$ คือ DutyGain ครั้งละ ± 15 Step หลังจากที่ได้ค่า DutyGain แล้วก็จะนำไปคูณกับสัญญาณการไฟฟ้า (Vgrid) ซึ่งสัญญาณการไฟฟ้านี้เป็นสัญญาณที่ออกมาจากวงจรตรวจจับแรงดันของระบบไฟฟ้า ที่ขนาดของแรงดันที่รับเข้ามายังตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอลนั้นมีค่า 3.3 โวลต์ ทางช่อง ADCINTA0 ทำการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล โดยสัญญาณนี้ก็นำไปเป็นสัญญาณมอดูเลชันกับสามเหลี่ยม ภายในตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอลออกมาเป็นสัญญาณพัลส์บลิวเอ็ม (PWM) ที่เมื่อแรงดันรับเข้ามา 3.3V ดิวิตีมีค่าเป็น 0.55 จากส่วนนี้เองจึงสามารถนำมาปรับเพิ่มลดดิวิตีของสัญญาณพัลส์บลิวเอ็ม เพื่อให้สอดคล้องกับการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดของแผงโซลาร์เซลล์

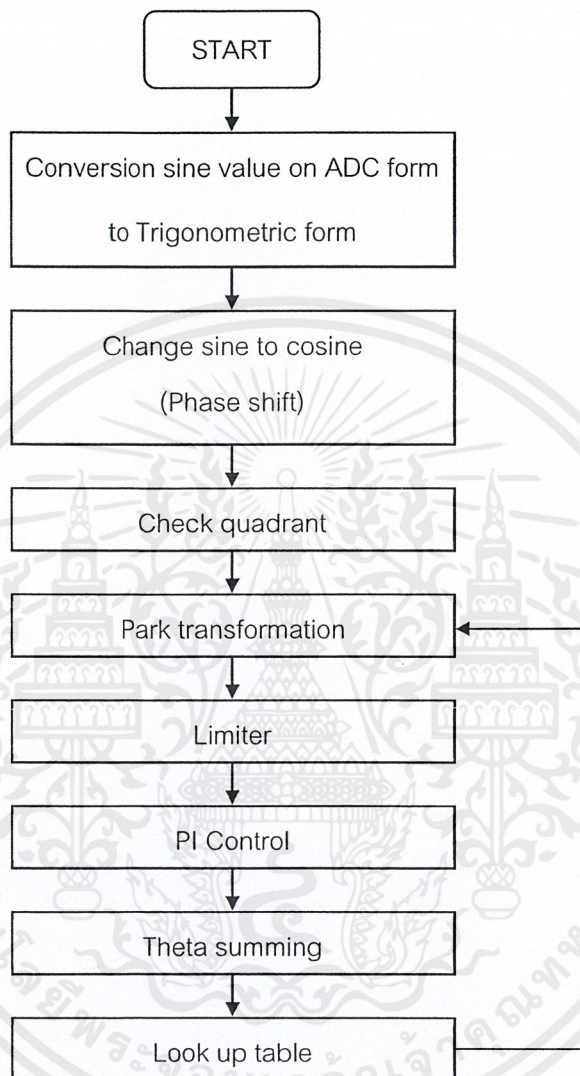




รูปที่ 3.22 โครงสร้างการทำงานของโปรแกรมติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด

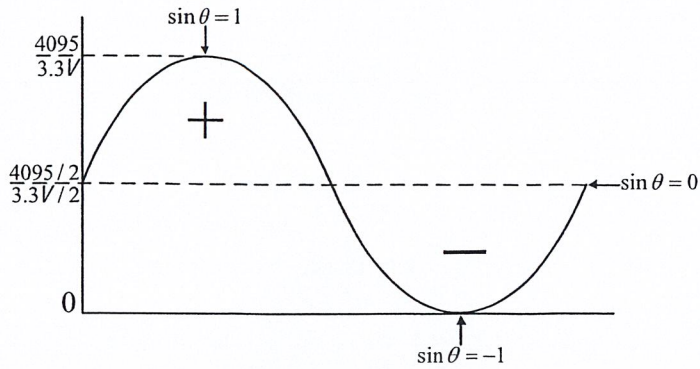
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.9.4 โปรแกรมตรวจจับเฟสล็อกกลุ๊ป (Phase Lock Loop)



รูปที่ 3.23 โครงสร้างการทำงานของโปรแกรมเฟสล็อกกลุ๊ป

เนื่องจากข้อจำกัดของหน่วยประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ในส่วนของการรับสัญญาณอินพุต ซึ่งรับค่าได้เฉพาะค่าบวกเท่านั้น จึงต้องยกระดับแรงดันกริดซึ่งมีทั้งในช่วงบวกและลบให้มีแต่ช่วงบวกเท่านั้น เพราะฉะนั้นเมื่อนำค่ามาคำนวณจึงต้องคำนึงถึงผลของแรงดันตีซีออฟเซ็ทด้วย โดยจะพิจารณาค่าแรงดันกริดในรูปคลื่นแบบไซน์บนวงกลมหนึ่งหน่วย



รูปที่ 3.24 สัญญาณแรงดันของระบบไฟฟ้า โดยเปรียบเทียบสัญญาณอนาล็อกกับสัญญาณดิจิทัล ที่แปลงค่าแล้วในตัวประมวลสัญญาณดิจิทัล

จากรูปที่ 3.24 และคุณสมบัติทางฮาร์ดแวร์ ขณะที่แรงดันอินพุตเป็น 3.3 V เมื่อแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลจะได้ค่าเป็น 4095 ซึ่ง $\sin \theta$ จะมีค่าเป็น 1 และมีความสัมพันธ์ในลักษณะเดียวกันเมื่อแรงดันอินพุตเป็น 3.3/2 V และ 0 V

จากความสัมพันธ์ดังกล่าวสรุปได้ว่า

$$V_{grid} = 4095 \rightarrow \sin \theta = 1 \quad (3.23)$$

$$V_{grid} = 4095 / 2 \rightarrow \sin \theta = 0 \quad (3.24)$$

$$V_{grid} = 0 \rightarrow \sin \theta = -1 \quad (3.25)$$

จากความสัมพันธ์ของสมการเส้นตรง

$$y = mx + c \quad (3.26)$$

จากสมการที่ (3.26) จะได้ว่า

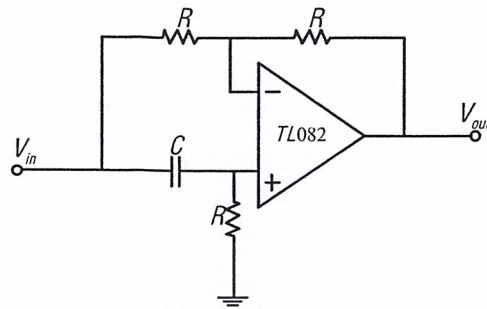
$$y = (2 / 4095)x - 1 \quad (3.27)$$

หรือ

$$\sin \theta = [4.884e-4(V_{grid})] - 1 \quad (3.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเลื่อนเฟส (Phase Shift)

รูปที่ 3.25 วงจรจำลองการเลื่อนเฟส $\sin \theta$ เป็น $\cos \theta$

จากรูปที่ 3.25 สามารถหาทรานสเฟอ์ฟังก์ชันได้ตามสมการที่ (3.30)

$$\text{transfer function } G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{sRC - 1}{sRC + 1} \quad (3.30)$$

เมื่อ
$$\omega = \frac{1}{RC} \quad (3.31)$$

จะได้ว่า
$$G(s) = \frac{s - \omega}{s + \omega} \quad (3.32)$$

เพราะฉะนั้นเอาต์พุตของเฟสชิฟท์หรือสัญญาณโคไซน์ คือ ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันคูณกับ อินพุตของเฟสชิฟท์หรือสัญญาณไซน์นั่นเอง เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.32) พบว่าไม่สามารถระบุค่าของ s ลงในโปรแกรมได้ เนื่องจากเป็นตัวแปรสมมติ ดังนั้นจึงต้องจัดสมการให้อยู่ในรูปแบบ realization form ด้วยการแปลงจาก s -domain ให้อยู่ใน z -domain ก่อน จากนั้นจึงจัดความสัมพันธ์ตามรูปแบบในสมการที่ (3.33)

$$Y(k) = Q(k) + Q(k-1) \quad (3.33)$$

จากสมการที่ จัดลำดับใหม่เป็น

$$G(s) = \frac{Y(s)}{Q(s)} \cdot \frac{Q(s)}{X(s)} = \frac{s - \omega}{s + \omega} \quad (3.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และใช้ matlab ในการแปลงจาก s-domain เป็น z-domain ด้วยฟังก์ชัน C2D ซึ่งมีรูปแบบการใช้งานเป็น SYSD = C2D(SYSC,TS,METHOD)

$$\text{เมื่อ} \quad \omega = 2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot \pi \cdot 50 \quad (3.35)$$

เพราะฉะนั้น จะได้ว่า

$$G(z) = \frac{Y(z)}{Q(z)} \cdot \frac{Q(z)}{X(z)} = \frac{0.9691 \cdot z - 1}{z - 0.9691} = \frac{0.9691 - z^{-1}}{1 - 0.9691z^{-1}} \quad (3.36)$$

$$\frac{Y(z)}{Q(z)} = 0.9691 - z^{-1} \quad (3.37)$$

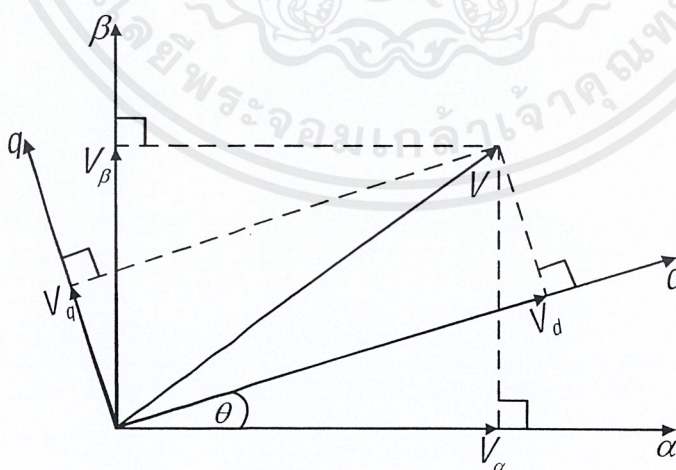
$$Y(k) = 0.9691 \cdot Q(k) - Q(k-1) \quad (3.38)$$

$$\frac{Q(z)}{X(z)} = \frac{1}{1 - 0.9691 \cdot z^{-1}} \quad (3.39)$$

$$Q(k) = X(k) + Q(k-1) \quad (3.40)$$

จากสมการที่ (3.38) และ (3.40) $Y(k)$ คือ $\cos \omega t$ และ $X(k)$ คือ $\sin \omega t$ นั้นเอง และมีตัวแปร $Q(k)$ เชื่อมความสัมพันธ์ให้สมการเป็นจริง ซึ่งมีได้มีส่วนเกี่ยวข้องกับวงจรเลื่อนเฟสแต่อย่างใด

การแปลงดีคิว (dq transformation)



รูปที่ 3.26 เวกเตอร์การแปลงแกน $\alpha \beta$ ให้เป็นแกน dq

จากรูปที่ 3.26 กำหนดให้ $V_\alpha = \cos \theta$ และ $V_\beta = \sin \theta$ (3.41)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ว่า

$$V_d = V_\alpha \cdot \cos \theta + V_\beta \cdot \sin \theta \quad (3.42)$$

$$V_q = -V_\alpha \cdot \sin \theta + V_\beta \cdot \cos \theta \quad (3.43)$$

หรือ

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

เพราะฉะนั้น

$$V_d = \cos \theta_1 \cdot \cos \theta + \sin \theta_1 \cdot \sin \theta \quad (3.45)$$

$$V_q = -\cos \theta_1 \cdot \sin \theta + \sin \theta_1 \cdot \cos \theta \quad (3.46)$$

พีไอคอนโทรล (PI control)

$$G(s) = \frac{Y(s)}{Q(s)} \cdot \frac{Q(s)}{X(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.47)$$

$$G(z) = \frac{Y(z)}{Q(z)} \cdot \frac{Q(z)}{X(z)} = K_p + K_i \cdot \left(\frac{1}{1-z^{-1}} \right) \quad (3.48)$$

$$\frac{Y(z)}{Q(z)} = K_p(1-z^{-1}) + K_i \quad (3.49)$$

$$Y(k) = (K_p + K_i) \cdot Q(k) - K_p \cdot Q(k-1) \quad (3.50)$$

$$\frac{Q(z)}{X(z)} = \frac{1}{1-z^{-1}} \quad (3.51)$$

$$Q(k) = X(k) + Q(k-1) \quad (3.52)$$

พีไอคอนโทรลหรือวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน(low-pass filter) ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันให้เป็นความถี่ เมื่ออินพุตมีความถี่สูงขึ้นจะได้ว่า V_q มีค่าสูงขึ้น เพราะฉะนั้นความแตกต่างของมุมเฟสย่อมมากขึ้น ค่าคลาดเคลื่อนมุมเฟสนี้จะไปบังคับให้ซีโอผลิตความถี่สูงขึ้นเพื่อไล่ตามความถี่อินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

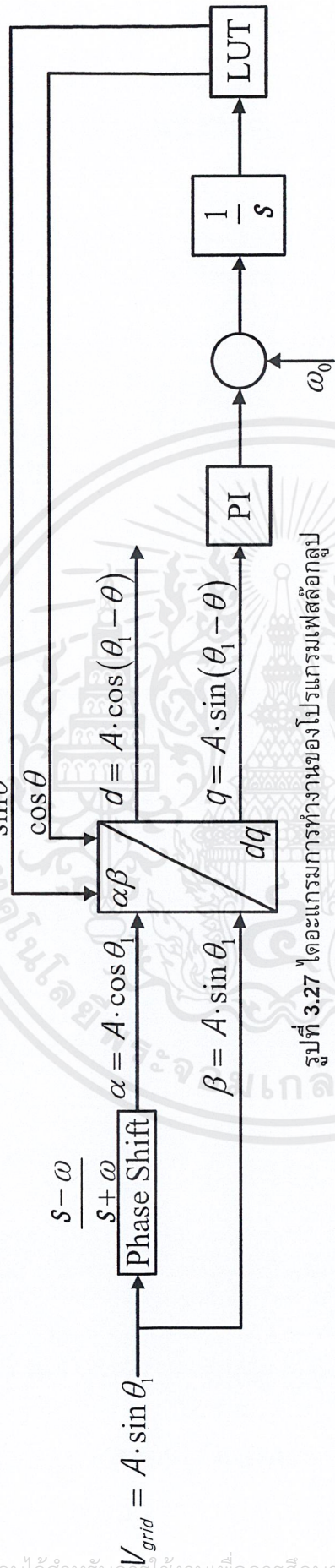
วีซีโอ (VCO)

ค่าคลาดเคลื่อนมุมเฟสนี้เป็นสิ่งบ่งบอกถึงความถี่อินพุตสูงขึ้นหรือต่ำลง ซึ่งการระบุทำได้โดยการนำค่าคลาดเคลื่อนมุมเฟสบวกกับความถี่ที่ต้องล็อก และค่าที่ได้คือค่าความถี่ที่บีบให้วีซีโอกำเนิดออกมาและป้อนกลับไปยังส่วนตรวจสอบมุมเฟส

การกำเนิดความถี่ของวีซีโอโดยการเปรียบเทียบค่าคลาดเคลื่อนมุมเฟสกับมุมเฟสในตารางที่ได้กำหนดไว้ในรอบการทำงานถัดไปจึงต้องนำค่าคลาดเคลื่อนมุมเฟสใหม่มารวมค่าคลาดเคลื่อนมุมเฟสเดิมเพื่อถ่ายทอดระบุตำแหน่งในตาราง

เนื่องจากค่าคลาดเคลื่อนมุมเฟสมีค่าอยู่ในช่วง 0 ถึง 2π เพราะฉะนั้นเมื่อมีการสะสมค่าคลาดเคลื่อนมุมเฟสถึง 2π แล้วต้องเคลียร์ค่ามุมเฟสก่อน





รูปที่ 3.27 โดเมนการทางานของโปรแกรมเฟสล็อกดูบ

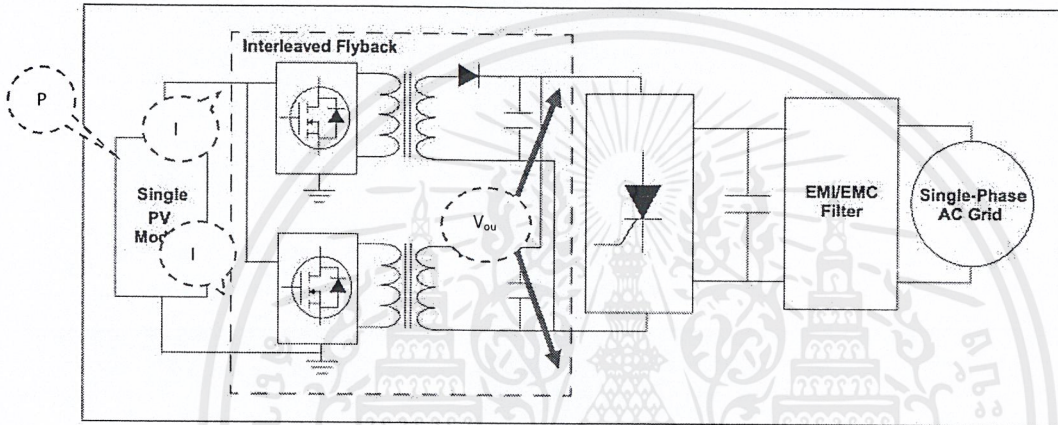
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

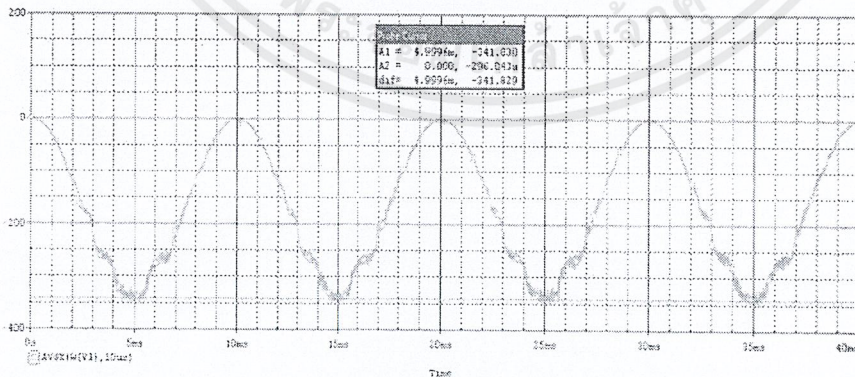
4.1 ผลการทดสอบวงจรอินเวอร์ตีสฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ทำการวัดค่าต่างๆ วงจรอินเวอร์ตีสฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ จากการจำลองด้วยโปรแกรม OrCAD เพื่อยืนยันความถูกต้องถึงเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดลอง โดยแสดงตำแหน่งการวัดดังรูปที่ 4.1



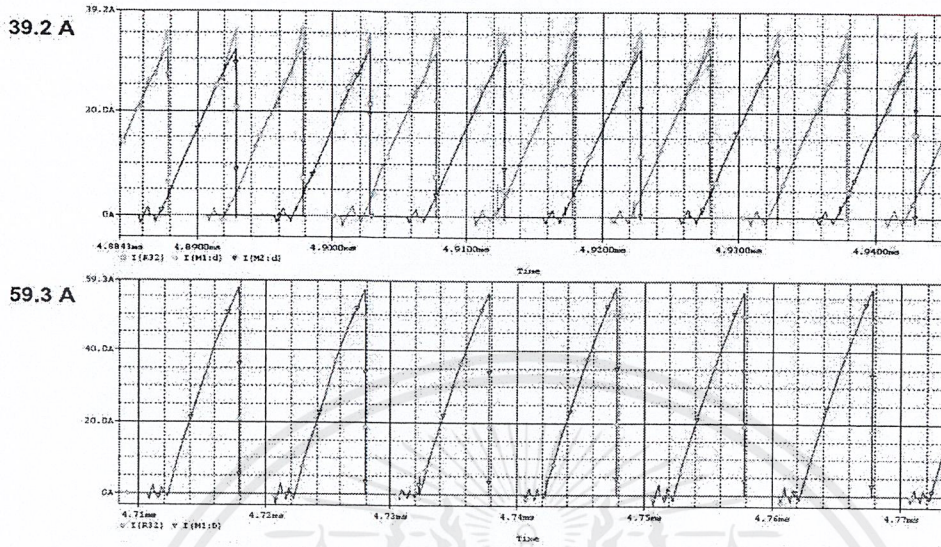
รูปที่ 4.1 แสดงตำแหน่งการวัดกำลังไฟฟ้าอินพุต กระแสเข้ามอสเฟตตัวที่ 1 และ 2 แรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์ตีสฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

การจำลองด้วยโปรแกรม OrCAD

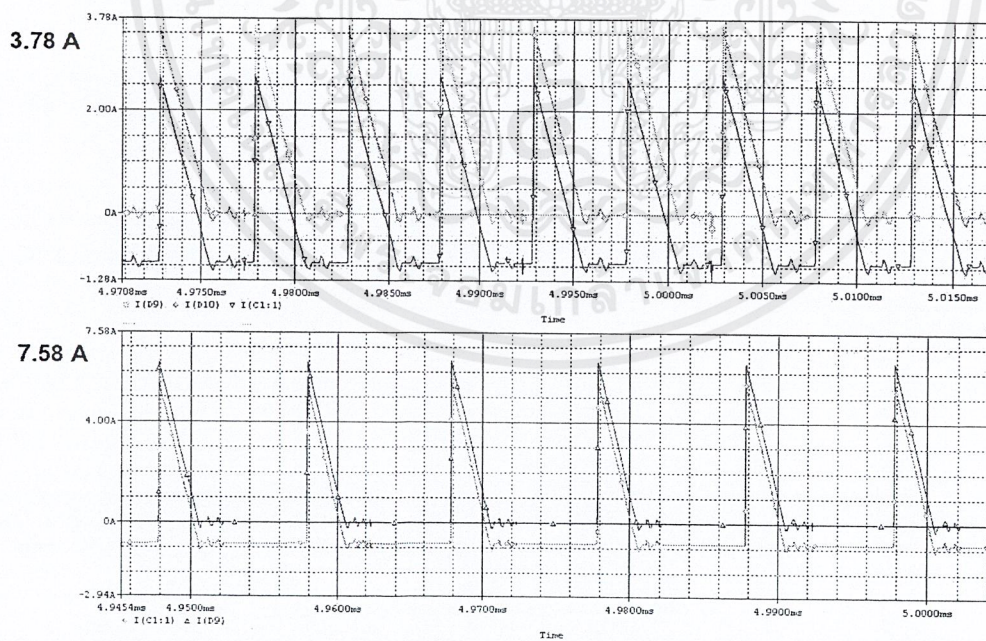


รูปที่ 4.2 ลักษณะรูปคลื่นกำลังอินพุตของวงจรอินเวอร์ตีสฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ จากการจำลองโดยโปรแกรม OrCAD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

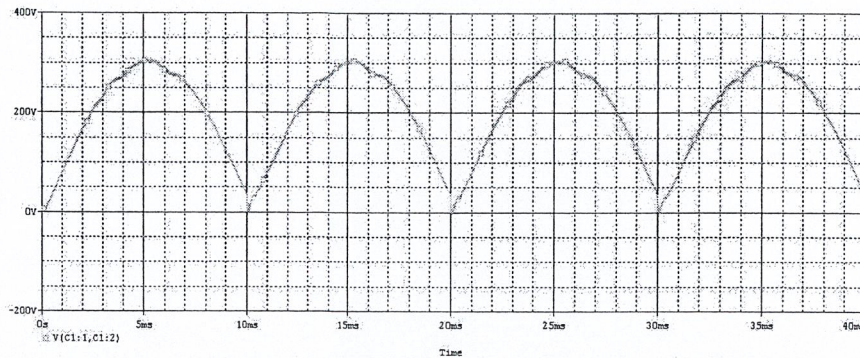


รูปที่ 4.3 ลักษณะรูปคลื่นกระแสต้านปฐมภูมิของหม้อแปลง แสดงการเปรียบเทียบระหว่าง Interleaved Flyback และ Single Flyback จากการจำลองโดยโปรแกรม OrCAD



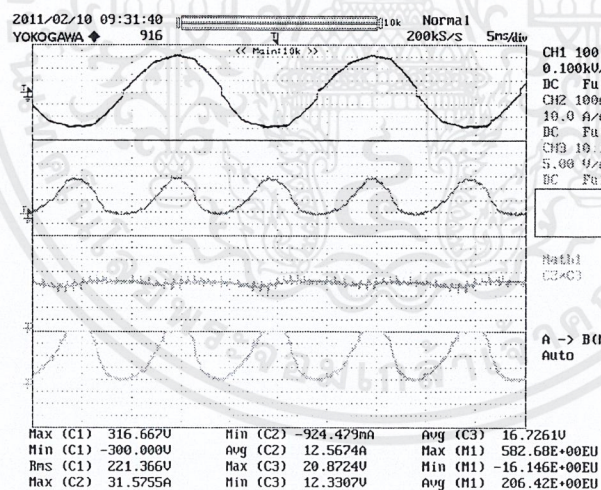
รูปที่ 4.4 ลักษณะรูปคลื่นกระแสต้านทุติยภูมิของหม้อแปลง แสดงการเปรียบเทียบระหว่าง Interleaved Flyback และ Single Flyback จากการจำลองโดยโปรแกรม OrCAD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 ลักษณะรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์สรีฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์
จากการจำลองโดยโปรแกรม OrCAD

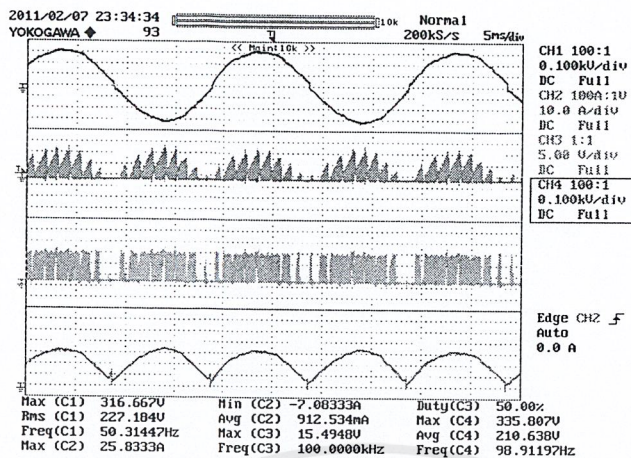
การจำลองชุดไมโครอินเวอร์เตอร์จริง ที่โหลด 450 โอห์ม



รูปที่ 4.6 ลักษณะสัญญาณที่วัดจากชุดไมโครอินเวอร์เตอร์โดยการจ่ายโหลด 450 โอห์ม

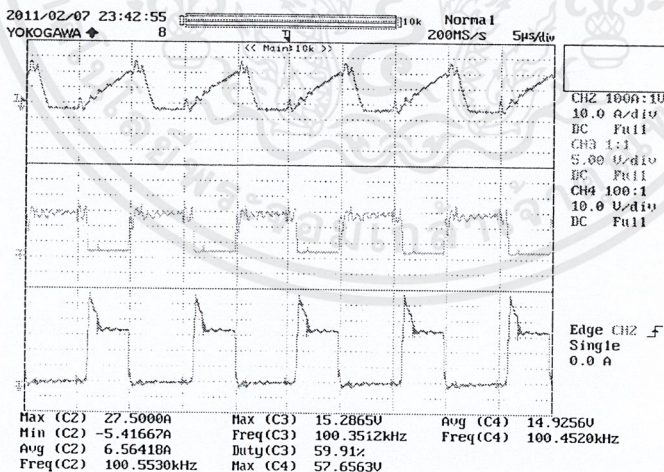
- โดยที่
- ช่องสัญญาณที่ 1 แรงดันเอาต์พุตของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์
 - ช่องสัญญาณที่ 2 กระแสอินพุตของวงจรอินเวอร์สรีฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์
 - ช่องสัญญาณที่ 3 แรงดันอินพุตของวงจรอินเวอร์สรีฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์
 - ช่องสัญญาณที่ 4 กำลังไฟฟ้าอินพุตของวงจรอินเวอร์สรีฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์
- โดยการทำช่องสัญญาณที่ 2 x ช่องสัญญาณที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ลักษณะสัญญาณที่วัดจากชุดไมโครอินเวอร์เตอร์โดยการจ่ายโหลด 450 โอห์ม

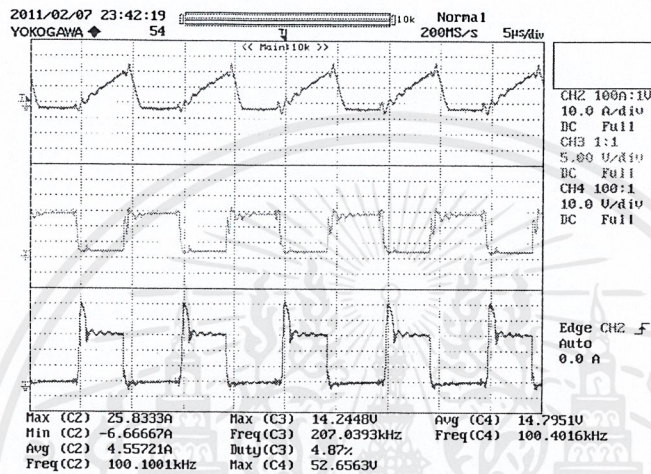
- โดยที่
- ช่องสัญญาณที่ 1 แรงดันเอาต์พุตของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์
 - ช่องสัญญาณที่ 2 กระแสที่เข้ามอสเฟตตัวที่ 1 ของวงจรอินเตอร์ลีฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์
 - ช่องสัญญาณที่ 3 สัญญาณทริกมอสเฟตตัวที่ 1ของวงจรอินเตอร์ลีฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์
 - ช่องสัญญาณที่ 4 แรงดันเอาต์พุตของอินเตอร์ลีฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.8 ลักษณะสัญญาณที่วัดจากชุดไมโครอินเวอร์เตอร์โดยการจ่ายโหลด 450 โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โดยที่ ช่องสัญญาณที่ 1 กระแสที่เข้ามอสเฟตตัวที่ 2 ของวงจรถูกอินเตอร์ลีฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์
 ช่องสัญญาณที่ 2 สัญญาณทรานส์มอสเฟตตัวที่ 1 ของวงจรถูกอินเตอร์ลีฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์
 ที่ Duty 59.91%
 ช่องสัญญาณที่ 3 แรงดันตกคร่อม V_{DS} ของมอสเฟตตัวที่ 1 ของวงจรถูกอินเตอร์ลีฟลายแบค
 คอนเวอร์เตอร์

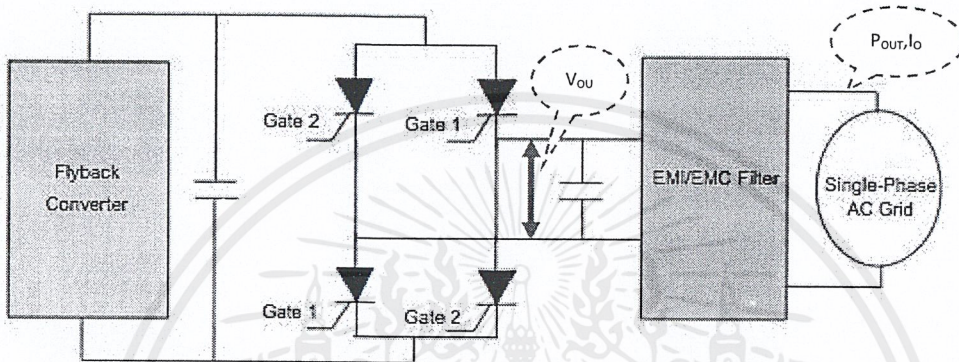


รูปที่ 4.9 ลักษณะสัญญาณที่วัดจากชุดไมโครอินเวอร์เตอร์โดยการจ่ายโหลด 450 โห้หม

- โดยที่ ช่องสัญญาณที่ 1 กระแสที่เข้ามอสเฟตตัวที่ 2 ของวงจรถูกอินเตอร์ลีฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์
 ช่องสัญญาณที่ 2 สัญญาณทรานส์มอสเฟตตัวที่ 1 ของวงจรถูกอินเตอร์ลีฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์
 ที่ Duty 59.91%
 ช่องสัญญาณที่ 3 แรงดันตกคร่อม V_{DS} ของมอสเฟตตัวที่ 1 ของวงจรถูกอินเตอร์ลีฟลายแบค
 คอนเวอร์เตอร์

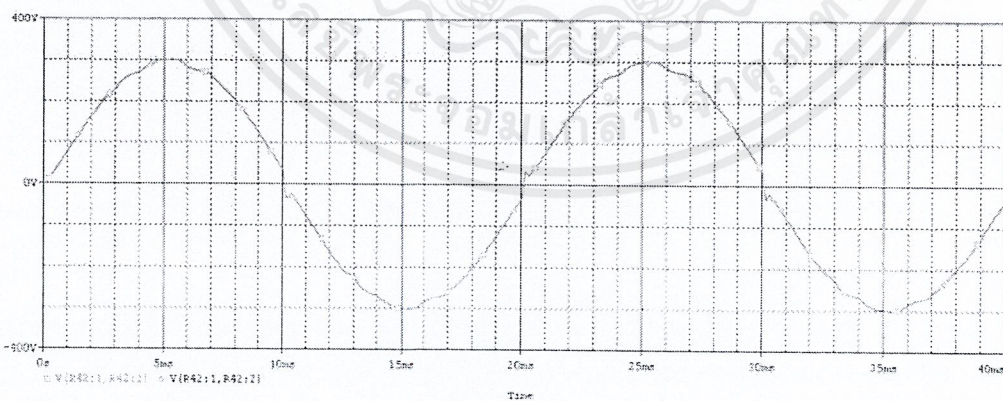
4.2 ผลการทดสอบวงจรอินโพลดิ้งอินเวอร์เตอร์

ทำการวัดคลื่นแรงดันเอาต์พุตจากการจำลองโดยใช้โปรแกรม OrCAD เพื่อยืนยันความถูกต้องจึงได้ทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลอง และทำการวัดกระแสเอาต์พุตของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ โดยแสดงตำแหน่งการวัดดังรูปที่ 4.10



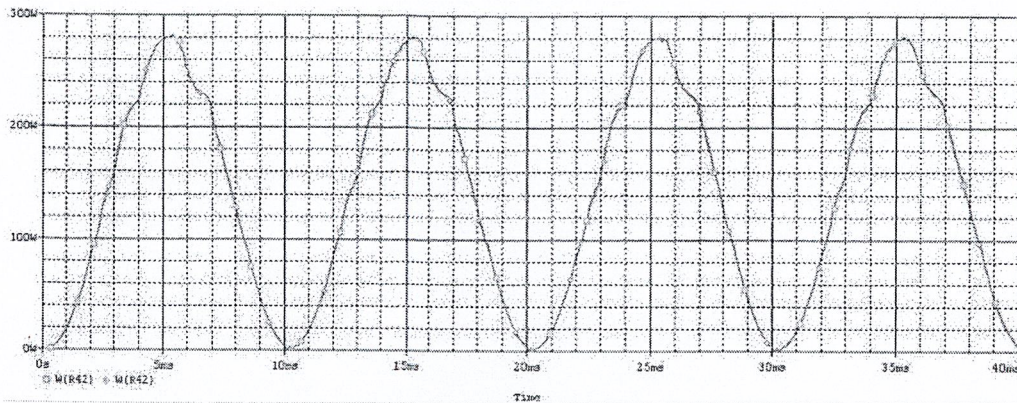
รูปที่ 4.10 แสดงการตำแหน่งการวัดแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินโพลดิ้งอินเวอร์เตอร์ กระแสและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์

การจำลองด้วยโปรแกรม OrCAD



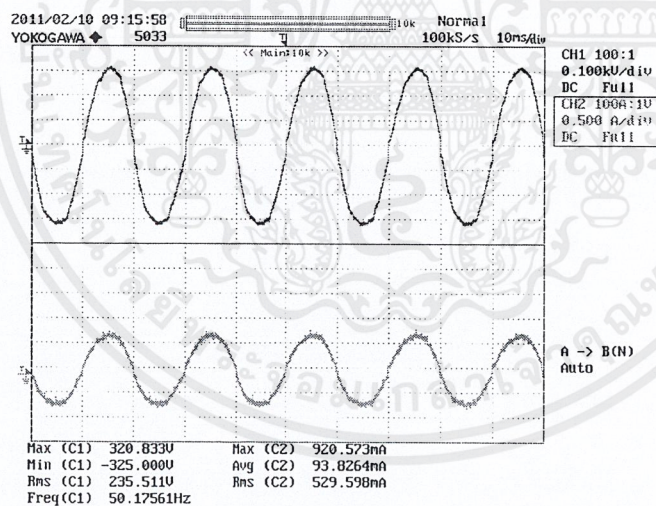
รูปที่ 4.11 ลักษณะรูปคลื่นแรงดันทางด้านเอาต์พุตของวงจรอินโพลดิ้งอินเวอร์เตอร์ จากการจำลองโดยโปรแกรม OrCaD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 ลักษณะรูปคลื่นกำลังไฟฟ้าต้านเอาต์พุตของวงจรอินโพลติงอินเวอร์เตอร์จากการจำลองโดยโปรแกรม OrCad

การจำลองชุดไมโครอินเวอร์เตอร์จริง ที่โหลด 450 โอห์ม



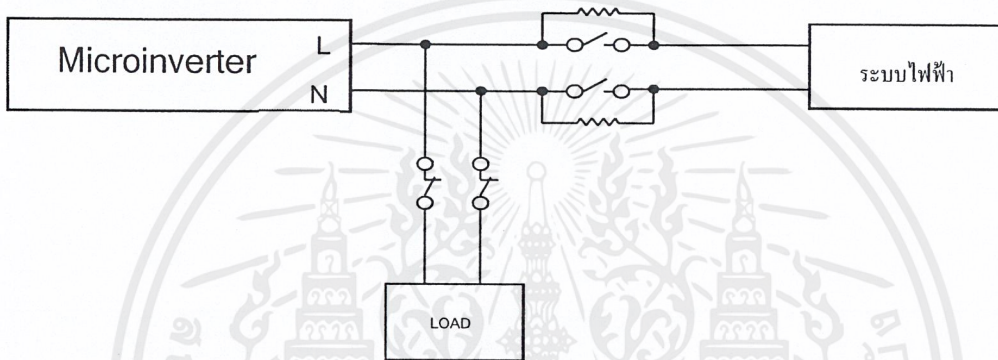
รูปที่ 4.13 ลักษณะสัญญาณที่วัดจากชุดไมโครอินเวอร์เตอร์โดยการจ่ายโหลด 450 โอห์ม

- โดยที่
- ช่องสัญญาณที่ 1 แรงดันเอาต์พุตของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ขณะจ่ายโหลด 450 โอห์ม
 - ช่องสัญญาณที่ 2 กระแสเอาต์พุตของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ขณะจ่ายโหลด 450 โอห์ม

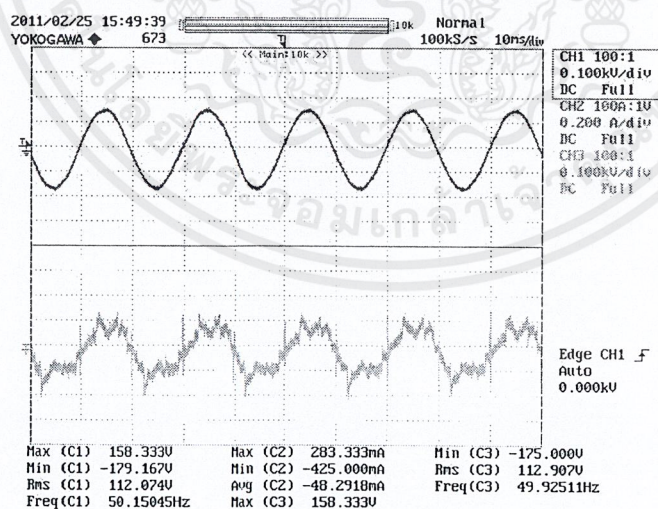
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ผลการทดสอบการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า

ในการทดสอบการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้านั้น แรงดัน ความถี่ และเฟสของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์จะต้องเท่ากับการไฟฟ้า ดังนั้นเพื่อป้องกันชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ขณะทดสอบการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า ทางคณะผู้จัดทำได้ต่อชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 4.14 ซึ่งจะทำให้การแรงดันเอาต์พุตของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ไปยังโหลดก่อน และเมื่อทำการปรับระดับแรงดันเอาต์พุตของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ใกล้เคียงกับแรงดันของระบบไฟฟ้าของการไฟฟ้า และเฟสตรงกันก็จะสับสวิทช์จ่ายเข้าโหลด หลังจากนั้นจึงทำการปลดโหลดออก ให้ชุดไมโครอินเวอร์เตอร์จ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับระบบไฟฟ้าได้โดยตรง



รูปที่ 4.14 ลักษณะการต่อไมโครอินเวอร์เตอร์เข้าสู่ระบบไฟฟ้า



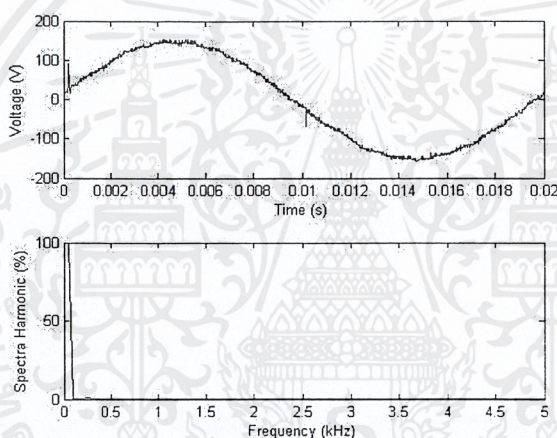
รูปที่ 4.15 แรงดันเอาต์พุตของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ แรงดันของระบบไฟฟ้า และกระแสเอาต์พุตของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ ขณะเชื่อมต่อกับระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

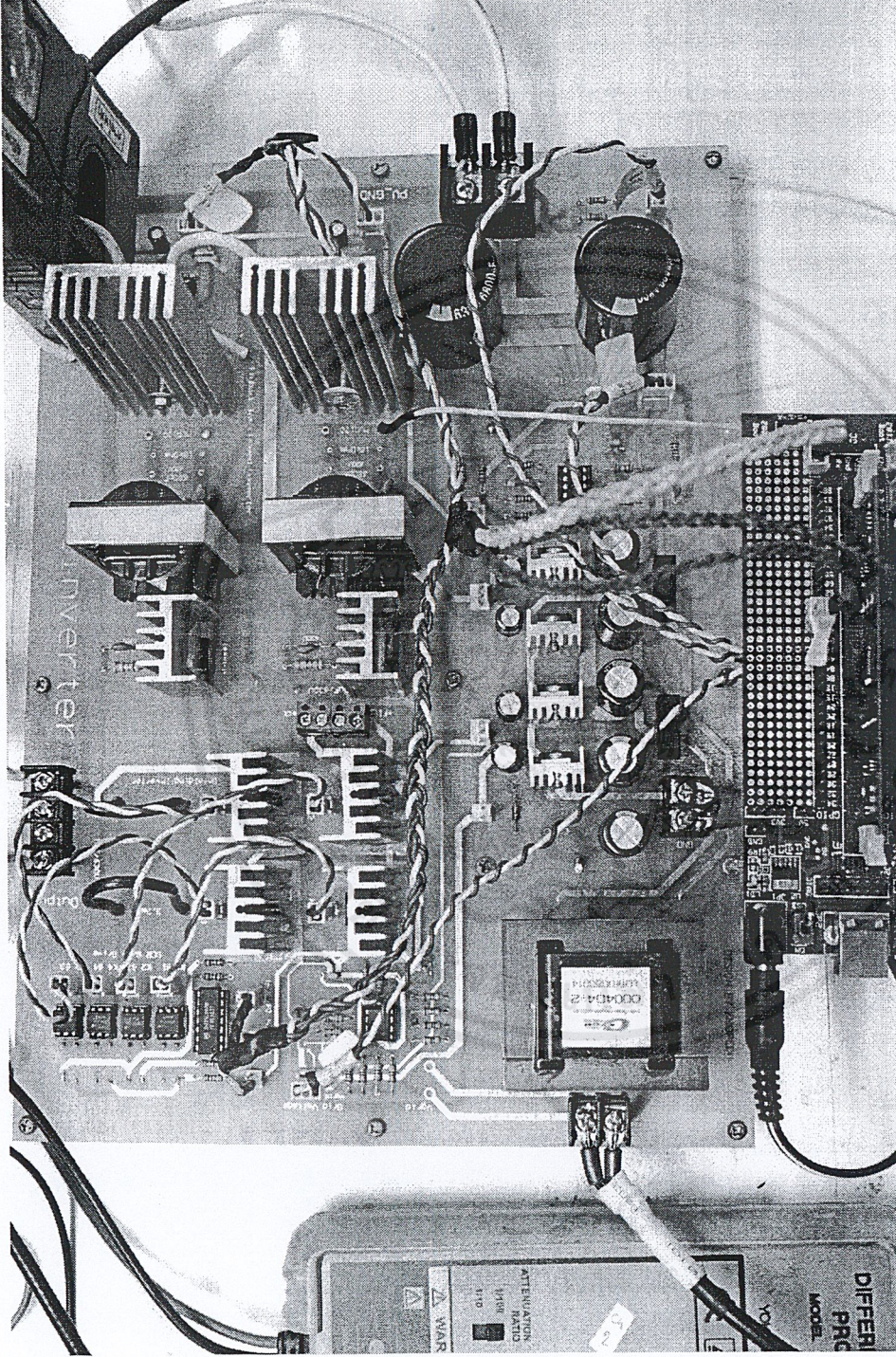
โดยที่ ช่องสัญญาณที่ 1 แรงดันเอาต์พุตของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ขณะเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า
 ช่องสัญญาณที่ 2 กระแสเอาต์พุตของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ขณะเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า
 ช่องสัญญาณที่ 3 แรงดันไฟฟ้าของระบบไฟฟ้า

4.4 ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสรรวม (Total Harmonics Distortion ; THD)

จากผลการทดลองรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์สำหรับระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าด้วยแสงอาทิตย์ ซึ่งนำผลที่ได้มาวิเคราะห์ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสรรวมที่เกิดขึ้นด้วยโปรแกรมMATLAB ซึ่งได้ค่าค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสรรวมของแรงดัน (THD_V) เท่ากับ 2.56 เปอร์เซ็นต์ แสดงรูปคลื่นและสเปกตรัมของฮาร์มอนิกสรดังรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสรรวมของแรงดันเอาต์พุตของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.17 ชุดไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใส่สร้างขึ้นจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

5.1 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

โครงการนี้นำเสนอการออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบไมโครอินเวอร์เตอร์สำหรับระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าด้วยแสงอาทิตย์ ชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ประกอบไปด้วยส่วนวงจรอินเตอร์ลีฟ ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ใช้ในการยกแรงดันไฟฟ้าและ ส่วนวงจรอินโพลดิ้งอินเวอร์เตอร์ เพื่อใช้สร้างแรงดันไฟฟ้าในการเชื่อมต่อพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์เข้ากับระบบไฟฟ้า ส่วนชุดตัวควบคุมดิจิทัลใช้ควบคุมการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดของแผงเซลล์แสงอาทิตย์และควบคุมความถี่ของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ให้เท่ากับความถี่ของระบบไฟฟ้า เพื่อการซิงโครไนส์กับระบบไฟฟ้ากำลัง ในการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดนี้อาศัยเทคนิคการไล่ภูเขา โดยเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าจากกราฟคุณลักษณะของเซลล์แสงอาทิตย์โดยทำการปรับค่ามีอดดูเลชั่นของสัญญาณพีดับบลิวเอ็มให้เหมาะสมกับกำลังไฟฟ้าสูงสุดของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ โดยสัญญาณพีดับบลิวเอ็มได้จากสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่เช่นเดียวกับระบบไฟฟ้านำมาทำการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นมีอดดูเลชั่นกับสามเหลี่ยมภายในตัวประมวลผลดิจิทัล ในการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้ากำลัง ชุดตัวควบคุมดิจิทัลก็ทำหน้าที่กำหนดสัญญาณขับของวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้ความถี่ของสัญญาณไซน์ของไมโครอินเวอร์เตอร์เป็นไปตามสัญญาณไซน์ของระบบไฟฟ้ากำลัง

จากการทำงานของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์สำหรับระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าด้วยแสงอาทิตย์ดังกล่าวสามารถเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้ากำลังได้จริง ผลที่ได้นั้นเป็นไปตามการออกแบบ ซึ่งเป็นการถ่ายโอนกำลังไฟฟ้าจากแผงเซลล์แสงอาทิตย์ไปสู่ระบบไฟฟ้ากำลัง โดยชุดไมโครอินเวอร์เตอร์

5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนางานวิจัยต่อไป

ในระหว่างการทดลองชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ ช่วงแรกประสบปัญหาของวงจรอินโพลดิ้งอินเวอร์เตอร์ ซึ่งในขณะที่ทดลองจ่ายโหลดต่างๆ เป็นผลทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัว SCR ในระหว่างที่จะทำให้ SCR ตัวนั้นๆหยุดการทำงาน แต่กระแสที่ไหลผ่านไม่ต่ำกว่ากระแส latching ของ SCR เป็นผลทำให้ SCR ตัวนั้นยังคงทำงานอยู่ จึงทำให้ด้านเอาต์พุตของอินโพลดิ้งถูกลัดวงจรในบางช่วงเวลาดังนั้น เพื่อการแก้ไขปัญหาดังกล่าว จึงควรเปลี่ยน SCR เป็น MOSFET เพื่อเสถียรภาพของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ที่ดีขึ้น

บรรณานุกรม

- [1] L. Linares, et al., "Improved Energy Capture in Series String Photovoltaics via Smart Distributed Power Electronics," **Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 2009**, 5-19 Feb. 2009, pp. 904-910.
- [2] G. R. Walker, J. Xue, and P. Semia, "PV String Per-Module Maximum Power Point Enabling Converters," **Australasian Universities Power Engineering Conference**, 2003.
- [3] L.E. de Graaf, T.C.J. van der Weiden, "Characteristics and performance of a PVsystem consisting of 20AC-modules," **Proceedings of IEEE Photovoltaic Specialist Conference 1994**, Vol. 1, pp. 921-924, 5-9 Dec 1994.
- [4] R.W. Erickson, A.P. Rogers, "A Microinverter for Building-Integrated Photovoltaics," **Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 2009**, 5-19 Feb. 2009, pp. 911-917.
- [5] จินดา โต๊ะกลาง, พิเชษฐ์ ยอดสว่าง, เอกลักษณ์ ศรีประสิทธิ์ และ เอกชัย คงรอด, "อินเวอร์เตอร์ 1 เฟส เชื่อมต่อการไฟฟ้า," **ปริญญาทิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**, 2549.
- [6] ศุภชัย หอวิมานพร, "การศึกษาเปรียบเทียบวงจร ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่องและแบบไม่ต่อเนื่อง," **ปริญญาทิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**, 2547.
- [7] วีระเชษฐ์ ชันเงิน, วุฒิพล ชาราธิ์เศรษฐ์, **อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronics)**, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2550.
- [8] Christophe Basso, **Switch-Mode Power Supplies Spice Simulations and Practical Designs**, McGraw-Hill, 2008.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม(ต่อ)

- [9] จรินทร์ หาลากี, เกียรติกุล ตาบทอง และ สัญญา สุวิสุทธิมนตรี, “การเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้าโดยใช้ทรานซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์,” *ปริญญาานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง*, 2542.
- [10] Sergio Franco, **Design with operational amplifiers and analog integrated circuits**, McGraw-Hill Series in Electrical and Computer Engineering, 2002.





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

#include "DSP28x_Project.h"

extern unsigned int RamfuncsLoadStart;
extern unsigned int RamfuncsLoadEnd;
extern unsigned int RamfuncsRunStart;

void MPPT(void);
void InitailAll(void);
void InitialAdcSoc(void);
void InitialPwmOutput(void);
void CheckPhase(void);
void CheckAngle(void);
void Scr1On(void);
void Scr2On(void);
void O51(void);
void O50(void);
void O71(void);
void O70(void);
interrupt void MPPCheckAndPLL(void);
interrupt void clear_output_flag(void);
interrupt void cpu_timer0_isr(void);

float   Qk=0,Qk_1=0,cos_wt0=0,cos_wt1=0,sin_wt0=0,sin_wt1=0,SinDelta=0,
        Ok=0,Ok_1=0,DeltaOmega=0,Omega=0,Theta=0,Theta_1=0,Thetak=0,
        cos_wtr=0,sin_wtr=0,sin_wta=0,sin_wtb=0,Kp=0.05,Ki=5e-8,Freq.DutyGain=, Vgrid;

float   Vpv[200],Ipv[200];           //   Voltage and Current of PV
Uint16  index_ang=0,Seg=0,MpptCount=0;
Uint32  PowerCur=0,PowerPrev=0,PowerAVG=0;

float SinAngle[51] =
    {0.0000,0.0314,0.0628,0.0942,0.1257,0.1571,0.1885,0.2199,0.2513,0.2827,0.3142,
    0.3456,0.3770,0.4084,0.4398,0.4712,0.5027,0.5341,0.5655,0.5969,0.6283,
    0.6597,0.6912,0.7226,0.7540,0.7854,0.8168,0.8482,0.8796,0.9111,0.9425,
    0.9739,1.0053,1.0367,1.0681,1.0996,1.1310,1.1624,1.1938,1.2252,1.2566,
    1.2881,1.3195,1.3509,1.3823,1.4137,1.4451,1.4765,1.5080,1.5394,1.5708};

float SinValue[51] =
    {0.0000,0.0314,0.0628,0.0941,0.1253,0.1564,0.1874,0.2181,0.2487,0.2790,0.3090,
    0.3387,0.3681,0.3971,0.4258,0.4540,0.4818,0.5090,0.5358,0.5621,0.5878,
    0.6129,0.6374,0.6613,0.6845,0.7071,0.7290,0.7501,0.7705,0.7902,0.8090,
    0.8271,0.8443,0.8607,0.8763,0.8910,0.9048,0.9178,0.9298,0.9409,0.9511,
    0.9603,0.9686,0.9759,0.9823,0.9877,0.9921,0.9956,0.9980,0.9995,1.0000};

```

```

float CosValue[51] =      {1.0000,0.9995,0.9980,0.9956,0.9921,0.9877,0.9823,0.9759,0.9686,0.9603,0.9511,
                          0.9409,0.9298,0.9178,0.9048,0.8910,0.8763,0.8607,0.8443,0.8271,0.8090,
                          0.7902,0.7705,0.7501,0.7290,0.7071,0.6845,0.6613,0.6374,0.6129,0.5878,
                          0.5621,0.5358,0.5090,0.4818,0.4540,0.4258,0.3971,0.3681,0.3387,0.3090,
                          0.2790,0.2487,0.2181,0.1874,0.1564,0.1253,0.0941,0.0628,0.0314,0.0000};

void main(void)
{
    InitailAll();
        for(;;);
}
void InitailAll(void)
{
    InitSysCtrl();
    memcpy(&RamfuncsRunStart, &RamfuncsLoadStart, &RamfuncsLoadEnd-&RamfuncsLoadStart);
    InitFlash();
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO2 = 1;           // Disable pull-up on GPIO2 (Mosfet1) //
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1;         // Configure GPIO2 as EPWM2A //
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO2 = 1;          // Set output pin lighting //
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO3 = 1;         // Disable pull-up on GPIO3 (Mosfet2) //
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 1;         // Configure GPIO3 as EPWM2B //
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO3 = 1;          // Set output pin lighting //
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO4 = 1;         // Disable pull-up on GPIO4 (SCR1) //
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4 = 0;         // Configure GPIO4 as GPIO4 //
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO4 = 1;          // Set output pin lighting //
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO5 = 1;         // Disable pull-up on GPIO5 (SCR4) //
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5 = 0;         // Configure GPIO5 as GPIO5 //
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO5 = 1;          // Set output pin lighting //
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO6 = 1;         // Disable pull-up on GPIO6 (SCR2) //
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO6 = 0;         // Configure GPIO6 as GPIO6 //
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO6 = 1;          // Set output pin lighting //
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO7 = 1;         // Disable pull-up on GPIO7 (SCR3) //
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO7 = 0;         // Configure GPIO7 as GPIO7 //
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO7 = 1;          // Set output pin lighting //

/*
    Port 2,3 generated PWM 100KHz to Mosfet IRF3205      (DSP1 & DSP2 in order)
    Port 4,5 generated signal 50Hz for trig SCR Gate     (SCR 1 & SCR 4 in order)
    Port 6,7 generated signal 50Hz for trig SCR Gate     (SCR 2 & SCR 3 in order)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

EDIS;
GpioDataRegs.GPADAT.all = 0;          //      Set Data in all register is 0          //
DINT;
InitPieCtrl();                        //      Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags //
IER = 0x0000;
IFR = 0x0000;
InitPieVectTable();

EALLOW;
PieVectTable.EPWM2_INT    = &clear_output_flag;
PieVectTable.ADCINT1     = &MPPCheckAndPLL;
PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;

EDIS;
InitCpuTimers();
ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 60, 500); //      Period = 0.5ms          //
CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4001;      //      Use write-only instruction to Timer0 //
InitAdc();
InitialAdcSoc();                    //      Call InitialAdcSoc for set ADC that Vgrid Vpv lpv //

EALLOW;
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;

EDIS;
InitialPwmOutput();                 //      Call InitialPwnOutput for set EPWM2 ,EPWM3 to trig Mosfet //

EALLOW;
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;

EDIS;

IER |= M_INT3;
IER |= M_INT1;                      //      timer0          //
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1;
PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx2 = 1;
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1; //      CpuTimer //

EINT;                                //      Enable Global interrupt INTM          //
ERTM;                                //      Enable Global realtime interrupt DBGM //
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

interrupt void MPPCheckAndPLL(void)
{
//PLL
Vgrid    = AdcResult.ADCRESULT0;           // Grid Voltage from Grid Voltage senses (Set ADC0 is Vgrid) //
sin_wt1  = (5.37344e-4*Vgrid)-1;
Qk       = (sin_wt1)+(0.9691*Qk_1);
cos_wt1  = (0.9691*Qk)-(Qk_1);
Qk_1     = Qk;
CheckPhase();                             // Call CheckPhase for check quadrant and set cos_wtr, sin_wtr //
SinDelta = (sin_wt1*cos_wtr)-(cos_wt1*sin_wtr); // Sindelta is Sin of difference of angle wt1 and wtr //
if (SinDelta >= 1.5707)
{
    SinDelta = 1.5707;
}
else if (SinDelta <= -1.5707)
{
    SinDelta = -1.5707;
}
Ok       = (SinDelta)+(Ok_1);
DeltaOmega = ((Kp+Ki)*Ok)-(Kp*Ok_1);
Ok_1     = Ok;
Omega    = DeltaOmega+0.0314159;
Freq     = Omega*1591.549431;
Theta   = Omega+Theta_1;
if (Theta >= 6.2831)
{
    Theta = 6.2831-Theta;
}
Theta_1 = Theta;
// MPPTCheck
Vpv[MpptCount] = AdcResult.ADCRESULT1; // PV Voltage from PV Voltage senses (Set ADC1 is Vpv) //
Ipv[MpptCount] = AdcResult.ADCRESULT2; // PV Current from Current senses (Set ADC2 is Ipv) //
PowerAVG      = PowerAVG+((unsigned long)Vpv[MpptCount]*((unsigned long)Ipv[MpptCount]));

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

if (MpptCount == 199)
{
    MpptCount      = 0;
    PowerCur      = PowerAVG;
    MPPT();
    PowerAVG      = 0;
}
else
{
    MpptCount++;
}
AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; // Clear ADCINT1 flag reinitialize //
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; // Acknowledge interrupt to PIE //
}
interrupt void clear_output_flag(void)
{
    sin_wta = abs(DutyGain*sin_wtr); // Set Duty cycle initial is 0.55 //
    sin_wtb = 300-abs(DutyGain*sin_wtr);
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = sin_wta; // Set Sin(wta) for compare //
    EPwm2Regs.CMPB          = sin_wtb; // Set Sin(wtb) for compare //
    EPwm2Regs.ETCLR.bit.INT = 1; // Clear EPWM2 Register //
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3; // Acknowledge interrupt to PIE //
}
interrupt void cpu_timer0_isr(void)
{
    if (Theta > 0 & Theta <= 3.14159)
    {
        Scr1On(); // Trig SCR1 and SCR4 //
    }
    else if (Theta > 3.14159 & Theta < 6.2831)
    {
        Scr2On(); // Trig SCR2 and SCR3 //
    }
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

void InitialAdcSoc(void)
{
    EALLOW;

    AdcRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1; // ADCINT1 trips after AdcResults latic //
    AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1E = 1; // Enabled ADCINT1 //
    AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1CONT = 0; // Disable ADCINT1 Continuous mode //
    AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1SEL = 1; // Setup EOC1 to trigger ADCINT1 //
    AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 0; // Set SOC0 Channel select to ADCINA0 (Vgrid) //
    AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 1; // Set SOC1 Channel select to ADCINA1 (Vpv) //
    AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = 2; // Set SOC2 Channel select to ADCINA2 (Ipv) //
    AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 5; // Set SOC0 start trigger on EPWM1A //
    AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 5; // Set SOC1 start trigger on EPWM1A //
    AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 5; // Set SOC2 start trigger on EPWM1A //
    AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 6; // Set SOC0 S/H Window to 7 ADC Clock //
    AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = 6; // Set SOC1 S/H Window to 7 ADC Clock //
    AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = 6; // Set SOC2 S/H Window to 7 ADC Clock //

    EDIS;

    EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1; // Enable SOC on A group //
    EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 4; // Select SOC for CPMA //
    EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1; // Generate pulse on 1st event //
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 128; // Set compare A value //
    EPwm1Regs.TBPRD = 3000; // Set period for ePWM1 50e-6(20kHz) =3000 //
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0;

}

void MPPT(void)
{
    if(PowerCur > PowerPrev)
    {
        DutyGain = DutyGain+15;
    }
    else if(PowerCur < PowerPrev)
    {
        DutyGain = DutyGain-15;
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

else if(PowerCur = PowerPrev)
{
    DutyGain = DutyGain;
}
if(DutyGain>195)
{
    DutyGain = 195;
}
PowerPrev = PowerCur;
PowerCur = 0;
}

void InitialPwmOutput(void)
{
/*
Set EPWM2 & EPWM3 to trig Mosfet IRF3205 for Interleave flyback converter
as EPWM2 trig Mosfet1 and EPW3 trig Mosfet2 (phase shift 180 degree)
*/

// Set Initial EPWM2
// Setup TBCLK
EPwm2Regs.TBPRD      = 300;          // Period register 100kHz //
EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0 //
EPwm2Regs.TBCTR      = 0x0000;     // Clear counter //

// Setup counter mode
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up //
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN   = TB_DISABLE; // Disable phase loading //
EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; // Clock ratio to SYSCLKOUT //
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV  = TB_DIV1; // Setup shadowing //
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // Load on zero //
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

// Set actions
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = 1; // Set PWM2A on event A //
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = 2; // Set PWM2A on event A //
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBU = 2;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

EPwm2Regs.AQCTLB.bit.PRD = 2;
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBD = 1;
// Interrupt where we will chance the Compare values
EPwm2Regs.ETSEL.bit.INTSEL      = ET_CTR_ZERO;           // Select INT on Zero event //
EPwm2Regs.ETSEL.bit.INTEN      = 1;                       // Enable INT //
EPwm2Regs.ETPS.bit.INTPRD      = 1;                       // Generate INT on 3rd event //
}

void CheckPhase(void)
{
    Seg = Theta*0.6366;
    switch(Seg)
    {
        case 0 : // Quadrant 1 //
            Thetak = Theta;
            CheckAngle();
            cos_wtr = cos_wt0; // Cos(wt) = Cos(wt0) in Q1 //
            sin_wtr = sin_wt0; // Sin(wt) = Sin(wt0) in Q1 //
            break;
        case 1 : // Quadrant 2 //
            Thetak = 3.1416-Theta;
            CheckAngle();
            cos_wtr = (-1)*cos_wt0; // Cos(wt) = -Cos(wt0) in Q2 //
            sin_wtr = sin_wt0; // Sin(wt) = Sin(wt0) in Q2 //
            break;
        case 2 : // Quadrant 3 //
            Thetak = Theta-3.1416;
            CheckAngle();
            sin_wtr = (-1)*sin_wt0; // Cos(wt) = -Cos(wt0) in Q3 //
            cos_wtr = (-1)*cos_wt0; // Sin(wt) = Sin(wt0) in Q3 //
            break;
        case 3 : // Quadrant 4 //
            Thetak = 6.2831-Theta;
            CheckAngle();
            cos_wtr = cos_wt0; // Cos(wt) = Cos(wt0) in Q4 //
            sin_wtr = (-1)*sin_wt0; // Sin(wt) = -Sin(wt0) in Q4 //
            break;
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

void CheckAngle(void)
{
    index_ang      = Thetak*31.8309; // Transfer Thetak is integer for index angle SinValue and CosValue //
    sin_wt0       = SinValue[index_ang];
    cos_wt0       = CosValue[index_ang];
}

void Scr1On(void)
{
    if (Theta > 0 & Theta <= 1)
    {
        GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO4 = 1; // Set GPIO4 is 1 if during 0 - 180 degree //
        O51();
    }
    else if (Theta > 1 & Theta <= 3.14159)
    {
        GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO4 = 0; // Set GPIO4 is 0 if during 180 - 360 degree //
        O50();
    }
}

void O51(void)
{
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO5 = 1; // Set GPIO5 is 1 if during 0 - 180 degree //
}

void O50(void)
{
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO5 = 0; // Set GPIO5 is 0 if during 180 - 360 degree //
}

void Scr2On(void)
{
    if (Theta > 3.14159 & Theta <= 4.14159)
    {
        GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO6 = 1; // Set GPIO6 is 1 if during 180 - 360 degree //
        O71();
    }
    else if (Theta > 4.14159 & Theta < 6.2831)
    {
        GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO6 = 0; // Set GPIO6 is 0 if during 0 - 180 degree //
        O70();
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
    }  
}  
void O71(void)  
{  
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO7 = 1;           // Set GPIO7 is 1 if during 180 - 360 degree //  
}  
void O70(void)  
{  
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO7 = 0;           // Set GPIO7 is 0 if during 0 - 180 degree //  
}
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Renewable Energy: Photovoltaic Modules

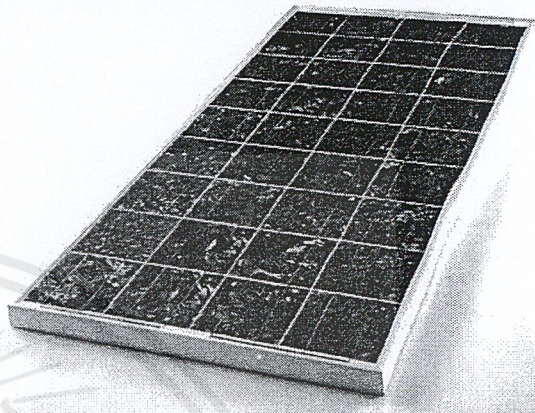
Ekarat Solar

120 Watts and 125 Watts

Excellent designed Multi (Poly) - crystalline PV module

High consistency and reliability of Ekarat Solar's 120/125 Watts PV modules versatility for users and solar system designer to suit a needed application. A village solar systems, residential roof, solar home unit, telecommunication station, and battery-charge station as well as stand-alone and grid connected systems are recommended and commonly used with these 120/125 Watts modules.

High efficiency module, more than 12%, is a result of solar cell's superior power out put, which has been developed by our solar cell partnership. Moreover, other component materials are also selected to comply with international standards such as IEC 61215 and Safety Standard IEC 61730. These create a customer's confidence ensured with a manufacturing based 20 years limited warranty.



- Low iron tempered glass allows a high light transmission rate with a great robustness.
- EVA encapsulate sheet, back-sheet, and clear anodized aluminum frame are technically equipped to protect the module against all weather condition.
- Junction box with IP65 to ensure water proof and prolong lifetime operation.
- Special cable with connectors is offered as option for easy interconnection in grid-connected systems as well as stand-alone systems.
- Bypass diode included in promptly provided junction box is to prevent the power dropped by partial shading.

Electrical Characteristics

Maximum power (Pmax)	120	125
Power tolerance	± 5%	± 5%
No. of connected cells	36	36
Voltage of Pmax (Vmp)	17.48 V	17 V
Current at Pmax (Imp)	6.98 A	7.36 A
Short - Circuit current (Isc)	7.57 A	7.64 A
Open - Circuit voltage (Voc)	22.37 V	21.5 V
Temperature Coefficient of Voc	- 0.076 V / °C	- 0.076 V / °C
Temperature Coefficient of Isc	+ 2.3 mA / °C	+ 2.3 mA / °C
Temperature Coefficient of power	- 0.43 % / °C	- 0.43 % / °C
Maximum series fuse rating	15 A	15 A
Maximum voltage system	1000 V	1000 V

CONTACT US: Ekarat Solar Co., Ltd.

9/291 U.M. Tower 28th Fl., Ramkhamhaeng Rd., Suanluang, Bangkok 10250 Thailand

Tel. +66 2 719 8777

Fax. +66 2 719 8760

e-mail info@ekarat-solar.com

Web site www.ekarat-solar.com

Specifications subject to technical changes

© Ekarat Solar Co., Ltd. Mar 09 00-EN

Renewable Energy: Photovoltaic Modules

Ekarat Solar

Mechanical Characteristics

Dimension	1482 x 662 x 38 mm.
Weight	12 kg.
Dimension tolerance	± 3 mm.
Junction Box	Degree of protection: IP65 and compatibility with 2.5 - 4.0 mm cross section cable size.
Diode	Silicon or Schottky By - pass diode for every 18 cells connection.
Frame	Anodized Aluminum.
Construction structure	Front: High light transmission tempered glass with 3.20 mm thickness; Back: Weather proof back sheet material. Laminated Material: EVA.

Qualification and testing

ISO 9001 for quality management system.

IEC 61215 : Crystalline silicon terrestrial PV modules— Design qualification and type approval.

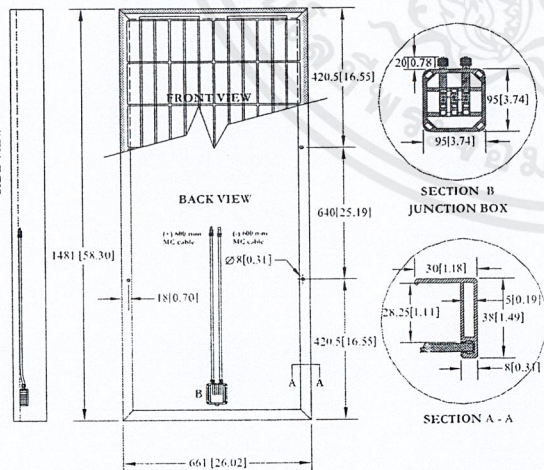
IEC 61730 : PV module safety qualification. To ensure a safety for users and installing operator of our products.

TIS 1843 : Thailand Industrial Standard equivalents to IEC 61215.

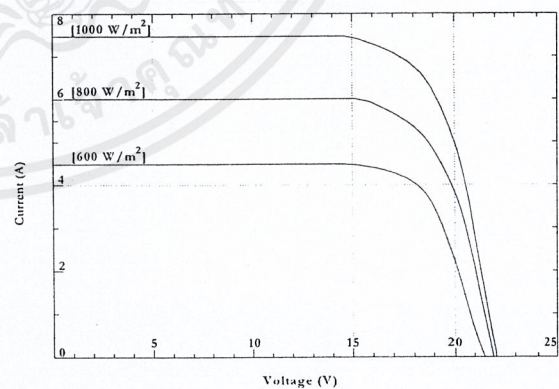
CE mark : European Conformity.



Module drawing diagram



IV - curves
Irradiance
1,000 W/m², 800 W/m², and 600 W/m²



Model: 120W/125W

These data represent the performance of typical modules as measured at their out put terminals, and do not include the effect of such additional equipment as diodes or cables. The data are based on measurements made in accordance with ASTM E1036-85 corrected to SRC (Standard Reporting Conditions, also known as STC or Standard Test Conditions), which are:

- Illumination of 1kW/m² (1sun) at spectral distribution of AM1.5 (ASTME892-87 global spectral irradiance);
- Cell temperature of 25°C.

CONTACT US: Ekarat Solar Co., Ltd.

9/291 U.M. Tower 28th Fl., Ramkhamhaeng Rd., Suanluang, Bangkok 10250 Thailand

Tel. +66 2 719 8777

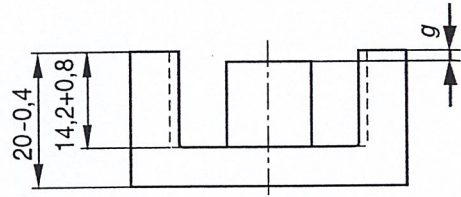
Fax: +66 2 719 8760

e-mail info@ekarat-solar.com

Web site www.ekarat-solar.com

Specifications subject to technical changes
© Ekarat Solar Co., Ltd. Mar.09.00-EN

- In accordance with IEC 61185
- Quality assurance per UTE 83313-002/CECC 25 301-002 (material N27)
- For SMPS transformers with optimum weight/performance ratio at small volume
- ETD cores are supplied as single units


Magnetic characteristics (per set)

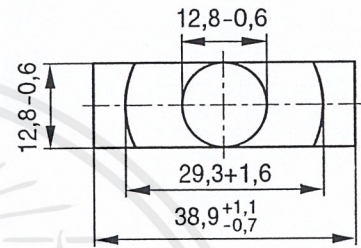
$$\Sigma l/A = 0,74 \text{ mm}^{-1}$$

$$l_e = 92,2 \text{ mm}$$

$$A_e = 125 \text{ mm}^2$$

$$A_{\min} = 123 \text{ mm}^2$$

$$V_e = 11\,500 \text{ mm}^3$$



FEK0053-8

Approx. weight 60 g/set

Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	$A_{L1\min}$ nH	P_V W/set	Ordering code
N27	2550 + 30/- 20 %	1500	2140	< 2,22 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)	B66363-G-X127
N87	2700 + 30/- 20 %	1600	2140	< 6,00 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66363-G-X187
N97 ¹⁾	2800 + 30/- 20 %	1650	2140	< 5,10 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66363-G-X197

Gapped

Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e	Ordering code ** = 27 (N27) = 87 (N87)
N27,	0,10 ± 0,02	1062	622	B66363-G100-X1**
N87	0,20 ± 0,02	639	374	B66363-G200-X1**
	0,50 ± 0,05	326	191	B66363-G500-X1**
	1,00 ± 0,05	196	115	B66363-G1000-X1**

The A_L value in the table applies to a core set comprising one ungapped core (dimension $g = 0$) and one gapped core (dimension $g > 0$).

Calculation factors (for formulas, see “E cores: general information”, page 382)

Material	Relationship between air gap – A_L value		Calculation of saturation current			
	K1 (25 °C)	K2 (25 °C)	K3 (25 °C)	K4 (25 °C)	K3 (100 °C)	K4 (100 °C)
N27	196	– 0,734	308	– 0,847	287	– 0,865
N87	196	– 0,734	300	– 0,796	280	– 0,873

Validity range: K1, K2: 0,10 mm < s < 3,00 mm
 K3, K4: 90 nH < A_L < 850 nH



Coil former (magnetic axis horizontal)

Material: GFR polyterephthalate, UL 94 V-0, insulation class to IEC 60085:
 B66364B: F = max. operating temperature 155 °C, color code black (Valox 420SE0; [E 45329 (M)]; General Electric Plastics)
 B66364W: H = max. operating temperature 180 °C, color code black (Rynite FR530; [E 69578 (M)]; E I DUPONT DE NEMOURS & CO INC)

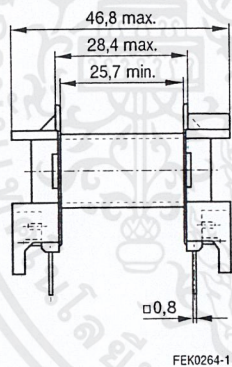
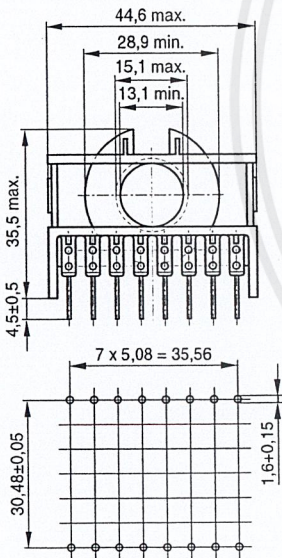
Solderability: to IEC 60068-2-20, test Ta, method 1 (aging 3): 235 °C, 2 s
Resistance to soldering heat: to IEC 60068-2-20, test Tb, method 1B: 350 °C, 3.5 s

Winding: see databook 2001, chapter *Processing Notes*, page 158

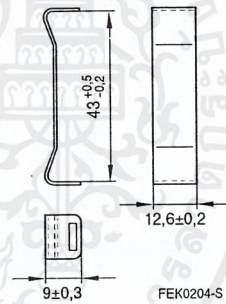
Yoke Material: Stainless spring steel (0.4 mm)

Sections	A _N (mm ²)	l _N (mm)	A _R value (μΩ)	Pins	Ordering code
1	178	69	13.3	16	B66364B1016T001 B66364W1016T001
Yoke (ordering code per piece, 2 are required)					B66364A2000

Coil former



Yoke



Hole arrangement
View in mounting direction

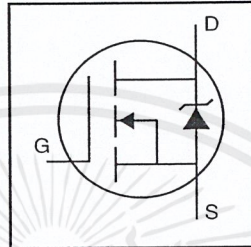
© EPCOS AG 2003. Reproduction, publication and dissemination of this data sheet, enclosures hereto and the information contained therein without EPCOS' prior express consent is prohibited.

Purchase orders are subject to the General Conditions for the Supply of Products and Services of the Electrical and Electronics Industry recommended by the ZVEI (German Electrical and Electronic Manufacturers' Association), unless otherwise agreed.

IRF2807

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated

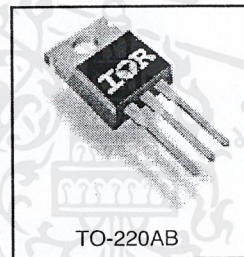


$V_{DSS} = 75V$
$R_{DS(on)} = 13m\Omega$
$I_D = 82A \text{ (7)}$

Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



TO-220AB

Absolute Maximum Ratings

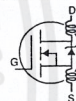
	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	82 ⁽⁷⁾	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	58	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ⁽¹⁾	280	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	230	W
	Linear Derating Factor	1.5	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current ⁽¹⁾	43	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ⁽¹⁾	23	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ⁽³⁾	5.9	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lb·in (1.1N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.65	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	75	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.074	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	13	m Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 43A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	38	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 43A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 75V, V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 60V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	160	nC	$I_D = 43A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	29	nC	$V_{DS} = 60V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	55	nC	$V_{GS} = 10V$, See Fig. 6 and 13
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	13	—	ns	$V_{DD} = 38V$
t_r	Rise Time	—	64	—	ns	$I_D = 43A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	49	—	ns	$R_G = 2.5\Omega$
t_f	Fall Time	—	48	—	ns	$V_{GS} = 10V$, See Fig. 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	
C_{iss}	Input Capacitance	—	3820	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	610	—	pF	$V_{DS} = 25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	130	—	pF	$f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	—	1280 ③	340 ⑤	mJ	$I_{AS} = 50A, L = 370\mu H$



Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	82 ⑦	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	280	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.2	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 43A, V_{GS} = 0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	100	150	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 43A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	410	610	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See Fig. 11)
- ② Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 370\mu H$, $R_G = 25\Omega$, $I_{AS} = 43A$, $V_{GS} = 10V$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD} \leq 43A$, $di/dt \leq 300A/\mu s$, $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$, $T_J \leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 400\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.
- ⑤ This is a typical value at device destruction and represents operation outside rated limits.
- ⑥ This is a calculated value limited to $T_J = 175^\circ\text{C}$.
- ⑦ Calculated continuous current based on maximum allowable junction temperature. Package limitation current is 75A.

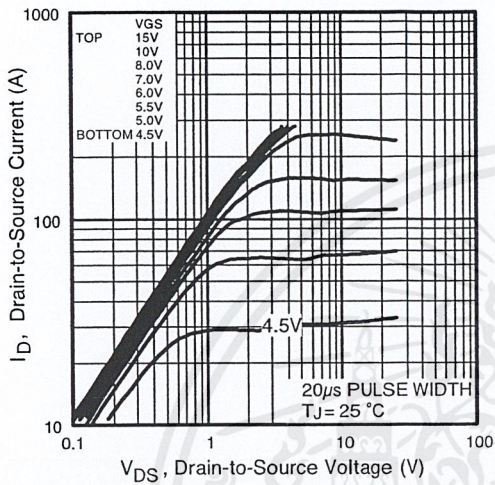


Fig 1. Typical Output Characteristics

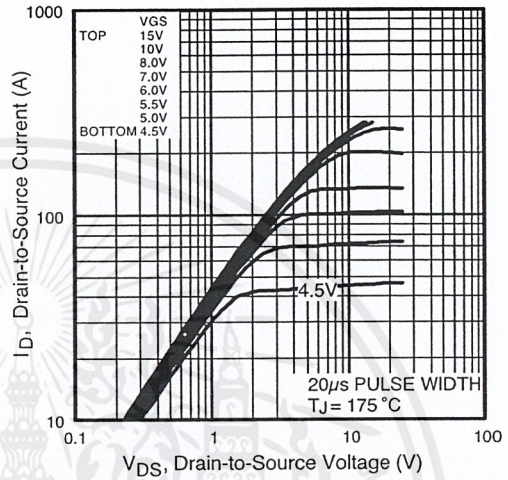


Fig 2. Typical Output Characteristics

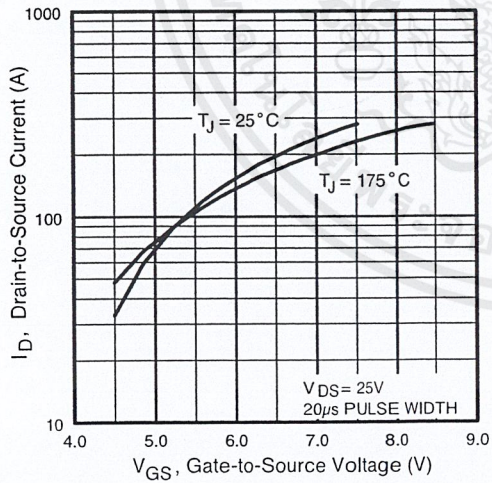


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

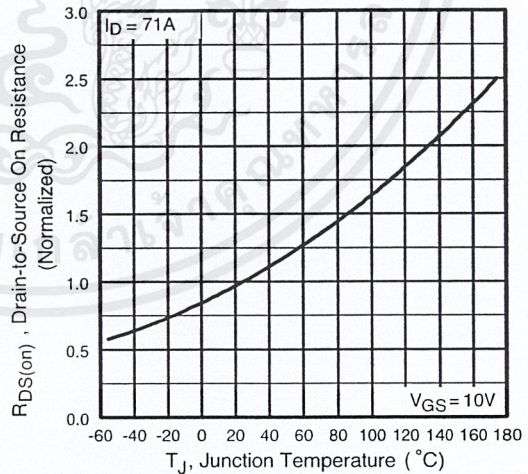


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

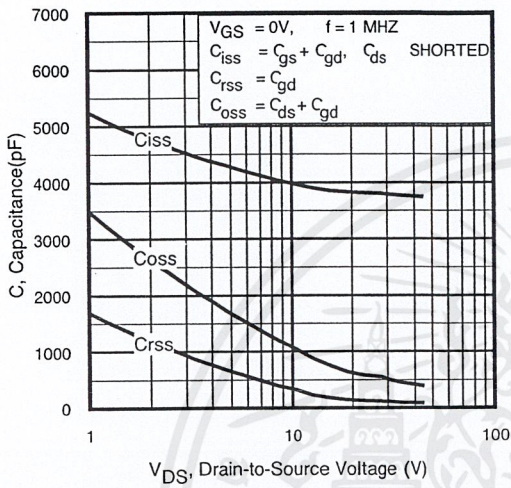


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

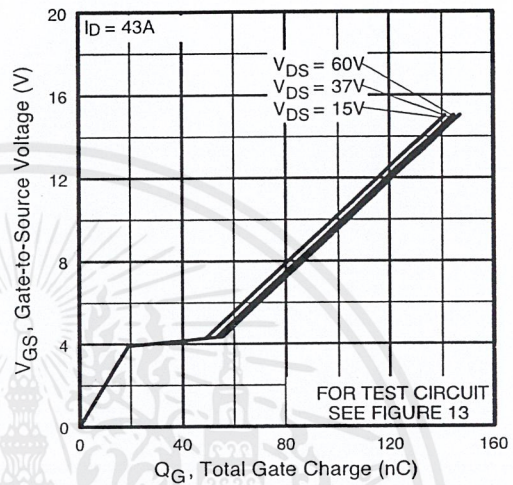


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

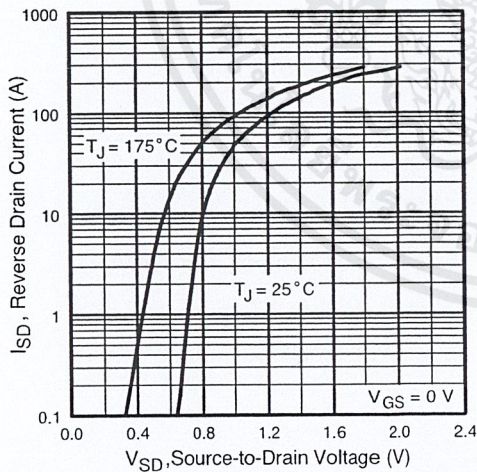


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

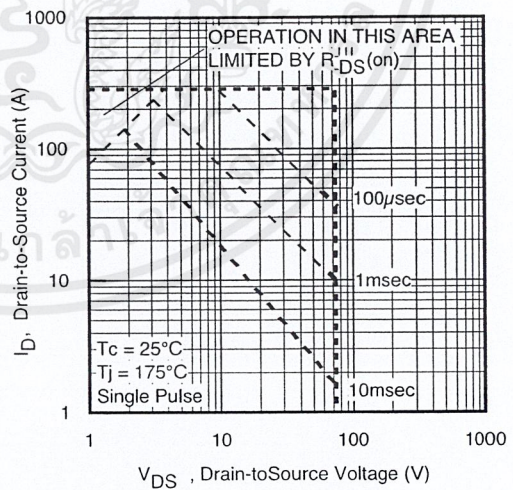


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

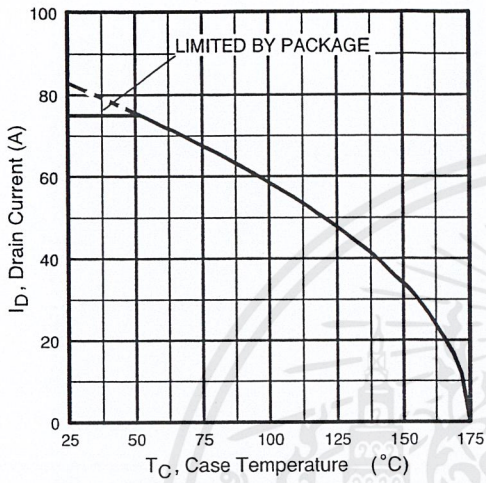


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

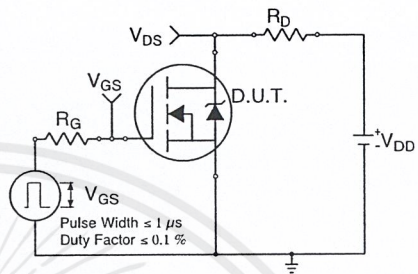


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

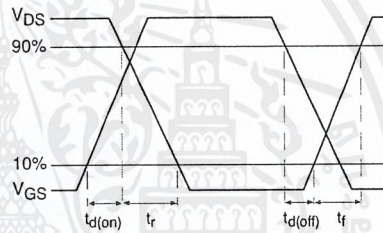


Fig 10b. Switching Time Waveforms

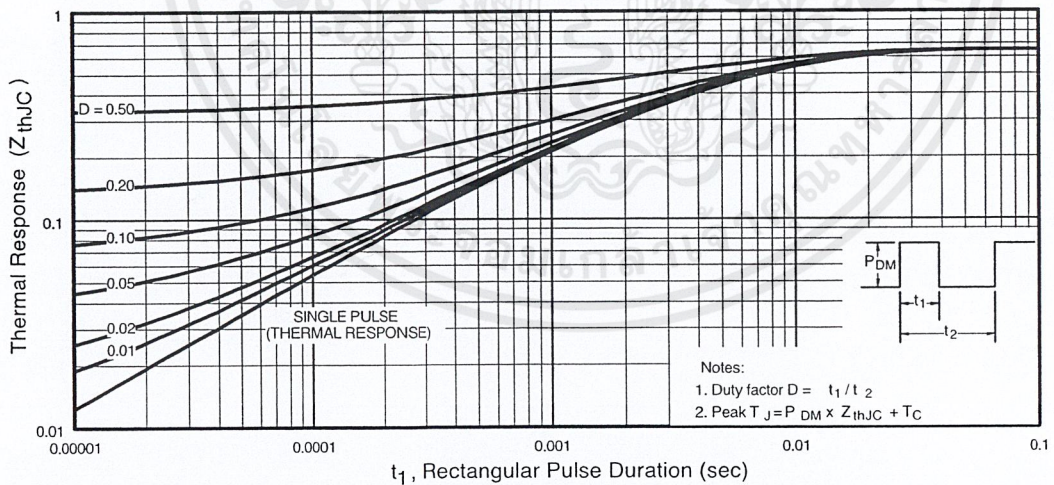


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

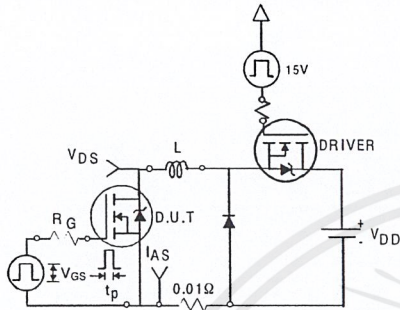


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

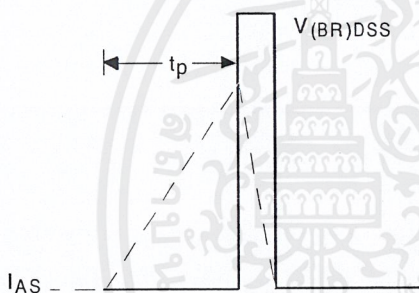


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

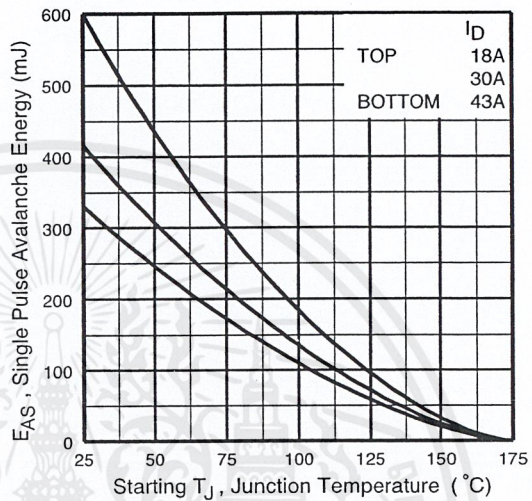


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

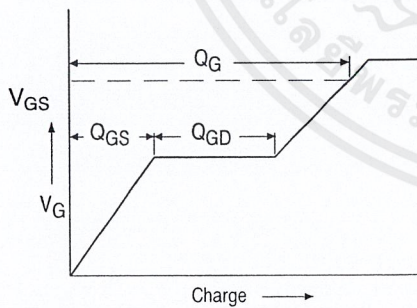


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

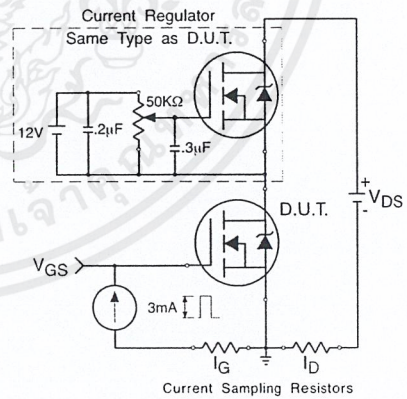
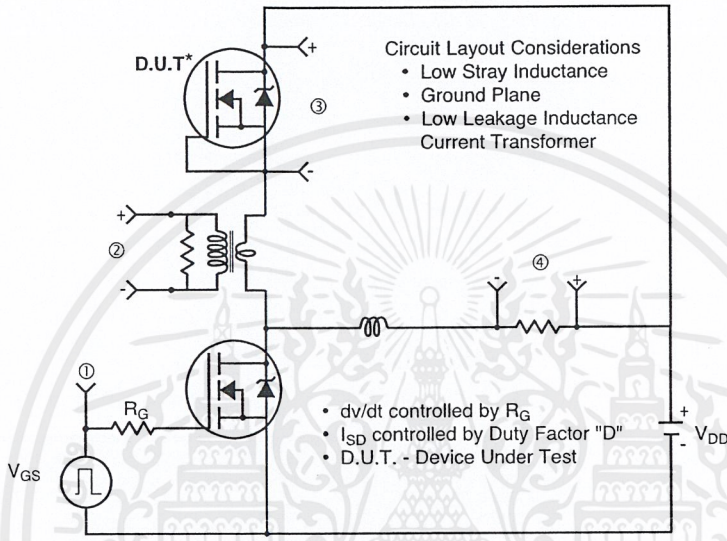
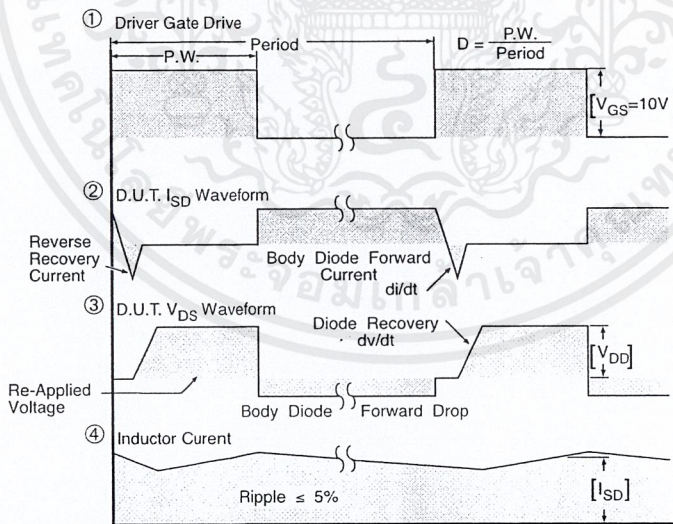


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit



* Reverse Polarity of D.U.T for P-Channel



*** $V_{GS} = 5.0V$ for Logic Level and $3V$ Drive Devices

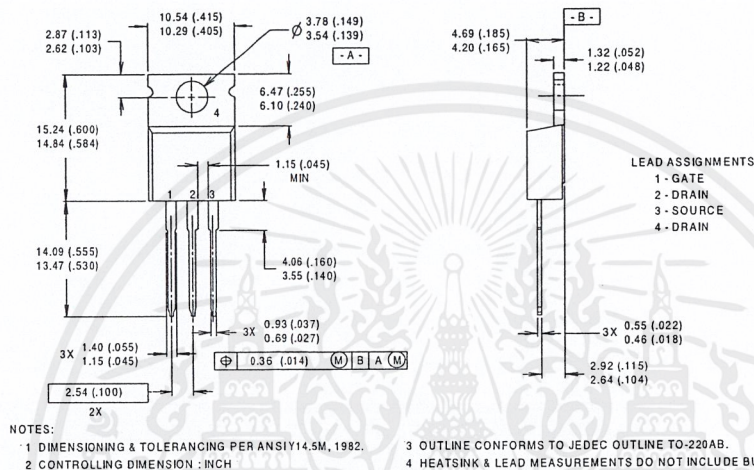
Fig 14. For N-channel HEXFET® power MOSFETs

IRF2807

International
IR Rectifier

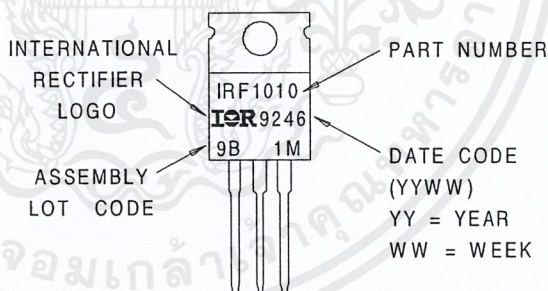
Package Outline TO-220AB

Dimensions are shown in millimeters (inches)



Part Marking Information TO-220AB

EXAMPLE : THIS IS AN IRF1010
WITH ASSEMBLY
LOT CODE 9B1M



Data and specifications subject to change without notice.
This product has been designed and qualified for the Automotive [Q101] market.
Qualification Standards can be found on IR's Web site.

International
IR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105
TAC Fax: (310) 252-7903

Visit us at www.irf.com for sales contact information. 3/01

www.irf.com

MUR805, MUR810, MUR815, MUR820, MUR840, MUR860

Preferred Devices

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

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

Features

- Ultrafast 25, 50 and 75 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-220 Package
- Epoxy Meets UL 94 V-0 @ 0.125 in
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 600 Volts
- Pb-Free Packages are Available*

Mechanical Characteristics

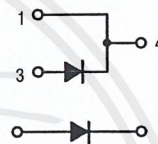
- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.9 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Shipped 50 units per plastic tube



ON Semiconductor®

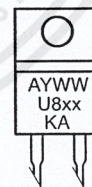
<http://onsemi.com>

ULTRAFAST RECTIFIERS 8.0 AMPERES 50-600 VOLTS



CASE 221B
TO-220AC
PLASTIC

MARKING DIAGRAM



A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week
U8 = Device Code
xx = 10, 15, 20, 40 or 60
KA = Location Code

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 2 of this data sheet.

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR805, MUR810, MUR815, MUR820, MUR840, MUR860

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR						Unit
		805	810	815	820	840	860	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	150	200	400	600	V
Average Rectified Forward Current Total Device, (Rated V_R), $T_C = 150^\circ\text{C}$	$I_{F(AV)}$	8.0						A
Peak Repetitive Forward Current (Rated V_R , Square Wave, 20 kHz), $T_C = 150^\circ\text{C}$	I_{FM}	16						A
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	100						A
Operating Junction Temperature and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +175						$^\circ\text{C}$

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.

THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	3.0	2.0	$^\circ\text{C/W}$
--	-----------------	-----	-----	--------------------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1) ($I_F = 8.0$ Amps, $T_C = 150^\circ\text{C}$) ($I_F = 8.0$ Amps, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	V_F	0.895 0.975	1.00 1.30	1.20 1.50	V
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 1) (Rated dc Voltage, $T_J = 150^\circ\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_R	250 5.0	500 10		μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0$ Amp, $di/dt = 50$ Amps/ μs) ($I_F = 0.5$ Amp, $I_R = 1.0$ Amp, $I_{REC} = 0.25$ Amp)	t_{rr}	35 25	60 50		ns

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

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
MUR805	TO-220	50 Units / Rail
MUR810	TO-220	50 Units / Rail
MUR815	TO-220	50 Units / Rail
MUR815G	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail
MUR820	TO-220	50 Units / Rail
MUR820G	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail
MUR840	TO-220	50 Units / Rail
MUR840G	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail
MUR860	TO-220	50 Units / Rail
MUR860G	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

<http://onsemi.com>

2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR805, MUR810, MUR815, MUR820, MUR840, MUR860

MUR805, MUR810, MUR815, MUR820

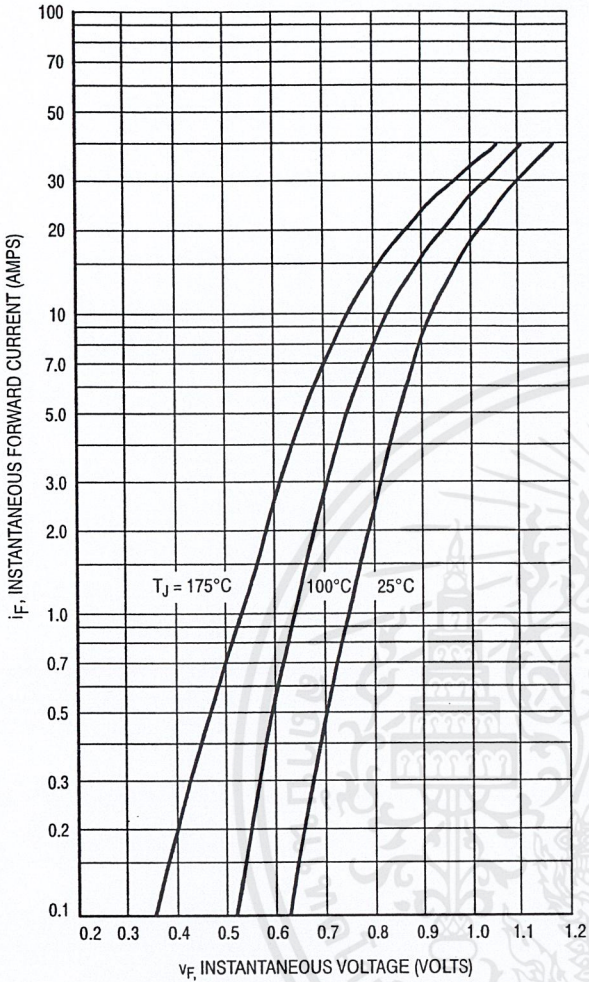


Figure 1. Typical Forward Voltage

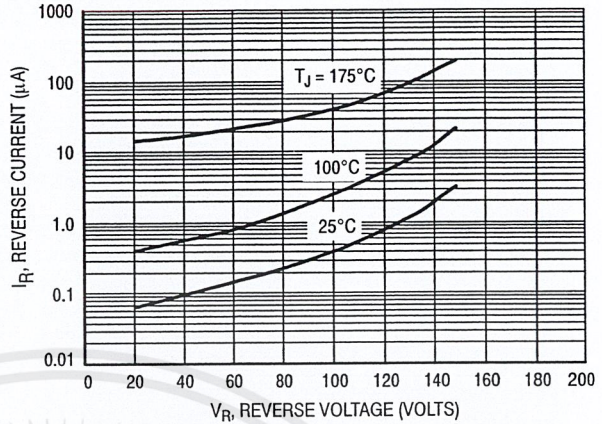


Figure 2. Typical Reverse Current*

* The curves shown are typical for the highest voltage device in the grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if V_R is sufficiently below rated V_R .

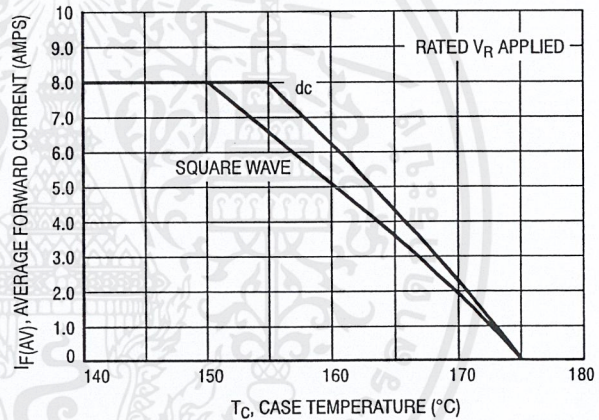


Figure 3. Current Derating, Case

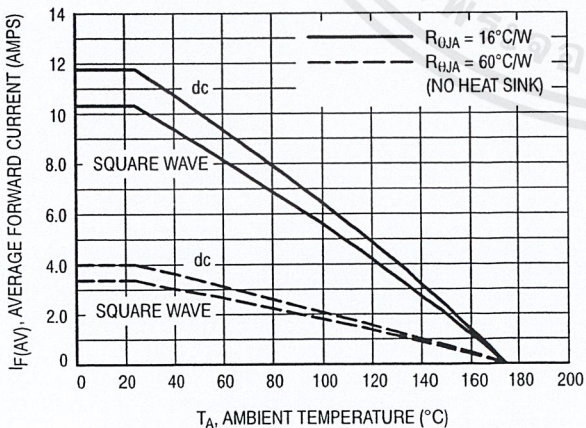


Figure 4. Current Derating, Ambient

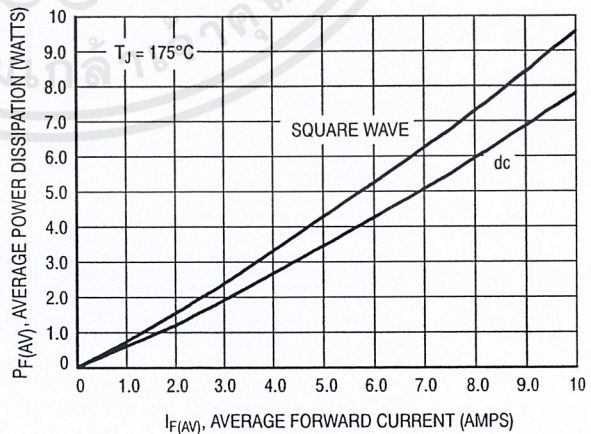


Figure 5. Power Dissipation

MUR805, MUR810, MUR815, MUR820, MUR840, MUR860

MUR840

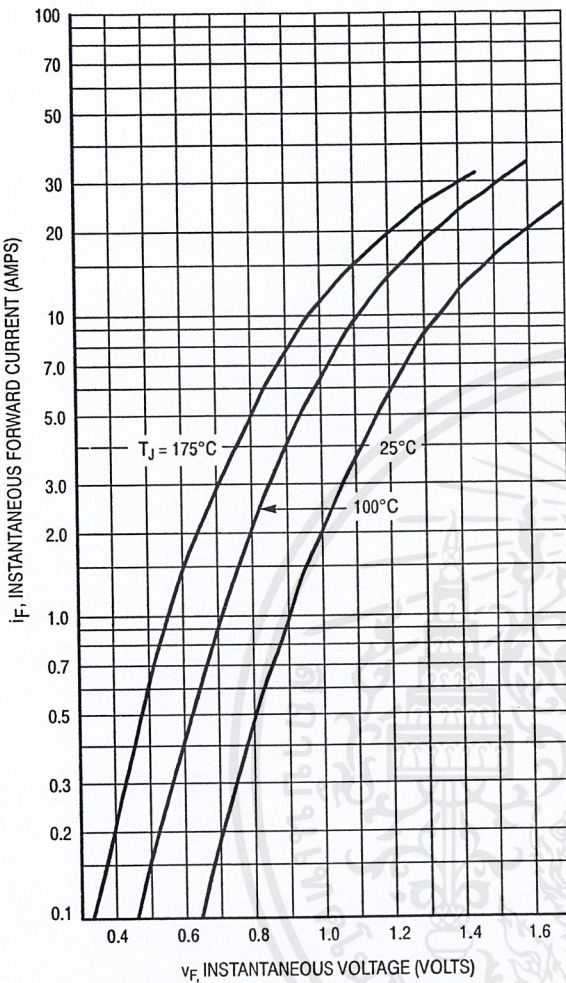


Figure 6. Typical Forward Voltage

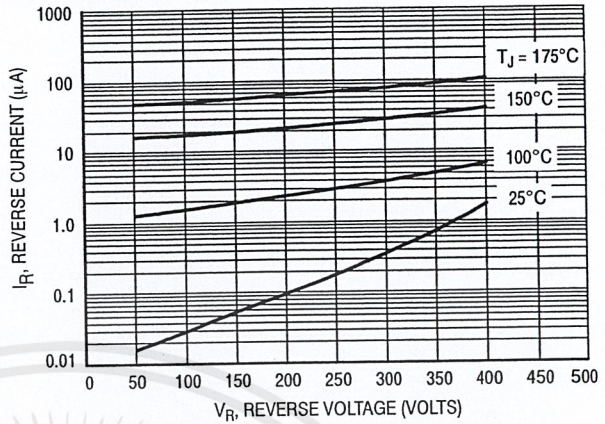


Figure 7. Typical Reverse Current*

* The curves shown are typical for the highest voltage device in the grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if V_R is sufficiently below rated V_R .

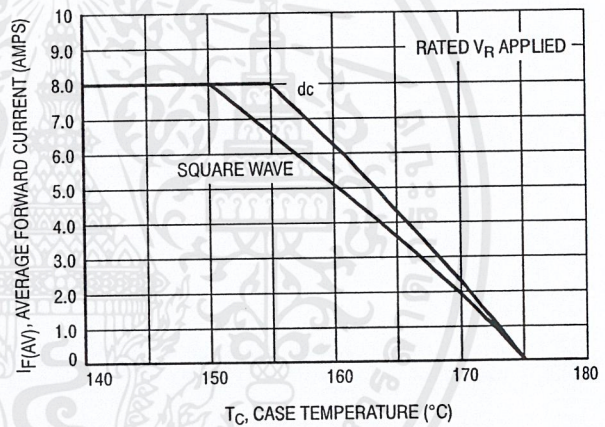


Figure 8. Current Derating, Case

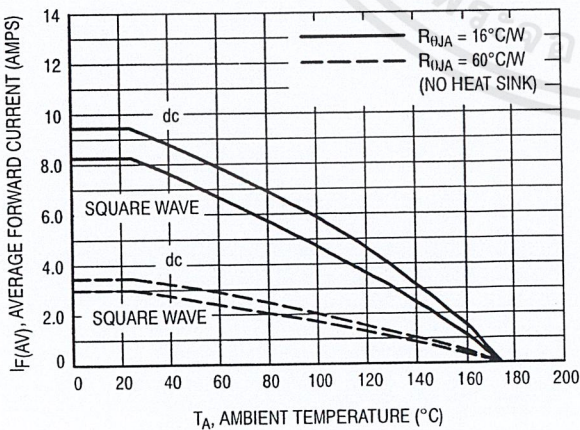


Figure 9. Current Derating, Ambient

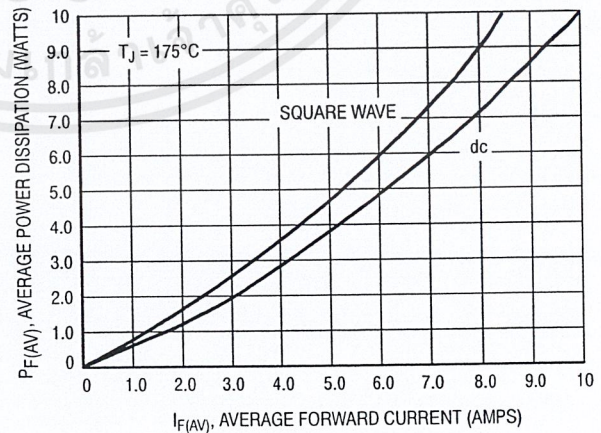


Figure 10. Power Dissipation

MUR805, MUR810, MUR815, MUR820, MUR840, MUR860

MUR860

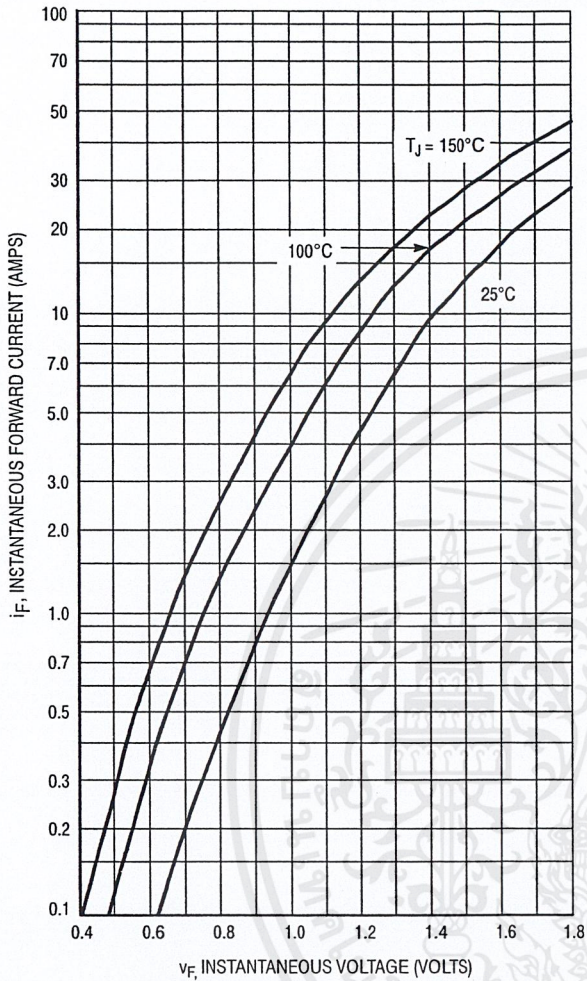


Figure 11. Typical Forward Voltage

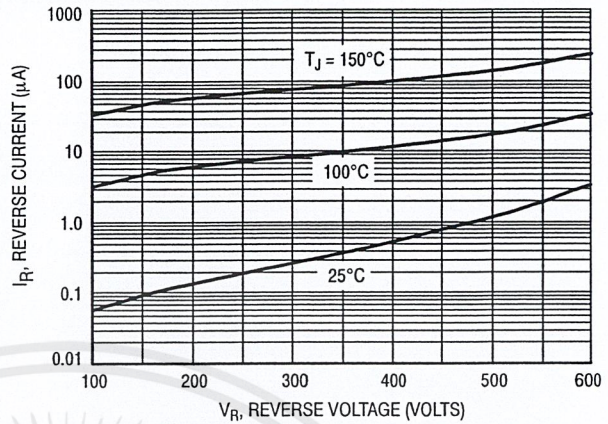


Figure 12. Typical Reverse Current*

* The curves shown are typical for the highest voltage device in the grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if V_R is sufficiently below rated V_R .

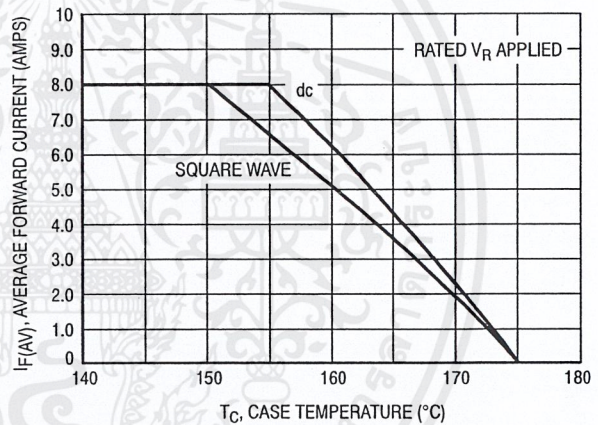


Figure 13. Current Derating, Case

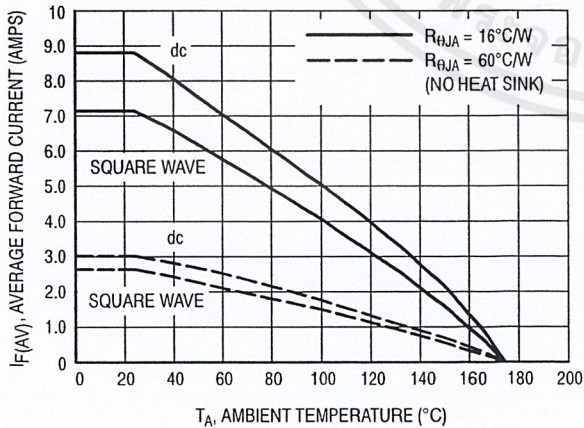


Figure 14. Current Derating, Ambient

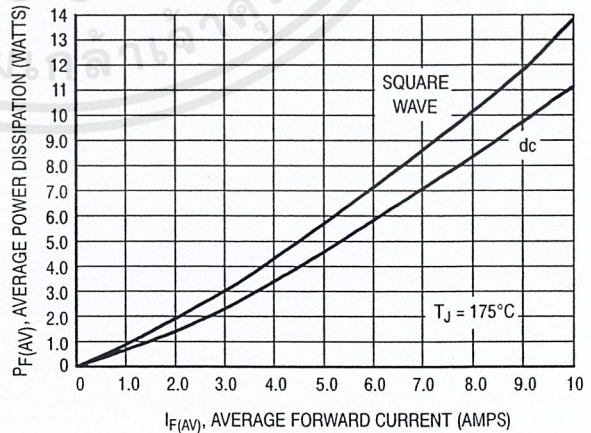


Figure 15. Power Dissipation

MUR805, MUR810, MUR815, MUR820, MUR840, MUR860

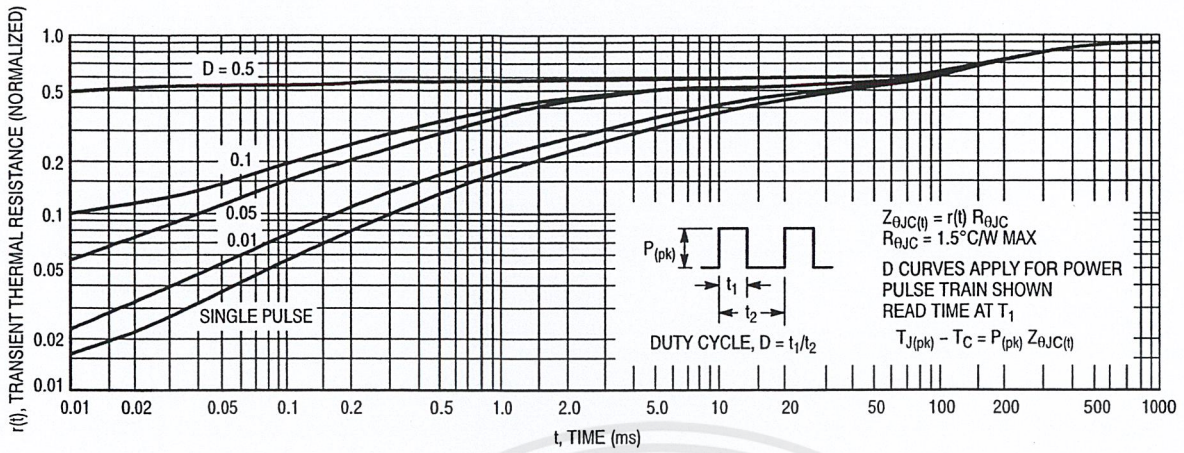


Figure 16. Thermal Response

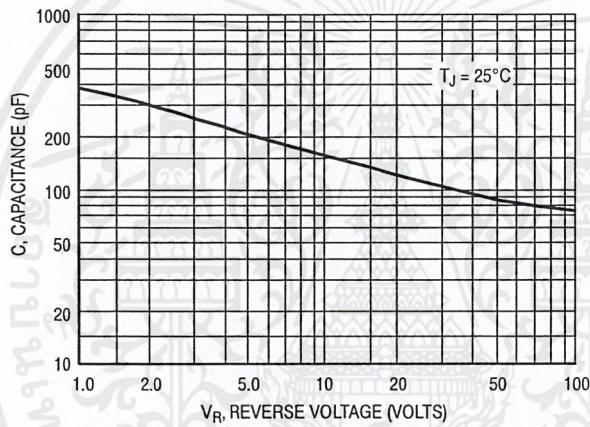
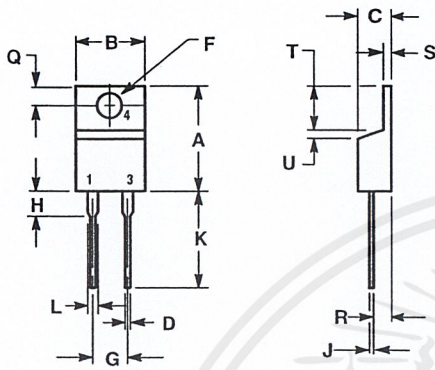


Figure 17. Typical Capacitance

MUR805, MUR810, MUR815, MUR820, MUR840, MUR860

PACKAGE DIMENSIONS

TO-220 TWO-LEAD
CASE 221B-04
ISSUE D



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.595	0.620	15.11	15.75
B	0.380	0.405	9.65	10.29
C	0.160	0.190	4.06	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.89
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.190	0.210	4.83	5.33
H	0.110	0.130	2.79	3.30
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.14	1.52
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.14	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.48
U	0.000	0.050	0.000	1.27



TYN612M

12A SCR

Table 1: Main Features

Symbol	Value	Unit
$I_{T(RMS)}$	12	A
V_{DRM}/V_{RRM}	600	V
$I_{GT} (min./max.)$	1.5 / 5	mA

DESCRIPTION

The TYN612M SCR is suitable to fit modes of control found in applications such as voltage regulation circuits for motorbikes, overvoltage crowbar protection, motor control circuits in power tools and kitchen aids, inrush current limiting circuits, capacitive discharge ignition.

The insulated fullpack package allows a back to back configuration.

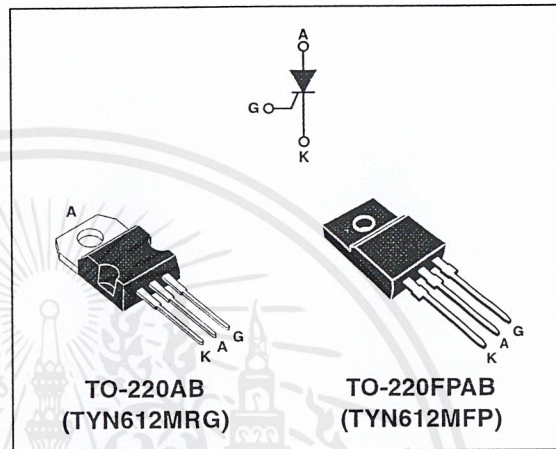


Table 2: Order Codes

Part Number	Marking
TYN612MRG	TYN612M
TYN612MFP	TYN612MFP

Table 3: Absolute Ratings (limiting values)

Symbol	Parameter	Value	Unit		
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current (180° conduction angle)	TO-220AB $T_c = 105^\circ\text{C}$	12	A	
		TO-220FPAB $T_c = 70^\circ\text{C}$	12		
$I_{T(AV)}$	Average on-state current (180° conduction angle)	TO-220AB $T_c = 105^\circ\text{C}$	8	A	
		TO-220FPAB $T_c = 70^\circ\text{C}$	8		
I_{TSM}	Non repetitive surge peak on-state current	$t_p = 8.3 \text{ ms}$	125	A	
		$t_p = 10 \text{ ms}$	120		
I^2t	I^2t Value for fusing	$t_p = 10 \text{ ms}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	72	A^2s
di/dt	Critical rate of rise of on-state current $I_G = 2 \times I_{GT}$, $t_r \leq 100 \text{ ns}$	$F = 60 \text{ Hz}$	$T_j = 125^\circ\text{C}$	50	$\text{A}/\mu\text{s}$
I_{GM}	Peak gate current	$t_p = 20 \mu\text{s}$	$T_j = 125^\circ\text{C}$	4	A
$P_{G(AV)}$	Average gate power dissipation		$T_j = 125^\circ\text{C}$	1	W
T_{stg}	Storage junction temperature range			- 40 to + 150	$^\circ\text{C}$
T_j	Operating junction temperature range			- 40 to + 125	
V_{RGM}	Maximum peak reverse gate voltage			5	V

TYN612M

Tables 4: Electrical Characteristics ($T_j = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)

Symbol	Test Conditions		Value	Unit	
I_{GT}	$V_D = 12\text{ V}$ $R_L = 140\ \Omega$	MIN.	1.5	mA	
		MAX.	5		
V_{GT}		MAX.	1.3	V	
V_{GD}	$V_D = V_{DRM}$ $R_L = 3.3\ \text{k}\Omega$	$T_j = 125^\circ\text{C}$	MIN.	0.2	V
I_H	$I_T = 500\ \text{mA}$ Gate open		MAX.	20	mA
I_L	$I_G = 1.2 I_{GT}$		MAX.	40	mA
dV/dt	$V_D = 67\% V_{DRM}$ Gate open	$T_j = 125^\circ\text{C}$	MIN.	50	V/ μs
V_{TM}	$I_{TM} = 24\ \text{A}$ $t_p = 380\ \mu\text{s}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	MAX.	1.6	V
V_{t0}	Threshold voltage	$T_j = 125^\circ\text{C}$	MAX.	0.85	V
R_d	Dynamic resistance	$T_j = 125^\circ\text{C}$	MAX.	30	$\text{m}\Omega$
I_{DRM} I_{RRM}	$V_{DRM} = V_{RRM}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	MAX.	5	μA
		$T_j = 125^\circ\text{C}$		2	mA

Table 5: Thermal Resistances

Symbol	Parameter	Value	Unit	
$R_{th(j-c)}$	Junction to case (DC)	TO-220AB	1.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$
		TO-220FPAB	4.5	
$R_{th(j-a)}$	Junction to ambient	TO-220AB	55	$^\circ\text{C}/\text{W}$
		TO-220FPAB	55	

Table 6: Product Selector

Part Number	Voltage	Sensitivity	Package
TYN612MRG	600V	5mA	TO-220AB
TYN612MFP	600V	5mA	TO-220FPAB

Figure 1: Maximum average power dissipation versus average on-state current

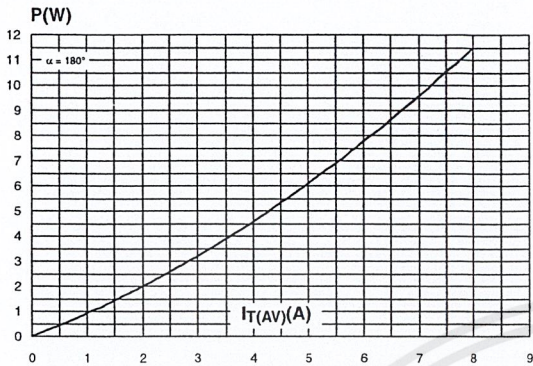


Figure 2: Average and D.C. on-state current versus case temperature (TO-220AB)

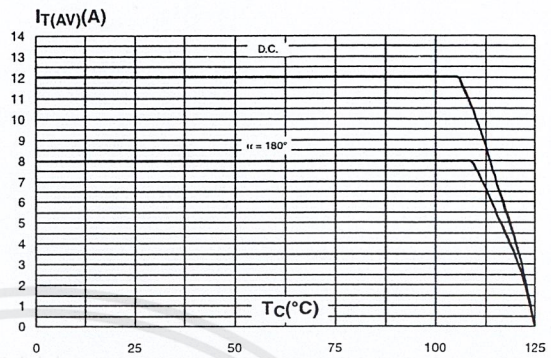


Figure 3: Average and D.C. on-state current versus case temperature (TO-220FPAB)

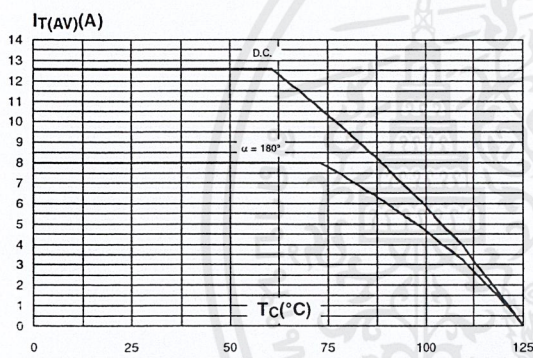


Figure 4: Relative variation of thermal impedance versus pulse duration (TO-220AB)

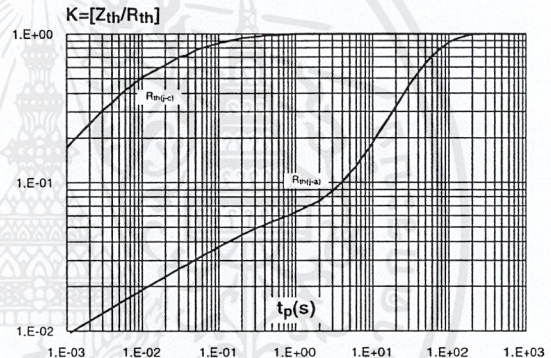


Figure 5: Relative variation of thermal impedance versus pulse duration (TO-220FPAB)

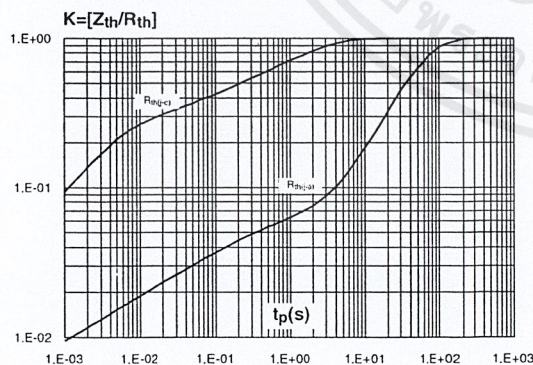


Figure 6: Relative variation of gate trigger current, holding current and latching current versus junction temperature (typical values)

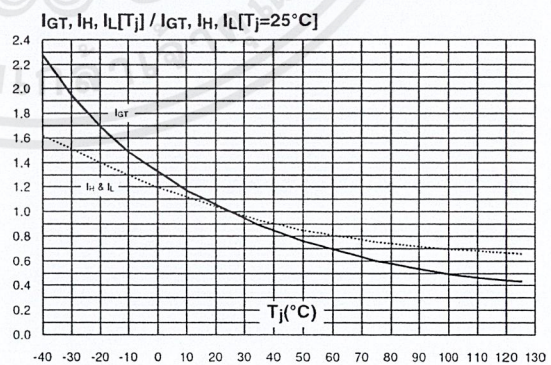


Figure 7: Surge peak on-state current versus number of cycles

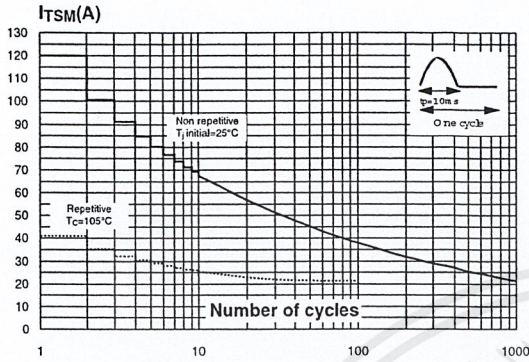


Figure 8: Non repetitive surge peak on-state current for a sinusoidal pulse with width $t_p < 10\text{ms}$, and corresponding value of I^2t

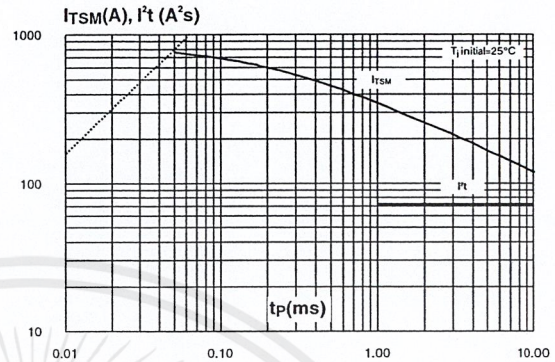


Figure 9: On-state characteristics (maximum values)

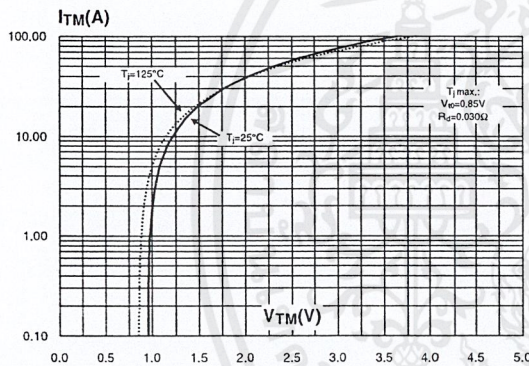


Figure 10: Ordering Information Scheme

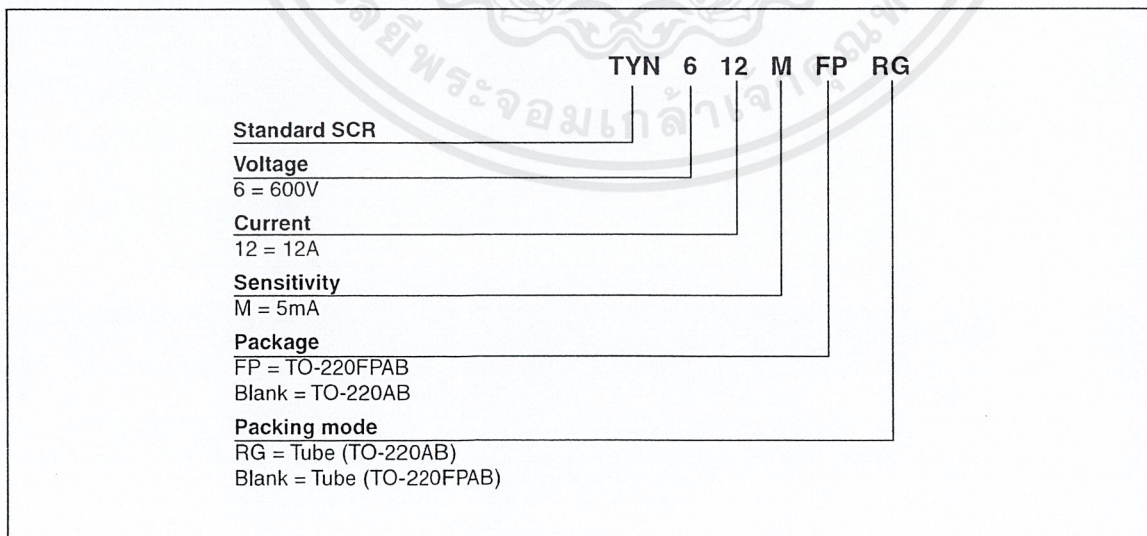


Figure 11: TO-220AB Package Mechanical Data

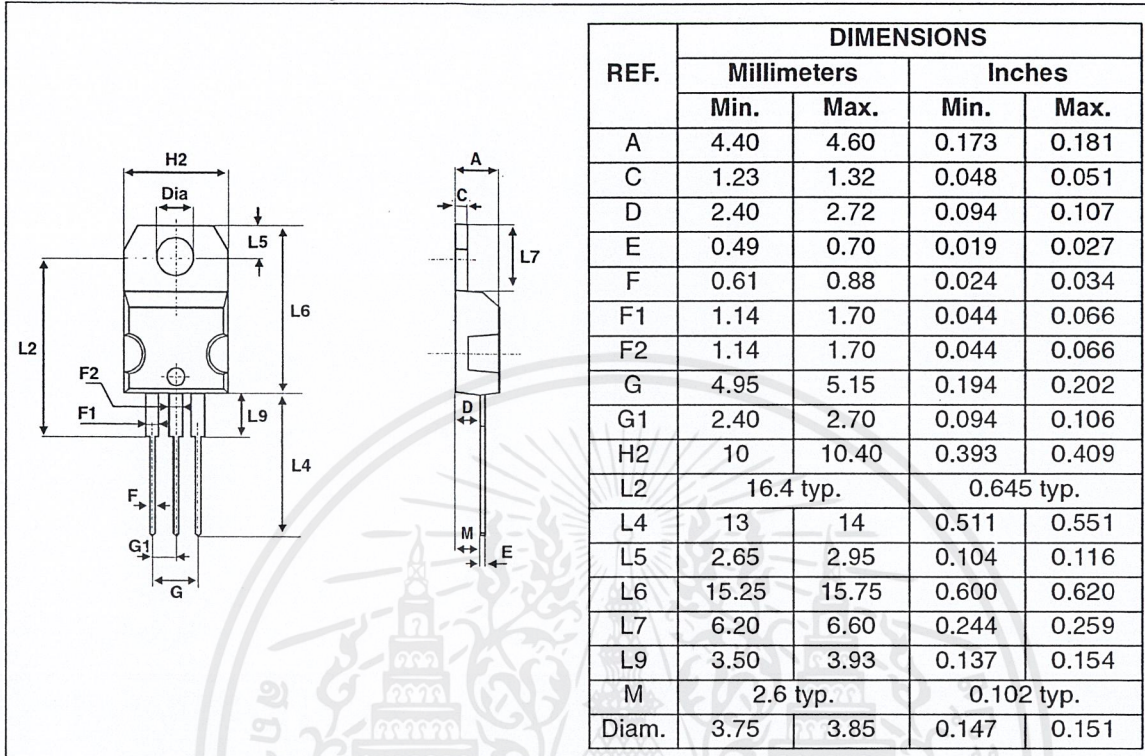
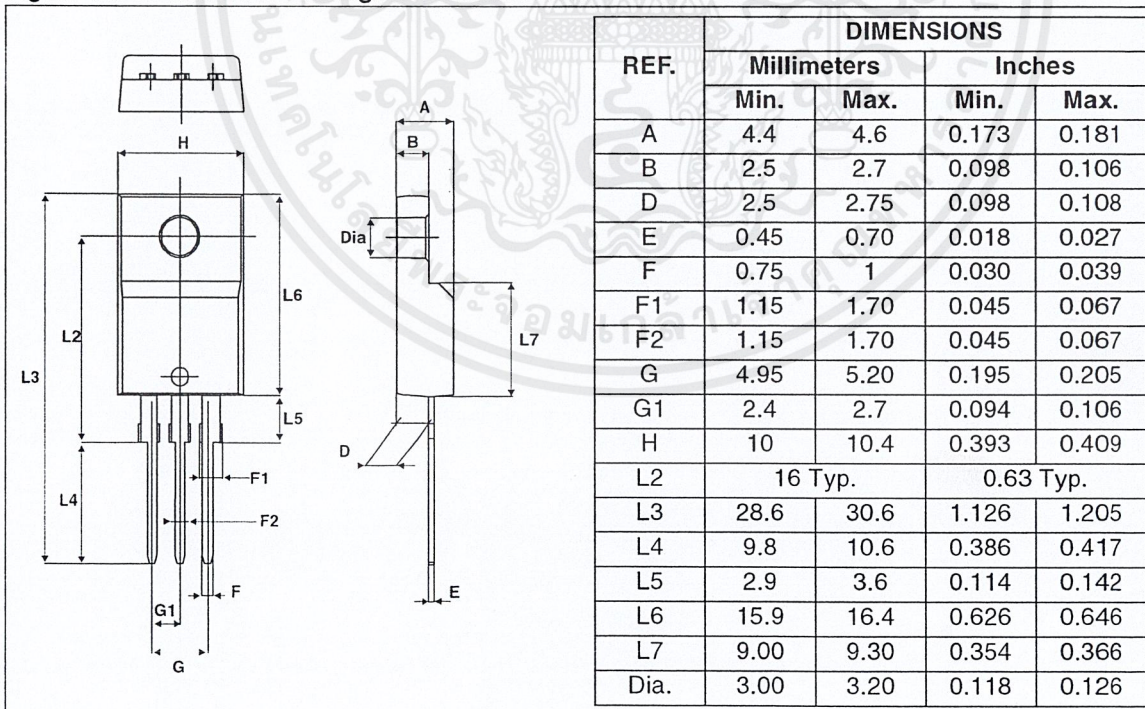


Figure 12: TO-220FPAB Package Mechanical Data



TYN612M

Table 7: Ordering Information

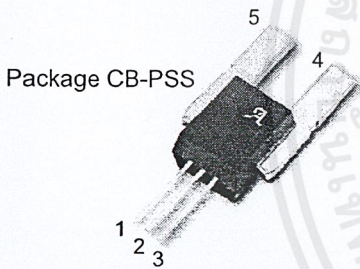
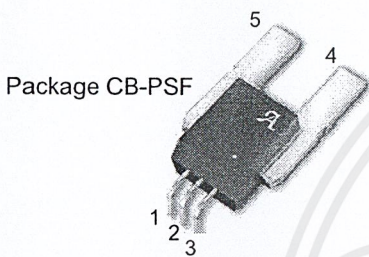
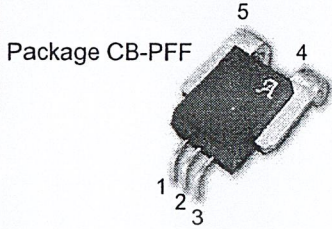
Ordering type	Marking	Package	Weight	Base qty	Delivery mode
TYN612MRG	TYN612M	TO-220AB	2.3 g	50	Tube
TYN612MFP	TYN612MFP	TO-220FPAB	2 g	50	Tube

Table 8: Revision History

Date	Revision	Description of Changes
Sep-2002	1A	Last update.
10-Fev-2005	2	TO-220FPAB package added.



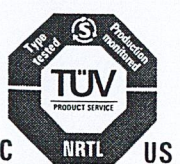
Current Sensor: ACS754xCB-050



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 85°C
Maximum Junction, $T_{J(max)}$	165°C
Maximum Storage Temperature, T_S	-65 to 170°C



TUV America
Certificate Number:
U8V 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:

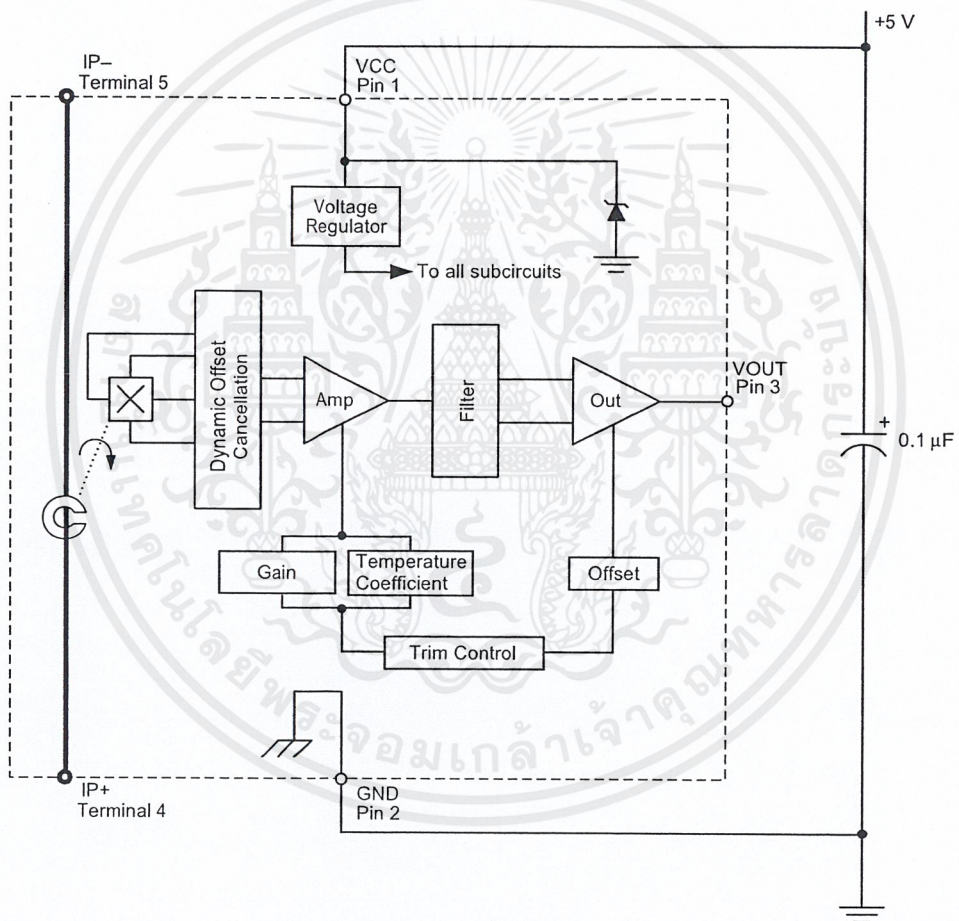
Part Number	Signal Pins	Terminals	Ambient
ACS754LCB-050-PFF	Formed	Formed	-40 to 150°C
ACS754LCB-050-PSF	Formed	Straight	
ACS754LCB-050-PSS	Straight	Straight	
ACS754SCB-050-PFF	Formed	Formed	-20 to 85°C
ACS754SCB-050-PSF	Formed	Straight	
ACS754SCB-050-PSS	Straight	Straight	



115 Northeast Cutoff, 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	-	$\mu\Omega$ kV

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	$V_{OUT(Q)}$	$I = 0$ 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_{ERRORM}	$I = 0$ 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	$V_{OUT(Q)}$	$I = 0$ 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_{ERRORM}	$I = 0$ 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 1 A 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:

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

where

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

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

$V_{\text{out_full-scale amperes}}$ = 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:

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

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 $V_{\text{OUT(Q)}} = 2.5$ V. Variation in $V_{\text{OUT(Q)}}$ 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_{ERROR}): 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:

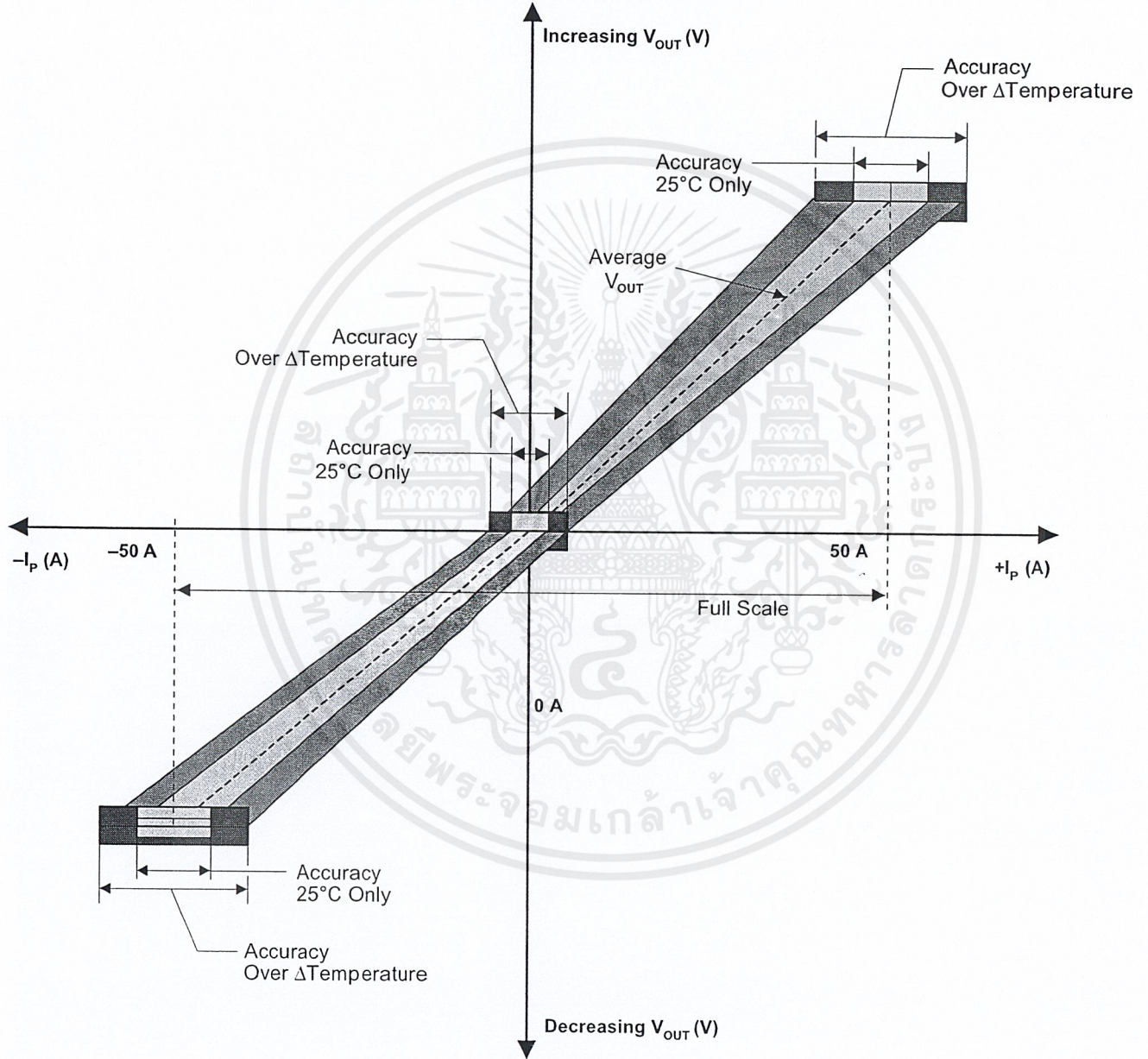
- **0 A at 25°C:** Accuracy of sensing zero current flow at 25°C, without the effects of temperature.
- **0 A over temperature:** Accuracy of sensing zero current flow including temperature effects.
- **Full-scale current at 25°C:** Accuracy of sensing the full-scale current at 25°C, without the effects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



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

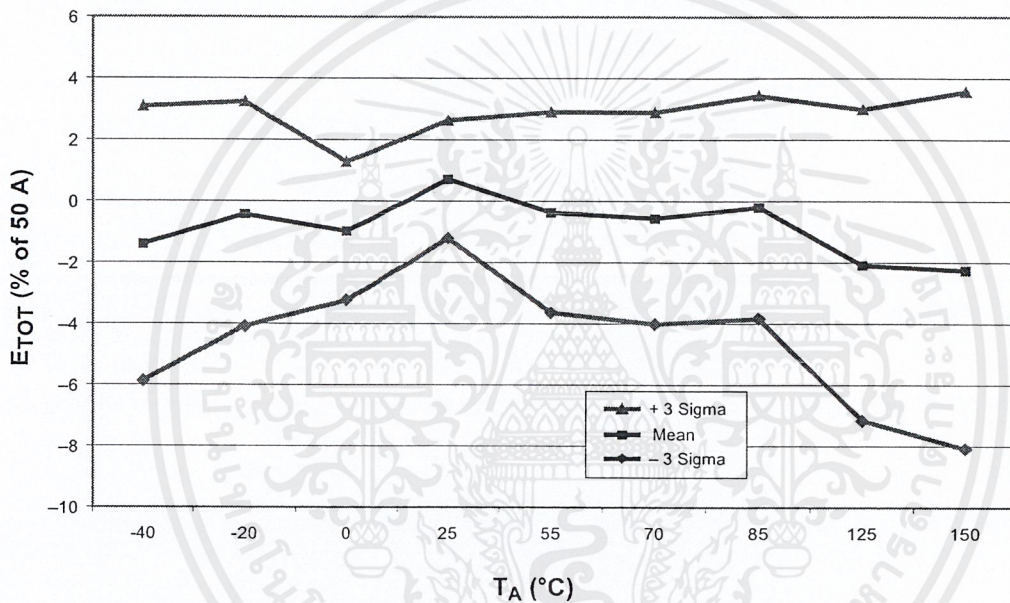
Current Sensor: ACS754xCB-050

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



Current Sensor: ACS754xCB-050

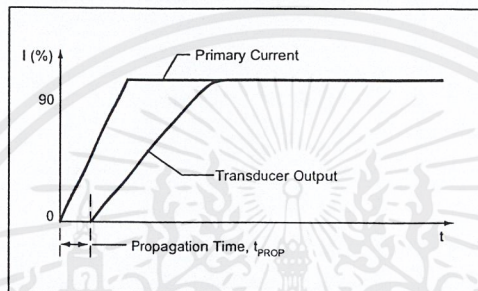
Typical Percentage Error versus Ambient Temperature



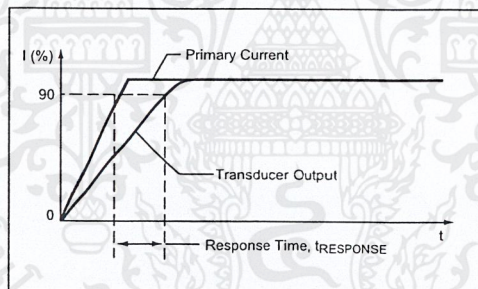
Current Sensor: ACS754xCB-050

Definitions of Dynamic Response Characteristics

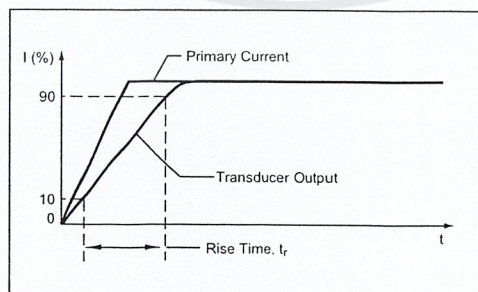
Propagation delay (t_{PROP}): The time required for the sensor output to reflect a change in the primary current signal. Propagation delay is attributed to inductive loading within the linear IC package, as well as in the inductive loop formed by the primary conductor geometry. Propagation delay can 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 $f(-3 \text{ dB}) = 0.35/t_r$. 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.

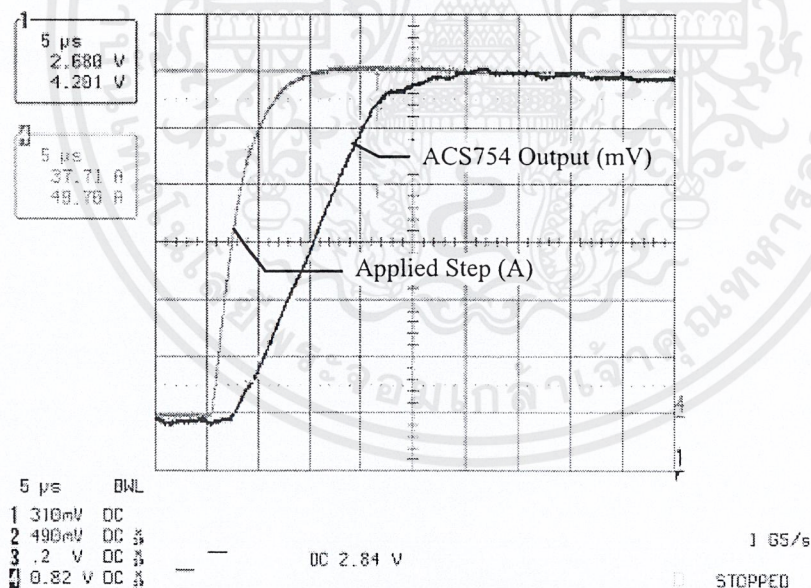


Current Sensor: ACS754xCB-050

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



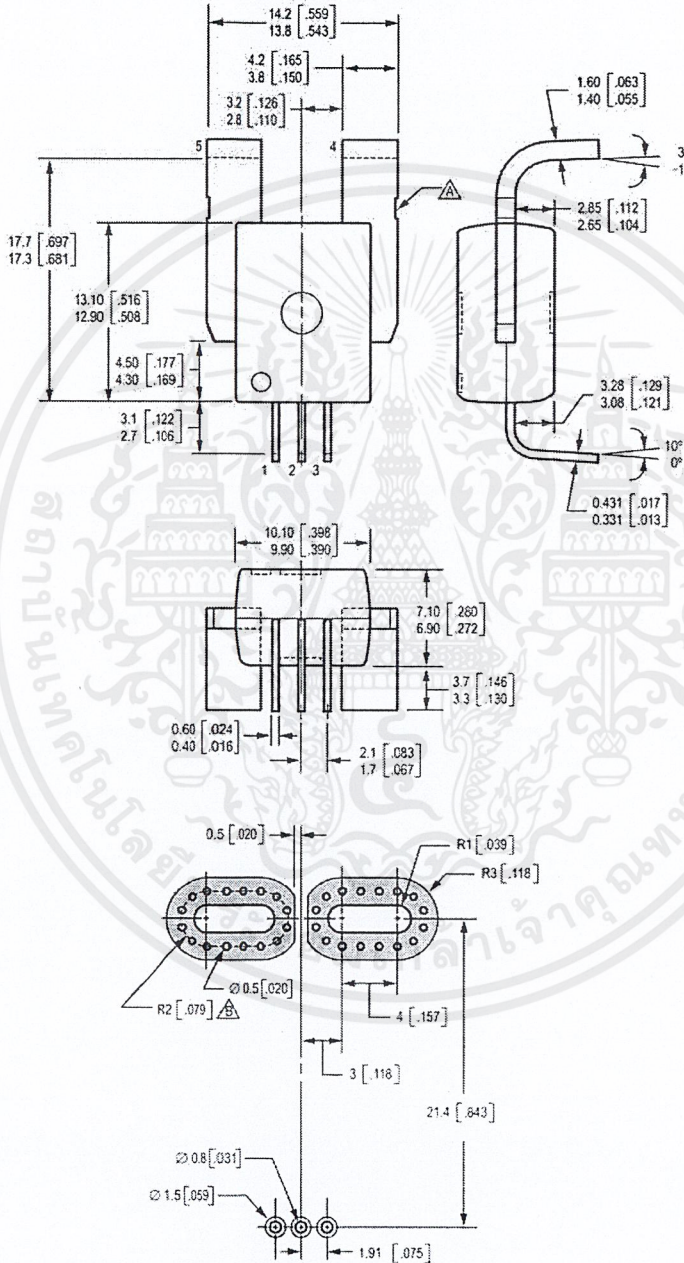
Current Sensor: ACS754xCB-050

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	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

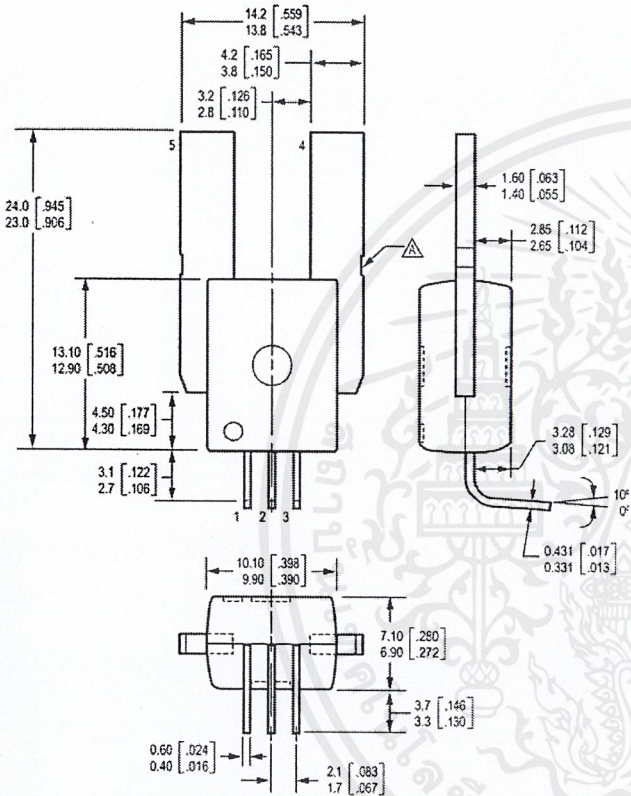
Package CB-PFF



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

Current Sensor: ACS754xCB-050

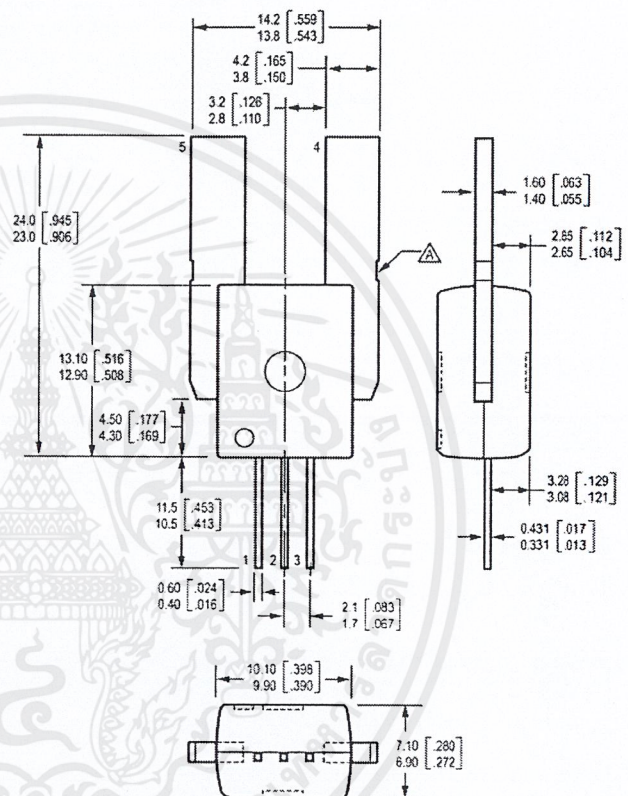
Package CB-PSF



Dimensions in millimeters
U.S. Customary dimensions (in.) in brackets, for reference only

⚠ Dambar removal intrusion

Package CB-PSS



Dimensions in millimeters
U.S. Customary dimensions (in.) in brackets, for reference only

⚠ Dambar removal intrusion

The products described herein are manufactured under one or more of the following U.S. patents: 5,045,920; 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, AllegroMicrosystems, Inc.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไมโครอินเวอร์เตอร์สำหรับระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าด้วยแสงอาทิตย์

A Microinverter for Grid-Connected PV System

ภาณุพงศ์ ตริยยุทธ, ภาณุมาศ ทองระอา, ยุทธนา พงษ์คนตรี, อาชัญ ภัทราวังศ์

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

3 หมู่ 2 ต.ฉลองกรุง แขวงลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทรศัพท์/โทรสาร 0-2737-3000 Email: webadmin@kmit.ac.th

หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความวิจัยนี้นำเสนอการวิเคราะห์ออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบไมโครอินเวอร์เตอร์สำหรับระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าด้วยแสงอาทิตย์โดยใช้แผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่กักกำลัง 125 วัตต์เป็นต้นกำเนิดพลังงานชุดไมโครอินเวอร์เตอร์นี้ประกอบไปด้วยวงจรแปรผันไฟตรงซึ่งเลือกใช้อินเวอร์เตอร์สี่ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เพื่อทำหน้าที่ขยายแรงดันของเซลล์แสงอาทิตย์ให้มีขนาดสูงขึ้นโดยใช้การสวิตช์ความถี่สูงและควบคุมกระแสให้อยู่ในรูปไซน์เรียงกระแสเต็มคลื่นและยังทำหน้าที่แยกวงจรเซลล์แสงอาทิตย์ออกจากระบบไฟฟ้ากำลังอีกด้วย ซึ่งอินเวอร์เตอร์สี่ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ คือการนำวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์สองวงจรมารวมกัน เทคนิคการทำอินเวอร์เตอร์สี่ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ใช้สำหรับการควบคุมอุปกรณ์สวิตช์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองวงจร ผลที่ได้คือลดการสูญเสียจากการสวิตช์เนื่องจากค่ากระแสทางฝั่งปฐมภูมิของหม้อแปลงภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีขนาดลดลง ลดขนาดกระแสเพื่อเพิ่มและกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่ามากขึ้น หลังจากนั้นกระแสที่ออกจากวงจรอินเวอร์เตอร์สี่ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์นำมาผ่านวงจรคลี่รูปคลื่นกระแสให้กลายเป็นกระแสสลับความถี่ประมาณ 50 เฮิร์ตโดยมีหน่วยประมวลผลซึ่งใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP) รุ่น TMS320F28027 ในการควบคุมการทำงานของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์โดยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลจะนำแรงดันและกระแสของเซลล์แสงอาทิตย์มาทำการคำนวณกำลังไฟสูงสุดเพื่อทำการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์และยังทำการควบคุมการเชื่อมต่อแรงดันและกระแสเอาท์พุทให้มีความถี่เช่นเดียวกับระบบไฟฟ้าอีกด้วย ซึ่งได้ทำการสร้างเครื่องต้นแบบไมโครอินเวอร์เตอร์และทำการทดสอบจริงซึ่งผลการทำงานของเครื่องต้นแบบไมโครอินเวอร์เตอร์ได้ผลตามที่ได้ออกแบบไว้แต่ก็ยังคงต้องการการพัฒนาในอนาคตต่อไป

Abstract

This thesis presents analysis, design and construction of a prototype grid-connected microinverter for 125 watts photovoltaic module. The microinverter uses interleaved flyback converter for amplifying and isolating the voltage of photovoltaic module using high frequency pulse-width modulation technique. The interleaved flyback converter has two parallel converters that operate alternately.

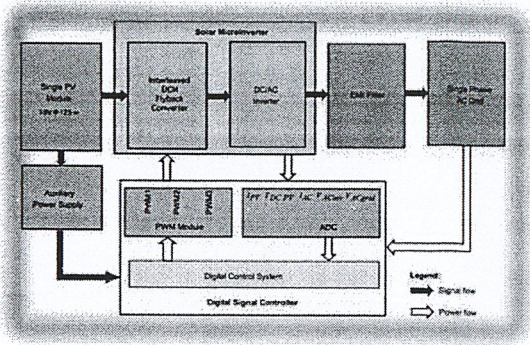
The advantages of this technique are low switching loss, low output current ripple and decreasing current of primary-side of transformers. The waveform of the output current of the flyback converter is controlled to be full wave-rectified sinusoid and in-phase with the grid voltage. The ac current is obtained by unfolding circuit. Digital signal processor (DSP) TMS380F28027 is used for control the operation of the microinverter.

The DSP sense voltage and current of the PV module and perform maximum power point tracking. Finally the output voltage and current of the microinverter is transferred and synchronized with grid system. The prototype microinverter has been constructed and field experiment has been carried out. The prototype could operate as design but some improvements are needed for future development.

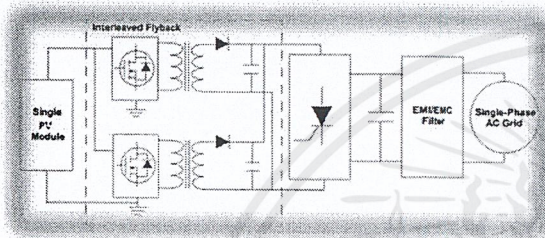
1. บทนำ

ในขณะที่ความต้องการใช้พลังงานมากขึ้น และความกังวลเรื่องการหมดไปของพลังงานเชื้อเพลิงฟอสซิลและผลกระทบต่อสิ่งแวดล้อม พลังงานแสงอาทิตย์เริ่มมีบทบาทสำคัญการนำพลังงานหมุนเวียนมาใช้ในอุตสาหกรรมขนาดใหญ่ที่ประสบปัญหาด้านทุนสูง จากสาเหตุดังกล่าว โซลา-ไมโครอินเวอร์เตอร์ จึงเป็นตัวเลือกหนึ่งที่ถูกนำมาใช้ในระบบ PV ด้วยเหตุนี้เอง งานวิจัยนี้จึงนำเสนอการออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบ ไมโครอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 1 ซึ่งผลิตไฟฟ้าที่กักกำลัง 300 w สำหรับเชื่อมต่อระหว่างแผง PV กับระบบไฟฟ้า โดยมีการแยกแผง PV แต่ละแผงแต่ละหน่วยผลิตไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโดยตรง ทำให้การติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด (Maximum Power Point Tracker : MPPT) [1] เป็นไปได้ง่ายขึ้นเนื่องจากมีการควบคุมภายในตัวเอง ทำให้ประสิทธิภาพความนำเชื่อถือของระบบมีมากขึ้น อีกทั้งลดต้นทุนเริ่มต้นในการผลิตไฟฟ้าลง เนื่องจากระบบผลิตไฟฟ้ามีกำลังผลิตต่อหน่วยผลิตที่มีขนาดเล็ก เพื่อให้ประชาชนทั่วไปสนใจแหล่งพลังงานทดแทนมากยิ่งขึ้น ซึ่งโครงสร้างวงจรไมโครอินเวอร์เตอร์แสดงดังรูปที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1 Solar Microinverter

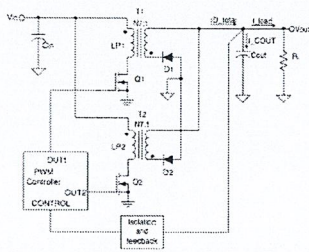


รูปที่ 2 โครงสร้างของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์

2. ทฤษฎีสัมบन्ต

2.1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ในวงจรไมโครอินเวอร์เตอร์ได้ออกแบบโดยเลือกใช้วงจรอินเวอร์ตลิฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (รูปที่ 3) [2] เพื่อลดกระแส rms ที่ขาเข้าของตัวเก็บประจุ และกระแสรีเฟิล ซึ่งส่งผลทำให้ตัวเก็บประจุเข้าและขาออกเล็กลงกว่าเดิมได้ อีกทั้งยังลดค่าของกระแสในขดลวดของหม้อแปลงฝั่งปฐมภูมิและทุติยภูมิ รวมทั้งลดขนาดฮีตซิงค์ที่ใช้สำหรับระบายความร้อนของอุปกรณ์แต่ละชิ้น และยังส่งผลถึงการลดผลกระทบจาก EMI อีกด้วยโดยวงจรอินเวอร์ตลิฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์นี้ทำหน้าที่เป็นตัวแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงหม้อแปลงที่อยู่ในวงจรทำหน้าที่แยกกราวด์แฉง PV ออกจากระบบไฟฟ้ากระแสตรงด้านออกของวงจรจะเป็นรูปคลื่นแบบไซน์เรียงกระแสเต็มคลื่น (Full-Wave Rectified Sinusoidal Wave) โดยมียอดคลื่นแปลงผันตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดของแผง PV



รูปที่ 3 วงจรสมมูลของวงจรอินเวอร์ตลิฟฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

2.2 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงานด้วยโหมด

กระแสไม่

ต่อเนื่อง

โหมดกระแสไม่ต่อเนื่องหมายถึงกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก ($L_{M1,2}$) ไม่ต่อเนื่องคือมีบางช่วงเวลาที่กระแสเป็น ศูนย์ก่อนจบคาบการสวิตช์กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ($L_{M1,2}$) นี้จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นเมื่อสวิตช์นำกระแสอย่างไรก็ตามกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านจะค่อยๆลดลงจนกระทั่งเป็นศูนย์เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสดังแสดงในรูปที่ 3 สมการกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน $L_{M1,2}$ ขณะที่สวิตช์นำกระแสจะมีค่าเท่ากับค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดสมการที่ 2.1 [3]

$$I_{L_{M1,2} \max} = \frac{V_s \times D \times T}{L_{M1,2}} \quad (2.1)$$

2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์

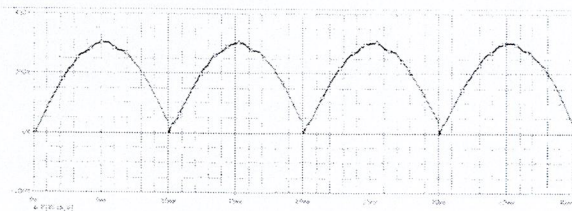
วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ใช้ในการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับทำหน้าที่คลี่ (Unfolding) กระแสไฟฟ้ารูปคลื่นแบบไซน์เรียงกระแสเต็มคลื่นเป็นรูปคลื่นไซน์กระแสสลับเข้าสู่ระบบไฟฟ้ากำลัง ซึ่งวงจรนี้มีรอบการสวิตช์เท่ากับ ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าของระบบไฟฟ้า จึงทำให้ไม่มีความสูญเสียจากการสวิตช์ โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแบบฟูลบริดจ์

2.4 หน่วยประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

หน่วยประมวลผลสัญญาณดิจิทัล(Digital Signal Processor)เป็นตัวควบคุมการทำงานของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากมีความเร็วในการประมวลผลทางคณิตศาสตร์ที่เร็วจึงเลือกใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล รุ่น TMS320F28027 ขนาด 32 บิต ของบริษัท เทกซัส อินสตรูเมนต์ จำกัด โดยใช้เป็นชุดควบคุมดิจิทัล ในโครงการนี้ใช้ TMS320F28027 ในการกำเนิดสัญญาณพีดับเบิลวึม (Pulse Width Modulation) ตัวแปลงอนาลอกเป็นดิจิทัล (ADC) ตัวนับเวลา (Timer)ตัวประมวลผล (CPU) ซึ่งฟังก์ชันดังกล่าวนี้สำคัญมากในการควบคุมระบบของชุดไมโครอินเวอร์เตอร์สำหรับระบบผลิตพลังงานแสงอาทิตย์

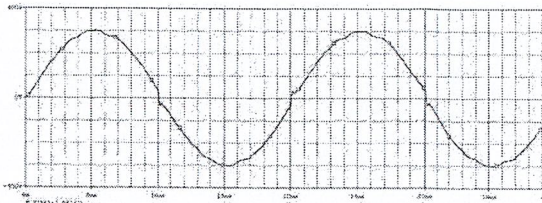
3. ผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

3.1 การจำลองโปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่ใช้ในการจำลองจะใช้โปรแกรม orCad/Pspice เพื่อทำการออกแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ และวงจรอินฟลิต์อินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4 แรงดันเอาต์พุตของวงจร Flyback Converter

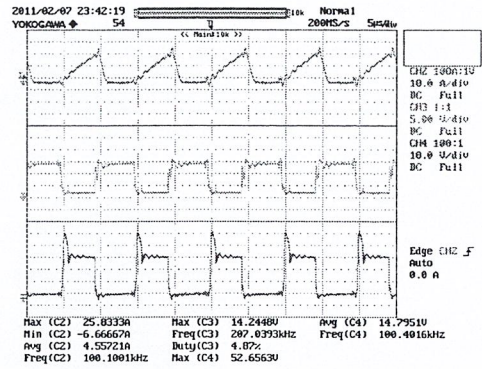
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5 แรงดันเอาต์พุตของวงจร Unfolding inverter

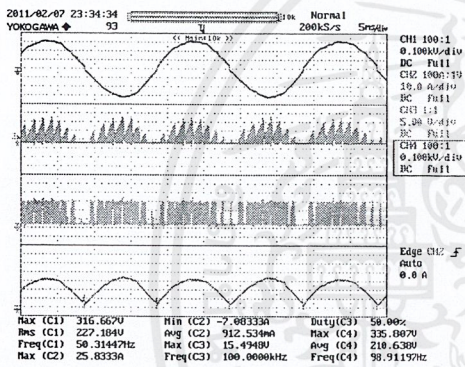
4. ผลการทดลอง

จากผลที่ได้จากการจำลองทางคอมพิวเตอร์ด้วย OrCAD ดังรูปที่กล่าวมา คณะผู้วิจัยจึงได้จัดทำเครื่องต้นแบบไมโครอินเวอร์เตอร์สำหรับระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าด้วยแสงอาทิตย์ขึ้น และทดลองเครื่องต้นแบบไมโครอินเวอร์เตอร์ ได้ผลการทดลองดังนี้

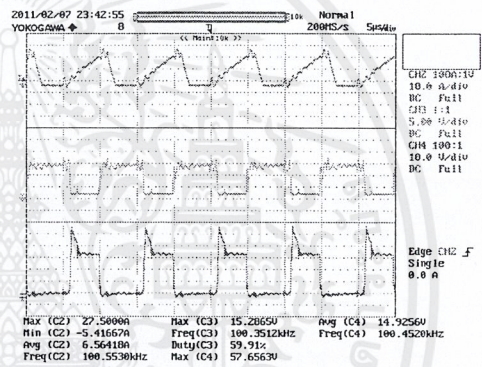


รูปที่ 8 ช่องที่ 1 กระแสที่มอสเฟต 2 ของวงจร Interleaved Flyback Converter ช่องที่ 2 สัญญาณทริกมอสเฟต 1 ที่ duty 4.87% ความถี่ 100kHz ช่องที่ 3 แรงดัน VDS มอสเฟต 1 ของวงจร

Interleaved Flyback

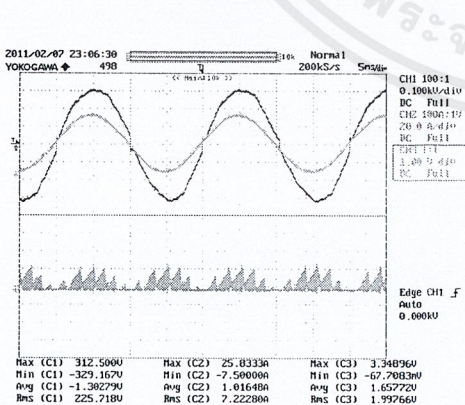


รูปที่ 6 ช่องที่ 1 แรงดันเอาต์พุตของวงจร Unfolding Inverter ช่องที่ 2 กระแสที่มอสเฟต 2 ของวงจร Interleaved Flyback Converter ช่องที่ 3 สัญญาณทริกมอสเฟต 1 ช่องที่ 4 แรงดันเอาต์พุตของวงจร Interleaved Flyback Converter

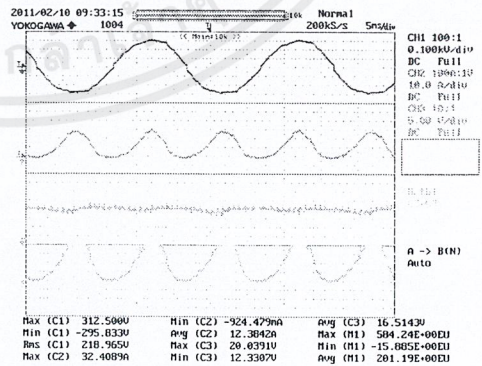


รูปที่ 9 ช่องที่ 1 กระแสที่มอสเฟต 2 ของวงจร Interleaved Flyback Converter ช่องที่ 2 สัญญาณทริกมอสเฟต 1 ที่ duty 59.91% ความถี่ 100kHz ช่องที่ 3 แรงดัน VDS มอสเฟต 1 ของวงจร

Interleaved Flyback

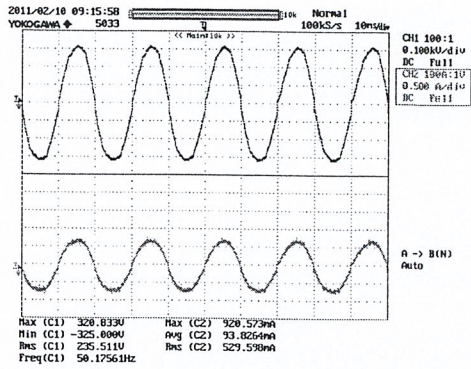


รูปที่ 7 ช่องที่ 1 แรงดันเอาต์พุตของวงจร Unfolding Inverter ช่องที่ 2 แรงดันเทียบการไฟฟ้า ช่องที่ 3 กระแสที่มอสเฟต 2 ของวงจร Interleaved Flyback Converter

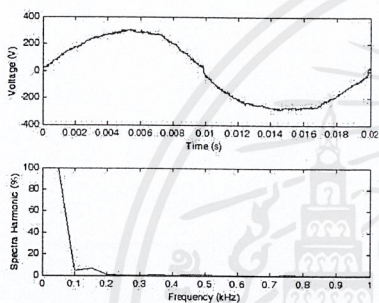


รูปที่ 10 ช่องที่ 1 แรงดันเอาต์พุตของวงจร Unfolding Inverter ช่องที่ 2 กระแสอินพุต ช่องที่ 3 แรงดันอินพุต Math1 กำลังไฟฟ้าอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

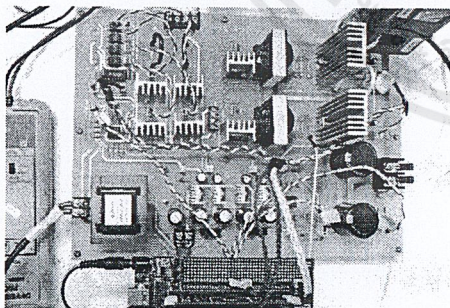


รูปที่ 11 ช่องที่ 1 แรงดันเอาต์พุตของวงจร Unfolding Inverter
ช่องที่ 2 กระแสเอาต์พุตของวงจร Unfolding Inverter



รูปที่ 12 ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสรวมของแรงดันเอาต์พุตของ
ไมโครอินเวอร์เตอร์ขณะซึ่งโครโนสกับระบบกำลังไฟฟ้า
ซึ่งชุดไมโครอินเวอร์เตอร์จ่ายพลังงานเข้าสู่ระบบ

จากรูปที่ 12 เป็นการวิเคราะห์หาค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสรวมที่เกิดขึ้นด้วยโปรแกรม MATLAB ซึ่งได้ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสรวมของแรงดัน (THD_v) เท่ากับ 8.67%



รูปที่ 13 ชุดวงจรไมโครอินเวอร์เตอร์ที่ได้สร้างขึ้น

6. สรุป

บทความนี้นำเสนอการออกแบบไมโครอินเวอร์เตอร์โดยใช้ ฟลายแบค อินเตอร์ลิต์ คอนเวอร์เตอร์ และอินเวอร์เตอร์ในการเชื่อมต่อพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์เข้ากับระบบไฟฟ้า โดยมีวงจรควบคุมการซิงโครไนส์และการทำงานให้มีกำลังไฟฟ้าสูงสุด ซึ่งผู้จัดทำเชื่อว่าสามารถนำไมโครอินเวอร์เตอร์มาใช้งานได้จริง โดยนำไปประยุกต์ใช้กับที่อยู่อาศัยได้อย่างมีประสิทธิภาพ

6. กิตติกรรมประกาศ

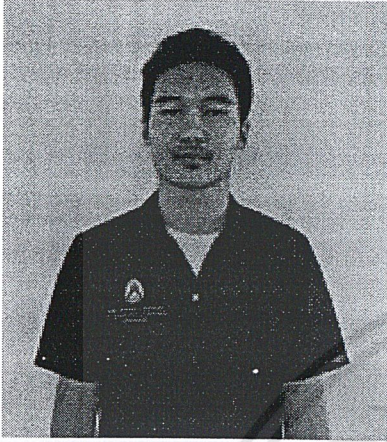
ผู้จัดทำโครงการขอขอบพระคุณดร. สมภพผลไม้อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูงที่ได้ให้คำปรึกษาและคำแนะนำทั้งทางทฤษฎีและทางปฏิบัติต่างๆจนกระทั่งโครงการนี้สำเร็จลุล่วงลงได้ตลอดจนท่านอาจารย์ทุกท่านในสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ต่างๆให้กับผู้จัดทำโครงการ

ขอขอบคุณศูนย์นวัตกรรมระบบพลังงานที่ให้ความอนุเคราะห์แผงเซลล์แสงอาทิตย์และเครื่องมือในการทำวิจัย

เอกสารอ้างอิง

- [1] Luis Castaner, Santiago Silvestre. "Modelling photovoltaic Systems Using PSpice", JOHN WILEY & SOMS ,April ,2002.
- [2] ศุภชัย หอวิมานพร , วิทยานิพนธ์เรื่อง "การศึกษาเปรียบเทียบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหลดการนำกระแสแบบต่อเนื่องและแบบไม่ต่อเนื่อง", สาขาวิศวกรรมควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2547.
- [3] รศ.ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน , วุฒิพล ธาธาธิ์เศรษฐ์ , "อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Eletronics) ", สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2550.

ประวัติคณะผู้จัดทำ



นาย ภาณุพงศ์ ตริยูทธ เกิดวันที่ 30 ธันวาคม 2531
ที่จังหวัดสุราษฎร์ธานี สำเร็จการศึกษาระดับชั้น ปวช.

เตรียมวิศวกรรมศาสตร์ ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

เข้าศึกษาที่ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

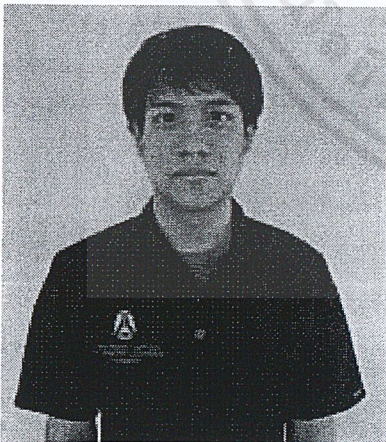
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร

ลาดกระบังปี 2550

มีความสนใจด้าน Power Electronics

E-mail : Phanupong_nu@hotmail.com



นาย ภาณุมาศ ทองระอา เกิดวันที่ 7 ตุลาคม 2531

ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับชั้น

มัธยมศึกษาจากโรงเรียนบดินทรเดชา (สิงห์ สิงหเสนี)

เข้าศึกษาที่ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร

ลาดกระบังปี 2550

มีความสนใจด้าน Power Electronics

E-mail : K_upss@hotmail.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



นาย ยุทธนา พงษ์ดนตรี เกิดวันที่ 19 มิถุนายน 2532

ที่จังหวัดปทุมธานี สำเร็จการศึกษาระดับชั้นมัธยม

ศึกษาจากโรงเรียนสุรศักดิ์มนตรี

เข้าศึกษาที่ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร

ลาดกระบังปี 2550

มีความสนใจด้าน Power Electronics

E-mail :Tumpower_eng@hotmail.com



นาย อาชญ์ ภัทรวรงค์ เกิดวันที่ 24 พฤศจิกายน 2531

ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับชั้น

มัธยมศึกษาจากโรงเรียนบดินทรเดชา (สิงห์ สิงหเสนี)

เข้าศึกษาที่ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร

ลาดกระบังปี 2550

มีความสนใจด้าน Power Electronics

E-mail :Tu_and1@hotmail.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้