



รายงานสหกิจศึกษาฉบับสมบูรณ์

วงจรควบคุมกระแสแบบสองทิศทาง
Hybrid inverter

นายธนกฤต รัตน์วิมล

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2559



รายงานสหกิจศึกษาฉบับสมบูรณ์

วงจรควบคุมกระแสแบบสองทิศทาง
Hybrid inverter



T148564

นายธนภุต รัตนวิมล

ศพ.
ศ 132 จ
2559

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 148564
วันเดือนปี - 6 11 2560

600 266885
b. 12 8 4 1 5 5 7
l.

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2559

ชื่อโครงการสหกิจศึกษา วงจรควบคุมกระแสแบบสองทิศทาง

ชื่อ-สกุล นักศึกษา นายธนกฤต รัตนวิมล

คณะ วิศวกรรมศาสตร์

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

ชื่อ-สกุล อาจารย์นิเทศ อาจารย์เฉลิมพันธ์ หวังวิวัฒนา

ชื่อ-สกุล ผู้นิเทศงาน อาจารย์เฉลิมพันธ์ หวังวิวัฒนา

ชื่อสถานประกอบการ บริษัท ไทยตาบูซิอิเล็กทรอนิกส์ จำกัด

บทคัดย่อ

เนื่องจากทางบริษัท ไทยตาบูซิอิเล็กทรอนิกส์ จำกัด ได้มีการวิจัยเกี่ยวพลังงาน Solar cell และ inverter ซึ่งพบปัญหาเกี่ยวกับพลังงานในแต่ละวันมีค่าไม่เท่ากันทำให้ไม่สามารถกักเก็บพลังงานและตรวจสอบสถานะประจุของแบตเตอรี่ได้ จึงทำให้ต้องมีวงจรที่คอยตรวจสอบสถานะประจุแบตเตอรี่และควบคุมกระแสได้ทั้งสองทิศทางเพื่อนำพลังงานที่ได้ไปเก็บสะสมในแบตเตอรี่แล้วนำพลังงานกลับมาใช้ได้ขณะพลังงานจากแผง PV มีค่าน้อยมาก อีกทั้งยังป้องกันความเสียหายที่เกิดขึ้นกับแบตเตอรี่โดยใช้การคำนวณ % SOC ภายในวงจรจะประกอบด้วย 2 ส่วนใหญ่ๆ คือ ส่วน Power circuit กับ ส่วน Control circuit ควบคุมการทำงานด้วย microcontroller โดยเชื่อมต่อกับ supply และ electronics load วงจรสามารถตรวจสอบสถานะประจุและควบคุมกระแสได้อัตโนมัติ โดยจะแบ่งการทำงานเป็นสองแบบ คือ การทำงานในสภาวะปกติแรงดันด้านขาเข้า ไม่มีการเปลี่ยนแปลง และสภาวะที่แรงดันขาเข้า มีการเปลี่ยนแปลงลดลงเกิน 2V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Co-operative Title Hybrid inverter

Student Intern Name Mr.Thanagrit Ratanavimon

Faculty Engineering

Department electronics

Advisor Name Chaloempun Wangwiwattana

Mentor Name Chaloempun Wangwiwattana

Company THAI TABUCHI ELECTRIC CO.,LTD.

ABSTRACT

As Thai Tabuchi Electric Co.,Ltd. did a research about solar cell energy and inverter, there are problems about the consistency of energy storage of battery and also the verification of status of electric charge of the battery. So the circuit that use for checking electric charge is needed. Also this circuit can control current in two ways to reserve this energy into the battery and bring this energy back for usage while the energy from photovoltaics module still little. It also protect damage that can be happen with the battery by calculating %SOC in the circuit that have power circuit part and control circuit part. Controlled the operation by a microcontroller that connected with supply and electronic loads ,This circuit can used for verify status of the electric charge and auto-control the electric current. This circuit has 2 operation modes. First, voltage input is constant.,Second, the voltage input is decrease more than 2V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

รายงานฉบับนี้ดำเนินการไปได้ด้วยดีด้วยความช่วยเหลือจากหลายท่าน โดยเฉพาะพนักงานที่ปรึกษา นายรัฐทาวุฒิ บริบูรณ์ นายวุฒิศักดิ์ สมเพชร และพี่ๆพนักงานบริษัท ไทยตาบูชิ อิเล็กทริก จำกัด ซึ่งต้องขอขอบคุณเป็นอย่างยิ่งที่คอยให้คำปรึกษาคำแนะนำและข้อคิดเห็นต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อรายงานฉบับนี้เป็นอย่างมาก

ขอขอบพระคุณอาจารย์เฉลิมพันธ์ หวังวิวัฒนา ที่คอยให้การช่วยเหลือคำแนะนำแนวทางในการทำงานและเป็นอาจารย์นิเทศแก่ผู้จัดทำ

ท้ายที่สุดนี้ ผู้จัดทำขอขอบพระคุณบิดา มารดาและครอบครัว ซึ่งให้การสนับสนุนด้านการเงินและกำลังใจในระหว่างการทำงาน จึงขอขอบพระคุณไว้ ณ ที่นี้ด้วย

ผู้จัดทำ

นายธนกฤต รัตน์วิมล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	V
สารบัญภาพ	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ	1
1.4 วิธีการดำเนินโครงการ	1
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
บทที่ 2 แนวคิด ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 วงจร synchronous buck boost converter	3
2.2 ช่วงเวลา Dead time	9
2.3 สถานะของประจุ (State of Charge)	10
2.4 การควบคุมแบบ PI Control	12
2.5 Low pass Filter	15
2.6 วงจรขับเกทมอสเฟตกำลัง	16
2.7 Microcontroller Ti-F28335	17
2.8 Current sensor (cksr25-NP)	18
2.9 Isolate voltage sensor(Acplc-870N)	18
2.10 Mosfet	19
2.11 Power Diode	21
2.12 LM317T	23
2.13 LM7805 และ LM7815	24
2.14 Differential amplifier	24
2.15 แบตเตอรี่สะสมไฟฟ้าแบบตะกั่วกรด (Lead-Acid Battery)	25
2.16 การสื่อสารแบบอนุกรม	26
2.17 Analog to Digital Converter	27

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 วิธีดำเนินการทดลอง	28
3.1 เงื่อนไขการทำงาน	28
3.2 ขั้นตอนการดำเนินงาน	31
3.3 การออกแบบด้าน Hardware	32
3.4 การออกแบบส่วนวงจรหลัก	33
3.5 การออกแบบวงจรขับเกท	36
3.6 การออกแบบ Supply ของวงจร	37
3.7 การเลือกใช้งาน Mosfet	38
3.8 การออกแบบ Control circuit	39
3.9 Simulation ในโปรแกรม Psim	43
3.10 ออกแบบวิธีการเชื่อมต่อและการตั้งค่า Block sim-coder ของ TI-f28335 ในโปรแกรม Psim	51
3.11 การออกแบบ Software	66
บทที่ 4 ผลการทดลอง	73
4.1 การทดลองในลักษณะ open loop	73
4.2 การทดลองในลักษณะ Close loop	75
4.3 การทดลองการทำงานของวงจร	78
บทที่ 5 สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ	81
5.1 สรุปผลการทดลอง	81
5.2 ข้อเสนอแนะ	81
บรรณานุกรม	82
ภาคผนวก	83
ภาคผนวก ก ภาพขั้นตอนการดำเนินงาน	83
ภาคผนวก ข Software ที่ใช้ในการทดลอง	87
ภาคผนวก ค ข้อมูลจำเพาะอุปกรณ์ที่ใช้	98

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 แสดงค่าตัวเก็บประจุที่ใช้งานกับค่าที่คำนวณได้	36
3.2 แสดงค่าตัวเหนี่ยวนำที่ใช้งานกับค่าที่คำนวณได้	36
4.1 แสดงค่า Vin CV และ duty ขณะวงจรระดับแรงดัน	74
4.2 แสดงค่า Vin CV และ duty ขณะวงจรระดับแรงดัน	74
4.3 แสดงผลการทดลองค่าประสิทธิภาพ เวลาและกระแสขณะวงจรเข้าสู่สภาวะ Steady state	78
4.4 แสดงค่าความคลาดเคลื่อนของสมการที่ใช้ในการคำนวณเปอร์เซ็นต์ SOC เริ่มต้น	78
4.5 แสดงเวลาที่ใช้การเข้าสู่สภาวะ Steady state ขณะแรงดันด้านขาเข้าของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงลดลงเกิน 2 V	80



สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 แสดงวงจร Buck boost mosfet 2 switch ที่เลือกใช้งาน	3
2.2 แสดงวงจร Buck boost ขณะลดระดับแรงดัน ขณะ A on และ B off	3
2.3 แสดงวงจร Buck boost ลดระดับแรงดัน ขณะ A off และ B on	4
2.4 (a) แสดงค่าแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (b) แสดงกระแสของตัวเหนี่ยวนำในโหมดต่อเนื่อง (c) กระแสของตัวเก็บประจุ	5
2.5 (a) แสดงกระแสในตัวเก็บประจุ (b) แสดงระลอกคลื่นแรงดันที่ตัวเก็บประจุ	6
2.6 แสดงวงจร Buck boost เพิ่มระดับแรงดัน ขณะ Q1 off และ Q2 on	7
2.7 แสดงวงจร Buck boost เพิ่มระดับแรงดัน ขณะ Q1 on และ Q2 off	7
2.8 แสดงภาพกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุขณะวงจรเพิ่มระดับแรงดัน	8
2.9 (a) แสดงกระแสในตัวเก็บประจุ (b) แสดงระลอกคลื่นแรงดันที่ตัวเก็บประจุ	9
2.10 แสดงช่วงเวลา Dead time สัญญาณ PWM	9
2.11 แสดงข้อมูลค่าของ SOC เทียบกับแรงดัน Voc อ้างอิงจาก Datasheet LC-P1242	10
2.12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ค่าของ SOC เทียบกับแรงดัน Voc ที่ใช้ในการอ้างอิงค่า SOC เริ่มต้น	11
2.13 แสดง Block ควบคุมแบบ P	12
2.14 แสดง Block ควบคุมแบบ I	13
2.15 แสดง Block ควบคุมแบบ PI Control	13
2.16 แสดงการใช้งานทฤษฎี Zigler Nichol	14
2.17 แสดงการวัดคาบเวลาของผลตอบสนอง	14
2.18 วงจรไบอัสมอสเฟตด้าน High side และ low side	16
2.19 วงจร Boost strap ด้าน High side และ low side	17
2.20 microcontroller Ti-F28335	17
2.21 Current sensor (CKSR25-NP)	18
2.22 Isolate voltage sensor (Ac-plc870N)	18
2.23 โครงสร้างภายใน mosfet ขณะนำกระแส	19
2.24 โครงสร้างแสดงค่าความต้านทานที่เกิดขึ้นภายใน mosfet	20
2.25 โครงสร้างทรานซิสเตอร์แฝงและตัวเก็บประจุแฝงภายใน mosfet	20
2.26 โครงสร้างภายในไดโอดกำลัง	21
2.27 แสดงกราฟ Characteristic ของไดโอดกำลัง	21
2.28 วงจรรักษาระดับแรงดัน 1.5 V (LM317T)	23

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.29 IC voltage Regulator LM7815 และ LM7805	24
2.30 วงจร Differential amplifier	24
2.31 แสดงปฏิกิริยาภายในของ lead-acid battery	25
2.32 การสื่อสารแบบซิงโครนัส (synchronous)	26
2.33 การสื่อสารแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous)	27
3.1 แสดงภาพ Block ในการเชื่อมต่อวงจร	28
3.2 แสดงเงื่อนไขควบคุมกระแสชาร์จ 4A ขณะแบตเตอรี่มีค่า Soc น้อยกว่าหรือเท่ากับ 40%	29
3.3 แสดงเงื่อนไขควบคุมกระแสชาร์จ 4A ขณะแบตเตอรี่มีค่า Soc มากกว่า 40% และน้อยกว่า 80%	29
3.4 แสดงเงื่อนไขขณะวงจรควบคุมกระแส Discharge 2A เมื่อแบตเตอรี่มีค่าSOC ไม่ต่ำกว่า 20% และแรงดันด้านขาเข้าวงจรลดลงเกิน 2 V	30
3.5 แสดงเงื่อนไขขณะวงจรควบคุมกระแส Discharge 2A เมื่อแบตเตอรี่มีค่าSOC มากกว่า 80%	30
3.6 แสดง Block diagram ส่วนประกอบทั้งหมดภายในวงจร	32
3.7 แสดงการออกแบบวงจร Synchronous buck boost converter	33
3.8 แสดงการออกแบบวงจร Boost strap	36
3.9 แสดงการออกแบบวงจรไบอัส MOSFET	37
3.10 แสดงการออกแบบวงจร Supply 15V (LM7815) และ Supply 5V (LM7805)	37
3.11 แสดงการออกแบบแรงดัน 1.5 V (LM317T)	38
3.12 แสดงการออกแบบวงจร Isolate Voltage sensor (Acplc-870) ทั้งด้านขาเข้าและขาออกของวงจร	40
3.13 แสดงการออกแบบวงจร Current sensor	41
3.14 แสดงการออกแบบ Differential amplifier ที่เชื่อมต่อกับ Current sensor	42
3.15 แสดงการออกแบบ Differential amplifier ที่เชื่อมต่อกับ Isolate Voltage sensor	42
3.16 แสดงวงจรที่ใช้ Simulation ในโปรแกรม Psim ขณะวงจรลดระดับแรงดัน	43
3.17 แสดงการกำหนดค่า Duty cycle และความถี่สวิตช์	43
3.18 แสดงการปรับค่า Simulation Control	44
3.19 แสดงสัญญาณกระแสด้านขาออกและสัญญาณแรงดันขาออก	44
3.20 แสดงวงจรที่ใช้ Simulation ในโปรแกรม Psim ขณะวงจรเพิ่มระดับแรงดัน	45
3.21 แสดงการกำหนดค่า Duty cycle และความถี่สวิตช์	45
3.22 แสดงการปรับค่า Simulation Control	46

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.23 แสดงสัญญาณกระแสด้านขาออกและสัญญาณแรงดันขาออก	46
3.24 แสดงการเชื่อมต่อวงจรกับ Sim-coder ti-f28335 ในลักษณะ Close loop	47
3.25 แสดงผลการตอบสนองขณะวงจรถระระดับแรงดัน	48
3.26 แสดงผลการตอบสนองขณะวงจรถระเพิ่มระดับแรงดัน	48
3.27 แสดงผลการ Simulation close loop ใน program psim ขณะวงจรถระระดับแรงดัน	50
3.28 แสดงผลการ Simulation close loop ใน program psim ขณะวงจรถระเพิ่มระดับแรงดัน	50
3.29 proportional block	51
3.30 การกำหนดค่า Gain ใน proportional block ของ sensor voltage	51
3.31 การกำหนดค่า Gain ใน proportional block ของ current sensor	51
3.32 การเชื่อมต่อ proportional block กับ A/D Converter	52
3.33 A/D Converter ของ Ti-F28335	52
3.34 การเรียกใช้งาน A/D Converter	52
3.35 การเชื่อมต่อ A/D Converter กับ zero-order hold	53
3.36 การกำหนดค่า gain ขดเชยใน A/D Converter Ti-F28335	53
3.37 Zero-order hold ของ Ti-F28335	54
3.38 การเรียกใช้งาน Zero-order hold	54
3.39 การเชื่อมต่อ zero-order hold กับ Simplified C block	54
3.40 การตั้งค่าความถี่ interrupt = 10kHz	55
3.41 Simplified C block ของ Ti-F28335	55
3.42 การเรียกใช้งาน Simplified C block	55
3.43 การเชื่อมต่อ Simplified C block	56
3.44 แสดงการกำหนดค่าใน Simplified C block	56
3.45 แสดงการกำหนดค่าใน Simplified C block	57
3.46 1-phase PWM block	57
3.47 แสดงการเรียกใช้งาน 1-phase pwm	58
3.48 แสดงการเชื่อมต่อ1-phase pwm	58
3.49 แสดงการตั้งค่า 1-phase pwm	58
3.50 Digital output ของ Ti-F28335	59
3.51 แสดงการเรียกใช้งาน Digital output ของ Ti-F28335	59
3.52 แสดงการเชื่อมต่อ Digital output	59

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.53 แสดงการตั้งค่า Digital output	60
3.54 DSP Clock	60
3.55 แสดงการเรียกใช้งาน DSP Clock	60
3.56 แสดงการตั้งค่า Digital output	61
3.57 Hardware configuration	61
3.58 แสดงการเรียกใช้งาน Hardware configuration	61
3.59 แสดงการตั้งค่า Hardware configuration	62
3.60 SCI output block	62
3.61 SCI Config F28335	62
3.62 แสดงการเรียกใช้งาน SCI output	63
3.63 แสดงการเชื่อมต่อ SCI output	63
3.64 แสดงการเรียกใช้งาน SCI Configuration	63
3.65 แสดงการตั้งค่า SCI Configuration	64
3.66 แสดงการตั้งค่า port ใน computer	64
3.67 แสดงการเชื่อมต่อสาย RS232 กับขาของ Tx Rx ของ Ti-F28335	64
3.68 แสดงการใช้งาน DSP oscilloscope	65
3.69 แสดง Flowchart software ที่ใช้งาน	68
3.70 แสดงการปรับค่า Gain ขดเชย ADC ใน AVD Converter block Ti-F28335 ในโปรแกรม Psim	70
3.71 แสดงการปรับค่า Gain ขดเชย ADC ใน Simplified C block Ti-F28335 ในโปรแกรม Psim	71
3.72 แสดงการ Generate code ใน program psim	71
3.73 แสดงการ Import file ใน program ccs	72
3.74 แสดงการตั้งค่าใน program ccs	72
3.75 แสดงการ Burn software ใน program ccs	72
4.1 แสดงภาพ Hardware ที่ใช้ในการทดสอบ	73
4.2 แสดงการเชื่อมต่อวงจรที่ใช้ในการทดสอบ open loop ขณะวงจรถะดับแรงดัน	73
4.3 แสดงการเชื่อมต่อวงจรที่ใช้ในการทดสอบ open loop ขณะวงจรมีระดับแรงดัน	74
4.4 แสดงการเชื่อมต่อวงจรที่ใช้ในการทดสอบ	75
4.5 กราฟแสดงผลการทดสอบสัญญาณกระแสขาออก ขณะ close loop	76

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.6 กราฟแสดงผลการทดสอบค่าประสิทธิภาพของวงจร ขณะ close loop	76
4.7 กราฟแสดงผลการทดสอบสัญญาณกระแสขาออก ขณะ close loop	77
4.8 กราฟแสดงผลการทดสอบค่าประสิทธิภาพของวงจร ขณะ close loop	77
4.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง SOC(%) กระแสขาออก(A) จากเครื่องมือวัดเทียบกับเวลา (ชม.)	79
4.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง SOC(%) แรงดันขาออก (V) จากเครื่องมือวัดเทียบกับเวลา (ชม.)	79
4.11 แสดงสัญญาณระหว่างกระแสขาออกกับแรงดันขาเข้า ขณะแรงดันขาเข้าของวงจรเปลี่ยนแปลงลดลงเกิน 2 V	80



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ทางบริษัท ไทยตาบูซอิลีแอนด์ทริค จำกัด ได้มีการพัฒนาการวิจัยเกี่ยวกับพลังงาน Solar cell และ inverter โดยพัฒนาจากผลิตภัณฑ์ทางญี่ปุ่น โดยพบปัญหาคือปริมาณพลังงานจากแผง PV ในแต่ละวันมีค่าน้อยไม่เท่ากัน ทำให้พลังงานที่ถูกเก็บสะสมในแบตเตอรี่ถูกเก็บสะสมได้ไม่เต็มที่และ ไม่สามารถตรวจสอบถึงสถานะการประจุของแบตเตอรี่ได้ ทางผู้จัดทำได้รับทราบปัญหาดังกล่าวจึงได้ออกแบบวงจรในลักษณะ Hybrid inverter ที่สามารถกักเก็บพลังงานและตรวจสอบสถานะการประจุแบตเตอรี่เพื่อวิเคราะห์ว่าควรทำการชาร์จหรือคายประจุจากแบตเตอรี่เพื่อป้องกันไม่ให้แบตเตอรี่ได้รับความเสียหายและควบคุมกระแสได้ทั้งสองทิศทาง โดยใช้การควบคุมจาก microcontroller เพื่อเป็นองค์ความรู้และประโยชน์ในการพัฒนาและศึกษาต่อไป

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

- 1.2.1 เพื่อควบคุมกระแสได้สองทิศทางทั้งขณะ Charge และ Discharge
- 1.2.2 เพื่อป้องกันความเสียหายที่เกิดอาจขึ้นกับแบตเตอรี่ได้
- 1.2.3 เพื่อเป็นประโยชน์ในการใช้งานพลังงาน Solar cell

1.3 ขอบเขตของโครงการ

- 1.3.1 วงจรควบคุมกระแส Charge 4A ไปยังแบตเตอรี่เมื่อแรงดันด้าน input ไม่มีมีการเปลี่ยนแปลง หรือแบตเตอรี่มีสถานะประจุต่ำ
- 1.3.2 วงจรควบคุมกระแส Discharge 2A จากแบตเตอรี่ไปยังโหลดเมื่อแรงดันด้าน input ไม่มีมีการเปลี่ยนแปลง หรือ แบตเตอรี่มีสถานะประจุมาก หรือ สภาวะที่แรงดันด้าน input มีการเปลี่ยนแปลงลดลงเกิน 2V อย่างรวดเร็ว

1.4 วิธีการดำเนินโครงการ

- 1.4.1. ศึกษาทฤษฎีการทำงานของวงจร Buck Boost
- 1.4.2. คำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำและค่าตัวเก็บประจุที่ใช้งานในวงจรนี้และเริ่มออกแบบวงจร
- 1.4.3. นำวงจรที่ได้ออกแบบไว้ มา Simulation ในโปรแกรม Psim วิเคราะห์ว่าวงจรสามารถใช้งานได้หรือไม่
- 1.4.4. Simulation วงจรในลักษณะ open loop และในลักษณะ Close loop
- 1.4.5. ศึกษาการใช้งาน Sensor กระแส และ Sensor แรงดัน แล้วทำการออกแบบ Hardware ในโปรแกรม Altium designer 2016

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4.6. สร้าง Hardware ของวงจร Bidirectional buck boost converter ในโปรแกรม Altium Designer 2016

1.4.7. ทำการทดสอบวงจรที่ได้ทำขึ้นในลักษณะ open loop

1.4.8. ปรับลดค่า Gain ขดเซย์เพื่อให้ Sensor อ่านค่าได้แม่นยำใกล้เคียงกับค่าจริง โดยดูค่าผ่าน Real time monitoring ใน Program psim

1.4.9. ศึกษาทฤษฎีของ PI control และ %SOC เพื่อนำมาใช้เขียน software ควบคุมการทำงานของวงจร

1.4.10. ทำการเขียน Software close loop charge 4 A และ close loop Discharge 2A เพื่อทดสอบว่าวงจรสามารถ Close loop แบบ PI Control ได้หรือไม่

1.4.11. ทำการรวบรวมเงื่อนไขทั้งหมดเพื่อนำมาเขียนเป็น Software ควบคุมการทำงานของวงจร

1.4.12. ทดสอบวงจรในลักษณะ Close loop กับ Software ที่ได้เขียนไว้ทั้งหมด

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 วงจรสามารถถ่ายเทพลังงานได้สองทิศทาง ทำให้ดึงพลังงานจากแบตเตอรี่ได้ขณะไม่มีแหล่งจ่ายไฟหรือสถานะประจุแบตเตอรี่เต็ม และเก็บสะสมพลังงานในแบตเตอรี่ได้เมื่อมีแหล่งจ่ายไฟหรือสถานะประจุแบตเตอรี่ต่ำ

1.5.2. ป้องกันความเสียหายและการเสื่อมของแบตเตอรี่จากการ Charge และ Discharge

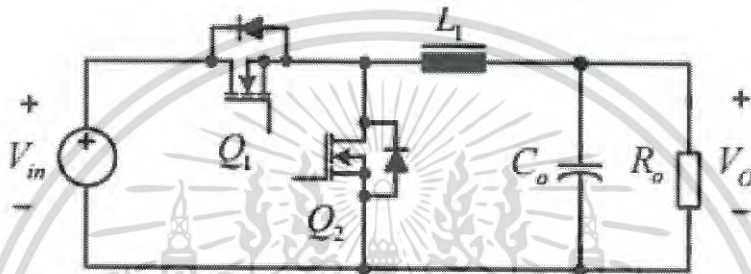
1.5.3. เป็นองค์ความรู้แนวทางการศึกษาและพัฒนาเกี่ยวกับวงจร Hybrid inverter และพลังงานทดแทน Solar cell ในอนาคต

บทที่ 2

แนวคิด ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 วงจร synchronous buck boost converter

ทฤษฎีของวงจรที่จะใช้ควบคุมกระแสได้สองทิศทางซึ่งวงจรจะต้องส่งผ่านพลังงานจากซ้ายไปขวาและจากขวามาซ้ายได้ โดยเลือกใช้เป็นวงจร Buck Boost converter ใช้ mosfet 2 switch แบบ two quadrant chopper โดยวงจรที่ใช้จะให้ค่าแรงดันเป็นบวกเสมอแต่กระแสเป็นได้ทั้งบวกและลบวงจรสามารถเพิ่มและลดระดับแรงดันได้ขึ้นอยู่กับค่าของ Duty cycle ของสัญญาณ PWM

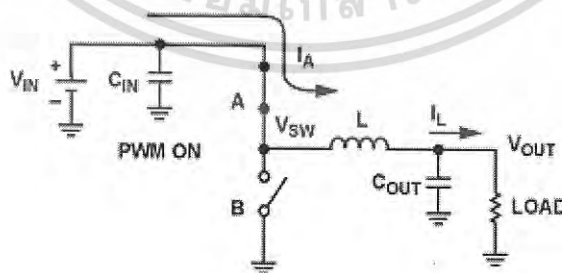


ภาพที่ 2.1 แสดงวงจร Buck boost mosfet 2 switch ที่เลือกใช้งาน

2.1.1. ขณะลดระดับแรงดัน

2.1.1.1. ขณะ Switch A on Switch B off

แรงดันด้านขาเข้า คือแรงดันจาก Power supply และโหลดคือแบตเตอรี่
ขณะ mosfet ด้าน High side on และ mosfet ด้าน low side off จะมีกระแสจาก supply ผ่านตัวเหนี่ยวนำไหลไปชาร์จ C ด้านขาออก แล้วถ่ายเทไปยังโหลด

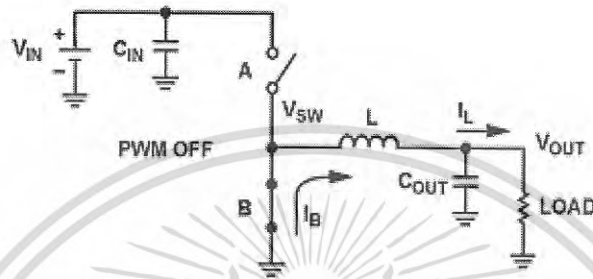


ภาพที่ 2.2 แสดงวงจร Buck boost ขณะลดระดับแรงดัน ขณะ A on และ B off

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1.2 ขณะ Switch A off Switch B on

ขณะ mosfet ด้าน High side off และ mosfet ด้าน low side on ขั้วของตัวเหนี่ยวนำจะกลับขั้วทำให้กระแสที่สะสมภายในตัวเหนี่ยวนำรวมกับกระแสที่ Discharge จากตัวเก็บประจุไหลไปยังโหลด พลังงานจะถูกถ่ายเทจากขั้วไปขวา หาค่า V_{out} ได้ตามสมการ $\frac{V_{out}}{V_{in}} = D$ เมื่อ D คือค่า Duty cycle



ภาพที่ 2.3 แสดงวงจร Buck boost ลดระดับแรงดัน ขณะ A off และ B on

ค่าของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นโหมดกระแสต่อเนื่อง โดยมีหลักการการทำงานแบ่งได้ 2 ช่วง ดังนี้โดยแสดงดังรูปที่ 2.4

ช่วง ($0 < t \leq DT_s$)

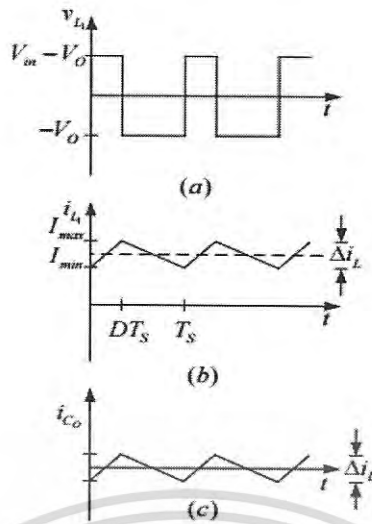
ขณะ mosfet ด้าน High side on และ mosfet ด้าน low side off กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จาก I_{min} จนถึงค่าของ I_{max} โดยตัวเหนี่ยวนำจะเก็บพลังงานอยู่ในรูปของแม่เหล็ก เกิด

$$\Delta i_{L(on)} = \frac{(V_s - V_o)DT}{L} \quad (2.1)$$

ช่วง ($DT_s < t \leq Ts$)

ขณะ mosfet ด้าน High side off และ mosfet ด้าน low side on กระแสที่สะสมอยู่ภายในตัวเหนี่ยวนำจะไม่เป็น 0 ทันที แต่ค่ากระแสจะค่อยๆ ลดจาก I_{max} จนถึงค่าของ I_{min} โดยพลังงานที่สะสมภายในตัวเหนี่ยวนำจะไหลไปยังโหลด เกิด

$$\Delta i_{L(off)} = \frac{-V_o(1-D)T}{L} \quad (2.2)$$



ภาพที่ 2.4 (a) แสดงค่าแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (b) แสดงกระแสของตัวเหนี่ยวนำในโหมดต่อเนื่อง (c) กระแสของตัวเก็บประจุ

โดยจากรูปที่ 2.4 สามารถคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำต่ำที่สุด คือ

$$\begin{aligned}
 I_{Lmin} &= I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \\
 I_{Lmin} &= \frac{V_o}{R} - \frac{V_o(1-D)T}{2L} \\
 I_{Lmin} &= V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right) \tag{2.3}
 \end{aligned}$$

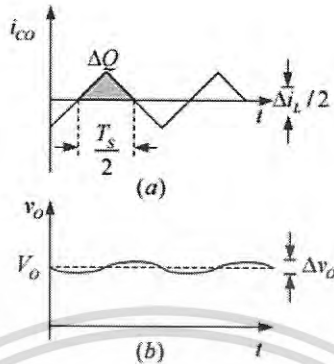
และหาก I_{Lmin} มีค่าเท่ากับศูนย์พอดีโดยเป็นช่วงต่อระหว่างกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง

$$\begin{aligned}
 I_{Lmin} &\geq 0 \geq V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right) \\
 L_{min} &\geq \frac{(1-D)R}{2f} \tag{2.4}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าระลอกคลื่นแรงดันไฟฟ้าทางออก

สำหรับการคำนวณหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าทางออก สามารถหาได้จากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของตัวเก็บประจุดังรูปที่ 2.5



ภาพที่ 2.5 (a) แสดงกระแสในตัวเก็บประจุ (b) แสดงระลอกคลื่นแรงดันที่ตัวเก็บประจุ

จากรูปที่ 2.5 เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุมีค่าเป็นบวก เวลาดังกล่าวตัวเก็บประจุจะสะสมประจุโดยคำนวณจาก

$$Q = CV_o$$

$$\Delta Q = C\Delta V \tag{2.5}$$

เนื่องจาก ΔQ คือพื้นที่สามเหลี่ยมที่เกิดจากกระแสตัวเก็บประจุคูณกับเวลา

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T\Delta i_L}{8} \tag{2.6}$$

แทนค่า สมการที่ 2.6 ลงในสมการที่ 2.5 $\Delta V_o = \frac{T\Delta i_L}{8C}$ (2.7)

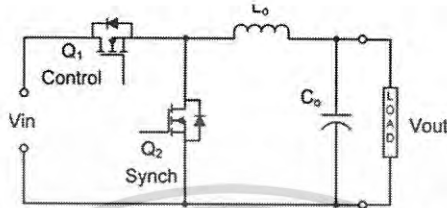
แทนค่า $\Delta i_L = \frac{V_o}{L} (1 - D)T$ ในสมการที่ 2.7

จะได้
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1-D)}{8LCf^2} \tag{2.8}$$

2.1.2 ขณะเพิ่มระดับแรงดัน

2.1.2.1 ขณะ Switch Q1 off และ Q2 on

กรณีใช้โหลดเป็นแบตเตอรี่ ขณะ mosfet high side OFF และ mosfet low side ON จะมีกระแสไหลจากแบตเตอรี่ผ่านตัวเหนี่ยวนำและไหลไปชาร์จ C ทำให้พลังงานถูกเก็บสะสมใน L และ C



ภาพที่ 2.6 แสดงวงจร Buck boost เพิ่มระดับแรงดัน ขณะ Q1 off และ Q2 on

ขณะ Switch นำกระแส $dt=DT$ เมื่ออัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสที่ โดยถือว่าการเพิ่มของกระแสไฟฟ้าเป็นเชิงเส้นทำให้สามารถคำนวณได้จาก

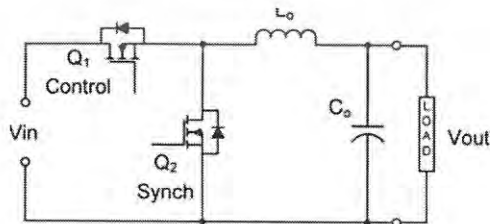
$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_S}{L}$$

$$\Delta i_{L(on)} = \frac{V_S DT}{L} \quad (2.9)$$

2.1.2.2 ขณะ Switch Q1 on และ Q2 off

กรณีใช้โหลดเป็นแบตเตอรี่ ขณะ Q1 ON และ Q2 OFF พลังงานที่เก็บสะสมในตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุกับพลังงานจากแบตเตอรี่จะถ่ายเทพลังงานจากขวาไปซ้ายทำให้วงจรเพิ่ม

ระดับแรงดันตามความสัมพันธ์ ตามสมการ $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D}$ เมื่อ D คือค่า Duty cycle



ภาพที่ 2.7 แสดงวงจร Buck boost เพิ่มระดับแรงดัน ขณะ Q1 on และ Q2 off

ขณะ Switch ไม่นำกระแส $dt=(1-D)T$ เมื่ออัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสคงที่ โดยถือว่าการเพิ่มของกระแสไฟฟ้าเป็นเชิงเส้นทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\Delta i_{L(off)} = \frac{V_s(1-D)T}{L} \quad (2.10)$$

การหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด

สมมติการสูญเสียภายในวงจร Boost converter มีค่าเท่ากับ 0 กำลังไฟฟ้ากระแสตรงจะเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่โหลดได้รับ เงื่อนไขนี้จะได้

$$P_s = P_o = \frac{V_o^2}{R}$$

$$V_s I_L = \frac{V_o^2}{R}$$

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

$$I_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} \quad (2.11)$$

จากค่ากระแสต่ำสุดของตัวเหนี่ยวนำ $I_{Lmin} = i_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.12)$

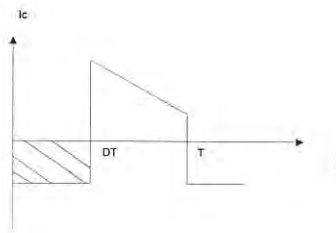
แทนค่าสมการที่ 2.11 และ 2.9 ลงในสมการที่ 2.12

$$I_{Lmin} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{V_s D T}{2L}$$

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (2.13)$$

ค่าระลอกคลื่นแรงดันไฟฟ้าทางออก

สำหรับการคำนวณหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าทางออก สามารถหาได้จากกระแสที่ไหลตัวเก็บประจุดังรูปที่ 2.8



ภาพที่ 2.8 แสดงภาพกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุขณะวงจรเพิ่มระดับแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.8 การคำนวณหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าขาออกจากยอดถึงยอดของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

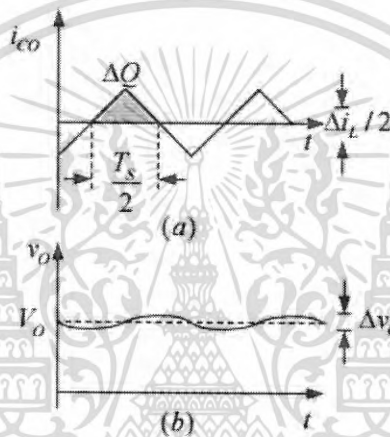
$$\Delta Q = C\Delta V_o = I_o\Delta t_{on} \quad (2.14)$$

$$I_o = \frac{V_o}{R}$$

$$\Delta t_{on} = DT$$

แทนค่า $I_o = \frac{V_o}{R}$ และ $\Delta t_{on} = DT$ จะได้

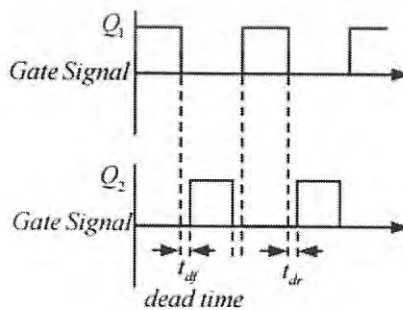
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (2.15)$$



ภาพที่ 2.9 (a) แสดงกระแสในตัวเก็บประจุ (b) แสดงระลอกคลื่นแรงดันที่ตัวเก็บประจุ

2.2 ช่วงเวลา Dead time

ในขณะที่ mosfet on-off จะต้องมีค่าเวลาที่ไม่ทำให้ mosfet ทั้งคู่ on พร้อมกันซึ่งจะทำให้ mosfet เสียหายได้ โดยค่าเวลาที่ใช้นี้เรียกว่า Dead time ซึ่งไม่ควรมีค่าน้อยเกินไปหรือมากเกินไปซึ่งสามารถกำหนดได้จากการตั้งค่าการส่งสัญญาณ PWM ที่มาจาก microcontroller



ภาพที่ 2.10 แสดงช่วงเวลา Dead time สัญญาณ PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

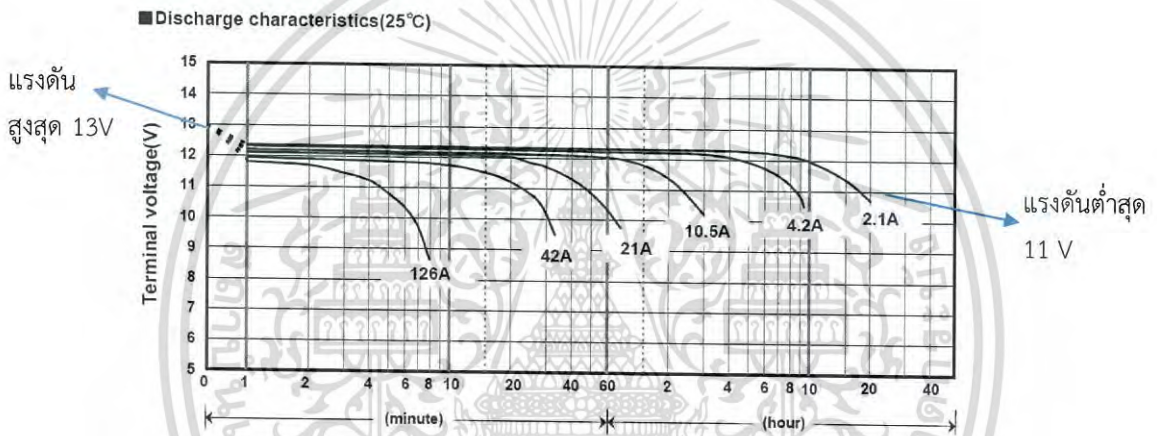
2.3 สถานะของประจุ (State of Charge)

เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้ในการบ่งบอกความจุที่คงเหลือภายในแบตเตอรี่เทียบกับปริมาณความจุของแบตเตอรี่ทั้งหมดซึ่งเป็นค่าที่บ่งบอกได้ดีกว่าการอ้างอิงแรงดันของแบตเตอรี่ โดยทั่วไป เปอร์เซ็นต์ SOC ที่ใช้ควรมีค่าอยู่ในช่วง 20-95 % และไม่ควรถ่ำกว่า 40 % ในการใช้งานจริง ถ้า SOC=100% นั่นคือแบตเตอรี่เต็มโดยสมบูรณ์ โดยมีสูตรการคำนวณดังนี้

$$SOC = \frac{Q_t}{Q_0} = \frac{\int_{t_0}^t i(t) dt}{Q_0} \quad (2.16)$$

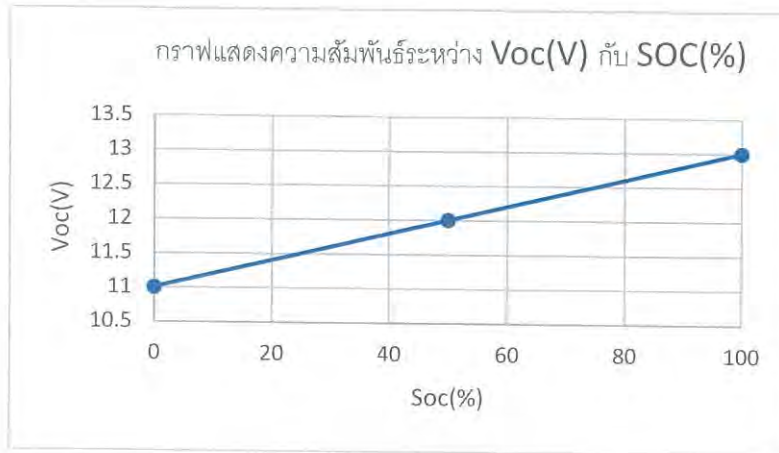
เมื่อ Q_0 คือ ค่าความจุของแบตเตอรี่ที่ใช้งาน Ah

Q_t คือ ค่าความจุของกระแสที่เวลาใดๆ Ah



ภาพที่ 2.11 แสดงข้อมูลค่าของ SOC เทียบกับแรงดัน Voc อ้างอิงจาก Datasheet LC-P1242

จากรูปที่ 2.11 เป็นข้อมูล % SOC เทียบกับค่าแรงดัน (Voc) โดยอ้างอิงจากข้อมูลของกราฟ Discharge characteristics Datasheet LC-P1242 เพื่อนำมาใช้เป็นข้อมูลอ้างอิงเริ่มต้นขณะต่อแบตเตอรี่ในครั้งแรกโดยในวงจรมันจะเลือกใช้ใช้งานเปอร์เซ็นต์ SOC ให้อยู่ในช่วง 40-80% โดยการวิเคราะห์หาสมการเส้นตรงโดยการนำข้อมูลมา plot เป็นกราฟดังนี้



ภาพที่ 2.12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ค่าของ SOC เทียบกับแรงดัน Voc ที่ใช้ในการอ้างอิงค่า SOC เริ่มต้น

หาค่าความสัมพันธ์แบบสมการเส้นตรง โดยเลือกใช้ในช่วง 40-80% อ้างอิงจากข้อมูลใน

ภาพที่ 2.11 จากสมการเส้นตรง $y=mx+C$ (2.17)

$$\text{หาค่าความชัน } m = \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{13-11}{100-0} = 0.02$$

แทนค่า $m=0.02$ ในสมการที่ 3.16 จะได้ $y=0.02x+C$ (2.18)

โดยค่า y คือค่าแรงดัน Voc และ x คือค่า SOC(%)

หาค่า C โดยแทนค่า $y=11$ และ $x=0$ จะได้ $C=11$

ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ $y=0.02x+11$ (2.19)

นำข้อมูลที่ได้จากสมการที่ 2.16 ไปเขียน Software โดยการใช้การคำนวณค่าเปอร์เซ็นต์ SOC แบบ real time ซึ่งค่าที่ได้จะอัปเดตทุกๆ 1 นาที โดยแสดงค่าใน Serial monitor ในโปรแกรม arduino ผ่าน Rs232 แล้วนำข้อมูลที่ได้ออกมาพล็อตกราฟแต่เนื่องจากสถานะของแบตเตอรี่เริ่มต้นค่าของ SOC มีค่าไม่เท่ากันทำให้ต้องมีการคำนวณหาค่า SOC เริ่มต้นขณะเริ่มต่อแบตเตอรี่โดยใช้หลักการคำนวณ ดังนี้

$$\text{จากสมการที่ 2.19} \quad \text{SOC} = \frac{(Voc-11)}{0.02} \quad (2.20)$$

โดยค่า Voc คือค่าแรงดันขณะแบตเตอรี่ไม่มีการต่อโหลด (V)
 Soc คือค่าสถานะประจุของแบตเตอรี่ (%)

2.4 การควบคุมแบบ PI Control

จากการควบคุมแบบ PI Control เป็นการนำสัญญาณ Reference ลบกับสัญญาณที่ Feedback จาก output จะได้เป็นสัญญาณ error สัญญาณที่ได้จะผ่าน Block P กับ Block I นำสัญญาณมาบวกกันจะได้เป็น output ของระบบ PI โดยสัญญาณ error จะมีค่าลู่เข้าสู่ 0 และ output ของระบบ PI เข้าใกล้ค่าของ Reference สัญญาณจะเข้าสู่สภาวะ Steady state ได้เร็วขึ้นขึ้นอยู่กับการปรับลดค่าของ K_P และ K_I ซึ่งสามารถหาสมการของ PI ได้ดังนี้

$$\text{Block } K_p \text{ จะให้ค่า } y(n_p) = K_p x(n)$$

$$\text{Block } K_i \text{ จะให้ค่า } y(n_i) = K_i(y(n-1) + T/2 * (x(n) + x(n-1)))$$

จากนั้นจะได้สมการของ PI = $y(n_p) + y(n_i)$

$$\text{จะได้ } y(n) = K_p x(n) + K_i(y(n-1) + T/2 * (x(n) + x(n-1))) \quad (2.21)$$

เมื่อ $x(n)$ คือค่า input ปัจจุบัน

$x(n-1)$ คือค่า input ก่อนหน้า

$y(n)$ คือค่า output ปัจจุบัน

T คือ คาบของเวลาที่ interrupt

$y(n-1)$ คือ ค่า output ก่อนหน้า

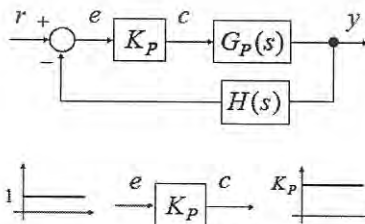
K_p คือค่าคงที่แบบสัดส่วน

K_i คือค่าคงที่แบบปริพันธ์

2.4.1 การปรับลดค่า K_P และ K_I

2.4.1.1 ตัวควบคุมแบบสัดส่วน หรือตัวควบคุมแบบพี

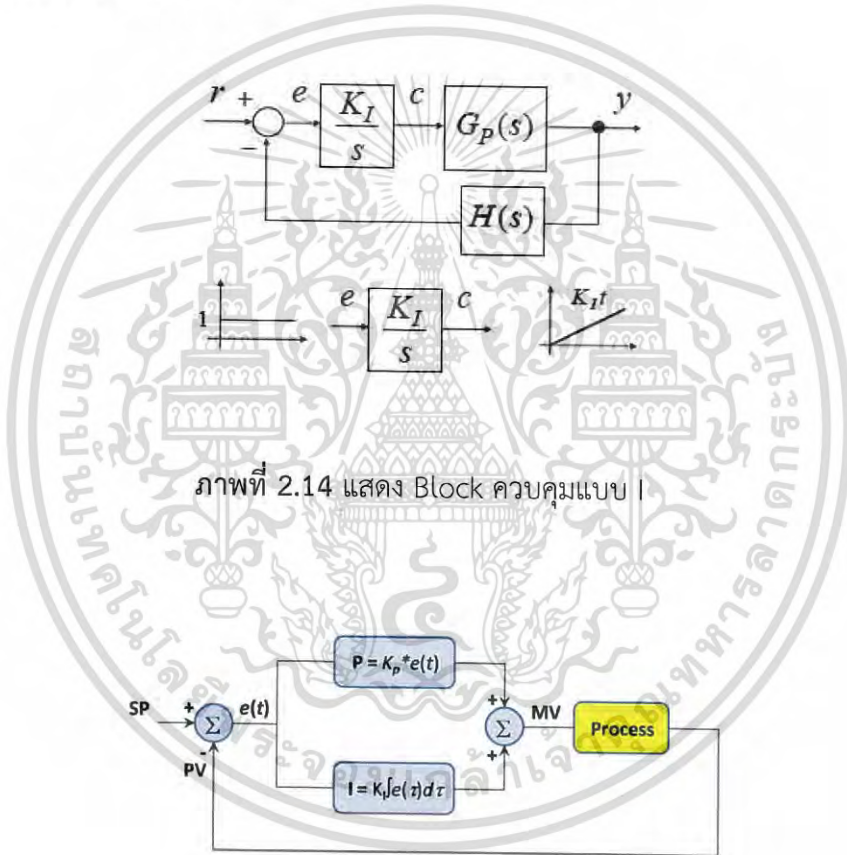
ตัวควบคุมแบบนี้จะนำเอาสัญญาณค่าความผิดพลาดระหว่าง สัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณเอาต์พุตมาเป็นอินพุตของตัวควบคุม แล้วตัวควบคุมจะทำการสร้างสัญญาณเอาต์พุตด้วยการขยายสัญญาณความผิดพลาดดังกล่าวด้วยค่าเกนของตัวควบคุมบล็อกไดอะแกรมและลักษณะของการประมวลผลสัญญาณการปรับค่า K_p สูงขึ้นจะทำให้ระบบมีผลตอบสนองเร็วขึ้น แต่ก็ถ้ามากเกินไปผลที่ตามมาคือค่าจะพุ่งเกินจะสูงขึ้นซึ่งเป็นอันตรายต่อระบบได้



ภาพที่ 2.13 แสดง Block ควบคุมแบบ P

2.4.1.2 ตัวควบคุมแบบปริพันธ์ หรือตัวควบคุมแบบไอ

ตัวควบคุมแบบนี้จะนำเอาสัญญาณความผิดพลาดระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณเอาต์พุตมาเป็นอินพุตของตัวควบคุม แล้วตัวควบคุมจะทำการสร้างสัญญาณเอาต์พุตด้วยการอินทิเกรตสัญญาณความผิดพลาดดังกล่าวแล้วคูณด้วยค่าเกนของตัวควบคุมบล็อกไดอะแกรมและลักษณะของการประมวลผลสัญญาณ จุดเด่นของตัวควบคุมแบบนี้เมื่อนำไปใช้งานก็คือ ถ้านำไปใช้กับระบบชนิด 0 (System type 0) ตัวควบคุมแบบนี้จะสามารถจัดค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัวได้ ข้อด้อยที่อาจจะเกิดขึ้นในการนำไปใช้งานก็คือ ตัวควบคุมแบบนี้ไม่สามารถลดผลของการพุ่งเกินของผลตอบสนองได้ และการปรับเกนให้มีค่าสูง อาจจะทำให้ได้ผลตอบสนองที่ไม่เป็นที่พึงประสงค์ เช่นการปรับเกนให้สูงขึ้นอาจจะมีผลทำให้ผลตอบสนองของระบบเกิดการแกว่งตัวได้

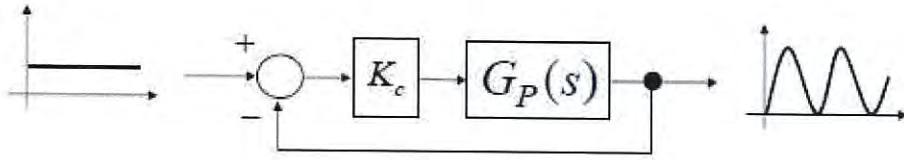


ภาพที่ 2.14 แสดง Block ควบคุมแบบ I

ภาพที่ 2.15 แสดง Block ควบคุมแบบ PI Control

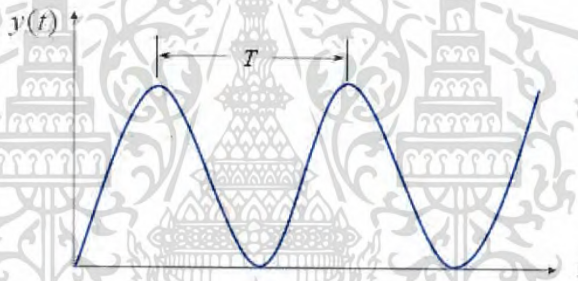
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 การปรับลดค่า K_p และ K_i โดยวิธีของ Zigler Nichol



ภาพที่ 2.16 แสดงการใช้งานทฤษฎี Zigler Nichol

1. ค่อยๆปรับค่า K_c จนทำให้ผลการตอบสนองเกิดการแกว่ง โดยให้ K_i ณ ขณะนั้นเท่ากับ 0 บันทึกค่า K_C



ภาพที่ 2.17 แสดงการวัดคาบเวลาของผลตอบสนอง

2. วัดคาบเวลาของผลการตอบสนอง แล้วบันทึกค่าคาบเวลาไว้
3. คำนวณหาค่า K_p และ K_i จากสูตร

$$K_p = 0.45K_C \quad (2.22)$$

$$K_i = \frac{0.45K_C}{0.83T} \quad (2.23)$$

2.5 Low pass Filter

มีการใช้ digital low pass filter ในการกรองแรงดันขาเข้าวงจรให้มีความราบเรียบมากขึ้น โดยตัดความถี่ cut off ที่ 50 Hz เพื่อนำสัญญาณที่ได้มาเขียนใน Software เพื่อใช้อ้างอิงเงื่อนไขแรงดัน ด้านขาเข้าวงจรมีการเปลี่ยนแปลง โดยใช้สมการคำนวณดังนี้

จาก First Order Digital low pass Filter

$$H(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{a}{s+a} \quad (2.24)$$

เมื่อ $a = 2\pi f_0$

แปลง Laplace Transform เป็น Z-tranfrom

$$S = \frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}$$

แทนค่า $S = \frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}$ ในสมการที่ 2.24

$$H(z) = \frac{y(z)}{x(z)} = \frac{a}{\frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})} + a} \quad (2.25)$$

จากสมการที่ 2.25 แปลง Z-Transform เป็น time domian

$$y(n) \frac{a}{a+\frac{2}{T}} (x(n) + x(n-1)) - \frac{a-\frac{2}{T}}{a+\frac{2}{T}} y(n-1) \quad (2.26)$$

เมื่อ $y(n)$ คือ ค่าของแรงดันปัจจุบันเมื่อผ่าน LPF

$y(n-1)$ คือ ค่าแรงดันอดีตเมื่อผ่าน LPF

$x(n)$ คือ ค่าแรงดันปัจจุบันก่อนผ่าน LPF

$x(n-1)$ คือ ค่าแรงดันอดีตก่อนผ่าน LPF

T คือ คาบเวลาที่ใช้ในการ sampling (S)

$a = 2\pi f_0$ เมื่อ f_0 คือค่าความถี่คัทออฟ (Hz)

2.6 วงจรขับเกทมอสเฟตกำลัง

2.6.1 การไบอัส mosfet

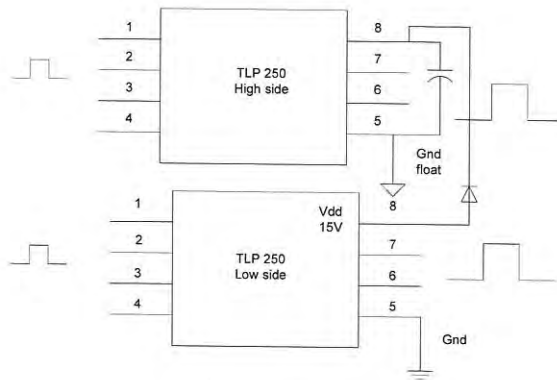
การ Drive mosfet ด้าน High side และ low side จะต้องมีการต่อตัวต้านทานก่อนเข้าขาเกต R_G เพื่อให้มอสเฟส turn on เร็วขึ้น และมีการต่อตัวต้านทานคร่อมระหว่างขา Gate และขา Source เพื่อ Discharge ตัวเก็บประจุแฝง C_{gs} และ C_{gd} เพื่อให้มอสเฟส turn off ได้เร็วขึ้น ซึ่งการ Drive mosfet ด้าน High side และ low side ต้องใช้แรงดันในการทำให้มอสเฟต turn on มีค่าแรงดันอยู่ในช่วง 10-15 V โดยใช้ตัวขับเกทเป็นตัว TLP250 มอสเฟตด้าน High side กับ ด้าน low side ต้องไม่ใช่ Ground เดียวกันเพราะจะทำให้มอสเฟต ด้าน low side มีแรงดัน $V_{ds} = 0$ ทำให้มอสเฟตด้าน low side เกิดความเสียหายได้



ภาพที่ 2.18 วงจรไบอัสมอสเฟตด้าน High side และ low side

2.6.2 วงจร Boost strap

เนื่องจาก mosfet ทั้งสองตัวไม่ได้ใช้ Ground ร่วมกันจึงต้องมีวงจรยกระดับแรงดันเพื่อใช้ drive mosfet ด้าน High side และ low side โดยการจ่าย Supply แหล่งจ่ายเดียวให้กับตัวขับเกทหรือ TLP250 15 V ด้าน low side และมีการต่อไดโอดและตัวเก็บประจุที่ขา 8 ของ TLP 250 ด้าน High side ขณะมีสัญญาณ PWM จากไมโครคอนโทรลเลอร์เข้ามาด้าน low side จะมีกระแสจาก TLP250 ด้าน low side ชาร์จตัวเก็บประจุที่ต่อขา 8 ด้าน High side ทำให้มีแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุเมื่อมีสัญญาณ PWM ด้าน High side เข้ามา TLP250 ด้าน high side จะใช้ไฟเลี้ยงของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทำให้มีสัญญาณ PWM ออกจากขา 6 ไป Drive mosfet ด้าน High side ได้



ภาพที่ 2.19 วงจร Boost strap ด้าน High side และ low side

2.7 Microcontroller Ti-F28335

มีการเขียน software และเชื่อมต่อฟังก์ชัน Block ต่างๆในโปรแกรม Psim ทำการ Generate code แล้วทำการ Burn program โดยใช้โปรแกรม CCS โดย microcontroller ชนิดนี้มีขาให้เลือกใช้งาน 88 ขา ได้แก่ GPIO0-GPIO87 มีขา ADC Module ให้เลือกใช้งาน 16 ขา ได้แก่ A0-A7 และ B0-B7 ซึ่งรับค่าแรงดันได้ในช่วง 0-3 V มีขาที่เป็น serial port คือ GPIO28 และ GPIO29 และใช้ไฟเลี้ยง 5V ซึ่งสามารถกำหนดขาเป็น Digital output PWM Serial port และ Digital input โดยการตั้งค่าใน Block Hardware Config ในโปรแกรม Psim ใช้การแปลง ADC ขนาด 12bit ความถี่ clock เท่ากับ 30 MHz ซึ่งเป็นตัวควบคุมการทำงานทั้งหมดของวงจรนี้



ภาพที่ 2.20 microcontroller Ti-F28335

148564

2.8 Current sensor (cksr25-NP)

เป็น Sensor ที่ใช้วัดค่ากระแสที่ไหลผ่านตัว Sensor โดย Sensor จะให้ค่าของแรงดันตามค่าของ rate ที่ใช้งาน โดยมี Rate การใช้งานดังนี้ 25mV/A , 50mV/A , 75mV/A และ 100mV/A ค่า rate ที่ใช้งานขึ้นอยู่กับจำนวนรอบที่ผ่านตัวเซ็นเซอร์ โดยให้ค่าแรงดันอ้างอิงอยู่ที่ 2.5 V ซึ่งสามารถใช้เป็นเซ็นเซอร์วัดค่ากระแส โดยค่าแรงดันที่ออกมาจากตัวเซ็นเซอร์จะมีความสัมพันธ์ตามสมการ

$$V_{out} = 2.5 + 0.025N(I) \quad (2.27)$$

เมื่อ N คือ จำนวนรอบที่ใช้งาน (รอบ)

I คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านเซ็นเซอร์ (A)



ภาพที่ 2.21 Current sensor (CKSR25-NP)

2.9 Isolate voltage sensor(Acplc-870N)

ในการวัดค่าแรงดันด้านขาเข้าและแรงดันขาออก Acplc-870N นี้จะทำการแยก Ground ของวงจรกับ Ground Micro เพื่อป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยแรงดันขาเข้าจะต้องมีค่าไม่เกิน 2V จึงต้องมีการต่อตัวต้านทานแบ่งแรงดันก่อนเข้า Acplc-870N ซึ่งจะให้ค่าแรงดันทางออกเมื่อผ่านเซ็นเซอร์เท่ากับแรงดันขาเข้าของเซ็นเซอร์



ภาพที่ 2.22 Isolate voltage sensor (Ac-plc870N)

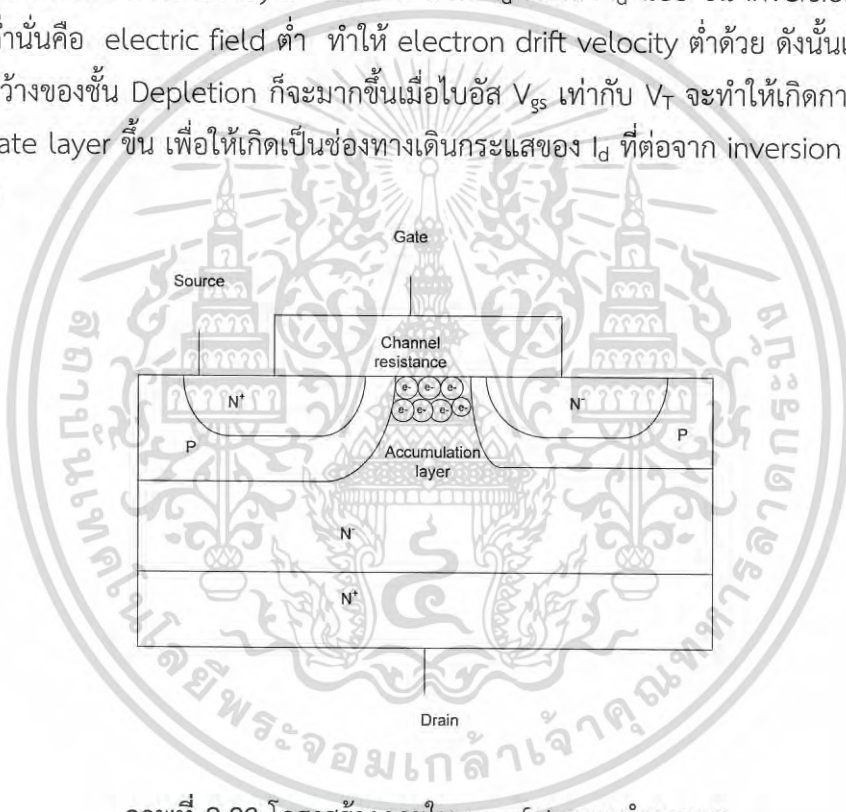
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ **18** ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10 Mosfet

การไบอัสมอสเฟตมักจะไบอัสด้วยแรงดันทางด้านขาเกต โดยเมื่อ V_{gs} มีค่าเป็นบวก กรณีเป็น N-channel ทำให้เกิดประจุชนิดบวกด้านโลหะและชนิดลบด้านเซมิคอนดักเตอร์ ทำให้เกิดสนามไฟฟ้าในทิศทางตัดขวาง เมื่อ V_{gs} มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้บริเวณผิวมีอิเล็กตรอนอิสระเกิดขึ้น เมื่อเพิ่ม V_{gs} จนมีค่าเท่ากับแรงดัน threshold (V_T) บริเวณรอยสัมผัสของสารกึ่งตัวนำกับออกไซด์จะเปลี่ยนจากสารชนิด P เป็น intrinsic และเกิดเป็นสารชนิด N-type ตามลำดับจะเรียงตัวกันเป็นช่องทางเดินกระแสระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส เรียกว่า inversion layer หรือ channel ทำให้ขณะที่แรงดัน $V_{gs}=V_T$ มอสเฟตจะเริ่มนำกระแส

2.10.1 การทำงานของ Dmos

เมื่อ bias V_s เป็นลบ โดยมี V_d และ V_g เป็นบวก ทำให้ p และ n เป็น reverse bias เมื่อ $V_{gs}>V_T$ ทำให้เกิด inversion layer ในชั้น P ทำให้ I_d ไหลถ้า I_d น้อย ชั้น inversion จะ uniform แสดงว่า V_{gs} ต่ำนั่นคือ electric field ต่ำ ทำให้ electron drift velocity ต่ำด้วย ดังนั้นเมื่อ V_{gs} bias มีค่าบวกความกว้างของชั้น Depletion ก็จะมีมากขึ้นเมื่อไบอัส V_{gs} เท่ากับ V_T จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำของชั้น accumulate layer ขึ้น เพื่อให้เกิดเป็นช่องทางเดินกระแสของ I_d ที่ต่อจาก inversion layer จึงทำให้กระแสผ่านได้



ภาพที่ 2.23 โครงสร้างภายใน mosfet ขณะนำกระแส

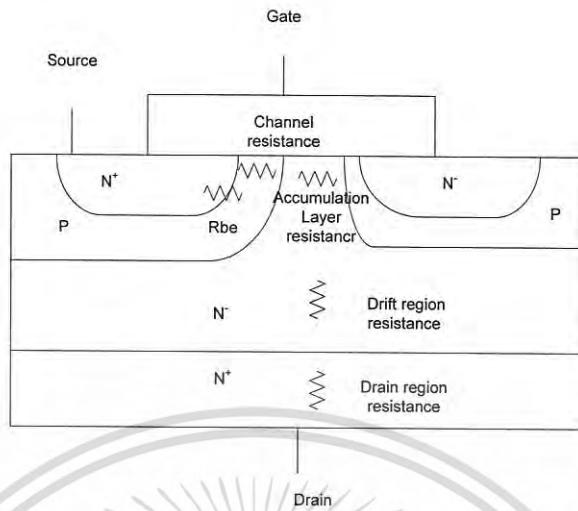
2.10.2 การสูญเสียกำลังสถานะ on-state

เนื่องจากภายในตัวมอสเฟตจะมีความต้านทานขณะ on-state เรียกว่า R_{ds} ซึ่งเมื่อมอสเฟต turn on จะมีกระแส I_d ไหลผ่าน ซึ่งจะทำให้เกิดการสูญเสีย power จาก

$$\text{Power dissipation } P_{on} = I_o^2 R_{ds}(on) \quad (2.28)$$

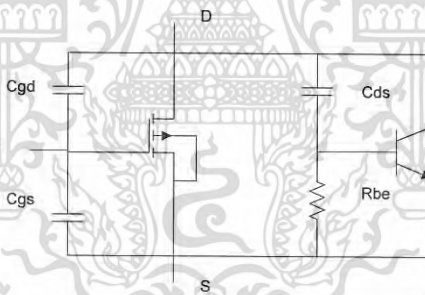
$$R_{ds}(on) = R_s + R_{channel} + R_{accumulator} + R_D + R_d$$

โดยค่าของ $R_{channel}$ กับ $R_{accumulator}$ ขึ้นอยู่กับการ Doping V_{gs} และขนาดของ Dimension



ภาพที่ 2.24 โครงสร้างแสดงค่าความต้านทานที่เกิดขึ้นภายใน mosfet

เนื่องจากทรานซิสเตอร์แฝงขนานกับมอสเฟต ค่า R_{be} มีค่าต่ำมากเนื่องจาก n^+p ต่อกันด้วยโลหะ ดังนั้นจึงเหมือนไดโอดคร่อม ขา D กับ ขา S อยู่จึงใช้เป็นช่องทางเดินกระแสย้อนกลับขณะ off state และค่า I_{rr} ของไดโอดแฝงนี้มีค่าต่ำ



ภาพที่ 2.25 โครงสร้างทรานซิสเตอร์แฝงและตัวเก็บประจุแฝงภายใน mosfet

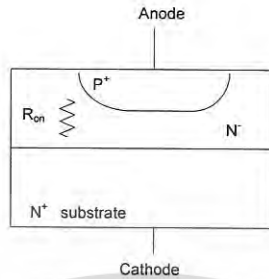
2.10.3 คุณลักษณะสวิตชิง

โครงสร้างของ mosfet จะมีตัว Capacitor ทำให้มีผลต่อการทำงานดังนี้

1. C_{gs} เกิดขึ้นระหว่างขา G และ ขา S เมื่อมี V_{gs} เข้ามาทำให้ค่า C นี้มีค่าคงที่
2. C_{ds} เกิดขึ้นระหว่างขา D และ ขา S ไม่ค่อยมีผลต่อการ Switch
3. C_{gd} เกิดขึ้นระหว่างขา G และ ขา D มีการเปลี่ยนแปลงมากจากช่วง active สู่อhmic ซึ่ง $C_{gd2} \approx 10C_{gd1}$

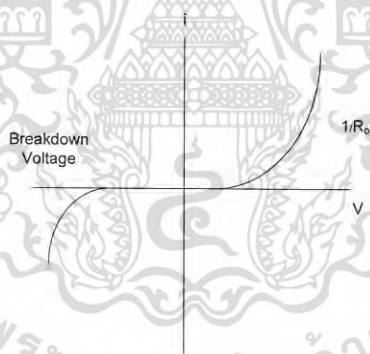
2.11 Power Diode

2.11.1 โครงสร้างและการทำงานของไดโอด



ภาพที่ 2.26 โครงสร้างภายในไดโอดกำลัง

โครงสร้างไดโอดกำลังจะเป็นแบบ $P^+ N^-$ ซึ่งจะไม่เหมือนไดโอดทั่วไป $P^+ N^-$ หรือ PN การที่ต้องใช้ เป็นชั้น N^- เพราะว่าการให้ Depletion Region กว้าง เพื่อให้ Breakdown มีค่าสูง ดังนั้น R_{on} เท่ากับ ความต้านทานภายใน Drift Region ในกรณีที่ใช้ N^- พื้นที่ Drift region จะครอบคลุม Depletion Region ของ Reverse Breakdown voltage



ภาพที่ 2.27 แสดงกราฟ Characteristic ของไดโอดกำลัง

ไดโอดในทางปฏิบัติ (Practical Diode) ไดโอดในทางปฏิบัติมีการแพร่กระจายของพาหะส่วนน้อย ที่บริเวณรอยต่ออยู่จำนวนหนึ่ง ดังนั้น ถ้าต่อไบอัสตรงให้กับไดโอดในทางปฏิบัติก็จะเกิด แรงดันเสมือน ($V_{Ge} \geq 0.3V$; $V_{Si} \geq 0.7V$) ซึ่งต้านแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายเพื่อการไบอัสตรงขนาดของแรงดันเสมือนจึงเป็น ตัวบอกจุดทำงาน ดังนั้นจึงเรียก แรงดันเสมือน อีกอย่างหนึ่งว่า แรงดันในการเปิด (Turn-on Voltage V_t) กรณีไบอัสกลับ เราทราบว่า Depletion Region จะขยายกว้างขึ้น แต่ก็ยังมีพาหะข้างน้อยแพร่กระจายที่ รอยต่ออยู่จำนวนหนึ่ง แต่ก็ยังมีกระแสรั่วไหลอยู่จำนวนหนึ่ง เรียกว่า กระแสรั่วไหล (Leakage Current) เมื่อเพิ่มแรงดันไฟฟ้าขึ้นเรื่อยๆ กระแสรั่วไหลจะเพิ่มขึ้นจนถึงจุดที่ไดโอดนำกระแสเพิ่มขึ้นมาก ระดับ กระแสที่จุดนี้ เรียกว่า กระแสอิ่มตัวย้อนกลับ (Reverse Saturation Current ; I_s) แรงดันไฟฟ้าที่จุดนี้

เรียกว่า แรงดันพังทลาย (Breakdown Voltage) และถ้าแรงดันไบอัสกลับสูงขึ้นจนถึงจุดสูงสุดที่ไดโอดทนได้ เรียกว่า แรงดันพังทลายซีเนอร์ (Zener Breakdown Voltage ; Vz) ถ้าแรงดันไบอัสกลับสูงกว่า Vz จะเกิดความร้อนอย่างมากที่รอยต่อของไดโอด ส่งผลให้ไดโอดเสียหายหรือพังได้ แรงดันไฟฟ้าที่จุดนี้เรียกว่า แรงดันพังทลายอวาแลนซ์ (Avalanche Breakdown Voltage) ดังนั้น การนำไดโอดไปใช้งานจึงใช้กับการไบอัสตรงเท่านั้น

ชนิดและคุณลักษณะ Power Diode แบ่งได้เป็น 3 ชนิด คือ

1. ไดโอดมาตรฐาน (Standard or General purpose diode)

Reverse recovery time 25us

Current less than 1-1000A

Voltage 50-5kV

2. ไดโอดที่มีช่วงกลับคืนตัวเร็ว (Fast recovery diode)

Reverse recovery time 5us

Current less than 1-100A

Voltage 50-3kV

3. ซีออตต์กีไดโอด (Schottky diode)

Current less than 1-300A

Voltage less than 100V

2.11.2 การสูญเสียกำลังสถานะ on-state

การพิจารณา Power ในขณะ Forward bias ซึ่งจะมีผลมากเมื่อใช้ในกรณีสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูง เมื่อพิจารณากรณี Low level Current จะมีประจุ hole ด้าน P⁺ ข้ามรอยต่อไปยัง n⁻ ซึ่งในสถานะสมดุลความร้อนปริมาณ e⁻ ใน N_{no} จะ Recombination ปริมาณ hole เข้ามาใน n⁻ ให้หมดไป ถ้า Diffusion Length L > W_d กระแสใน drift region มีค่า

$$I_F = \frac{q(\mu_n + \mu_p)N_dAV_d}{W_d} \quad (2.29)$$

เมื่อ A เป็นพื้นที่ภาคตัดขวางของไดโอด

V_d เป็นศักดาที่ตกคร่อม Drift region

หรือกำหนดว่า I_F ให้อยู่ในเทอมของ Q_F ซึ่งเป็นประจุที่ store อยู่ใน Drift region

$$I_F = \frac{Q_F}{\tau}$$

โดย

$$V_d = \frac{W_d^2}{(\mu_n + \mu_p)\tau} \quad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณา I_F จะเห็นได้ว่า I_F จะเป็น High level current ได้เมื่อค่าของ τ มีค่าน้อยเพื่อให้ประจุข้ามรอยต่อไปในปริมาณมากตลอดเวลาแทนประจุที่หายไป

ดังนั้นในกรณีไดโอดกำลัง $V_F = V_{jn} + V_d$ ซึ่งค่า V_d เกิดจาก R_{on} ใน Drift region

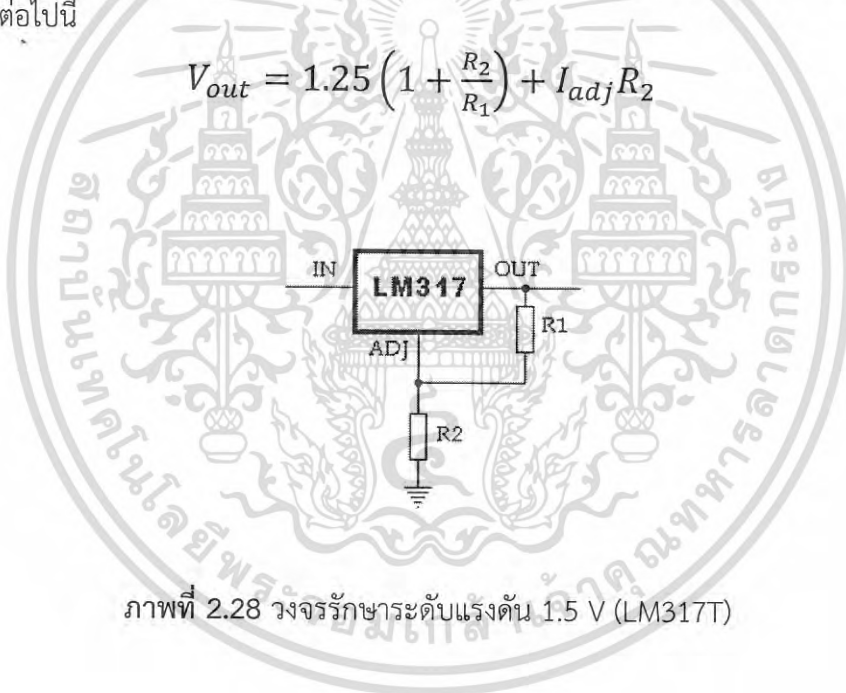
$$V_d = R_{on} \times I_F \quad (2.31)$$

สรุปได้ว่า V_d ทำให้เกิดการสูญเสียในช่วง *on-state* เพราะเกิดประจุใน drift region จำนวนมาก

2.12 LM317T

วงจรใช้แรงดัน 1.5V ต่อที่ขาสองของ LM358 ที่ต่ออยู่กับ Current sensor เพื่อยกระดับแรงดัน 1.5V ทำให้ Differential amp สามารถขยายผลต่างของระดับแรงดันได้ทั้งซีกบวกและซีกลบได้ โดยการต่อตัวต้านทาน 2 ตัว ที่ขา out และ ขา Adj มีการคำนวณหาค่าของแรงดันขาออกของจาก LM317T จากสมการดังต่อไปนี้

$$V_{out} = 1.25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{adj} R_2 \quad (2.32)$$



ภาพที่ 2.28 วงจรรักษาระดับแรงดัน 1.5 V (LM317T)

2.13 LM7805 และ LM7815

วงจรใช้ไฟเลี้ยง 15V จาก IC Voltage Regulator LM7815 ในการ drive mosfet ด้าน low side และ High side โดยต่อที่ขา 8 ของ TLP250 ด้าน low side และใช้ไฟเลี้ยง 5V จาก IC voltage Regulator LM7805 ในการ on-off Delay โดยต่อที่ขา 8 ของ TLP250

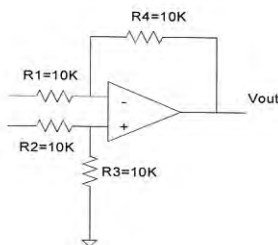


ภาพที่ 2.29 IC voltage Regulator LM7815 และ LM7805

2.14 Differential amplifier

มีการขยายผลต่างของแรงดันก่อนเข้าขา Analog module 12 Bit ของ ti-F28335 โดยวงจรใช้ op-amp ชนิด LM358 ต่ออยู่กับตัวต้านทานโดยวงจรขยายผลต่างจะนำแรงดันที่ขาบวกกลับกับแรงดันที่ขาลบแล้วคูณด้วย Gain ของ op-amp เพื่อไม่ให้แรงดันเกิน 3 V ก่อนเข้า ADC Module 12 Bit ซึ่งวงจรสามารถควบคุมค่า Gain โดยต่อตัวต้านทานแบบ Differential amplifier โดยมีสูตรการคำนวณหาค่าแรงดันขาออกของวงจร จากสมการดังนี้

$$V_{out} = \frac{R_{3,4}}{R_{1,2}} (V_{in+} - V_{in-}) \quad (2.33)$$

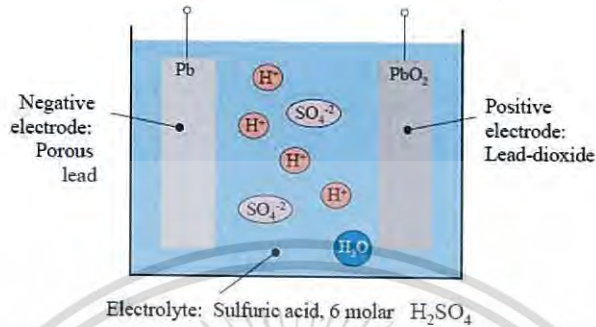


ภาพที่ 2.30 วงจร Differential amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.15 แบตเตอรี่สะสมไฟฟ้าแบบตะกั่วกรด (Lead-Acid Battery)

แบตเตอรี่คือเซลล์ไฟฟ้าหลาย ๆ เซลล์ต่อกันเป็นอนุกรม แบตเตอรี่สะสมไฟฟ้าแบบตะกั่วนี้ เป็นแบตเตอรี่ที่ใช้ในรถยนต์ โดยประกอบด้วยเซลล์ไฟฟ้า 6 เซลล์ แต่ละเซลล์จะมีศักย์ไฟฟ้า 2 โวลต์ ดังนั้นแบตเตอรี่ในรถยนต์มีศักย์ไฟฟ้า 12 โวลต์



ภาพที่ 2.31 แสดงปฏิกิริยาภายในของ lead-acid battery

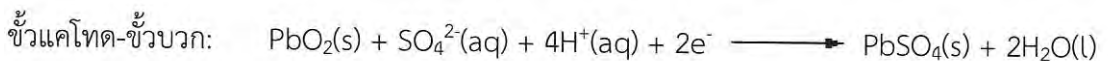
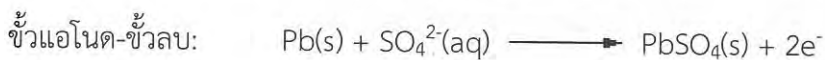
แบตเตอรี่สะสมไฟฟ้าแบบตะกั่วจะประกอบด้วยอิเล็กโทรดคือแผ่นตะกั่ว มีกรดซัลฟิวริกเจือจางเป็นอิเล็กโทรไลต์ เมื่อมีการอัดไฟครั้งแรกแผ่นตะกั่วที่ต่อกับขั้วบวกของแบตเตอรี่ (ขั้วแอนอด) จะถูกออกซิไดซ์เป็นเลด (II) ไอออน ดังสมการ



เมื่อรวมกับออกซิเจนที่เกิดขึ้นจะกลายเป็นเลด (IV) ออกไซด์

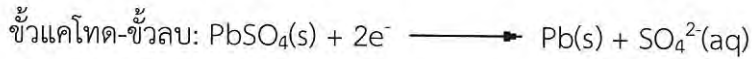


ดังนั้นที่ขั้วแอนอด (ขั้วบวก) แผ่นตะกั่วจะถูกเปลี่ยนเป็นเลด (IV) ออกไซด์ขั้วไฟฟ้าจึงแตกต่างกัน (ขั้วแอนอด-ขั้วบวก: PbO_2 และขั้วแคโทด-ขั้วลบ: Pb) ทำให้สามารถเกิดกระแสไฟฟ้าได้หรือจ่ายไฟได้นั่นเอง การจ่ายไฟเกิดขึ้น ดังสมการ



อิเล็กตรอนจะเคลื่อนที่จากขั้วแอนอดหรือขั้วลบผ่านวงจรภายนอกไปยังขั้วแคโทดหรือขั้วบวก จากสมการจะสังเกตเห็นว่ามีผลิตภัณฑ์คือ $\text{PbSO}_4(\text{s})$ เกิดขึ้นเหมือนกัน ดังนั้นเมื่อใช้แบตเตอรี่ไประยะหนึ่งความต่างศักย์จะลดลง และจะลดลงไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งเป็นศูนย์ ทั้งนี้เนื่องจากขั้วไฟฟ้าทั้งคู่เหมือนกัน จึงไม่มีความแตกต่างของศักย์ไฟฟ้าระหว่างขั้วทั้งสอง

ปฏิกิริยาของเซลล์ข้างบนเป็นผันกลับได้ ดังนั้นถ้าต้องการให้เกิดการผันกลับจึงจำเป็นต้องมีการอัดไฟฟ้าใหม่ โดยการต่อขั้วบวกของเซลล์กับขั้วบวกของแบตเตอรี่และขั้วลบกับขั้วลบของแบตเตอรี่ ปฏิกิริยาข้างบนก็จะเปลี่ยนทิศทางเป็นจากขวาไปซ้าย ในลักษณะนี้เลด(II) ซัลเฟตที่ขั้วลบก็จะเปลี่ยนเป็นตะกั่ว ส่วนอีกขั้วหนึ่ง เลด (II) ซัลเฟตจะเปลี่ยนเป็นเลด (IV) ออกไซด์ ดังสมการ



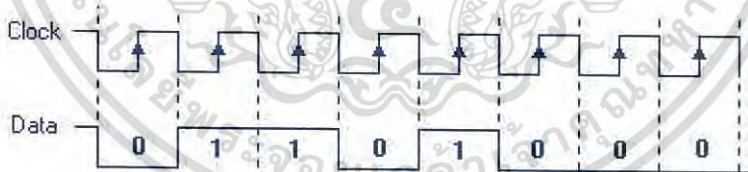
จากปฏิกิริยาในขณะที่มีการจ่ายไฟฟ้า ความเข้มข้นของกรดจะลดลงเรื่อย ๆ จากปกติที่มีความถ่วงจำเพาะ ประมาณ 1.25 ถึง 1.30 แล้วแต่อุณหภูมิในขณะนั้น ๆ ถ้าหากเมื่อใดมีความถ่วงจำเพาะต่ำกว่า 1.20 ที่อุณหภูมิของห้องก็ควรจะมีการอัดไฟฟ้าใหม่ได้

2.16 การสื่อสารแบบอนุกรม

การสื่อสารระหว่าง microcontroller กับ computer ใช้การส่งข้อมูลแบบอนุกรมผ่านสาย rs 232 โดยส่งข้อมูลผ่านทางขา Tx และ Rx ของ microcontroller โดยแบ่งได้สองแบบคือ

2.16.1 การสื่อสารแบบซิงโครนัส

การรับส่งข้อมูล จะมีสัญญาณนาฬิกา ซึ่งเป็นตัวกำหนด จังหวะเวลา การส่งข้อมูล ร่วมอยู่ด้วยอีกเส้นหนึ่ง ใช้คู่กับสัญญาณข้อมูล



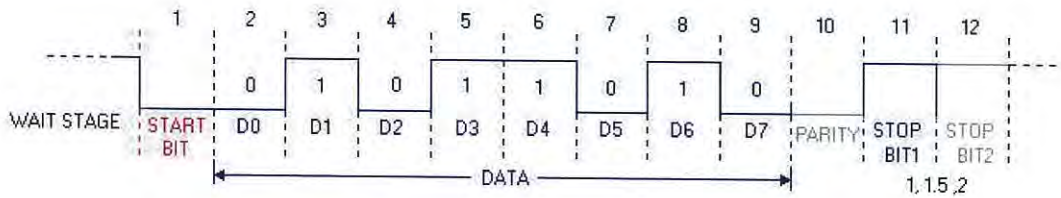
ภาพที่ 2.32 การสื่อสารแบบซิงโครนัส (synchronous)

2.16.2 การสื่อสารแบบอะซิงโครนัส

การรับส่งข้อมูลโดยไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณนาฬิกา ร่วมด้วย แต่จะต้องให้ตัวส่งกับตัวรับมีอัตราส่งข้อมูลที่เท่ากัน จะประกอบด้วย 4 ส่วน คือ

1. บิตเริ่มต้น (start)
2. บิตข้อมูล (Data)

3. บิตตรวจสอบพาริตี (Parity bit)
4. บิตหยุด (Stop bit)



ภาพที่ 2.33 การสื่อสารแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous)

จากรูปที่ 2.28 เมื่อไม่มีการส่งข้อมูลหา data จะมีสถานะ logic 1 หรือสถานะหยุดรอ เมื่อเริ่มส่งข้อมูลจะให้หา Data เป็น logic 0 เป็นจำนวน 1 บิต เรียกว่าบิตเริ่มต้น (start bit) จากนั้นจะเริ่มส่งข้อมูล โดยส่งบิตต่ำไปก่อน (LSB) แล้วตามด้วยพาริตีบิต สุดท้ายจะตามด้วยโลจิก 1 อย่างน้อย 1 bit เพื่อแสดงว่าสิ้นสุดข้อมูล

2.17 Analog to Digital Converter

การรับค่า Analog จาก sensor จะมาเข้า ADC Module 12 bit ของ microcontroller Ti-F28335 จะใช้การแปลง Analog to Digital converter โดยจะให้ค่า Digital bit เท่ากับ 2^{bit} ตั้งแต่ 0-4095 Microcontroller ใช้ไฟเลี้ยง 3 V ในการแปลง ADC สามารถหาค่า Digital bit จาก

$$Digital\ bit = \frac{Analog \times 4095}{3} \quad (2.34)$$

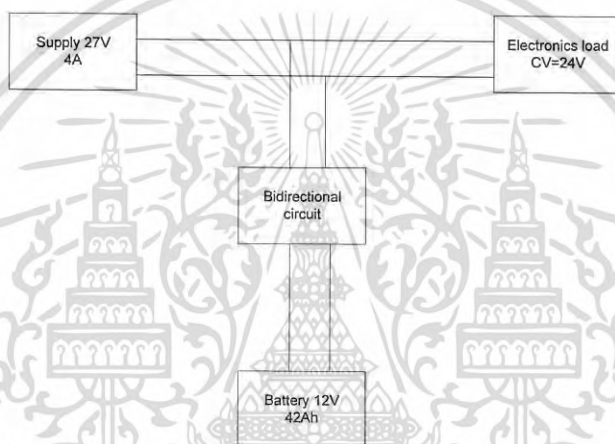
เมื่อได้ค่า Digital bit สามารถแปลงเป็นค่าของ Analog จากสมการดังนี้

$$ADC = \frac{Digital\ bit \times 3}{4095} \quad (2.35)$$

บทที่ 3 วิธีดำเนินการทดลอง

3.1 เงื่อนไขการทำงาน

เป็นวงจรที่สามารถควบคุมกระแสได้สองทิศทางในลักษณะของระบบ Hybrid inverter โดยการจำลองแหล่งจ่ายเป็น Power supply ขนาด 27 V 4A ต่อกับ Electronics load Constant voltage เท่ากับ 24V โดยวงจรจะต่ออยู่ระหว่าง Power supply และ Electronics load และ output ของวงจรจะต่อกับแบตเตอรี่ขนาด 12 V 42 Ah โดยตั้งสเปคของกระแสขณะชาร์จอยู่ที่ 4A และ กระแส Discharge อยู่ที่ 2A



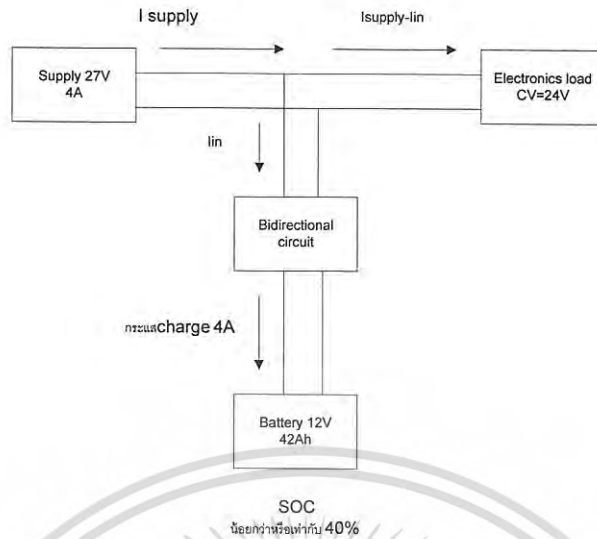
ภาพที่ 3.1 แสดงภาพ Block ในการเชื่อมต่อวงจร

วงจรต้องควบคุมกระแสได้ทั้งสองทิศทาง โดยขณะไม่มีแหล่งจ่ายไฟหรือปริมาณกระแสจากแหล่งจ่ายไฟน้อยลงหรือแบตเตอรี่ถูกชาร์จเต็มแล้ว วงจรจะต้องดึงกระแส 2A จากแบตเตอรี่ไปยังโหลดได้ และขณะแบตเตอรี่ต่ำวงจรจะต้องควบคุมกระแสชาร์จ 4A จากแหล่งจ่ายภายนอกไปยังแบตเตอรี่ได้ซึ่งจะจำแนกเงื่อนไขดังนี้

3.1.1 ขณะแบตเตอรี่มีค่าเปอร์เซ็นต์ SOC น้อยกว่าหรือเท่ากับ 40%

เนื่องจากแรงดันจากแบตเตอรี่ขณะเต็มเปอร์เซ็นต์ SOC เท่ากับ 100% แรงดันแบตเตอรี่อยู่ที่ 13 V และแบตเตอรี่ต่ำแรงดันจะอยู่ที่ประมาณ 11 V เปอร์เซ็นต์ SOC เท่ากับ 0% ถ้าแบตเตอรี่มีค่าเปอร์เซ็นต์ SOC น้อยกว่าหรือเท่ากับ 40% วงจรจะควบคุมกระแสชาร์จ 4A จนกระทั่งค่าเปอร์เซ็นต์ SOC ของแบตเตอรี่อยู่ที่ 80 % จะเปลี่ยนจากสถานะ Charge เป็นสถานะ Discharge ตามภาพที่ 3.2

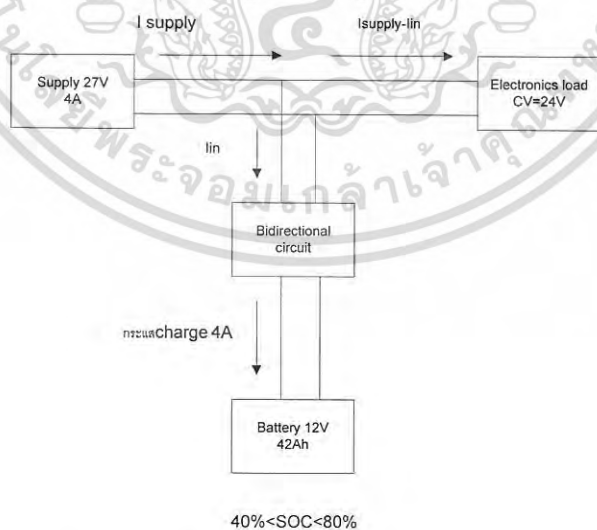
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.2 แสดงเงื่อนไขควบคุมกระแสชาร์จ 4A ขณะแบตเตอรี่มีค่า Soc น้อยกว่าหรือเท่ากับ 40%

3.1.2 ขณะแบตเตอรี่มีค่าเปอร์เซ็นต์ SOC มากกว่า 40% และน้อยกว่า 80%

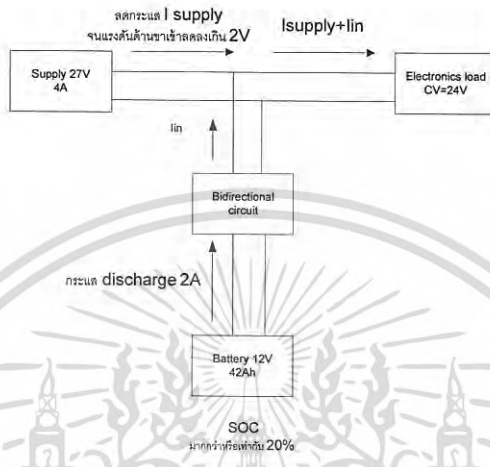
เนื่องจากแรงดันจากแบตเตอรี่ขณะเต็ม SOC=100% แรงดันแบตเตอรี่อยู่ที่ 13 V และแบตเตอรี่ต่ำแรงดันจะอยู่ที่ประมาณ 11 V SOC=0% ถ้าแบตเตอรี่มีค่าเปอร์เซ็นต์ SOC มากกว่า 40% และน้อยกว่า 80% วงจรจะควบคุมกระแสชาร์จ 4A จนกระทั่งค่า SOC ของแบตเตอรี่อยู่ที่ 80 % จะเปลี่ยนจากสถานะ Charge เป็นสถานะ Discharge ตามภาพที่ 3.3



ภาพที่ 3.3 แสดงเงื่อนไขควบคุมกระแสชาร์จ 4A ขณะแบตเตอรี่มีค่า Soc มากกว่า 40% และน้อยกว่า 80%

3.1.3 ขณะค่ากระแสจากแหล่งจ่ายมีค่าน้อยจนทำให้แรงดันขาเข้าวงจรลดลงเกิน 2 V

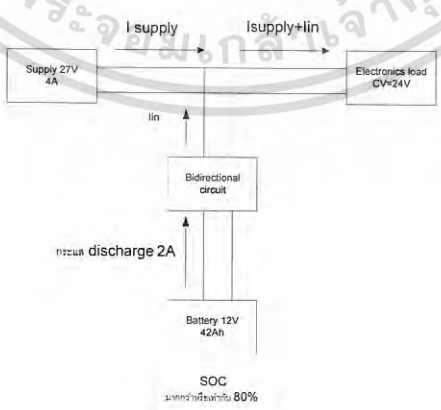
เนื่องจาก power supply จะสามารถจ่ายค่ากระแสสูงสุดที่ตั้งไว้แค่ 4A ฉะนั้นถ้าหากเราลดค่ากระแสของ Power supply ลงจนทำให้ค่าของแรงดันด้านขาเข้าของวงจร มีค่าลดลงต่ำกว่า 22 V และเปอร์เซ็นต์ SOC ต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 20% จนทำให้ไม่มีกระแสไหลไปยังโหนดวงจรจะทำการดึงกระแส 2A จากแบตเตอรี่จ่ายไปยังโหนด แสดงดังภาพที่ 3.4



ภาพที่ 3.4 แสดงเงื่อนไขขณะวงจรควบคุมกระแส Discharge 2A เมื่อแบตเตอรี่มีค่าSOC ไม่ต่ำกว่า 20% และแรงดันด้านขาเข้าวงจรลดลงเกิน 2 V

3.1.4 ขณะแบตเตอรี่มีค่า SOC มากกว่าหรือเท่ากับ 80 %

เนื่องจากแบตเตอรี่เต็มโดยสมบูรณ์ค่าเปอร์เซ็นต์ SOC เท่ากับ 100% แต่ค่าที่ใช้งานจะใช้ในช่วง 40-80% ถ้า แบตเตอรี่มีค่าเปอร์เซ็นต์ SOC มากกว่าหรือเท่ากับ 80% วงจรจะควบคุมกระแส Discharge 2 A จากแบตเตอรี่ไปยังโหนด ดังแสดงดังรูป 3.5



ภาพที่ 3.5 แสดงเงื่อนไขขณะวงจรควบคุมกระแส Discharge 2A เมื่อแบตเตอรี่มีค่าSOC มากกว่า 80%

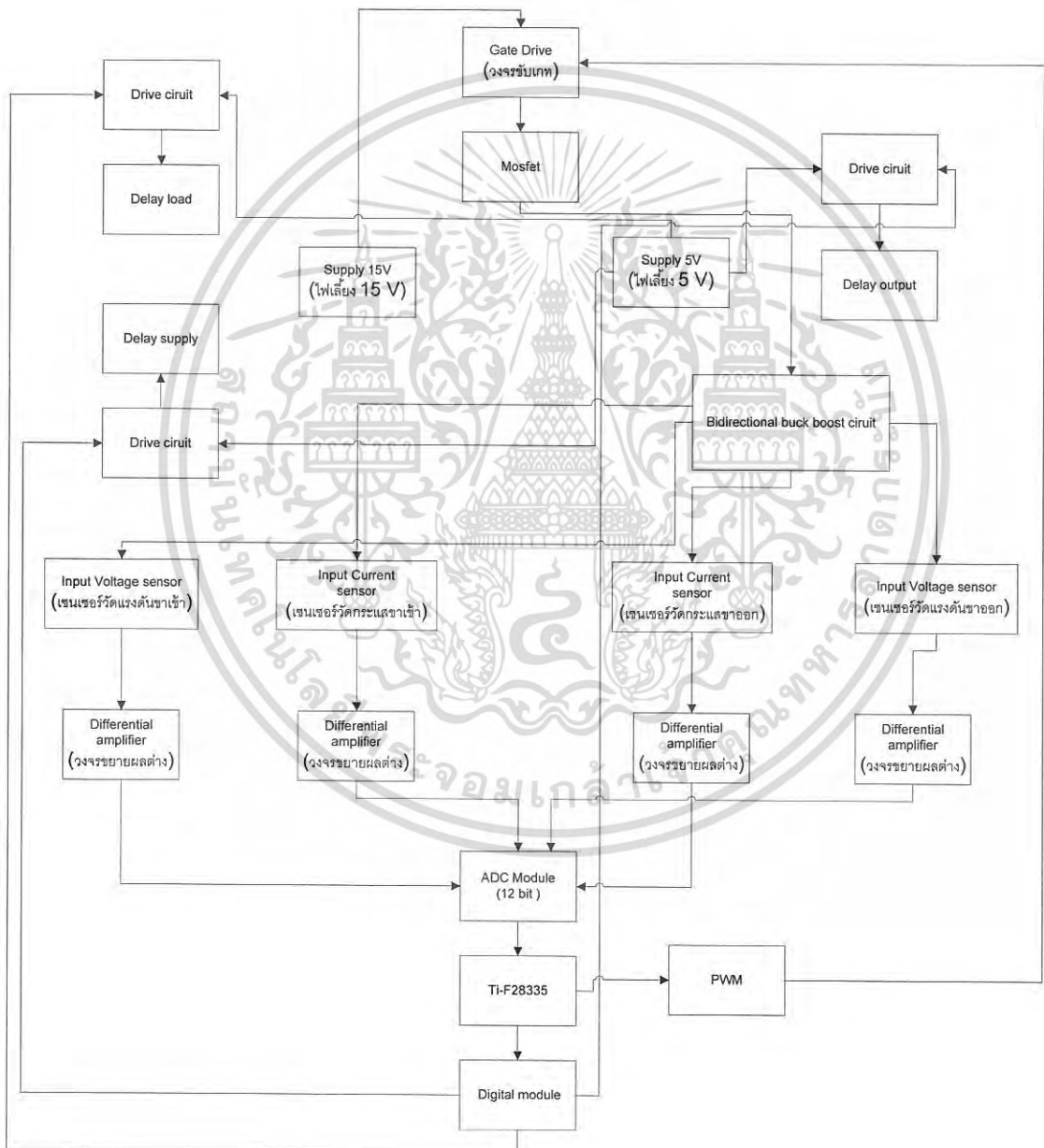
3.2 ขั้นตอนการดำเนินงาน

จากเงื่อนไขที่ได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อก่อนหน้านี้ ในหัวข้อนี้จะได้อธิบายขั้นตอนการดำเนินงานทั้งหมดในการทำงานจริงนี้ โดยมีขั้นตอนดังนี้

1. ศึกษาทฤษฎีการทำงานของวงจร Buck Boost
2. คำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำและค่าตัวเก็บประจุที่ใช้งานในวงจรนี้และเริ่มออกแบบวงจร
3. นำวงจรที่ได้ออกแบบไว้ มา Simulation ในโปรแกรม Psim วิเคราะห์ว่าวงจรสามารถใช้งานได้หรือไม่
4. Simulation วงจรในลักษณะ open loop และในลักษณะ Close loop
5. ศึกษาการใช้งาน Sensor กระแส และ Sensor แรงดัน แล้วทำการออกแบบ Hardware ในโปรแกรม Altium designer 2016
6. สร้าง Hardware ของวงจร Bidirectional buck boost converter
7. ทำการทดสอบวงจรที่ได้ทำขึ้นในลักษณะ open loop
8. ปรับลดค่า Gain ชดเชยเพื่อให้ Sensor อ่านค่าได้แม่นยำใกล้เคียงกับค่าจริง โดยดูค่าผ่าน Real time monitoring ใน Program psim
9. ศึกษาทฤษฎีของ PI control และ %SOC เพื่อนำมาใช้เขียน software ควบคุมการทำงานของวงจร
10. ทำการเขียน Software close loop charge 4 A และ close loop discharge 2 A เพื่อทดสอบว่าวงจรสามารถ Close loop แบบ PI Control ได้หรือไม่
11. ทำการรวบรวมเงื่อนไขทั้งหมดเพื่อนำมาเขียนเป็น Software ควบคุมการทำงานของวงจร
12. ทดสอบวงจรในลักษณะ Close loop กับ Software ที่ได้เขียนไว้ทั้งหมด

3.3 การออกแบบด้าน Hardware

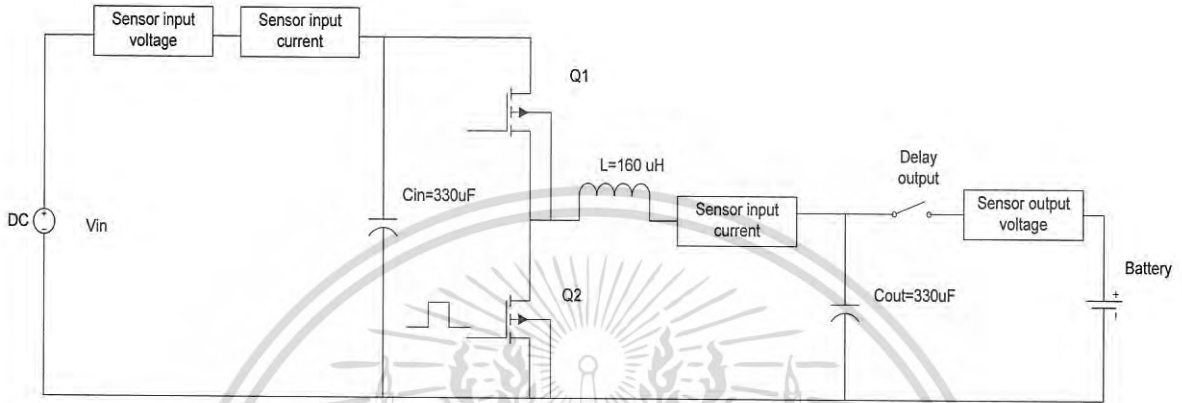
การออกแบบด้าน Hardware สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วน คือ วงจรส่วน power และ วงจรส่วน control โดยวงจรในส่วนของกำลังเป็นวงจรชนิด synchronous buck boost converter แบบ mosfet 2 switch จะประกอบด้วย ตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำ mosfet 2 ตัว Delay 3 ตัวด้าน Supply Electronics load ด้านขาออกของวงจร และตัวต้านทาน โดยมีการคำนวณหาค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุทั้งตอนลดระดับแรงดันและเพิ่มระดับแรงดัน แล้วนำค่าที่ได้มาเปรียบเทียบกับโดยใช้ค่าที่มากกว่าในการเลือกใช้งานทั้งตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำโดยวงจรที่ออกแบบใช้เป็นโหมด กระแสต่อเนื่อง ดังแสดงดังภาพที่ 3.6



ภาพที่ 3.6 แสดง Block diagram ส่วนประกอบทั้งหมดภายในวงจร

3.4 การออกแบบส่วนวงจรหลัก

ออกแบบโดยใช้วงจร Synchronous buck boost converter แบบ mosfet 2 switch ซึ่งกระแสสามารถไหลผ่านได้ทั้งสองทิศทาง จากการเพิ่มหรือลดค่า Duty cycle ซึ่งวงจรมีค่าแรงดันเป็นบวกเสมอ แต่จะให้ค่ากระแสได้ทั้งบวกและลบ โดยมีตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำลดทอนสัญญาณสวิตช์ซึ่งที่อาจมีค่ามากจนเกินไป แสดงดังรูป



ภาพที่ 3.7 แสดงการออกแบบวงจร Synchronous buck boost converter

3.4.1 ช่วงวงจรลดระดับแรงดัน

เนื่องจากเราต้องการลดระดับแรงดันจาก 24 V เป็น 12 V ในช่วงแรก โดยส่งค่า Duty เริ่มต้นที่ 0.5 เพื่อให้วงจรปรับค่า Duty ได้ทั้งมากกว่า 0.5 และ น้อยกว่า 0.5 ได้เท่ากัน คำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ต้องการกระแสชาร์จที่ 4A ที่ความถี่สวิตช์ 25kHz มีการคำนวณค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำตามสมการดังนี้

การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุดที่ทำให้วงจรอยู่ในโหมด Continuous current

$$\text{จากสมการที่ 2.4} \quad L \geq \frac{(1-D)R}{2f} \quad (3.1)$$

$$\text{หาค่า R} \quad R = \frac{\Delta V_{out}}{I_{out}} = \frac{12}{4} = 3 \Omega \quad (3.2)$$

$$\text{หาค่า D} \quad D = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{12}{24} = 0.5 \quad (3.3)$$

แทนค่าจากสมการที่ 3.2 และ 3.3 ในสมการที่ 3.1

$$L \geq \frac{(1-0.5) \times 3}{2 \times 25000}$$

$$L \geq 30 \text{ uH} \quad (3.4)$$

การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุ

เนื่องจากเราต้องการลดระดับแรงดันจาก 24 V เป็น 12 V ในช่วงแรก โดยส่งค่า Duty เริ่มต้นที่ 0.5 เพื่อให้วงจรปรับค่า Duty ได้ทั้งมากกว่า 0.5 และ น้อยกว่า 0.5 ได้เท่ากัน ต้องการกระแสชาร์จที่ 4A ที่ความถี่สวิตช์ 25kHz ตามสมการดังนี้

จากสมการที่ 2.8
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1-D)}{8LCf^2} \quad (3.5)$$

จากวงจรต้องการค่าแรงดันกระเพื่อมอยู่ที่ 0.01 ดังนั้น $\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} = 0.01$

แทนค่าจากสมการที่ 3.5 $\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} = 0.01$ และ $D=0.5$ จะได้

$$C = \frac{(1-0.5)}{8 \times 30 \times 10^{-6} \times 25000^2}$$

$$C \geq 3.33 \mu F$$

3.4.2 ขณะวงจรเพิ่มระดับแรงดัน

เนื่องจากต้องการเพิ่มระดับแรงดันจากแบตเตอรี่ 12 V เป็น 24 V ในช่วงแรก โดยส่งค่า Duty เริ่มต้นที่ 0.5 เพื่อให้วงจรปรับค่า Duty ได้ทั้งมากกว่า 0.5 และ น้อยกว่า 0.5 ได้เท่ากัน คำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ต้องการดึงกระแสจากแบตเตอรี่ที่ 2A ที่ความถี่สวิตช์ 25kHz ตามสมการดังนี้

การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุดที่ทำให้วงจรอยู่ในโหมด Continuous current จากสมการที่ 2.13 คำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำน้อยที่สุดขณะวงจรเพิ่มระดับแรงดัน

$$L_{min} \geq \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (3.6)$$

หาค่า R โดยใช้ค่ากระแส 2A
$$R = \frac{\Delta V_{out}}{I_{out}} = \frac{12}{2} = 6 \Omega$$

$$\text{หาค่า } \frac{1}{1-D} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{24}{12} = 0.5$$

แทนค่า R=6 และ D=0.5 ในสมการที่ 2.13

$$L \geq \frac{0.5 \times (1-0.5)^2 \times 6}{2 \times 25000}$$

$$L \geq 15 \mu\text{H} \quad (3.7)$$

การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุ

เนื่องจากเราต้องการลดระดับแรงดันจาก 24 V เป็น 12 V ในช่วงแรก โดยส่งค่า Duty เริ่มต้นที่ 0.5 เพื่อให้วงจรปรับค่า Duty ได้ทั้งมากกว่า 0.5 และ น้อยกว่า 0.5 ได้เท่ากัน ต้องการกระแส discharge ที่ 2A ที่ความถี่สวิตช์ 25kHz ตามสมการดังนี้

จากสมการที่ 2.15 คำนวณหาค่าตัวเก็บประจุจะได้

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (3.8)$$

จากวงจรต้องการค่าแรงดันกระเพื่อมอยู่ที่ 0.01 ดังนั้น $\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} = 0.01$

หาค่า R จาก

$$R = \frac{\Delta V_{out}}{I_{out}} = \frac{12}{2} = 6 \Omega \quad (3.9)$$

แทนค่า R=6 และ $\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} = 0.01$ ในสมการที่ 3.15 จะได้

$$C = \frac{0.5}{6 \times 0.01 \times 25000}$$

$$C = 333.33 \mu\text{F} \quad (3.10)$$

จากการคำนวณต้องเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำต้องไม่ต่ำกว่า 30 uH และค่าของตัวเก็บประจุที่ใช้ควรมีค่าประมาณ 330 μF

ตารางที่ 3.1 แสดงค่าตัวเก็บประจุที่ใช้งานกับค่าที่คำนวณได้

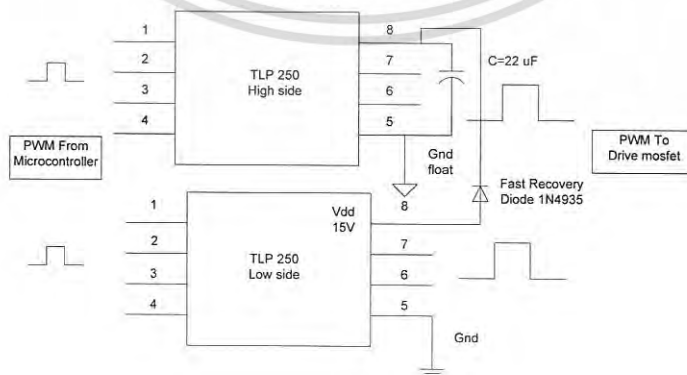
ค่าตัวเก็บประจุ (μF)	ค่าที่ได้จากการคำนวณ (μF)	ค่าที่เลือกใช้งานในวงจร (μF)
C_{input}	333.33	330
C_{output}	333.33	330

ตารางที่ 3.2 แสดงค่าตัวเหนี่ยวนำที่ใช้งานกับค่าที่คำนวณได้

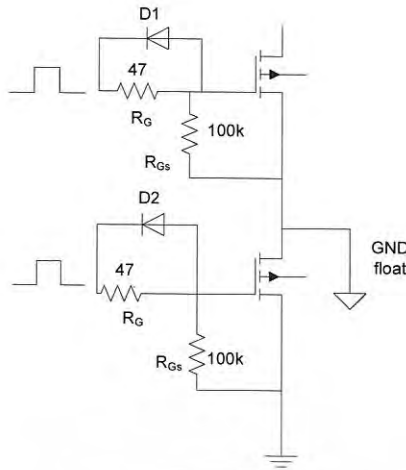
ค่าตัวเหนี่ยวนำ (μH)	ค่าที่ได้จากการคำนวณ (μH)	ค่าที่เลือกใช้งานในวงจร (μH)
L	30	160

3.5 การออกแบบวงจรขับเกท

ใช้ตัวขับเกทของ mosfet เป็น TLP250 ซึ่งใช้ไฟเลี้ยงขนาด 15V ในการ Drive mosfet ด้าน High side และ Low side โดยรับสัญญาณ PWM มาจาก microcontroller จึงต้องมีการต่อตัวต้านทาน 47Ω และ Diode 1N4935 แบบ fast recovery ที่ขาเกตเพื่อให้ออสเฟตมีกระแสไหลกลับที่เร็วขึ้น ตัวเก็บประจุแผ่นที่อยู่ภายใน mosfet ได้เร็วขึ้น ทำให้ mosfet turn on ได้เร็วขึ้น ควรมีค่าน้อยอยู่ในช่วง $10-100\Omega$ มีการต่อตัวต้านทานขนาด $100k\Omega$ คร่อมขา Gate และขา source เพื่อ Discharge ตัวเก็บประจุแผ่นภายใน mosfet ขณะ off state ได้เร็วขึ้นทำให้ mosfet turn off เร็วขึ้น และมีการใช้วงจร Boost strap ยกระดับแรงดันในการ Drive mosfet ด้าน High side และ Low side เพื่อไม่ให้ mosfet ทั้งคู่ใช้ GND ร่วมกัน โดยการต่อไดโอด 1N4935 แบบ fast recovery จากตัวขับเกทด้าน low side ไปยังตัวขับเกทด้าน High side และมีตัวเก็บประจุขนาด $22\mu F$ ต่ออยู่ที่ตัวขับเกท High side ดังแสดงดังรูป 3.8 และ 3.9



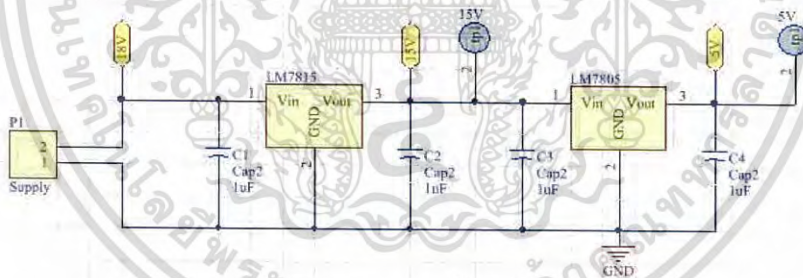
ภาพที่ 3.8 แสดงการออกแบบวงจร Boost strap



ภาพที่ 3.9 แสดงการออกแบบวงจรไบอัส MOSFET

3.6 การออกแบบ Supply ของวงจร

ในการออกแบบวงจร Supply ต้องใช้ไฟเลี้ยง 5V และ 15 V โดยไฟเลี้ยง 5V ใช้ในการจ่ายไฟให้ Delay on-off กับ op-amp และใช้จ่ายไฟให้แก่ isolate voltage sensor โดยในวงจรเลือกใช้ LM7805 เพื่อจ่ายไฟ 5V ส่วน LM7815 เพื่อจ่ายไฟ 15V ในการขับเคลื่อนเพื่อให้ Mosfet on-off โดยใช้ Supply ขนาดแรงดันไม่เกิน 18V เป็นไฟเลี้ยงของวงจร



ภาพที่ 3.10 แสดงการออกแบบวงจร Supply 15V (LM7815) และ Supply 5V (LM7805)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6.1 ออกแบบแรงดัน 1.5 V โดยใช้ LM317T

มีการสร้างแรงดัน 1.5 V เพื่อใช้ในการยกระดับแรงดันของ op-amp เพื่อให้ current sensor ทำงานได้ทั้งซีกบวกและลบเท่ากัน โดยเลือกการใช้งาน LM317 ซึ่งต้องออกแบบค่าของตัวต้านทาน 2 ตัว เพื่อจะได้ค่าแรงดันที่ต้องการโดยมีการคำนวณค่าความต้านทานดังสมการต่อไปนี้

$$V_{out} = 1.25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{adj} R_2$$

เลือกใช้งาน $R_2 = 100\Omega$ $R_1 = 500\Omega$ และ $I_{adj} = 100\mu A$

$$V_{out} = 1.25 \left(1 + \frac{100}{500} \right) + (100 \times 10^{-6}) \times 100$$



ภาพที่ 3.11 แสดงการออกแบบแรงดัน 1.5 V (LM317T)

3.7 การเลือกใช้งาน Mosfet

ในการเลือกใช้งาน Mosfet ต้องเลือกใช้งาน Mosfet ที่มีค่า $R_{ds(on)}$ ต่ำ แรงดัน V_{ds} ไม่สูงมากเกินไปเพื่อที่จะลด power loss ที่เกิดขึ้นได้จากสมการ

$$P_{loss} = I_D^2 \times R_{ds(on)} \quad (3.11)$$

ซึ่งในวงจรเลือกใช้ Mosfet เบอร์ 032N06N ชนิด N-type มีค่า $V_{ds} = 60 V$ $R_{ds(on)} = 3.2 m\Omega$

3.8 การออกแบบ Control circuit

การเลือกใช้งาน Sensor เพื่อวัดกระแสและแรงดันของวงจรเพื่อใช้ในการส่งค่าให้แก่ microcontroller ในวงจรต้องคำนึงถึงความปลอดภัยเนื่องจากการเชื่อมต่อ microcontroller กับ computer ถ้าวงจรเกิดความเสียหายจะส่งผลทำให้คอมพิวเตอร์เสียหายตามไปด้วยดังนั้นอุปกรณ์ทั้งหมดที่เชื่อมต่อกับ microcontroller จะต้องมีการแยก Gnd เพื่อความปลอดภัยขณะใช้งาน จึงต้องเลือกใช้งาน Sensor ที่มีการแยก GND ระหว่าง GND Micro และ GND วงจร โดยในวงจรเลือกใช้งาน Isolate voltage sensor (acplc-870) เพื่อวัดค่าแรงดันขาเข้าและขาออก Current sensor ใช้เป็น CKSR (25-NP) เพื่อวัดกระแสขาเข้าและขาออก จากนั้นจะมีส่วนของ Differential amp ใช้เป็น(LM358) เพื่อขยายผลต่างของสัญญาณและมีแรงดันยกระดับ 1.5V ก่อนเข้า ADC module ที่ Current Sensor เพื่อสามารถขยายผลต่างทางด้านซีกบวกและซีกลบได้เท่ากัน โดยมีรายละเอียดการออกแบบวงจรดังนี้

3.8.1 Isolate Voltage sensor (Acplc-870)

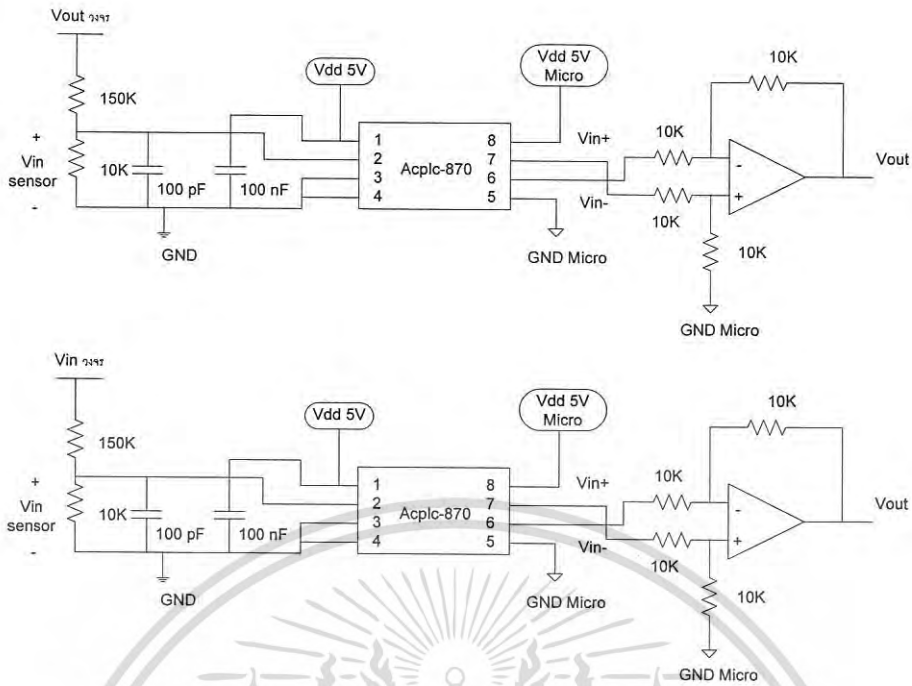
Isolate voltage sensor (Acplc-870) มีหลักการใช้งานคือแรงดันขาเข้าต้องไม่เกิน 2V แล้วจะให้ค่า แรงดันขาเข้าเท่ากับแรงดันขาออก จึงต้องมีตัวต้านทานมาต่อในลักษณะของการแบ่งแรงดันโดยการเลือกใช้ค่าความต้านทานต้องมีการเผื่อค่าแรงดันไว้ให้มากกว่าค่าที่ใช้งานอยู่ประมาณ 5-6 V จากวงจรใช้แรงดันด้าน input ที่ 24V โดยแรงดันขณะแบ่งแรงดันต้องมีค่าไม่เกิน 2V โดยเลือกใช้ค่าความต้านทาน $150K\Omega$ และ $10K\Omega$ มีช่วงการใช้งานแรงดันขาเข้าสูงสุดที่ 32V มีตัวเก็บประจุขนาด 100 pF และ 100 nF เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนที่มาจาก Microcontroller ก่อนเข้า ขา 2 Isolate Voltage sensor โดยจะใช้วัดค่าของแรงดันขาเข้าและแรงดันขาออกของวงจรจากนั้น ผ่าน Differential Amplifier เพื่อส่งค่าไปยัง ADC Module ต่อไป แสดงดังรูปด้านล่างนี้

จากกฎการแบ่งแรงดัน

$$V_{sensor} = \frac{V_{in_{วงจร}}, V_{out_{วงจร}}}{(150K + 10K)} \times 10K$$

$$V_{sensor} = \frac{V_{in_{วงจร}} V_{out_{วงจร}}}{16} \quad (3.12)$$

จากสมการที่ 3.12 เป็นค่าของแรงดันก่อนเข้า Isolate Voltage Sensor ซึ่งค่าแรงดันนี้จะต้องไม่เกิน 2 V ทำให้ค่าแรงดันขาเข้าและขาออกของวงจรต้องมีแรงดันไม่เกิน 32 V



ภาพที่ 3.12 แสดงการออกแบบวงจร Isolate Voltage sensor (Acplc-870) ทั้งด้านขาเข้าและขาออกของวงจร

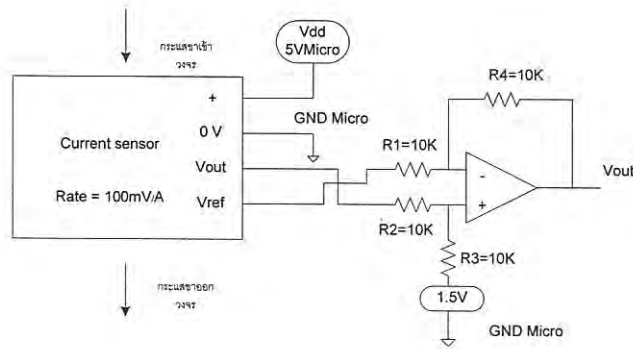
3.8.2 Current sensor (CKSR 25-NP 100mV/A)

Current sensor (CKSR 25-NP 100mV/A) ใช้วัดกระแสขาเข้าและขาออกของวงจร โดยจะต้องออกแบบค่า rate โดยในวงจรเลือกใช้ค่า rate อยู่ที่ 100 mV/A โดยกระแสจะไหลผ่านตัว Current sensor เป็นจำนวนรอบโดยแต่ละรอบจะให้ค่าแรงดันรอบละ 25mV/A จะให้ค่า Vref อยู่ที่ 2.5V ซึ่งแรงดันก่อนเข้าขา Analog ของ microcontroller Ti-F28335 ต้องมีค่าแรงดันไม่เกิน 3V ทำให้ต้องเลือกใช้ค่า Rate ที่เหมาะสม จะให้ค่าแรงดันทางออกตามสมการที่ 3.13

$$V_{out} = 2.5 + 0.025N(I) \quad (3.13)$$

เมื่อ N คือ จำนวนรอบที่ใช้งาน (รอบ)

I คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านเซ็นเซอร์ (A)



ภาพที่ 3.13 แสดงการออกแบบวงจร Current sensor

3.8.3 Differential Amplifier (LM358)

มีการออกแบบวงจร Differential amplifier เพื่อขยายขนาดผลต่างของสัญญาณ โดยค่าของ Sensor ที่วัดได้จะถูกส่งมาในรูปของแรงดันโดยค่าแรงดันของ isolate voltage จะมีค่าของ Vout ในช่วง 0-2 V ผ่าน Differential amplifier ในส่วน Current sensor จะมีการขยายผลต่างของสัญญาณระหว่าง Vout และ Vref โดยใช้ค่า Gain ของ Diferrential amplifier เท่ากับ 1 โดยมีแรงดันขนาด 1.5 V ต่อที่ขา + ของ op-amp เพื่อยกระดับแรงดัน โดยอ้างอิงที่แรงดัน 1.5 V ให้กระแสไหล ณ ขณะนั้นเท่ากับศูนย์ ทำให้วงจรสามารถขยายได้ทั้งขณะกระแสเป็นบวกและกระแสเป็นลบ ก่อนส่งแรงดันเข้าขา Analog เพื่อประมวลผลต่อไป โดยมีการกำหนดค่า Gain ของ Differential amplifier โดยการต่อตัวต้านทาน 10K ได้ค่าแรงดันขาออกจาก sensor ตามสมการดังต่อไปนี้

จากสมการที่ 2.33 คำนวณหาค่าแรงดัน เมื่อมีแรงดันยกระดับ 1.5 V

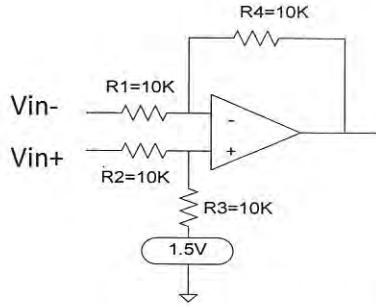
$$V_{sensor} = \frac{R_{3,4}}{R_{1,2}} ((V_{in+} + 1.5) - V_{in-}) \quad (3.14)$$

แทนค่า $R_{3,4}$ และ $R_{1,2} = 10K$ ในสมการที่ 3.14

$$V_{sensor} = \frac{10K}{10K} ((V_{in+} + 1.5) - V_{in-}) \quad (3.15)$$

$$V_{sensor} = ((V_{in+} + 1.5) - V_{in-}) \quad (3.16)$$

จากสมการที่ 3.15 จะเห็นได้ว่าการต่อตัวต้านทาน 10K เพื่อกำหนดค่า Gain ของ op-amp โดยเลือกใช้ค่า Gain เท่ากับ 1 เพื่อให้แรงดันจากการขยายผลต่างของสัญญาณไม่มากจนเกินค่าแรงดัน 3 V ก่อนเข้าสู่ ADC Module เพื่อแปลงสัญญาณ Analog to Digital ต่อไป



ภาพที่ 3.14 แสดงการออกแบบ Differential amplifier ที่เชื่อมต่อกับ Current sensor

จากสมการที่ 2.33 คำนวณหาค่าแรงดันวงจรเมื่อไม่มีแรงดันยกระดับ 1.5 V ของด้าน isolate Voltage sensor เนื่องจากวงจรที่ออกแบบให้ค่าแรงดันเป็นบวกทำให้ไม่มีการยกระดับแรงดัน 1.5 V ในการเชื่อมต่อกับ isolate voltage sensor ทั้งขาเข้าและขาออก ได้ค่าแรงดันขาออกจาก sensor ดังสมการต่อไป

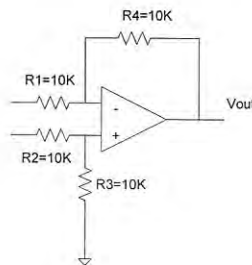
$$V_{sensor} = \frac{R_{3,4}}{R_{1,2}} (V_{in+} - V_{in-}) \quad (3.17)$$

แทนค่า $R_{3,4}$ และ $R_{1,2} = 10K$ ในสมการที่ 3.17

$$V_{sensor} = \frac{10K}{10K} (V_{in+} - V_{in-}) \quad (3.18)$$

$$V_{sensor} = (V_{in+} - V_{in-}) \quad (3.19)$$

จากสมการที่ 3.18 จะเห็นได้ว่าการต่อตัวต้านทาน 10K เพื่อกำหนดค่า Gain ของ op-amp โดยเลือกใช้ค่า Gain เท่ากับ 1 เพื่อให้แรงดันจากการขยายผลต่างของสัญญาณไม่มากจนเกินค่าแรงดัน 3 V และไม่มีการยกระดับแรงดัน 1.5 V ที่ขาบวกของ op-amp ก่อนเข้าสู่ ADC Module เพื่อแปลงสัญญาณ Analog to Digital ต่อไป



ภาพที่ 3.15 แสดงการออกแบบ Differential amplifier ที่เชื่อมต่อกับ Isolate Voltage sensor

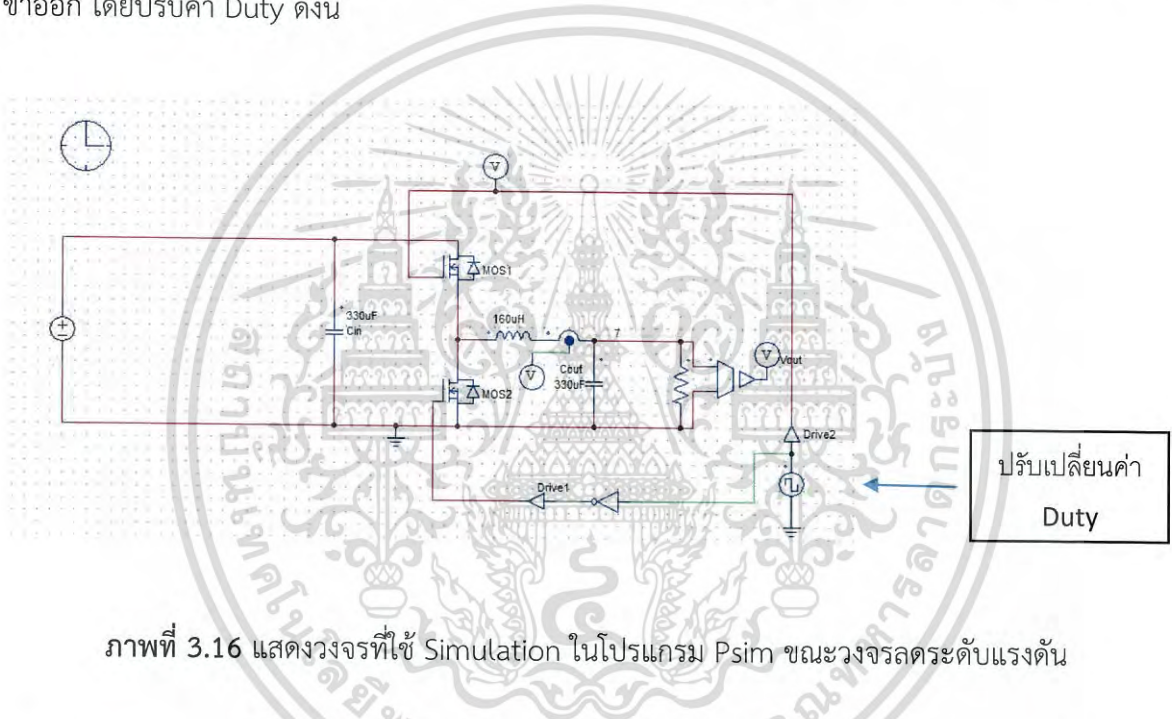
3.9 Simulation ในโปรแกรม Psim

ทำการ Simulation ในโปรแกรม Psim 10.1 โดยแบ่งการ Simulation ออกเป็น 2 ส่วน คือ open loop และ close loop โดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

3.9.1 Simulation ในลักษณะ open loop(ขณะวงจรระดับแรงดัน)

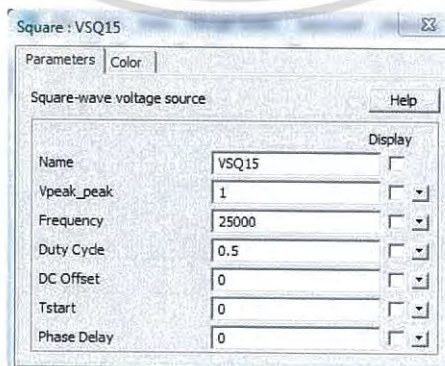
ทำการ Simulation ในลักษณะ open loop เพื่อดูว่าวงจรสามารถให้กระแสได้ทั้งสองทิศทางหรือไม่ โดยการจำลองมี sensor วัดกระแสขาออก และมี sensor วัดแรงดันทางด้านขาออก

1.ต่อวงจรตามรูปโดยจำลองด้าน input เป็นแบตเตอรี่ ขนาด 24 V ค่าของกระแสขาออกและแรงดันขาออก โดยปรับค่า Duty ดังนี้



ภาพที่ 3.16 แสดงวงจรที่ใช้ Simulation ในโปรแกรม Psim ขณะวงจรระดับแรงดัน

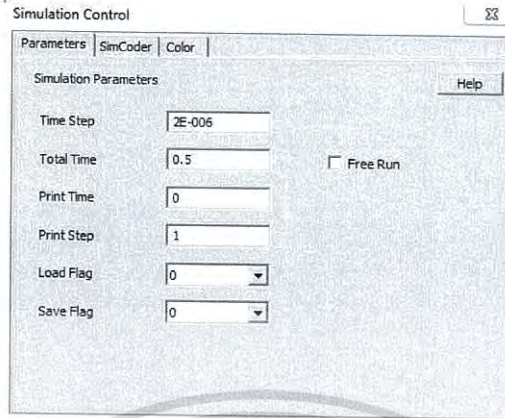
2. Double click จากนั้น ตั้งค่าพารามิเตอร์ โดยให้ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 25 kHz และตั้งค่า Duty cycle = 0.5



ภาพที่ 3.17 แสดงการกำหนดค่า Duty cycle และความถี่สวิตช์

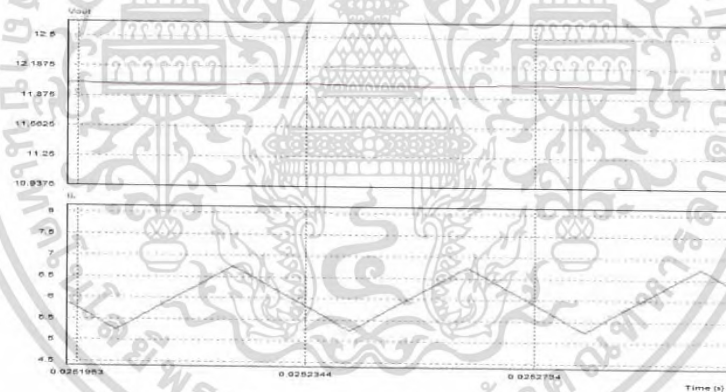
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. Double click Simulation control ปรับเปลี่ยนค่า time step = 2×10^{-6} s total time = 0.5s และ print step = 1 s



ภาพที่ 3.18 แสดงการปรับค่า Simulation Control

4. จากนั้น click Run simulation เพื่อวิเคราะห์ค่าของ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ค่าแรงดันแรงดันขาออก



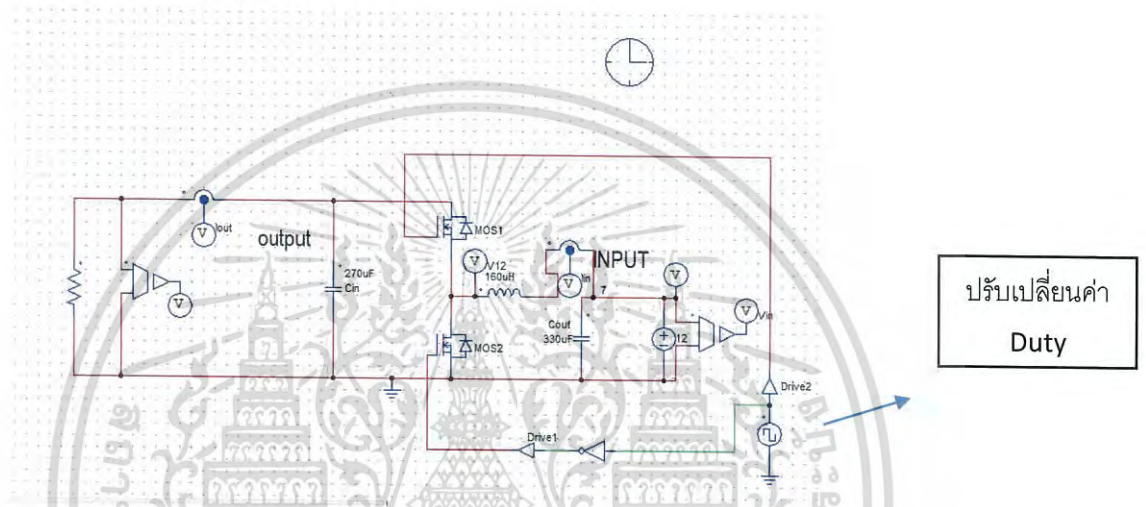
ภาพที่ 3.19 แสดงสัญญาณกระแสต้านขาออกและสัญญาณแรงดันขาออก

จากรูป จะเห็นได้ว่าค่ากระแสต้านขาออกอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่อง ค่าแรงดันทางออกมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันขาเข้า กระแสไหลจากซ้ายไปขวามีทิศเป็นบวก ซึ่งค่าที่ได้ตรงตามทฤษฎีตามภาพที่ 2.4 แสดงว่าวงจรสามารถลดระดับแรงดันได้ตามค่า Duty ที่กำหนด และกระแสอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่อง ดังนั้นขณะวงจรลดระดับแรงดันวงจรสามารถทำงานได้

3.9.2 Simulation ในลักษณะ open loop(ขณะวงจรเพิ่มระดับแรงดัน)

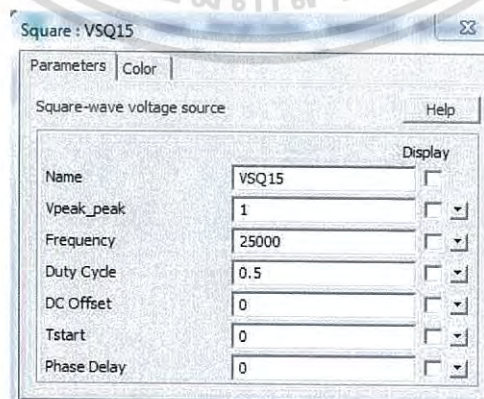
ทำการ Simulation ในลักษณะ open loop เพื่อดูว่าวงจรสามารถให้กระแสได้ทั้งสองทิศทางหรือไม่ โดยการจำลองมี sensor วัดกระแสขาออก และมี sensor วัดแรงดันทางด้านขาออก

1.ต่อวงจรตามรูปโดยจำลองด้านขาเข้าเป็นแบตเตอรี่ ขนาด 12 V ดูค่าของกระแสขาออกและแรงดันขาออก โดยปรับค่า Duty ดังนี้



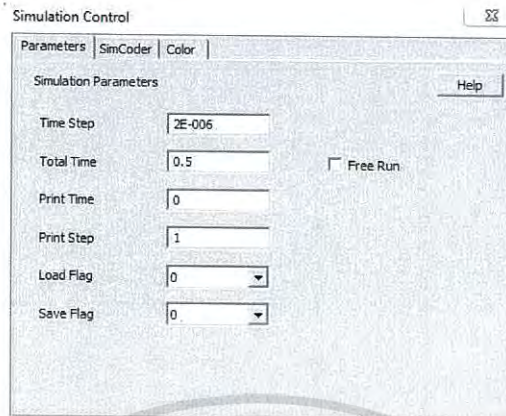
ภาพที่ 3.20 แสดงวงจรที่ใช้ Simulation ในโปรแกรม Psim ขณะวงจรเพิ่มระดับแรงดัน

2. Double click จากนั้น ตั้งค่าพารามิเตอร์ โดยให้ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 25 kHz และตั้งค่า Duty cycle = 0.5



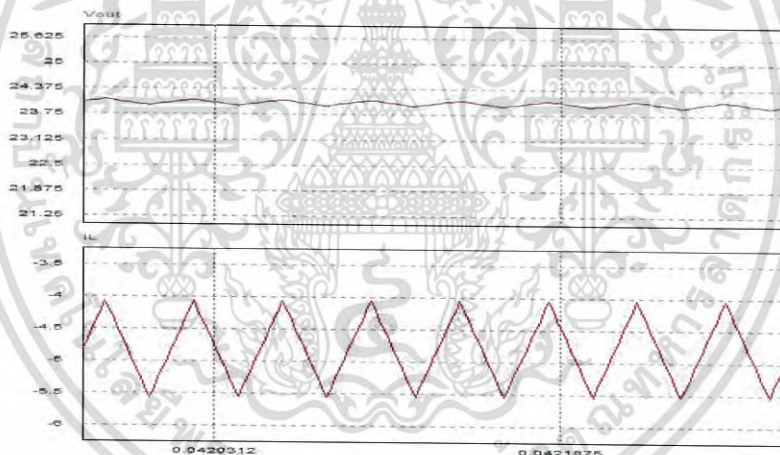
ภาพที่ 3.21 แสดงการกำหนดค่า Duty cycle และความถี่สวิตช์

3. Double click Simulation control เปลี่ยนค่า time step = $2e-6$ s total time = 0.5s และ print step = 1 s



ภาพที่ 3.22 แสดงการปรับค่า Simulation Control

4. จากนั้น click Run simulation เพื่อวิเคราะห์ค่าของ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ค่าแรงดันแรงดันขาออก

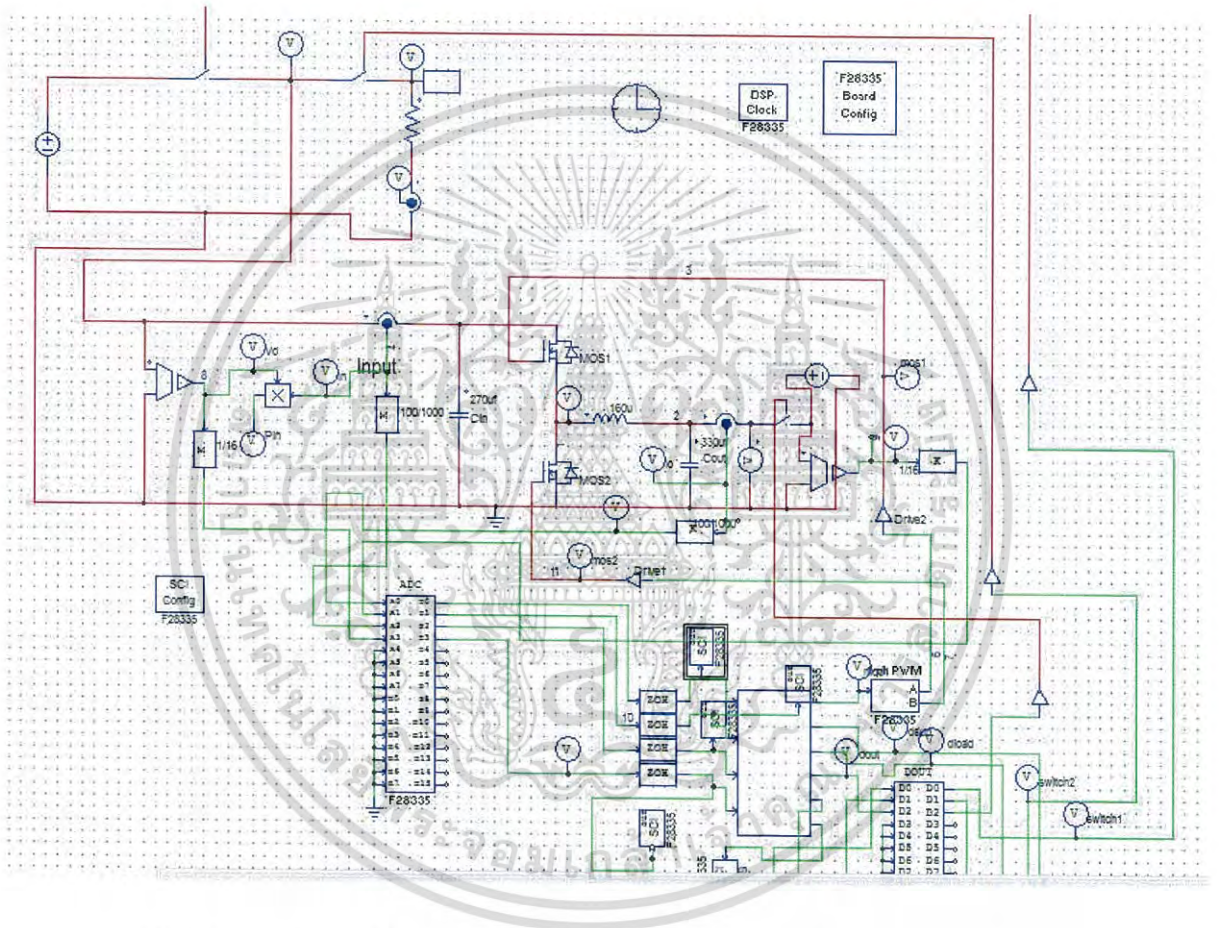


ภาพที่ 3.23 แสดงสัญญาณกระแสด้านขาออกและสัญญาณแรงดันขาออก

จากรูป จะเห็นได้ว่าค่ากระแสด้านขาออกอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่อง ค่าแรงดันทางออกมีค่าเป็นเป็นสองเท่าของแรงดันขาเข้า กระแสมีทิศเป็นลบ โดยกระแสไหลจากขวาไปซ้าย ซึ่งค่าที่ได้ตรงตามทฤษฎีตามภาพที่ 2.9 แสดงว่าวงจรสามารถเพิ่มระดับแรงดันได้ตามค่า Duty ที่กำหนด และกระแสอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่องดังนั้นขณะวงจรเพิ่มระดับแรงดันวงจรสามารถทำงานได้ จึงสรุปได้ว่าวงจรที่ออกแบบสามารถให้กระแสไหลได้สองทิศทางได้และค่าตัวเหนี่ยวนำกับค่าตัวเก็บประจุที่ได้จากการคำนวณสามารถใช้งานได้และให้กระแสอยู่ในโหมดต่อเนื่อง

3.9.3 Simulation ในลักษณะ close loop

ทำการ Simulation วงจรในลักษณะ Close loop โดยการเขียน Software ใน Simplified C block จากนั้นเชื่อมต่อวงจรกับ Sim-coder ของ TI-F28335 ได้แก่ 1-phase pwm ,Digital output A/D converter Block zero-order hold DSP clock proportional block และ Hardware config เพื่อสามารถควบคุมการทำงานวงจรโดยจำลองในโปรแกรม Psim 10.1 หากต้องการดูค่าแบบ real-time monitoring จะต้องใช้ SCI output และ SCI Config โดยเชื่อมต่อวงจรในลักษณะ Close loop ดังแสดงดังรูป



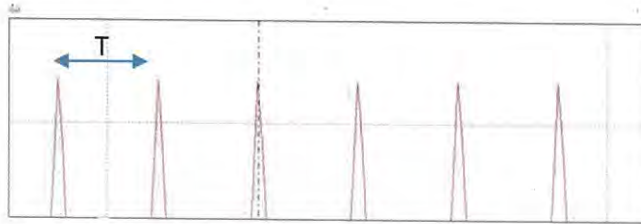
ภาพที่ 3.24 แสดงการเชื่อมต่อวงจรกับ Sim-coder ti-f28335 ในลักษณะ Close loop

ทำการเขียน Software ใน Simplified C block โดยต่อวงจรตามภาพที่ 3.24 ซึ่งจำลองวงจรที่ใช้โดยต่อกับ Power supply electronics load และ DC source เป็นแบตเตอรี่ เพื่อวิเคราะห์หาค่ากระแสขณะชาร์จว่าวงจรสามารถควบคุมกระแสได้ 4 A หรือไม่ และขณะ discharge วงจรสามารถควบคุมกระแสได้ 2 A หรือไม่ โดย Simulation ในโปรแกรม Psim10.1 ซึ่งได้ผลการ Simulation ดังนี้

3.9.4 การเลือกใช้ค่า Kp และ Ki

ใช้การคำนวณค่า Kp และ Ki ตามทฤษฎี Ziegler Nichols โดยการ Simulation โปรแกรม Psim จากนั้นวัดคาบเวลาในการตอบสนอง และค่า Kc ที่ใช้

ขณะวงจรถระดับแรงดัน



ภาพที่ 3.25 แสดงผลการตอบสนองขณะวงจรถระดับแรงดัน

จากภาพที่ 3.25 วัดค่า Kc เท่ากับ 0.5 คาบของการตอบสนองอยู่ที่ 220 ms
คำนวณหาค่าของ Kp และ Ki

จาก สมการที่ 2.22 คำนวณหาค่า Kp

$$K_p = 0.45K_c \quad (3.20)$$

$$K_p = 0.45 \times 0.5 = 0.225 \quad (3.21)$$

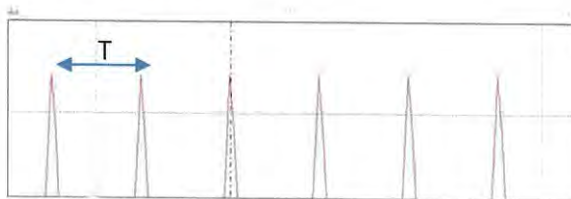
จาก สมการที่ 2.23 คำนวณหาค่า Ki

$$K_i = \frac{0.45K_c}{0.83T}$$

$$K_i = \frac{0.45 \times 0.5}{0.83 \times 0.220}$$

$$K_i = 1.23 \quad (3.22)$$

ขณะวงจรถเพิ่มระดับแรงดัน



ภาพที่ 3.26 แสดงผลการตอบสนองขณะวงจรถเพิ่มระดับแรงดัน

จากภาพที่ 3.26 วัตถุประสงค์ K_c ที่ใช้เท่ากับ 0.2 คาบของการตอบสนองอยู่ที่ 155 ms
คำนวณหาค่าของ K_p และ K_i

จาก สมการที่ 2.22 คำนวณหาค่า K_p

$$K_p = 0.45K_c \quad (3.23)$$

$$K_p = 0.45 \times 0.2 = 0.09 \quad (3.24)$$

จาก สมการที่ 2.23 คำนวณหาค่า K_i

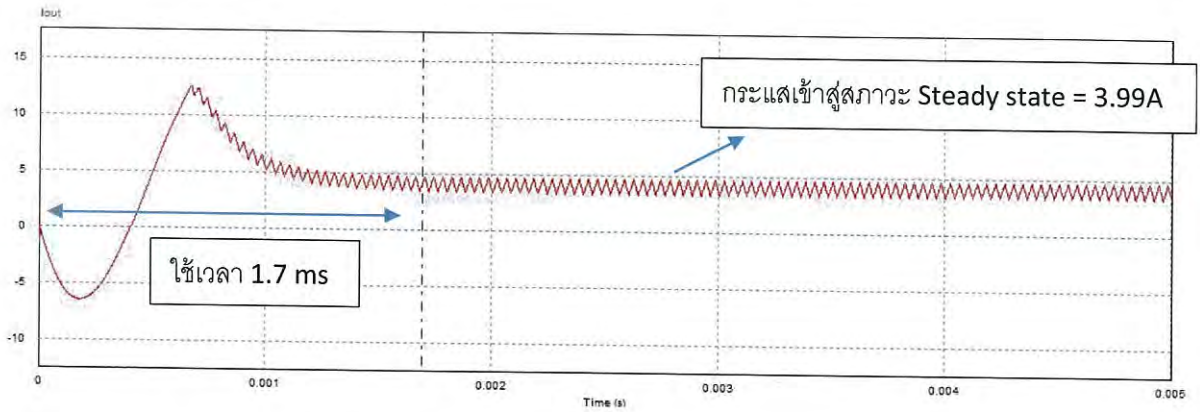
$$K_i = \frac{0.45K_c}{0.83T}$$
$$K_i = \frac{0.45 \times 0.5}{0.83 \times 0.155}$$
$$K_i = 0.7 \quad (3.25)$$

3.9.5 Simulation close loop ใน program psim

เชื่อมต่อวงจรตามภาพที่ 3.24 เลือกใช้ค่าของ K_p K_i ที่ได้จากคำนวณเพื่อดูช่วงเวลาเข้าสู่สภาวะ Steady state และกระแสขณะเข้าสู่สภาวะ Steady state ตามทฤษฎีของ Ziegler Nichols

ขณะวงจรลดระดับแรงดัน

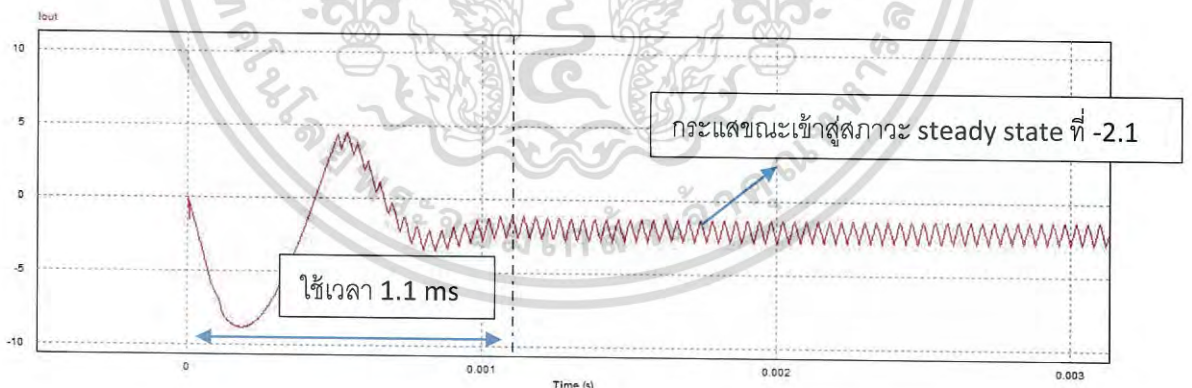
- 1.ต่อวงจรที่ออกแบบไว้ในโปรแกรม Psim 10.1 โดยต่อแหล่งจ่ายด้านขาเข้า
- 2.ตั้งค่า block $k_p=0.225$ $k_i=1.23$ และค่า Reference เท่ากับ 4 ตามค่าที่คำนวณได้จากสมการที่ 3.21 และ 3.22 แล้วต่อ current sensor ด้านขาออก
- 3.นำสัญญาณกระแสด้านขาออก feedback กลับมายังด้านขาเข้า
- 4.ไปที่ Simulation->Run simulation
- 5.สังเกตช่วงเวลาในสภาวะที่วงจรเข้าสู่สภาวะ steady state และค่ากระแสขณะวงจรเข้าสู่สภาวะ steady state ว่าสามารถควบคุมกระแสได้ 4A หรือไม่



ภาพที่ 3.27 แสดงผลการ Simulation close loop ใน program psim ขณะวงจรลดระดับแรงดัน

ขณะวงจรเพิ่มระดับแรงดัน

1. ต่ วงจรที่ ออกแบบไว้ ในโปรแกรม Psim 10.1 โดยใช้แหล่งจ่ายต่อด้านขาออก
2. ตั้งค่า block $k_p=0.09$ $k_i=1$ และค่า Reference เท่ากับ -2 ตามค่าที่คำนวณได้จากสมการที่ 3.24 และ 3.25 แล้วต่อ current sensor ด้านขาออก
3. นำสัญญาณกระแสด้านขาออก feedback กลับมายังด้านขาเข้า
4. ไปที่ Simulation->Run simulation
5. สังเกตช่วงเวลาในสภาวะที่วงจรเข้าสู่สภาวะ steady state และค่ากระแสขณะวงจรเข้าสู่สภาวะ steady state ว่าสามารถควบคุมกระแสได้ -2A หรือไม่

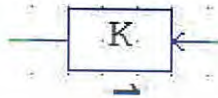


ภาพที่ 3.28 แสดงผลการ Simulation close loop ใน program psim ขณะวงจรเพิ่มระดับแรงดัน

3.10 ออกแบบวิธีการเชื่อมต่อและการตั้งค่า Block sim-coder ของ TI-f28335 ในโปรแกรม Psim

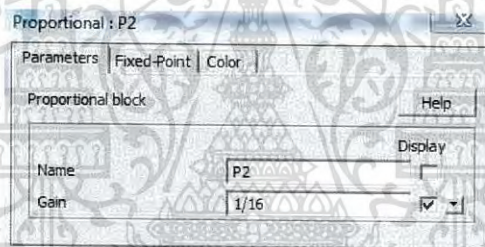
3.10.1 การใช้งาน proportional block

เป็น block ที่ใช้ในการกำหนดค่า Gain เพื่อนำไปคูณกับค่าที่รับมาซึ่งใน วงจรใช้กับ ส่วนของ isolate voltage ที่ใช้ตัวต้านทานแบ่งแรงดันซึ่งใช้อัตราส่วน 1/16 และค่าของ current sensor ที่ใช้อัตราส่วน 100mv/A หรือค่า gain=0.1

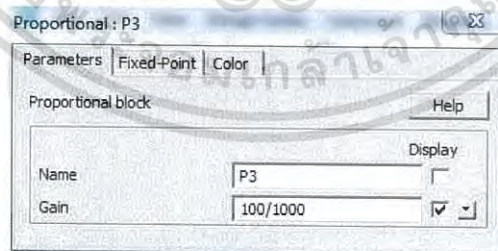


ภาพที่ 3.29 proportional block

1. Double click ที่ Block จากนั้น set ค่า gain=1/16 สำหรับ sensor voltage ทั้งขาเข้าและขาออก และset ค่า gain=0.1 สำหรับ Current sensor ทั้งขาเข้าและขาออก

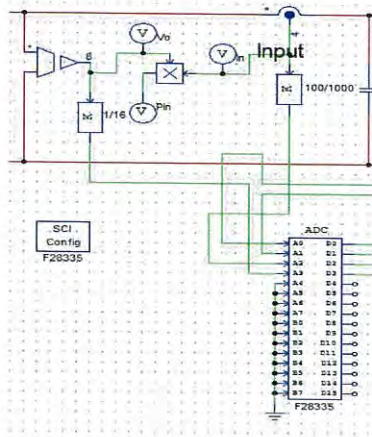


ภาพที่ 3.30 การกำหนดค่า Gain ใน proportional block ของ sensor voltage



ภาพที่ 3.31 การกำหนดค่า Gain ใน proportional block ของ current sensor

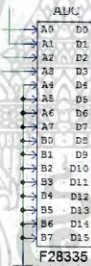
2. เชื่อมต่อขาเข้าของ proportional block กับ voltage sensor และ current sensor และขาทางออกเชื่อมต่อกับ Block A/D converter ดังรูป



ภาพที่ 3.32 การเชื่อมต่อ proportional block กับ A/D Converter

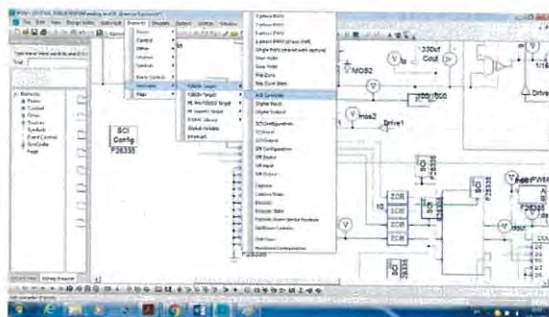
3.10.2 การใช้งาน A/D Converter ของ Ti-F28335

เป็นบล็อกการแปลงสัญญาณจาก Analog เป็น Digital โดยใช้การแปลงขนาด 12 bit จะให้ค่าการแปลงตั้งแต่ 0-4095 โดยการเชื่อมต่อจะรับค่า สัญญาณ Analog มาจาก Sensor โดยมีให้เลือกใช้งานทั้งหมด 16 ช่อง คือ A0-A7 และ B0-B7 จากวงจรนี้เลือกใช้ช่อง A0-A4



ภาพที่ 3.33 A/D Converter ของ Ti-F28335

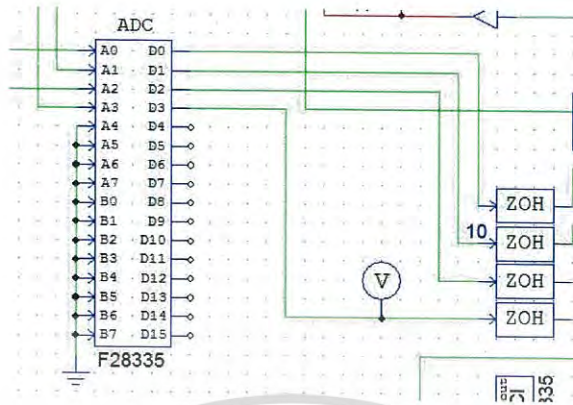
1. ไปที่ Element -> F2833x target -> A/D Converter



ภาพที่ 3.34 การเรียกใช้งาน A/D Converter

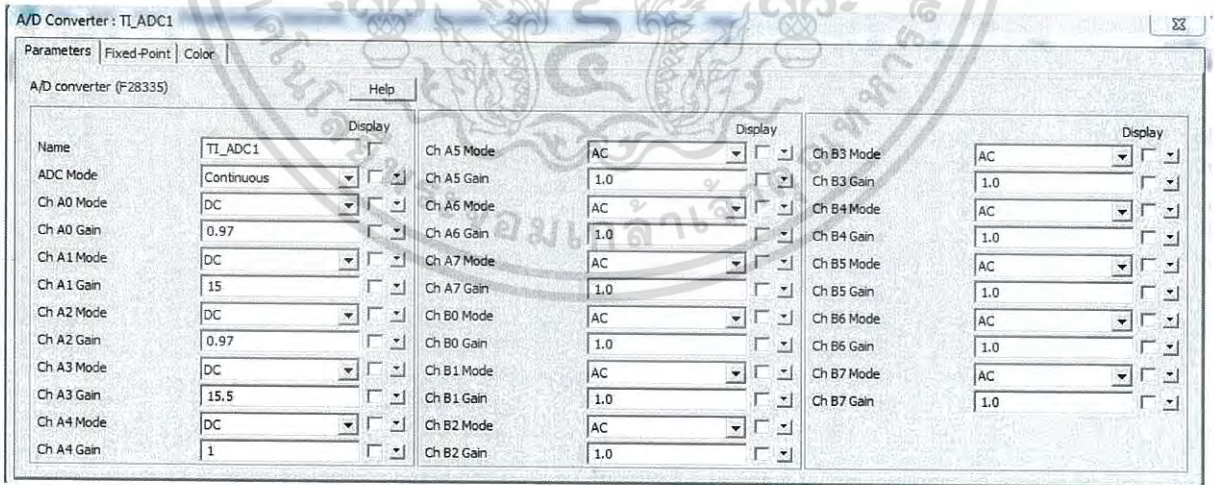
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. เชื่อมต่อ A/D Converter โดยรับค่าจาก sensor จากนั้นจะไปเชื่อมต่อกับ Zero-order hold ดังรูป



ภาพที่ 3.35 การเชื่อมต่อ A/D Converter กับ zero-order hold

3. Double click block A/D converter โปรแกรมจะให้ทำการกำหนดค่า Gain ขดเซย ซึ่งถ้าเป็น Current sensor จะใช้ค่าขดเซยเป็น ค่า gain ของ differential amplifier =1 แต่เนื่องจากการเลือกใช้ค่าความต้านทานที่ซีมีความคลาดเคลื่อน +/- 1% ทำให้ค่า Gain ขดเซยที่ใช้จึงไม่เท่ากับ 1 ค่าของ Sensor voltage ใช้อัตราส่วน 1/16 จึงต้องคูณ Gain ขดเซย =16 แต่ค่าความต้านทานที่ใช้แบ่งแรงดันมีความคลาดเคลื่อนทำให้ค่าที่ขดเซยจึงไม่เท่ากับ 16 ในวงจรที่ใช้เลือกเปิดใช้งาน 4 ช่อง คือค่า lout lin Vout และ Vin โดยตั้งค่าตามรูปดังนี้



ภาพที่ 3.36 การกำหนดค่า gain ขดเซยใน A/D Converter Ti-F28335

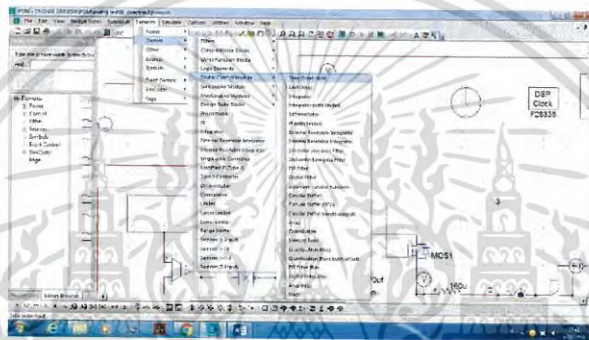
3.10.3 การใช้งาน Zero-order hold ของ Ti-F28335

เป็นการกำหนดความถี่ของ interrupt เพื่อป้องกันกว่าให้รันโปรแกรมที่ รอบต่อวินาที จากในวงจรนี้เลือกใช้ความถี่ interrupt 10kHz โดยโปรแกรมจะการรันโปรแกรม 10000 รอบต่อวินาที



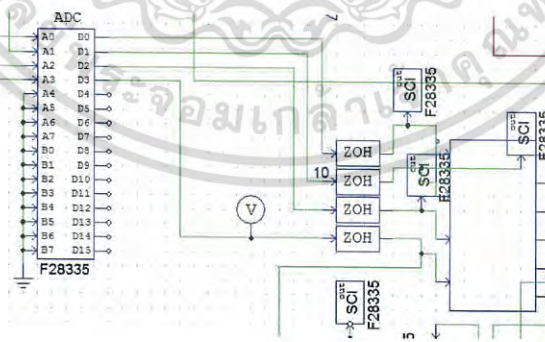
ภาพที่ 3.37 Zero-order hold ของ Ti-F28335

1. ไปที่ Element -> Digital control module -> Zero-order hold



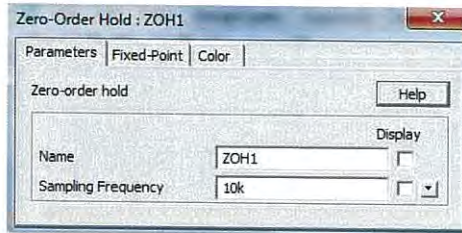
ภาพที่ 3.38 การเรียกใช้งาน Zero-order hold

2. เชื่อมต่อ Zero-order hold กับ A/D converter และ Simplified C block



ภาพที่ 3.39 การเชื่อมต่อ zero-order hold กับ Simplified C block

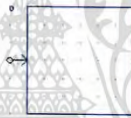
3. Double click block zero-order hold เปลี่ยนค่า Sampling Frequency เป็น 10kHz ตั้งรูป



ภาพที่ 3.40 การตั้งค่าความถี่ interrupt = 10kHz

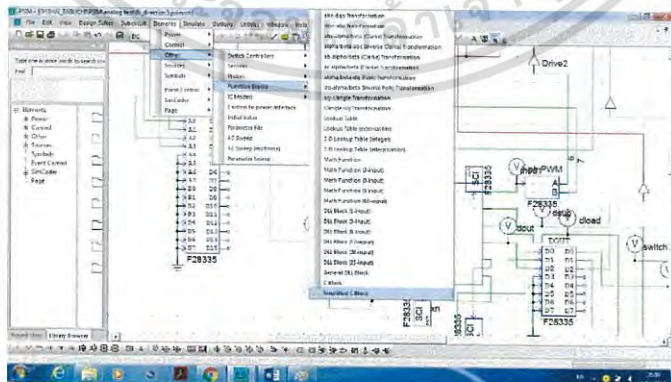
3.10.4 การใช้งาน Simplified C block ของ Ti-F28335

เป็น Block ที่ใช้เขียน ภาษา c เพื่อให้วงจรทำงานตาม software ที่ได้ทำการเขียนไว้ โดยในวงจรมีการรับค่า จาก ADC ผ่าน zero order hold ความถี่ interrupt 10kHz จากนั้นจะนำมาประมวลผลตาม Software ที่ได้เขียนไว้ใน Simplified C block



ภาพที่ 3.41 Simplified C block ของ Ti-F28335

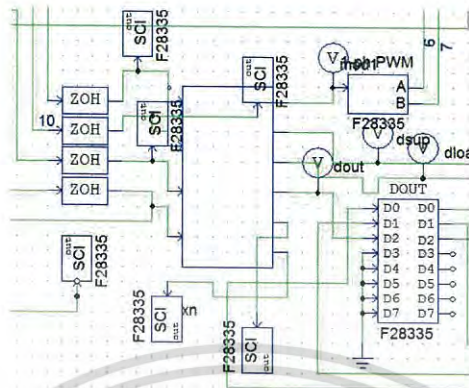
1.ไปที่ other-> Function blocks -> Simplified C block



ภาพที่ 3.42 การเรียกใช้งาน Simplified C block

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. เชื่อมต่อ Simplified C block กับ Zero-order hold และ Digital output กับ 1-phase pwm ดังรูป



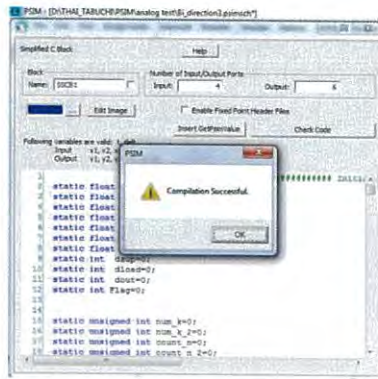
ภาพที่ 3.43 การเชื่อมต่อ Simplified C block

3. Double click Simplified C block ในฟังก์ชัน Simplified C block สามารถกำหนดค่าที่รับ input (x) ค่าที่ส่งออก output (y) และเมื่อทำการเขียนโปรแกรมวงจรนั้นจะมีการกำหนดค่า input 4 ตัว โดยกำหนดค่า $x_1 = I_{out}$, $x_2 = V_{out}$, $x_3 = I_{in}$ และ $x_4 = V_{in}$ ซึ่งรับค่ามาจาก sensor ทั้ง 4 ตัว กำหนดค่า output 6 ตัว $y_1 = \text{mod1}$ (สัญญาณ PWM) $y_2 = \text{dsup}$ (Digital output ควบคุม delay ด้าน supply) $y_3 = \text{dload}$ (Digital output ควบคุม delay ด้าน electronics load) $y_4 = \text{dout}$ (Digital output ควบคุม delay ด้าน output) y_5 และ y_6 ค่าตัวแปรต่างๆโดยใช้ rs232 เมื่อทำการเขียนโปรแกรมเสร็จแล้ว ให้กดปุ่ม Check code



ภาพที่ 3.44 แสดงการกำหนดค่าใน Simplified C block

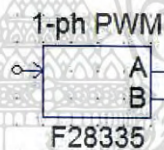
4. ถ้า Software ที่เขียนถูกต้องจะขึ้น Compilation successful



ภาพที่ 3.45 แสดงการกำหนดค่าใน Simplified C block

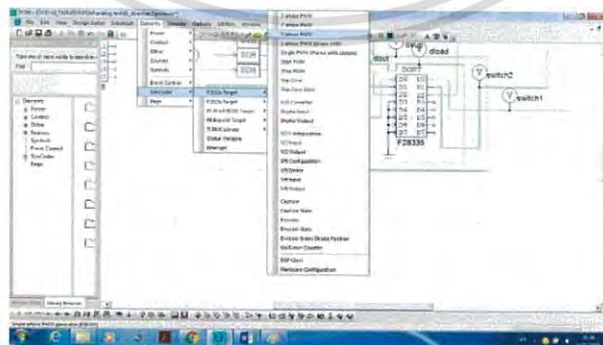
3.10.5 การใช้งาน 1-phase PWM ของ Ti-F28335

เป็น Block ที่ใช้กำหนดค่าของสัญญาณ PWM จาก microcontroller ก่อนจะส่งไปยัง วงจรเพื่อควบคุมการ on-off ของ mosfet โดยมี output เป็น A กับ B โดย A จะส่งค่า Duty เท่ากับ ค่าที่กำหนดไว้ ส่วน B จะส่งค่า Duty เท่ากับ 1-A



ภาพที่ 3.46 1-phase PWM block

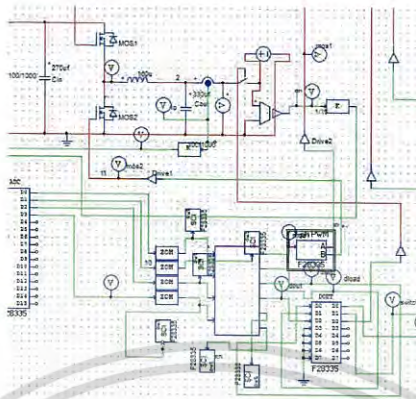
1.ไปที่ Simcoder-> F2833x target -> 1-phase pwm



ภาพที่ 3.47 แสดงการเรียกใช้งาน 1-phase pwm

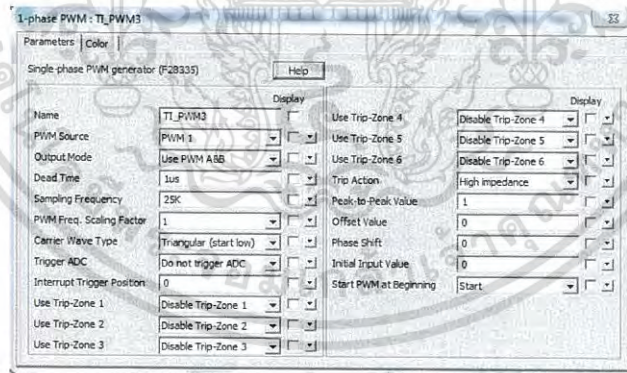
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.เชื่อมต่อ 1-phase pwm กับ output ของ simplified c block โดย A และ B เชื่อมต่อกับขาเกตของ Mosfet ดังรูป



ภาพที่ 3.48 แสดงการเชื่อมต่อ 1-phase pwm

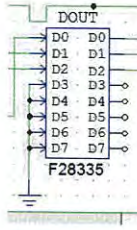
3. Double click 1-phase pwm จะต้องกำหนด mode การทำงานของ pwm เป็น use pwm A&B คือ การส่งค่า duty A เท่ากับค่าที่กำหนดไว้ ส่วน B จะให้ค่า Duty = 1-A มีการกำหนดค่า Dead time 1 us เป็นกำหนดเวลา dead time ในการส่งค่า Duty ไม่ให้ส่งค่า Duty พร้อมกันจะทำให้วงจรเสียหายมีการ กำหนดค่าความถี่สวิตซ์ที่ 25kHz



ภาพที่ 3.49 แสดงการตั้งค่า 1-phase pwm

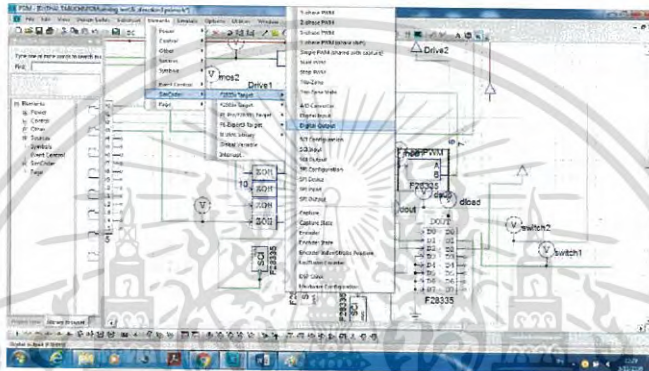
3.10.6 การใช้งาน Digital output ของ Ti-F28335

เป็น Block ที่ใช้กำหนดค่าของสัญญาณที่ส่งออกจาก microcontroller โดยการ กำหนดสัญญาณนั้นเป็นสัญญาณ Digital โดยใช้ได้ 8 ช่อง คือ D0-D7 ทางด้านซ้ายเป็น input D0-D7 ทางด้านขวาเป็น output คือส่งค่า logic 0 และ logic 1 ไปควบคุมการเปิดปิด Delay ทั้งสามตัว



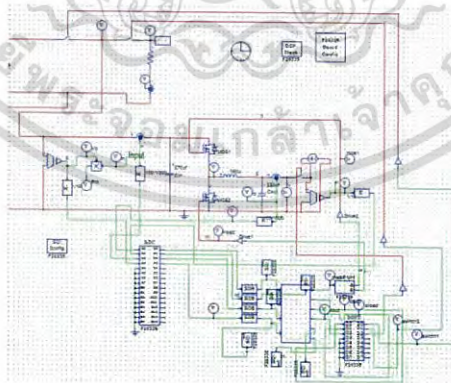
ภาพที่ 3.50 Digital output ของ Ti-F28335

1.ไปที่ Simcoder-> F2833x target -> Digital output



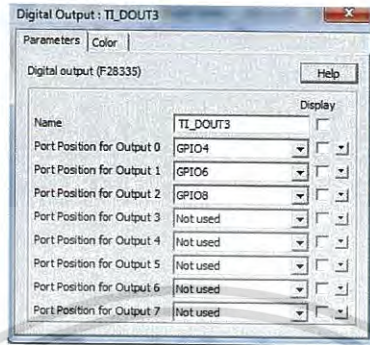
ภาพที่ 3.51 แสดงการเรียกใช้งาน Digital output ของ Ti-F28335

2.เชื่อมต่อ Digital output กับ simplified c block และเชื่อมต่อด้าน output กับ Delay ทั้งสามตัว ดังรูป



ภาพที่ 3.52 แสดงการเชื่อมต่อ Digital output

3. Double click digital output จะต้องทำการกำหนดค่าของ GPIO ที่ใช้ในการส่งค่า Digital output ในวงจรนี้เลือกใช้ GPIO4 เป็นการส่งค่า logic ให้ delay ด้าน Supply GPIO6 เป็นการส่งค่า logic ให้ delay ด้าน load และ GPIO8 เป็นการส่งค่า logic ให้ delay ด้าน output ดังรูป



ภาพที่ 3.53 แสดงการตั้งค่า Digital output

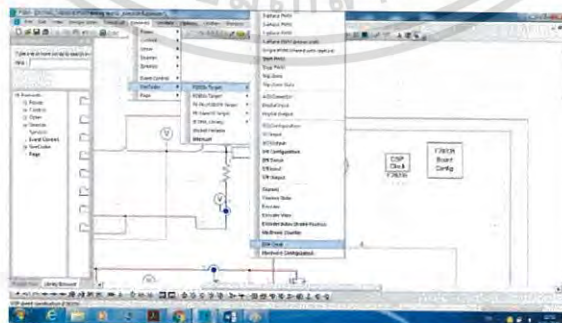
3.10.7 DSP clock

เป็น Block ที่ใช้กำหนด Clock ของ Ti-f28335 ควบคุมจังหวะการทำงานของ microcontroller



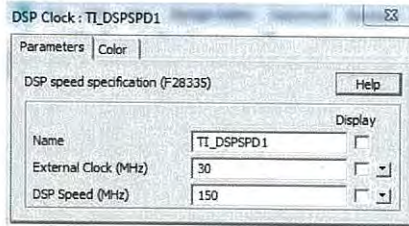
ภาพที่ 3.54 DSP Clock

1.ไปที่ Simcoder-> F2833x target -> DSP clock



ภาพที่ 3.55 แสดงการเรียกใช้งาน DSP Clock

2. Double click DSP Clock จะต้องทำการกำหนดค่าของ External clock =30 MHz ตั้งรูป



ภาพที่ 3.56 แสดงการตั้งค่า Digital output

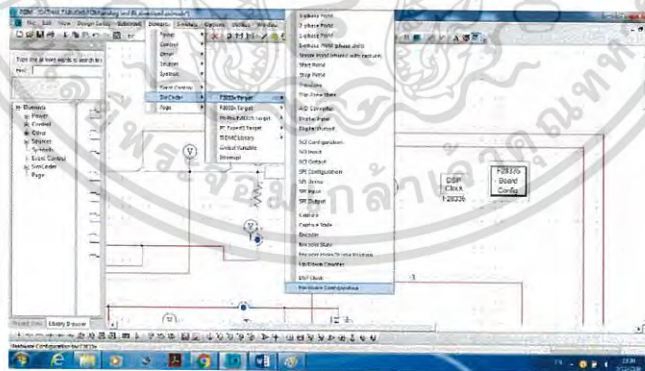
3.10.8 Hardware configuration

เป็น Block ที่ใช้กำหนดตำแหน่งขาที่ใช้งานและรูปแบบของสัญญาณของสัญญาณที่รับส่ง ของ Ti-f28335



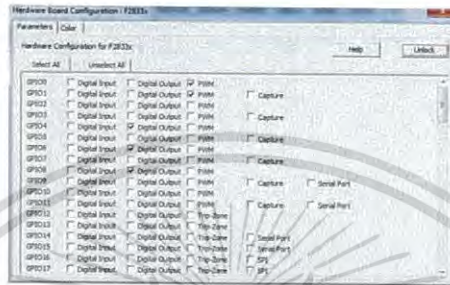
ภาพที่ 3.57 Hardware configuration

1.ไปที่ Simcoder-> F2833x target -> Hardware configuration



ภาพที่ 3.58 แสดงการเรียกใช้งาน Hardware configuration

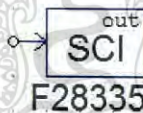
2. Double click Hardware configuration ก่อนอื่นต้องทำต้องกดปุ่ม unlock ก่อน จากนั้นจะต้องทำการกำหนดขา GPIO ที่ใช้งานทั้งหมด และทำการคลิกรูปแบบของสัญญาณที่ใช้ ซึ่งวงจรนี้จะให้ขา GPIO0 และ GPIO1 เป็นสัญญาณ PWM โดย GPIO เลขคู่จะส่งค่า PWM ตามค่า Duty ที่ใช้แต่ GPIO1 จะส่งค่า PWM = 1-PWM ที่ออกจาก GPIO0 มีการกำหนดขา GPIO4 GPIO6 GPIO8 เป็น Digital output และขา GPIO28 GPIO29 เป็นขา serial port ที่ใช้ในการส่งค่ามายังคอมพิวเตอร์แบบ SCI แบบ real time monitoring จากนั้น กดปุ่ม lock



ภาพที่ 3.59 แสดงการตั้งค่า Hardware configuration

3.10.9 การแสดงค่าแบบ Real-time monitoring ใน Psim ผ่าน RS232

เป็นการส่งค่าที่ microcontroller อ่านได้ผ่านสาย RS232 แล้ว แสดงค่าแบบ real time ผ่านหน้าจอคอมพิวเตอร์โดยใช้งานร่วมกับ DSP Oscilloscope



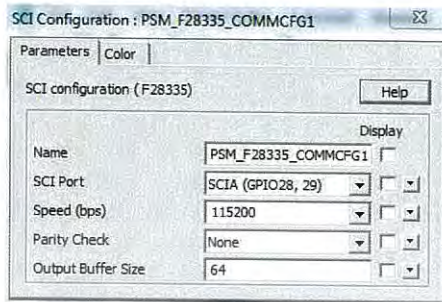
ภาพที่ 3.60 SCI output block

เป็นการกำหนดขาที่ใช้งานเป็น serial port และ กำหนดค่าของ Baud rate ที่ใช้ในการส่งข้อมูล



ภาพที่ 3.61 SCI Config F28335

4. Double click SCI Config กำหนดค่าความเร็วในการส่งข้อมูล Baud rate = 115200 bps กำหนดค่า SCI Port ใช้เป็นขา GPIO28 และ GPIO 29 ดังรูป



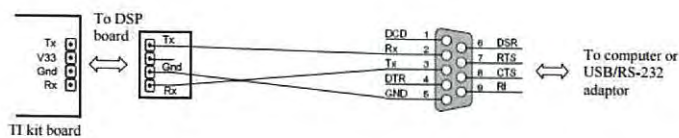
ภาพที่ 3.65 แสดงการตั้งค่า SCI Configuration

5.คลิกขวาที่ my computer -> properties-> device manager สังเกตที่ usb serial port ว่าตอนนี้ใช้เป็น Com อะไร



ภาพที่ 3.66 แสดงการตั้งค่า port ใน computer

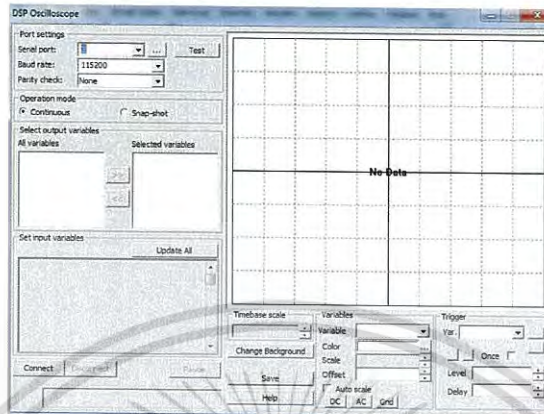
6.เชื่อมต่อสาย RS232 กับขาของ Tx Rx ของ Ti-F28335 แล้วเชื่อมต่อเข้ากับ Computer ดังรูป



ภาพที่ 3.67 แสดงการเชื่อมต่อสาย RS232 กับขาของ Tx Rx ของ Ti-F28335

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.ไปที่ Utilities->Dsp oscilloscope กำหนดค่า serial port เป็นค่าของ Com ที่อ่านได้จากข้อ 5 และ ค่า baud rate = 115200 จากนั้นคลิก connect

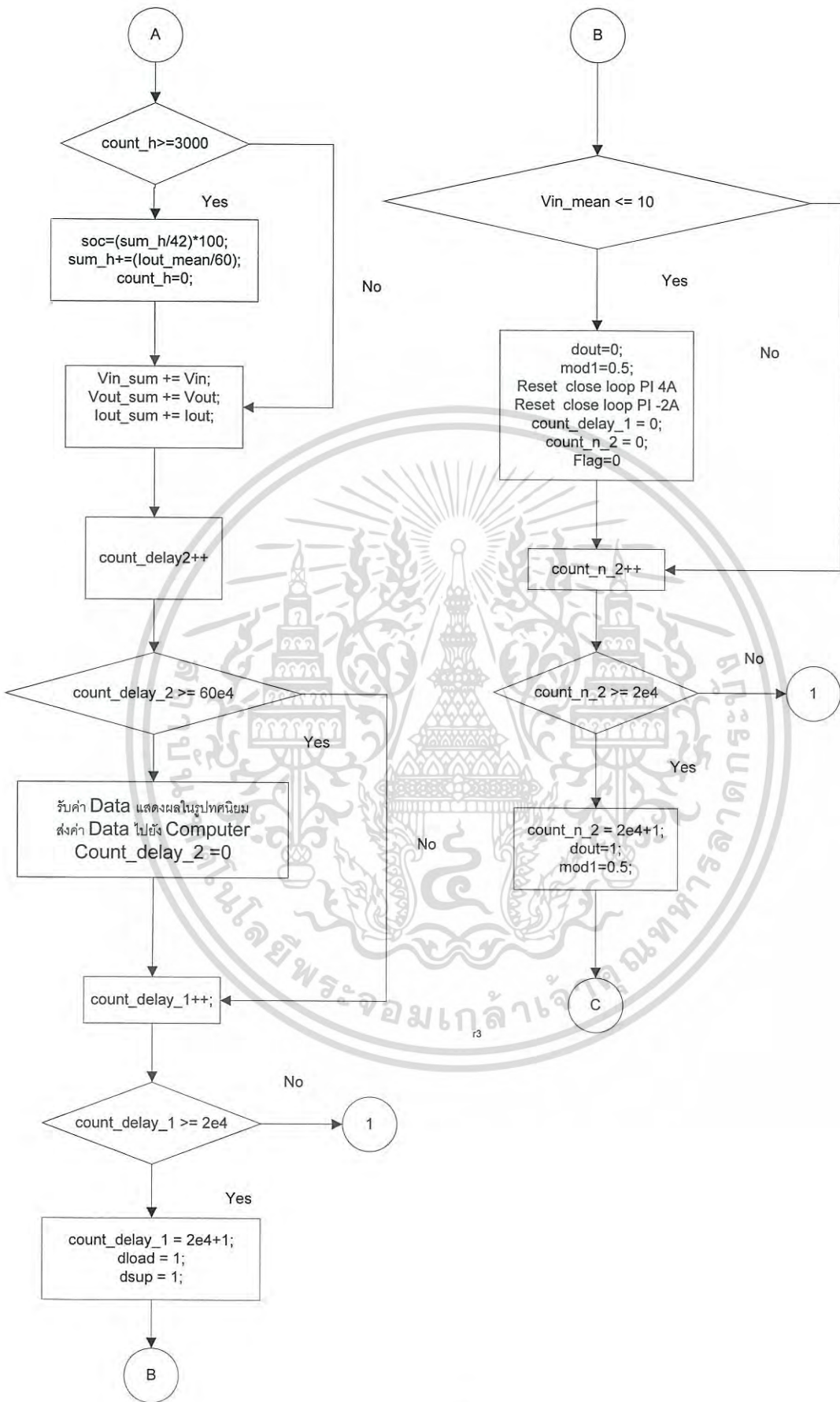


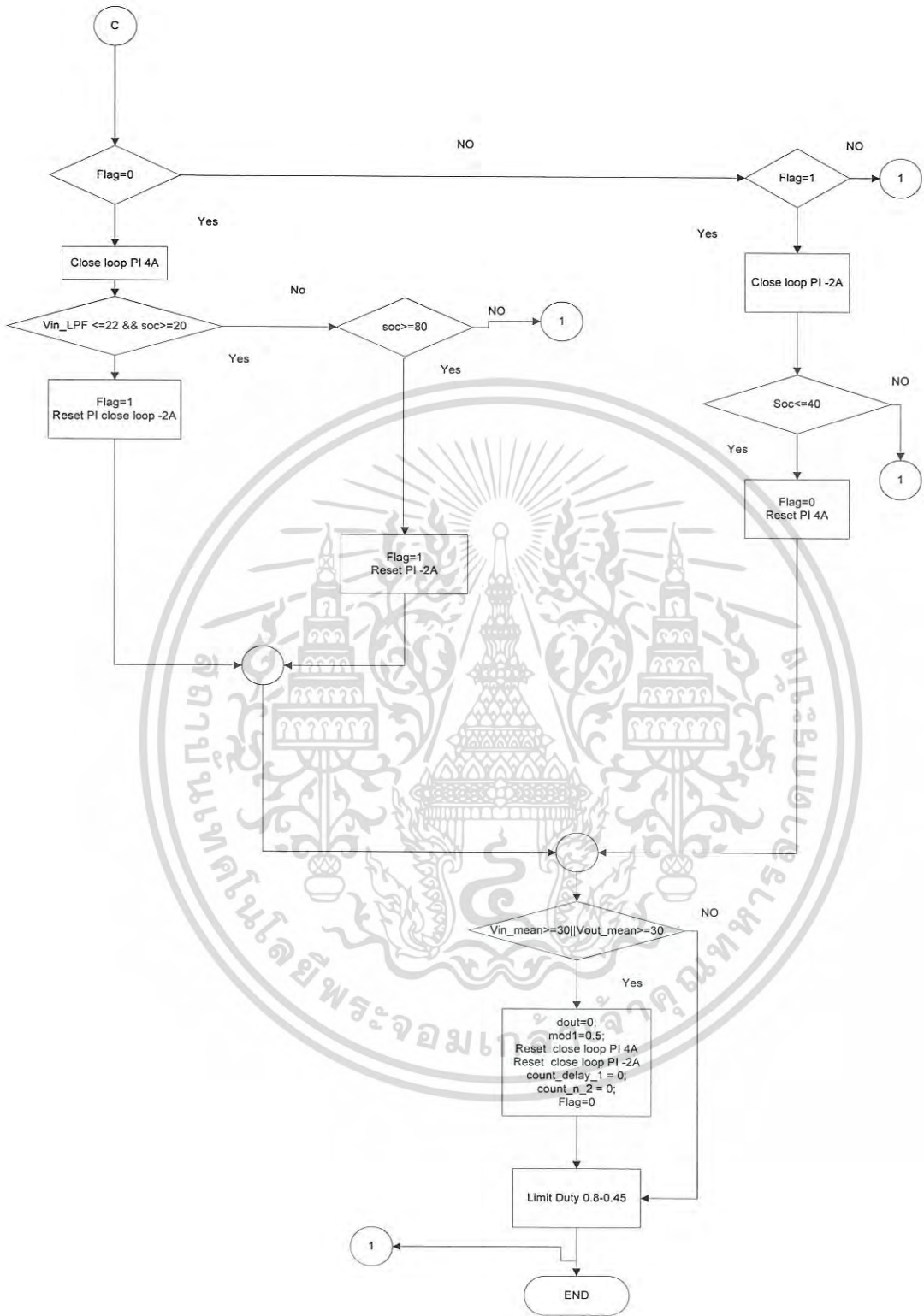
ภาพที่ 3.68 แสดงการใช้งาน DSP oscilloscope

3.11 การออกแบบ Software

ทำการเขียน Software ควบคุมการทำงานของวงจรให้วงจรทำตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้ ซึ่งจะประกอบด้วย ส่วนของ PI Control ควบคุมกระแส charge 4A และควบคุมกระแส discharge 2A ส่วนของ การหน่วงเวลา 2 S ก่อน Delay ทำงาน ส่วนการคำนวณค่า %SOC ส่วน low pass filter ส่วนการรีเซ็ตค่าทั้งหมดเมื่อปิดเครื่อง ส่วนการจำกัดค่า Duty cycle และ ส่วน protection ป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจร ซึ่งแสดงตาม flow chart ดังรูป







ภาพที่ 3.69 แสดง Flowchart software ที่ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.11.1 การปรับค่าความแม่นยำของค่าที่อ่านได้จาก Sensor

เนื่องจากค่าที่รับมาจาก Sensor เข้า ADC Module ของ Ti-F28335 จะมีค่าแรงดันอยู่ในช่วง 0-3 V ทำให้ต้องนำค่าที่ได้นั้นมาคำนวณเป็นค่าจริงที่ microcontroller อ่านได้ ณ ขณะนั้นโดยใช้การชดเชย Gain โดยปรับ Gain 2 ตำแหน่ง คือ ปรับ Gain ที่ software ใน Simplified C block กับปรับที่ A/D Converter ซึ่งมีหลักการปรับดังนี้

3.11.1.1 การชดเชย Gain ของ Voltage sensor

เนื่องจากวงจรมี Voltage sensor ทั้งด้าน input และ output ซึ่งวงจรที่ใช้งานจะให้ค่าแรงดันขาเข้าและแรงดันขาออก เป็นบวกเสมอทำให้ไม่ต้องมีการยกระดับแรงดัน 1.5 V ที่ขาบวกของ differential amp และค่า Gain ของ op-amp จึงสามารถปรับค่า Gain ชดเชยที่ A/D Converter เพียงตำแหน่งเดียว โดยมีหลักการปรับค่าดังนี้

1. จากแรงดันทางด้านขาเข้าและแรงดันขาออก มีการใช้ตัวต้านทาน $10K\Omega$ และ $150K\Omega$ เพื่อไม่ให้แรงดันที่เข้าขา isolate Voltage มีค่าเกิน 2 V จากการแบ่งแรงดันจะให้

$$V_{adc} = \frac{V_{out}}{16} = \frac{V_{in}}{16} \quad (3.26)$$

2. ทำการคูณ Gain ชดเชยเท่ากับ 16 เพื่อให้ได้ค่าแรงดันขาเข้าและแรงดันขาออกตรงตามค่าจริง

3. ป้อนแรงดันให้อยู่ในช่วง 5-20 V เข้าไปในวงจร

4. ทำการแสดงค่าที่อ่านได้โดยใช้การแสดงค่า แบบ Real-time monitoring ผ่าน DSP oscilloscope

5. สังเกตดูว่าค่าที่อ่านได้ผ่าน DSP Oscilloscope ตรงกับค่าแรงดันที่ป้อนหรือไม่ ถ้าค่าที่อ่านได้ยังไม่ตรงกับค่าจริงให้ปรับลด Gain ที่ A/D Converter จนกว่าค่าที่ได้จะตรงหรือใกล้เคียงกับค่าจริงมากที่สุด ซึ่งวงจรใช้ค่า Gain $V_{out} = 15$ และ Gain $V_{in} = 15.5$

6. ทำการเขียน Software ใน Simplified C Block โดยกำหนดค่าตัวแปรด้าน input โดยให้ $x1=l_{out}$ $x2=V_{out}$ $x3=l_{in}$ และ $x4=V_{in}$

3.11.1.2 การชดเชย Gain ของ Current sensor

เนื่องจากวงจรมี Current sensor ทั้งด้าน input และ output ซึ่งวงจรที่ใช้งานจะให้ค่ากระแสขาเข้าและกระแสขาออกทั้งบวกและลบ ทำให้ต้องมีการยกระดับแรงดัน 1.5 V ที่ขาบวกของ differential amplifier จึงต้องปรับค่า Gain ชดเชยที่ A/D Converter และ Gain ชดเชยที่ Simplified C block โดยมีหลักการปรับค่าดังนี้

1. จากกระแสขาเข้าและกระแสขาออกมีการใช้ current sensor cksr 100mv/A และมีการยกระดับแรงดัน 1.5 V ที่ขาบวกของ op-amp จะให้ค่า

$$I_{adc} = \frac{I_{out}}{10} + 1.5 = \frac{I_{in}}{10} + 1.5 \quad (3.27)$$

2. ทำการคูณ Gain ขดเชยของ op-amp เท่ากับ 1 ใน A/D Converter
3. จากสมการที่ 3.27 จะได้

$$I_{in} = I_{out} = 10(I_{adc} - 1.5) \quad (3.28)$$

4. นำสมการที่ 3.28 มาเขียน software ใน Simplified C block แล้วทำการแสดงค่าที่อ่านได้โดยใช้การแสดงผลแบบ Real-time monitoring ผ่าน DSP oscilloscope
5. ทำการปรับลดค่า Gain ที่ A/D Converter จนกว่าค่าที่อ่านได้ผ่าน DSP Oscilloscope ขณะที่ไม่มีการเสแจะจะมีค่าใกล้เคียงอยู่ที่ 1.5 V
6. ต่อ Supply และ electronic load โดยตั้งโหมด CC ในช่วง 1-4 A เข้าไปในวงจร
7. ทำการเขียน Software โดยป้อนค่า Duty=0.5 และสั่งให้ Delay ด้าน Supply กับ ด้าน output on
8. ทำการแสดงผลค่าที่อ่านได้โดยใช้การแสดงผลแบบ Real-time monitoring ผ่าน DSP oscilloscope
9. สังเกตดูว่าค่าที่อ่านได้ผ่าน DSP Oscilloscope ตรงกับค่ากระแสทั้งด้านขาเข้าและกระแสด้านขาออกที่ป้อนหรือไม่ ถ้าค่าที่อ่านได้ยังไม่ตรงกับค่าจริงให้ปรับลดค่าสมการที่ 3.28 ใน Simplified C block โดยปรับจนกว่าค่าที่ได้จะตรงหรือใกล้เคียงกับค่าจริงมากที่สุด ได้การปรับลดค่าตามสมการที่ 3.29 และ 3.30

$$\text{Gain } I_{out} = 9.5(I_{adc} - 1.489) \quad (3.29)$$

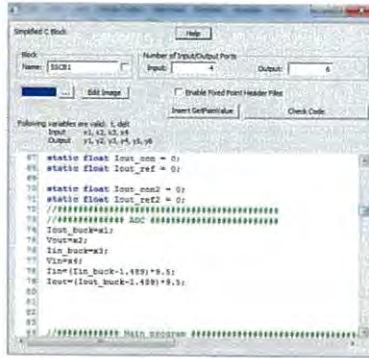
$$\text{Gain } I_{in} = 9.5(I_{adc} - 1.489) \quad (3.30)$$

10. ทำการเขียน Software ใน Simplified C Block โดยกำหนดค่าตัวแปรด้าน input โดยให้ $x1=I_{out}$ $x2=V_{out}$ $x3=I_{in}$ และ $x4=V_{in}$



ภาพที่ 3.70 แสดงการปรับค่า Gain ขดเชย ADC ใน A/D Converter block Ti-F28335

ในโปรแกรม Psim

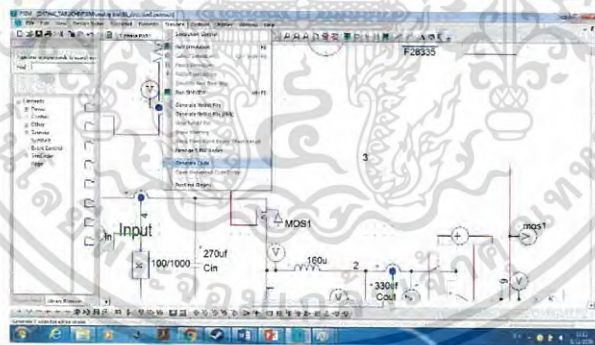


ภาพที่ 3.71 แสดงการปรับค่า Gain ขดเซย ADC ใน Simplified C block Ti-F28335 ในโปรแกรม Psim

3.11.2 ขั้นตอนการ Generate code และ burn program ใน program CCS

หลังจากเชื่อมต่อวงจรดังรูปที่ 3.24 และเขียน software ใน Simplified C block ใน program psim แล้วจะต้องทำการ generate code และ burn program ในโปรแกรม CCS โดยมีขั้นตอนดังนี้

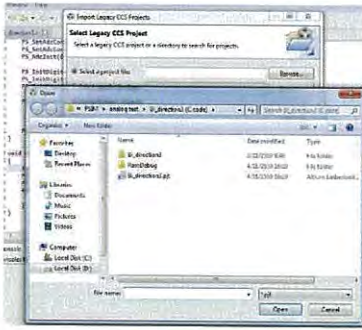
1.ไปที่ Simulation->Generate code



ภาพที่ 3.72 แสดงการ Generate code ใน program psim

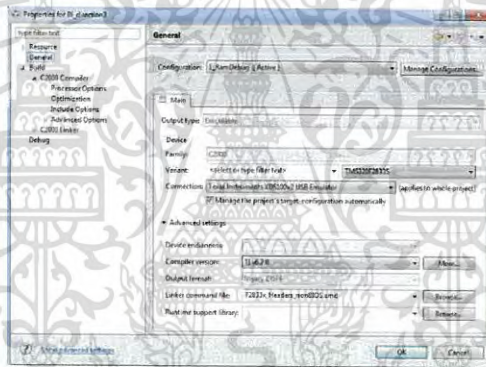
2.เปิดโปรแกรม CCS ไปที่ project->import legacy ccs v3.3 Project

3.ไปที่ browse->เลือกไฟล์ที่ได้ทำการ Generate ไว้-> เลือก ไฟล์ Bi_direction3.pjt



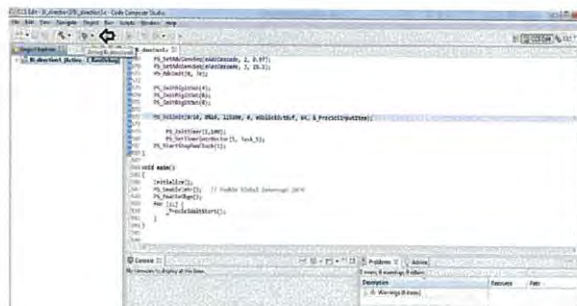
ภาพที่ 3.73 แสดงการ Import file ใน program ccs

4. Click ขวาที่ Bi_direction3 ->properties เลือก variant เป็น 2833x Delfino เลือก TMS320F28335 เปลี่ยน connection เป็น texas instrument XDS100v2 USB Emulator ส่วน linker command file เลือกเป็น F2833x_Headers_nonBIOS.cmd



ภาพที่ 3.74 แสดงการตั้งค่าใน program ccs

5. Click OK-> Debug->รอสักครู่จากนั้นกด Play microcontroller ก็จะทำงานตาม Software ที่ได้เขียนไว้



ภาพที่ 3.75 แสดงการ Burn software ใน program ccs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

หลังจากที่ได้ทำการ Simulation ใน program psim และได้ burn program แล้วนำวงจรที่ได้ ออกแบบไว้ในโปรแกรม Altium designer 2016 มาทดสอบโดยแบ่งเป็น 2 ประเภท คือ ทดลองใน ลักษณะ open loop และ ทดลองในลักษณะ close loop ซึ่งได้ผลการทดสอบดังนี้

4.1 การทดลองในลักษณะ open loop

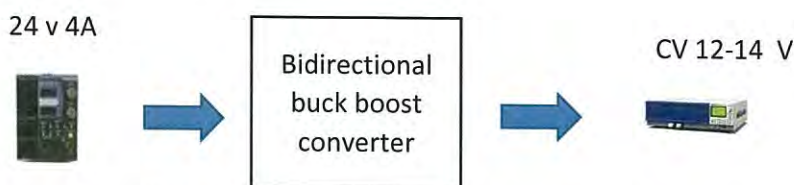
หลังจากได้ออกแบบ Hardware ใน program Altium designer 2016 จึงได้ทำการสร้าง ส่วนของ Hardware แล้วจึงได้ทำการทดสอบการทำงานของวงจรในลักษณะ open loop โดยการเขียน Software ใน Simplified C block ให้ส่งค่า Duty = 0.5 ทั้งในขณะวงจรระดับแรงดันและเพิ่มระดับ แรงดัน จำลองแหล่งจ่าย Supply 24V 4A และแบตเตอรี่จำลองเป็น electronics load CV=12-14 V ได้ผลการทดสอบดังนี้



ภาพที่ 4.1 แสดงภาพ Hardware ที่ใช้ในการทดสอบ

4.1.1 ขณะวงจรระดับแรงดัน

ต่อวงจรลักษณะดังภาพที่ 4.2 จากนั้นเขียน Software ให้ microcontroller ส่งค่า Duty = 0.5 และเปิดการใช้งาน Delay ด้าน supply และ Delay ด้านขาออกและกำหนดค่า Supply เท่ากับ 24V 4A ตั้งค่า Electronics load เป็นโหมด constant voltage เท่ากับ 12-14 V บันทึกค่าของ Duty cycle



ภาพที่ 4.2 แสดงการเชื่อมต่อวงจรที่ใช้ในการทดสอบ open loop ขณะวงจรระดับแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

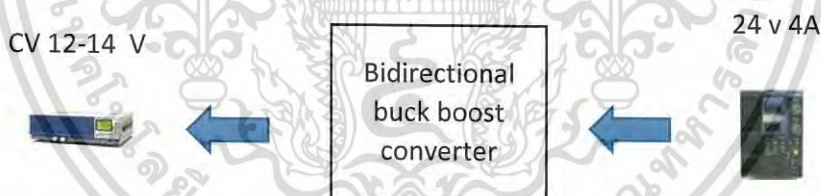
ตารางที่ 4.1 แสดงค่า Vin CV และ duty ขณะวงจรระดับแรงดัน

Vin(V)	CV(V)	Duty
24	12	0.5
24	12.5	0.52
24	13	0.54
24	13.5	0.56
24	14	0.583

จากตารางที่ 4.1 แสดงให้เห็นว่า ค่าของ Duty cycle จะเพิ่มขึ้นจาก 0.5 ตามค่าของแรงดันด้านขาออกที่เปลี่ยนแปลงไป ตามสมการ $\frac{V_{out}}{V_{in}} = D$ ซึ่งก่อนจะทำการ close loop จะต้องกำหนดค่า Duty cycle max ของวงจร ซึ่งหาค่าได้จากตารางที่ 4.1 โดยแรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่จะอยู่ในช่วง 12-14 V ออกแบบค่า limit duty cycle max อยู่ที่ 0.6 แรงดันสูงสุดอยู่ที่ 14.4 V

4.1.2 ขณะวงจรเพิ่มระดับแรงดัน

ต่อวงจรลักษณะดังภาพที่ 4.3 จากนั้นเขียน Software ให้ microcontroller ส่งค่า Duty เท่ากับ 0.5 และเปิดการใช้งาน Delay ด้าน supply และ ด้านขาออกและกำหนดค่า Supply เท่ากับ 24V 4A ตั้งค่า Electronics load เป็นโหมด constant voltage 12-14 V บันทึกราค่า Duty cycle ที่ได้



ภาพที่ 4.3 แสดงการเชื่อมต่อวงจรที่ใช้ในการทดสอบ open loop ขณะวงจรเพิ่มระดับแรงดัน

ตารางที่ 4.2 แสดงค่า Vin CV และ duty ขณะวงจรลดระดับแรงดัน

Vin(V)	CV (V)	Duty
12	24	0.5
12.5	24	0.479
13	24	0.458
13.5	24	0.437
14	24	0.416

จากตารางที่ 4.2 แสดงให้เห็นว่า วงจรให้ค่า V_{in} CV และ Duty เป็นไปตามสมการ $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D}$ ซึ่งก่อนจะทำการ close loop จะต้องกำหนดค่า Duty cycle minimum เท่ากับ 0.4 แรงดันสูงสุดอยู่ที่ 30 V เพื่อป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับ Sensor

จากตารางที่ 4.1 และ 4.2 จึงได้กำหนดค่า Duty cycle อยู่ในช่วง 0.6-0.4 เพื่อนำไปทดลองในลักษณะ Close loop ต่อไป

4.2 การทดลองในลักษณะ Close loop

ทำการเขียนโปรแกรม software ตาม flow chart ภาพที่ 3.69 ใน Simplified C block ในโปรแกรม Psim แล้ว generate code จากนั้น burn program ใน program CCS ทดลองวัดค่าของสัญญาณวิเคราะห์ถึงประสิทธิภาพของวงจร เวลาเข้าสู่สภาวะ Steady state ความคลาดเคลื่อนของสมการ %SOC ที่ใช้ ทั้งสภาวะปกติและขณะสภาวะแรงดันด้านขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลง โดยเชื่อมต่่วงจรลักษณะดังรูป



ภาพที่ 4.4 แสดงการเชื่อมต่่วงจรที่ใช้ในการทดสอบ

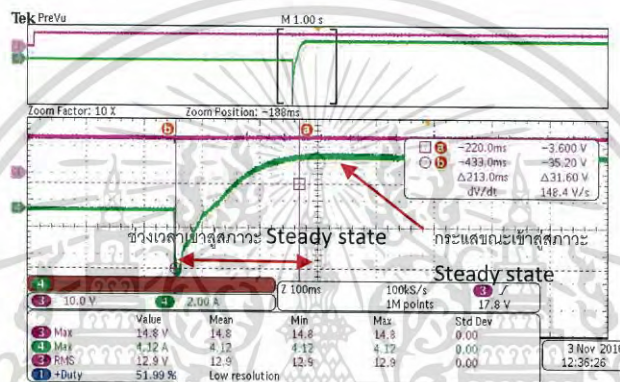
4.2.1 ระยะเวลาจรลระดับแรงดันควบคุมกระแสจ 4 A

อ้างอิงสมการ PI Control จากสมการที่ 2.21 นำมาเขียนเป็น Software โดยปรับค่า reference เท่ากับ 3.6 ใช้ค่า $K_p=0.04$ และ $K_i=1$ จากนั้นทำการวิเคราะห์ช่วงเวลาเข้าสู่สภาวะ steady state ค่าของกระแสขาออกที่อ่านได้หลังจากวงจรเข้าสู่สภาวะ steady state และวิเคราะห์ถึงค่าประสิทธิภาพของวงจรได้ผลการทดสอบดังนี้

วิเคราะห์เวลาที่ใช้ในการเข้าสู่สภาวะ Steady state

เวลาเข้าสู่สภาวะ Steady state 213 ms

กระแสขณะเข้าสู่สภาวะ Steady state เท่ากับ 4.12 A



ภาพที่ 4.5 กราฟแสดงผลการทดสอบสัญญาณกระแสขาออก ขณะ close loop

วิเคราะห์ค่าประสิทธิภาพของวงจร

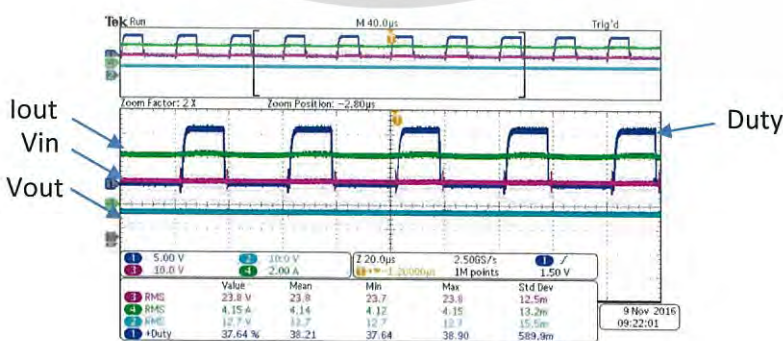
วงจรอ่านค่ากระแสได้ 4.15 A แรงดัน 12.7 V

ค่า Duty cycle ด้าน Low side เท่ากับ 0.37 Electronics load แรงดัน 24 V อ่านค่ากระแสได้ 1.6 A

$P_{out} = 12.7 \times 4.15 = 52.705$

$P_{in} = 23.8 \times 2.39 = 56.882$ watt

ประสิทธิภาพของวงจร = $\frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 = 92.65\%$



ภาพที่ 4.6 กราฟแสดงผลการทดสอบค่าประสิทธิภาพของวงจร ขณะ close loop

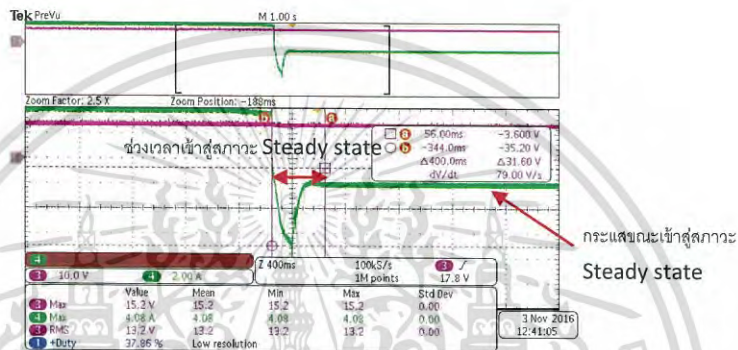
4.2.2 ขณะวงจรเพิ่มระดับแรงดันควบคุมกระแส Discharge 2 A

อ้างอิงสมการ PI Control จากสมการที่ 2.21 นำมาเขียนเป็น Software โดยอ้างอิงค่า reference เท่ากับ -2 ใช้ค่า $K_p=0.01$ และ $K_i=1$ จากนั้นทำการวิเคราะห์ค่าของสัญญาณที่ได้ ค่าของกระแสที่อ่านได้หลังจากวงจรเข้าสู่สภาวะ steady state และวิเคราะห์ถึงค่าประสิทธิภาพของวงจรได้ผลการทดสอบดังนี้

วิเคราะห์เวลาที่ใช้ในการเข้าสู่สภาวะ Steady state

เวลาเข้าสู่สภาวะ Steady state 400 ms

กระแสขณะเข้าสู่สภาวะ Steady state เท่ากับ -2.01 A



ภาพที่ 4.7 กราฟแสดงผลการทดสอบสัญญาณกระแสขาออก ขณะ close loop

วิเคราะห์ค่าประสิทธิภาพของวงจร

ค่าประสิทธิภาพของวงจร

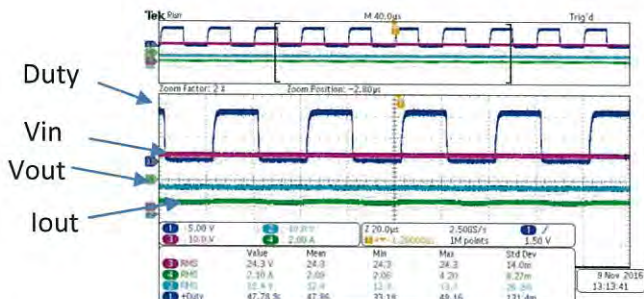
วงจรอ่านค่ากระแสได้ -2.1 A แรงดัน 12.4 V

Electronics load แรงดัน 24 V อ่านค่ากระแสได้ 5.072 A

$P_{in} = 12.4 \times (-2.1) = -26.04$ watt

$P_{out} = 24 \times 1.072 = 25.728$ watt

ประสิทธิภาพของวงจร = $\frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 = 98.80\%$



ภาพที่ 4.8 กราฟแสดงผลการทดสอบค่าประสิทธิภาพของวงจร ขณะ close loop

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 แสดงผลการทดลองค่าประสิทธิภาพ เวลาและกระแสขณะวงจรเข้าสู่สภาวะ Steady state

สภาวะ	เวลาเข้าสู่สภาวะ Steady state (ms)	กระแสขณะเข้าสู่สภาวะ Steady state (A)	ค่าประสิทธิภาพของวงจร (%)
วงจรระดับแรงดันควบคุมกระแส Charge 4 A	213	4.15	92.65
วงจรเพิ่มระดับแรงดันควบคุมกระแส Discharge 2 A	400	-2.01	98.80

4.2.3 วิเคราะห์ความคลาดเคลื่อนของสมการคำนวณ เปอร์เซ็นต์ SOC

จากสมการที่ 2.20 เป็นสมการในการคำนวณค่าเปอร์เซ็นต์ SOC เริ่มต้นใช้ในการคำนวณ SOC(%) แสดงดังสมการที่ 4.1

$$V_{oc} = 0.02SOC(\%) + 11 \quad (4.1)$$

ตารางที่ 4.4 แสดงค่าความคลาดเคลื่อนของสมการที่ใช้ในการคำนวณเปอร์เซ็นต์ SOC เริ่มต้น

ค่า SOC (%)	V _{oc} จากการคำนวณ (V)	V _{oc} จากเครื่องมือวัด (V)	ค่าความคลาดเคลื่อน (%)
40	11.8	11.85	0.42
80	12.6	12.98	3.015

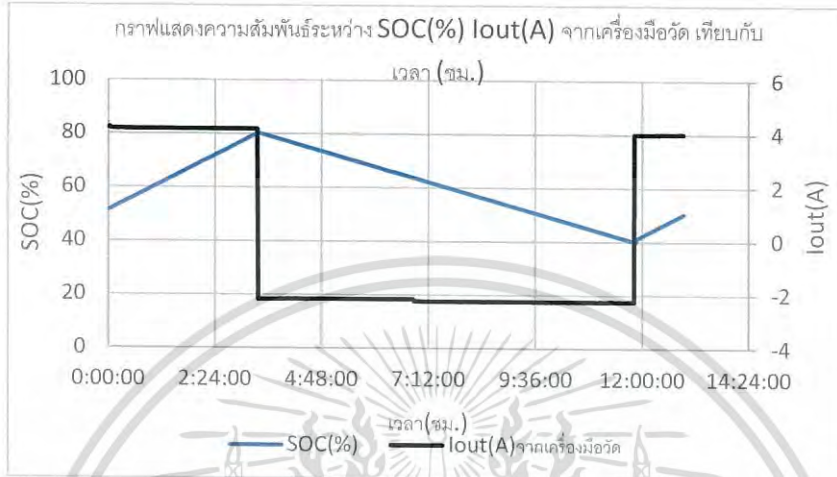
4.3 การทดลองการทำงานของวงจร

ทำการทดลองวงจรที่ได้ออกแบบ โดยแบ่งการทดลองเป็น 2 สภาวะ ทั้งสภาวะปกติแรงดันด้านขาเข้าไม่มีการเปลี่ยนแปลง และ สภาวะไม่ปกติแรงดันด้านขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงเกิน 2V ได้ผลการทดสอบดังนี้

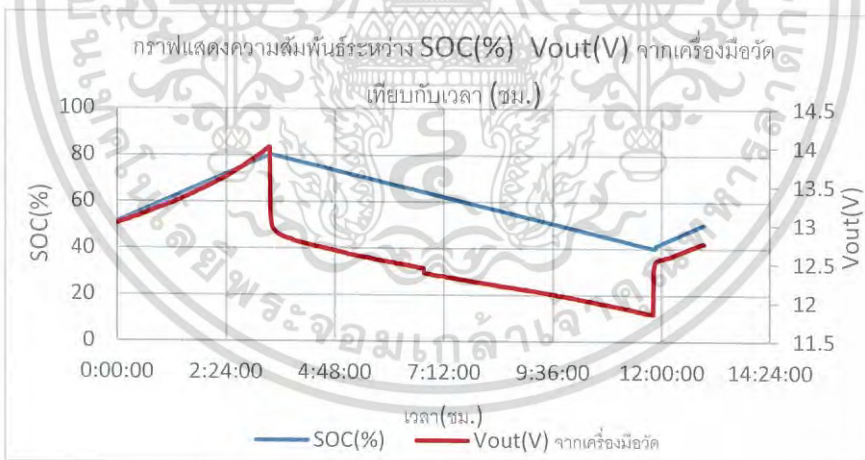
4.3.1 ผลการทดลองขณะวงจรทำงานในสภาวะปกติ

ใช้การเก็บค่าแรงดันขาออกและกระแสขาออกเทียบกับเปอร์เซ็นต์ SOC โดยเครื่อง Power Analyzer เป็นเวลา 14 ชั่วโมง พบว่ามีการคำนวณเปอร์เซ็นต์ SOC เริ่มต้นที่ 50 เปอร์เซ็นต์จากนั้น

วงจรจะทำการชาร์จกระแส 4A ทำให้ค่า SOC เพิ่มขึ้นจนกระทั่ง วงจรเปลี่ยนการควบคุมกระแสชาร์จ 4A เป็นควบคุมกระแส discharge 2A ที่ เปอร์เซ็นต์ SOC เท่ากับ 80% จากนั้นเปอร์เซ็นต์ SOC ลดลง จนกระทั่ง SOC มีค่าเท่ากับ 40 เปอร์เซ็นต์ วงจรจะเปลี่ยนการควบคุมกระแส Discharge 2 A เป็นควบคุมกระแสชาร์จ 4 A อีกครั้ง เช่นเดียวกับกราฟของแรงดันด้านขาออก แสดงดังภาพที่ 4.9 และ 4.10



ภาพที่ 4.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง SOC (%) กระแสขาออก(A) จากเครื่องมือวัด เทียบกับเวลา (ชม.)



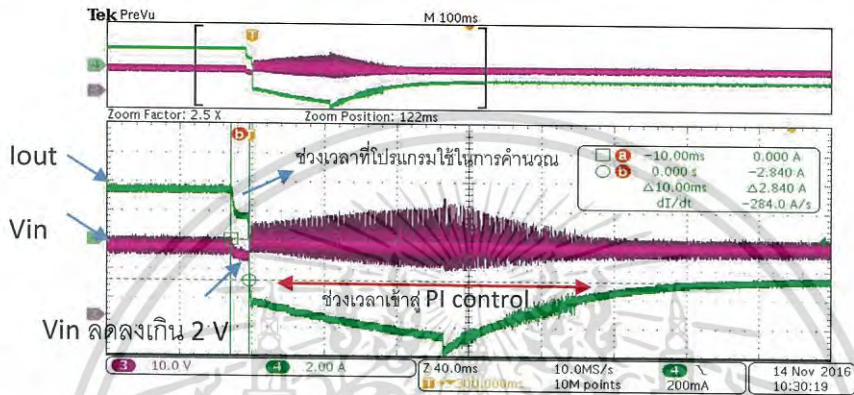
ภาพที่ 4.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง SOC (%) แรงดันขาออก (V) จากเครื่องมือวัด เทียบกับเวลา (ชม.)

4.3.2 ผลการทดลองแรงดันด้านขาเข้าของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงลดลงเกิน 2 V

ตั้งค่า Power supply จาก 27 V 4A เปลี่ยนเป็น 27 V 1A โดยเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใดเพื่อดูถึงการทำงานของวงจรในสภาวะไม่ปกติ วัดค่าแรงดันขาเข้าเทียบกับค่าของกระแสขาออก ได้ผลการทดลอง ดังนี้

ตารางที่ 4.5 แสดงเวลาที่ใช้การเข้าสู่สภาวะ Steady state ขณะแรงดันด้านขาเข้าของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงลดลงเกิน 2 V

เวลาที่ใช้ทั้งหมด (ms)	เวลาที่ใช้ในการคำนวณ (ms)	เวลาเข้าสู่ PI Control (ms)	กระแสขาออกขณะเข้าสู่สภาวะ Steady State (A)
252	10	242	2.01



ภาพที่ 4.11 แสดงสัญญาณระหว่างกระแสขาออกกับแรงดันขาเข้า ขณะแรงดันขาเข้าของวงจรเปลี่ยนแปลงลดลงเกิน 2 V

บทที่ 5

สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองสรุปได้ว่า วงจรสามารถควบคุมกระแสได้สองทิศทางโดยใช้วงจร Synchronous buck boost converter Mosfet 2 switch เพิ่มระดับแรงดัน เป็นไปตามเงื่อนไขที่ได้ตั้งไว้ โดยที่สถานะปกติแรงดันด้านขาเข้าวงจรไม่มีการเปลี่ยนแปลง ขณะ Charge สามารถควบคุมกระแสชาร์จได้ 4.15 A วงจรใช้เวลาเข้าสู่สถานะ Steady state 213 ms และ ขณะ Discharge ควบคุมกระแส Discharge ได้ 2.01 A วงจรใช้เวลาเข้าสู่สถานะ Steady state 400 ms ค่าประสิทธิภาพของวงจรอยู่ในช่วง 92-99 เปอร์เซ็นต์ อีกทั้งยังป้องกันความเสียหายและตรวจสอบสถานะประจุของแบตเตอรี่ได้จากการคำนวณเปอร์เซ็นต์ SOC โดยใช้เปอร์เซ็นต์ SOC อยู่ในช่วง 40-80 เปอร์เซ็นต์ และที่สถานะไม่ปกติแรงดันด้านขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงลดลงเกิน 2V วงจรใช้เวลาเข้าสู่สถานะ Steady state 252 ms ซึ่งวงจรสามารถทำตามตรงกับเงื่อนไขที่ได้ตั้งไว้ทั้งสถานะปกติและสถานะที่แรงดันด้านขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงลดลงเกิน 2 V

5.2 ข้อเสนอแนะ

เนื่องจากวงจรที่ได้ออกแบบนั้นสามารถทำตามเงื่อนไขที่ได้ตั้งไว้แต่ยังมีปัญหาบางประการคือ วงจรยังไม่สามารถทำงานได้ ในเงื่อนไขเมื่อวงจร Discharge กระแส 2 A ไปยัง electronics load แล้วกระแสจาก power supply เพิ่มขึ้นวงจรไม่สามารถควบคุมกระแสชาร์จ 4 A ได้ทันทีต้องรอจนกระทั่งค่าเปอร์เซ็นต์ SOC มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับ 40 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งจะต้องปรับปรุงแก้ไขและพัฒนาต่อไปในอนาคต

บรรณานุกรม

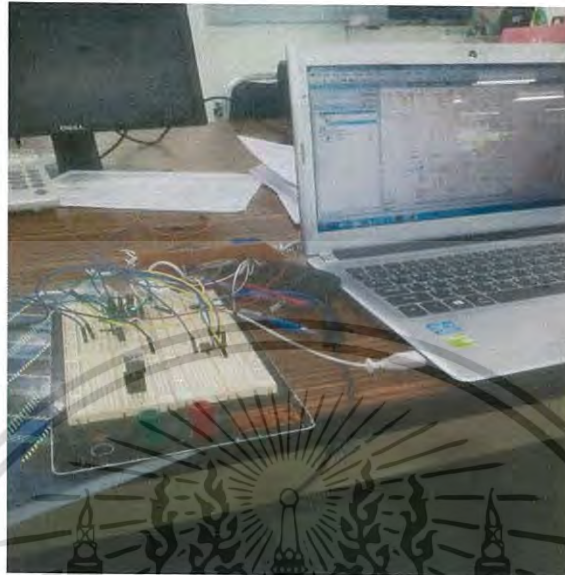
- [1] วีระเชษฐ ชันเงิน และวุฒิพล ธาราธีรเศรษฐ์, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง, ครั้งที่พิมพ์.13 กรุงเทพฯ, สนพ.ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ. พรินติ้ง, 2555.
- [2] สุชาติ จันทรจรรยาณิตย์ , ระบบควบคุม Control system ,2555.
- [3] บทความ “Digital Signal Processing/Z tranform” ,การแปลงซีทรานซ์ฟอร์ม, www.wikibook.org
- [4] บทความ “เซลล์ทุติยภูมิ” ,Lead-Acid battery, www.il.mahidol.ac.th.
- [5] M.J. Fisher, Power Electronics, PWS-Kent Publishing Company, Boston, 1991.
- [6] PC Sen, Power Electronics , McGraw Hill Puhlishing Company Limited,New Delhi, 1988.
- [7] Richard Perez, Lead-Acid Battery State of Charge vs Voltage,1993.
- [8] Wen-Yeau Chang, The State of Charge Estimating Methods for Battery , Hindaw Publishing Corporation,2013.



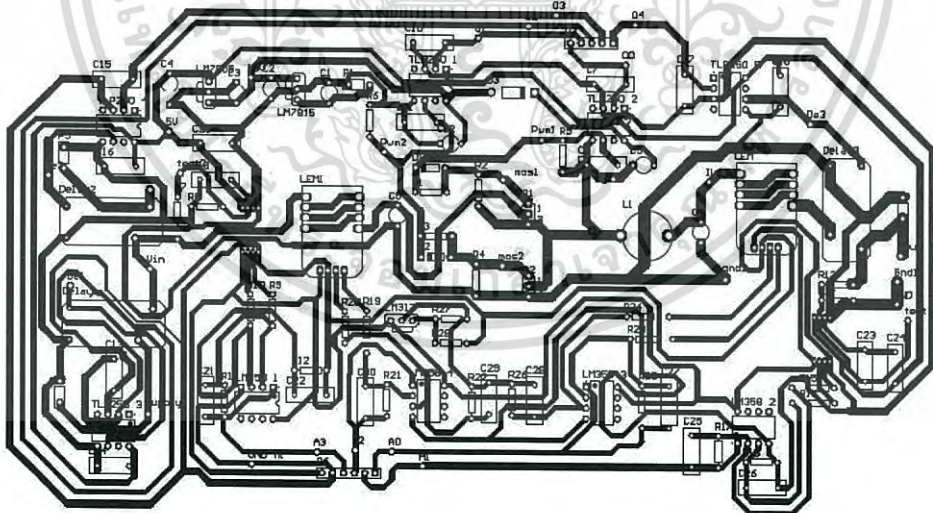


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ ก.1 แสดงการทดสอบก่อนเริ่มทำการออกแบบวงจรโดยเชื่อมต่อวงจรใน photoboard เพื่อดูการทำงานของวงจรถ้าก่อนจะออกแบบวงจรในโปรแกรม Altium designer 2016 ในภาพที่ ก.2



ภาพที่ ก.1 การทดสอบวงจรใน photoboard



ภาพที่ ก.2 แสดงการออกแบบ PCB ของวงจรในโปรแกรม Altium designer 2016

ภาพที่ ก.3 และ ภาพที่ ก.4 แสดงขั้นตอนการทำ Hardware ที่ได้ออกแบบไว้

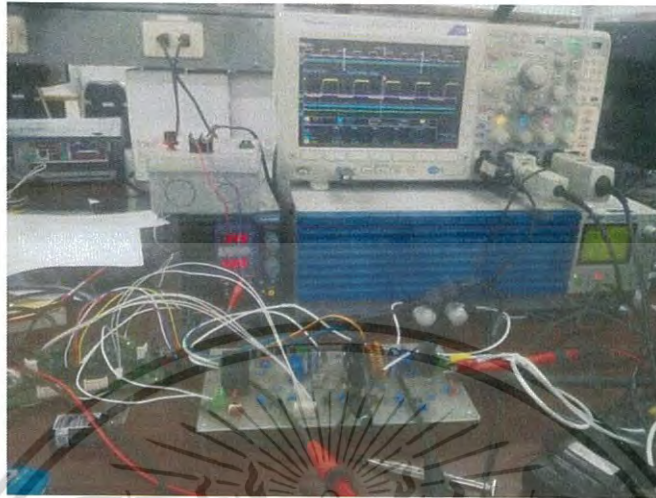


ภาพที่ ก.3 แสดงขั้นตอนการกัดปรินต์ลายวงจรที่ออกแบบ



ภาพที่ ก.4 แสดง Hardware ของวงจรที่ใช้งาน

ภาพที่ ก.5 นำ Hardware ที่ได้มาทดสอบกับ Power supply และ Electronic load ควบคุมการทำงานด้วย microcontroller ti-F28335



ภาพที่ ก.5 แสดงการทดสอบของวงจรที่ใช้งานโดยเชื่อมต่อกับ electronics load และ Power supply





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Software ที่ใช้ในการทดสอบวงจรตามเงื่อนไขของการทำงานที่ได้เขียนไว้

```
//##### Initial parameter #####  
static float lin_buck=0;  
static float lout_buck=0;  
static float lout=0;  
static float Vout=0;  
static float lin=0;  
static float Vin=0;  
static float mod1=0.5;  
static int dsup=0;  
static int dload=0;  
static int dout=0;  
static int Flag=0;  
  
static unsigned int num_k=0;  
static unsigned int num_h=0;  
static unsigned int num_soc=0;  
static unsigned int num_k_2=0;  
  
static unsigned int count_n=0;  
static unsigned int count_n_2=0;  
static unsigned int count_n_3=0;  
static unsigned int count_delay_1=0;  
  
static unsigned int count_h=0;  
static float Ts=1e-4;  
  
static float Vin_sum=0;  
static float Vout_sum=0;  
static float lout_sum=0;  
static float lin_sum=0;  
static float Vin_mean=0;
```

```
static float Vout_mean=0;
static float Iout_mean=0;
static float Iin_mean=0;
static float sum_h=0;
static float soc=0;
```

```
##### Initial PI 4A #####
```

```
static float loop1_Kp = 0.04;
static float loop1_Ki = 1;
static float loop1_Kd = 0;
```

```
static float loop1_en = 0;
static float loop1_en_1_Ki = 0;
static float loop1_un_Ki = 0;
static float loop1_un_1_Ki = 0;

static float loop1_en_1_Kd = 0;
static float loop1_un_Kd = 0;
static float loop1_un_1_Kd = 0;
```

```
##### Initial PI 2A #####
```

```
static float loop2_Kp = 0.01;
static float loop2_Ki = 1;
static float loop2_Kd = 0;
```

```
static float loop2_en = 0;
static float loop2_en_1_Ki = 0;
static float loop2_un_Ki = 0;
static float loop2_un_1_Ki = 0;
```

```
static float loop2_en_1_Kd = 0;
static float loop2_un_Kd = 0;
```

```
static float loop2_un_1_Kd = 0;
static float loop1_un = 0;
static float loop2_un = 0;
```

```
static float lout_con = 0;
static float lout_ref = 0;
```

```
static float lout_con2 = 0;
static float lout_ref2 = 0;
static float C=0;
```

```
//##### initail LPF #####
```

```
static float Vin_LPF=0;
static float LPF_xn=0;
static float LPF_xn_1=0;
static float LPF_yn=0;
static float LPF_yn_1=0;
//static float Vin=0;//#####
static float C1=0;
static float D1=0;
static float a=0;
static float Pi=3.14;
static float fc=50; //#####
static float fs=0;//#####
//#####
```

```
//##### ADC #####
```

```
lout_buck=fZOH1;
Vout=fZOH2;
lin_buck=fZOH3;
Vin=fZOH4;
```

```

lin=(lin_buck-1.489)*9.5;
lout=(lout_buck-1.489)*9.5;

```

```

##### Main program #####
##### LPF #####

fs=1/Ts;
LPF_xn=Vin;
a=2*Pi*fc;
C1=a/((2*fs)+a);
D1=1-(2*C1);
LPF_yn=(C1*(LPF_xn+LPF_xn_1))+(D1*LPF_yn_1);
LPF_xn_1=LPF_xn;
LPF_yn_1=LPF_yn;
Vin_LPF= LPF_yn;

##### Mean #####
count_n++;
num_k = 0.02/Ts;
if(count_n >= num_k)
{
    Vin_mean = Vin_sum/num_k;
    Vout_mean = Vout_sum/num_k;
    lout_mean = lout_sum/num_k;
    lin_mean = lin_sum/num_k;

    Vin_sum = 0;
    Vout_sum = 0;
    lout_sum = 0;
    lin_sum=0;
    count_n = 0;
    if(C==0)
    {

```

```

        soc=(Vout_mean-11)/0.02;
        sum_h=(soc*42)/100;
        C=1;
    }

    count_h++;
    if(count_h >= 3000) //##### calculate soc #####
    {
        soc=(sum_h/42)*100;
        sum_h+=(lout_mean/60);
        count_h=0;
    }
}
Vin_sum += Vin;
Vout_sum += Vout;
lout_sum += lout;
lin_sum += lin;

//##### Send DATA #####
count_delay_2++;
if(count_delay_2 >= 60e4)
{

    sprintf(DATA,"%0.3f %0.3f %0.3f\n",soc,lout_mean,Vout_mean);
    PS_SciSendInitStr(DATA);
    count_delay_2 = 0;

}

```

```

##### Delay 2 sec #####
count_delay_1++;
if(count_delay_1 >= 2e4)
{
    count_delay_1 = 2e4+1;
    dload = 1;
    dsup = 1;

    ##### Check Vin #####
    if (Vin_mean <= 10)
    {
        dout=0;
        mod1=0.5;
        loop1_en_1_Ki = 0;
        loop1_un_Ki = 0;
        loop1_un_1_Ki = 0;
        loop1_un = 0;
        lout_con = 0;
        loop2_en_1_Ki = 0;
        loop2_un_Ki = 0;
        loop2_un_1_Ki = 0;
        loop2_un = 0;
        lout_con2 = 0;
        count_delay_1 = 0;
        count_n_2 = 0;
        count_n_3 = 0;
        Flag=0;
    }
    count_n_2++;
    if(count_n_2 >= 2e4)
    {
        count_n_2 = 2e4+1;
        dout=1;
        mod1=0.5;
    }
}

```

```
//##### PI program #####
```

```
if(Flag==0)
```

```
{
```

```
    lout_ref = 3.6;
```

```
    lout_con = lout_ref - lout;
```

```
    loop1_en = lout_con;
```

```
//##### PI loop1 control Charge #####
```

```
loop1_un_Ki = (loop1_Ki*(loop1_un_1_Ki + ((Ts*0.5) * (loop1_en + loop1_en_1_Ki))));
```

```
loop1_un_Kd = (loop1_Kd *(loop1_en - loop1_en_1_Kd) / Ts);
```

```
loop1_un = (loop1_en*loop1_Kp) + loop1_un_Ki + loop1_un_Kd;
```

```
loop1_en_1_Ki = loop1_en;
```

```
loop1_un_1_Ki = loop1_un_Ki;
```

```
loop1_en_1_Kd = loop1_en;
```

```
loop1_un_1_Kd = loop1_un_Kd;
```

```
mod1 = loop1_un;
```

```
if(Vin_LPF <=22 && soc>=20)
```

```
{
```

```
    Flag=1;
```

```
    loop2_en = 0;
```

```
    loop2_en_1_Ki = 0;
```

```
    loop2_un_Ki = 0;
```

```
    loop2_un_1_Ki = 0;
```

```
    loop2_un=0;
```

```
}
```

```
else if( soc>=80)
```

```
{
```

```
    Flag=1;
```

```
    loop2_en = 0;
```

```
    loop2_en_1_Ki = 0;
```

```
    loop2_un_Ki = 0;
```

```
    loop2_un_1_Ki = 0;
```

```
    loop2_un=0;
```



```

if(Vout_mean>=30 || Vin_mean >=30) //##### Protection #####
{
    dout=0;
    mod1=0.5;
    loop1_en_1_Ki = 0;
    loop1_un_Ki = 0;
    loop1_un_1_Ki = 0;
    loop1_un = 0;
    lout_con = 0;
    loop2_en_1_Ki = 0;
    loop2_un_Ki = 0;
    loop2_un_1_Ki = 0;
    loop2_un = 0;
    lout_con2 = 0;
    count_delay_1 = 0;
    count_n_2 = 0;
    count_n_3 = 0;
    Flag=0;
}

//### Limit mod1 #####
if(mod1 >= 0.8)
{
    mod1 = 0.8;
}
else if(mod1 <= 0.4)
{
    mod1 = 0.45;
}

```

```
fGblSSCB1=mod1;  
fSSCB1_1=dsub;  
fSSCB1_2=dload;  
fSSCB1_3=dout;  
fSSCB1_4=Vin_mean;  
fSSCB1_5=Vin_LPF;  
}
```







1N4933, 1N4934, 1N4935, 1N4936, 1N4937

1N4935 and 1N4937 are Preferred Devices

Axial-Lead Fast-Recovery Rectifiers

Axial-lead, fast-recovery rectifiers are designed for special applications such as DC power supplies, inverters, converters, ultrasonic systems, choppers, low RF interference and free wheeling diodes. A complete line of fast recovery rectifiers having typical recovery time of 150 nanoseconds providing high efficiency at frequencies to 250 kHz.

Features

- Shipped in Plastic Bags; 1,000 per Bag
- Available Tape and Reeled; 5,000 per Reel, by Adding a "RL" Suffix to the Part Number
- These are Pb-Free Devices*

Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 Gram (Approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Polarity: Cathode Indicated by Polarity Band



ON Semiconductor®

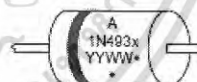
<http://onsemi.com>

FAST RECOVERY RECTIFIERS
1.0 AMPERE, 50-600 VOLTS



AXIAL LEAD
CASE 59
STYLE 1

MARKING DIAGRAM



A = Assembly Location
1N493x = Device Number
x = 3, 4, 5, 6 or 7
YY = Year
WW = Work Week
* = Pb-Free Package
(Note: Microdot may be in either location)

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information on page 3 of this data sheet.

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

1N4933, 1N4934, 1N4935, 1N4936, 1N4937

MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Rating	Symbol	1N4933	1N4934	1N4935	1N4936	1N4937	Unit
†Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	200	400	600	V
†Non-Repetitive Peak Reverse Voltage RMS Reverse Voltage	V_{RDM} $V_{R(RMS)}$	75 35	150 70	250 140	450 280	650 420	V
†Average Rectified Forward Current {Single phase, resistive load, $T_A = 75^\circ\text{C}$ } (Note 2)	I_O	1.0					A
†Non-Repetitive Peak Surge Current {Surge applied at rated load conditions}	I_{FSM}	30					A
Operating Junction Temperature Range Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +150					$^\circ\text{C}$

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

1. Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.
2. Derate by 20% for capacitive loads.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient {Typical Printed Circuit Board Mounting}	$R_{\theta JA}$	65	$^\circ\text{C}/\text{W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Instantaneous Forward Voltage { $I_F = 3.14$ Amp, $T_J = 150^\circ\text{C}$ }	V_F	-	1.0	1.2	V
Forward Voltage { $I_F = 1.0$ Amp, $T_A = 25^\circ\text{C}$ }	V_F	-	1.05	1.2	V
†Reverse Current (Rated DC Voltage) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$	I_R	-	1.0 50	5.0 100	μA

REVERSE RECOVERY CHARACTERISTICS†

Reverse Recovery Time { $I_F = 1.0$ Amp to $V_R = 30$ Vdc} { $I_{RM} = 15$ Amp, $di/dt = 10$ A/ μs }	t_{rr}	-	150 175	200 300	ns
Reverse Recovery Current { $I_F = 1.0$ Amp to $V_R = 30$ Vdc}	$I_{RM(REC)}$	-	1.0	2.0	A

†Indicates JEDEC Registered Data for 1N4933 Series.

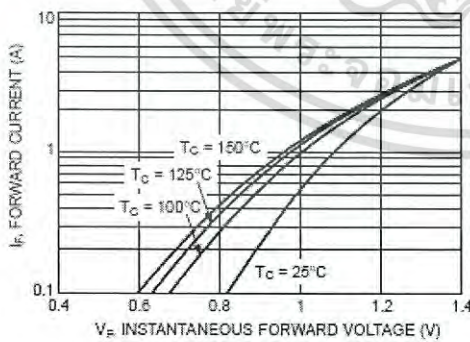


Figure 1. Typical Forward Voltage

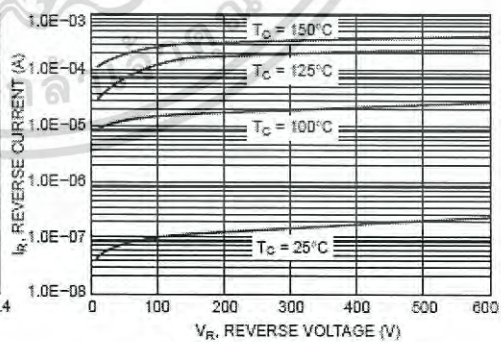


Figure 2. Typical Reverse Current



Precision Optically
Isolate Voltage Sensor
ACPL-C870

ACPL-C87B, ACPL-C87A, ACPL-C870 Precision Optically Isolated Voltage Sensor

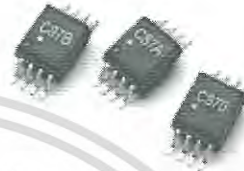
AVAGO
TECHNOLOGIES

Data Sheet



Lead (Pb) Free
RoHS 6 fully
compliant

RoHS 6 fully compliant options available;
-cont denotes a lead-free product



Description

The ACPL-C87B/C87A/C870 voltage sensors are optical isolation amplifiers designed specifically for voltage sensing. Its 2 V input range and high 1 GΩ input impedance, makes it well suited for isolated voltage sensing requirements in electronic power converters applications including motor drives and renewable energy systems. In a typical voltage sensing implementation, a resistive voltage divider is used to scale the DC-link voltage to suit the input range of the voltage sensor. A differential output voltage that is proportional to the input voltage is created on the other side of the optical isolation barrier.

For general applications, the ACPL-C87A ($\pm 1\%$ gain tolerance) and the ACPL-C870 ($\pm 3\%$ gain tolerance) are recommended. For high precision requirements, the ACPL-C87B ($\pm 0.5\%$ gain tolerance) can be used. The ACPL-C87B/C87A/C870 family operates from a single 5 V supply and provides excellent linearity. An active-high shutdown pin is available which reduces the (IDD) current to only 15 μA , making them suitable for battery-powered and other power-sensitive applications.

The high common-mode transient immunity (15 kV/ μs) of the ACPL-C87B/C87A/C870 provides the precision and stability needed to accurately monitor DC-link voltage in high noise environments. Combined with superior optical coupling technology, the ACPL-C87B/C87A/C870 implements sigma-delta ($\Sigma\text{-}\Delta$) modulation, chopper stabilized amplifiers, and differential outputs to provide unequalled isolation-mode noise rejection, low offset, high gain accuracy and stability. This performance is delivered in a compact, auto-insertable Stretched SO-8 (SSO-8) package that meets worldwide regulatory safety standards.

Features

- Advanced Sigma-Delta ($\Sigma\text{-}\Delta$) Modulation Technology
- Unity Gain 1V/V, $\pm 0.5\%$ High Gain Accuracy (ACPL-C87B)
- 1 GΩ Input Impedance
- 0 to 2 V Nominal Input Range
- -35 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ Low Gain Drift
- 21 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ Offset Voltage Drift
- 0.1% Non-Linearity Max
- Active-High Shutdown Pin
- 100 kHz Wide Bandwidth
- 3 V to 5.5 V Wide Supply Range for Output Side
- -40 $^{\circ}\text{C}$ to +105 $^{\circ}\text{C}$ Operating Temperature Range
- 15 kV/ μs Common-Mode Transient Immunity
- Compact, Auto-Insertable Stretched SO-8 Package
- Safety and Regulatory Approvals:
 - IEC/EN/DIN EN 60747-5-5: 1414 V_{peak} working insulation voltage
 - UL 1577: 5000 V_{trms}/1 min double protection rating
 - CSA: Component Acceptance Notice #5

Applications

- Isolated Voltage Sensing in AC and Servo Motor Drives
- Isolated DC-Bus Voltage Sensing in Solar Inverters, Wind Turbine Inverters
- Isolated Sensor Interfaces
- Signal Isolation in Data Acquisition Systems
- General Purpose Voltage Isolation

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

Functional Diagram

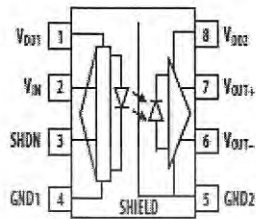


Figure 1.

NOTE: A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pins 1 and 4 and between pins 5 and 8.

Table 1. Pin Description

Pin No.	Symbol	Description
1	VDD1	Supply voltage for input side (4.5 V to 5.5 V), relative to GND1
2	V _{IN}	Voltage input
3	SHDN	Shutdown pin (Active High)
4	GND1	Input side ground
5	GND2	Output side ground
6	V _{OUT-}	Negative output
7	V _{OUT+}	Positive output
8	VDD2	Supply voltage for output side (3 V to 5.5 V), referenced to GND2

Ordering Information

ACPL-C87B/C87A/C870 is UL recognized with 5000 Vrms/1 minute rating per UL 1577.

Table 2.

Part number	Option	Package	Surface Mount	Tape & Reel	IEC/EN/DIN EN 60747-5-5	Quantity
	(RoHS Compliant)					
ACPL-C87B	-000E	Stetched	X		X	80 per tube
ACPL-C87A	-500E	SO-8	X	X	X	1000 per reel
ACPL-C870						

To order, choose a part number from the part number column and combine with the desired option from the option column to form an order entry.

Example:

ACPL-C87A-500E to order product of Surface Mount package in Tape and Reel packaging with IEC/EN/DIN EN 60747-5-5 Safety Approval and RoHS compliance.

Contact your Avago sales representative or authorized distributor for information.

Table 3. Insulation and Safety Related Specifications

Parameter	Symbol	Value	Unit	Conditions
Minimum External Air Gap (External Clearance)	L(101)	8.0	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance through air
Minimum External Tracking (External Creepage)	L(102)	8.0	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance path along body
Minimum Internal Plastic Gap (Internal Clearance)		0.5	mm	Through Insulation distance, conductor to conductor, usually the direct distance between the photoemitter and photodetector inside the optocoupler cavity
Tracking Resistance (Comparative Tracking Index)	CTI	> 175	V	DIN IEC 112/VDE 0303 Part 1
Isolation Group		IIIa		Material Group (DIN VDE 0110, 1/89, Table 1)

Table 4. IEC/EN/DIN EN 60747-5-5 Insulation Characteristics [1]

Description	Symbol	Value	Units
Installation classification per DIN VDE 0110/1.89, Table 1 for rated mains voltage ≤ 150 Vrms for rated mains voltage ≤ 300 Vrms for rated mains voltage ≤ 450 V rms for rated mains voltage ≤ 600 Vrms for rated mains voltage ≤ 1000 Vrms		I-IV I-IV I-IV I-IV I-III	
Climatic Classification		55/105/21	
Pollution Degree (DIN VDE 0110/1.89)		2	
Maximum Working Insulation Voltage (Pending Qualification)	V_{IORM}	1414	Vpeak
Input to Output Test Voltage, Method b $V_{IORM} \times 1.875 = V_{PR}$, 100% Production Test with $t_m = 1$ sec, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	2652	Vpeak
Input to Output Test Voltage, Method a $V_{IORM} \times 1.6 = V_{PR}$, Type and Sample Test, $t_m = 10$ sec, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	2262	Vpeak
Highest Allowable Overvoltage (Transient Overvoltage, $t_m = 60$ sec)	V_{OORM}	8000	Vpeak
Safety-limiting values (Maximum values allowed in the event of a failure)			
Case Temperature	T_s	175	$^{\circ}\text{C}$
Input Current [2]	$I_{S,INPUT}$	230	mA
Output Power [2]	$P_{S,OUTPUT}$	600	mW
Insulation Resistance at $T_s, V_{IO} = 500$ V	R_s	$\geq 10^9$	Ω

Notes:

1. Insulation characteristics are guaranteed only within the safety maximum ratings, which must be ensured by protective circuits within the application.



Current Transducer CKSR series
CKSR 25-NP



Current Transducer CKSR series

$I_{PN} = 6, 15, 25, 50 \text{ A}$

Ref: CKSR 6-NP, CKSR 15-NP, CKSR 25-NP, CKSR 50-NP

For the electronic measurement of current: DC, AC, pulsed..., with galvanic separation between the primary and the secondary circuit.



UL US RoHS



Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer
- Voltage output
- Single supply
- Compact design for PCB mounting.

Advantages

- Very low temperature coefficient of offset
- Very good drift immunity
- Higher creepage distance / clearance
- Reduced height
- Reference pin with two modes: *Ref In* and *Ref out*
- Extended measuring range for unipolar measurement.

Applications

- AC variable speed and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications
- Solar Inverters.

Standards

- EN 50178: 1997
- IEC 60950-1: 2006
- IEC 61010-1: 2010
- IEC 61326-1: 2012
- UL 508: 2010.

Application Domain

- Industrial.

Electrical data CKSR 25-NP

 At $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$, $U_c = +5\text{ V}$, $N_p = 1$ turn, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ internal reference unless otherwise noted (see Min, Max, typ. definition paragraph in page 13).

Parameter	Symbol	Unit	Min	Typ	Max	Comment
Primary nominal rms current	I_{PH}	A		25		Apply derating according to fig. 27
Primary current, measuring range	I_{PM}	A	-85		85	
Number of primary turns	N_p			1,2,3,4		
Supply voltage	U_c	V	4.75	5	5.25	
Current consumption	I_c	mA		$15.4 \frac{I_{(mA)}}{N_p}$	$20 + \frac{I_{(mA)}}{N_p}$	$N_p = 1731$ turns
Reference voltage @ $I_p = 0\text{ A}$	V_{ref}	V	2.495	2.5	2.505	Internal reference
External reference voltage	V_{ref}	V	0		4	
Output voltage	V_{out}	V	0.375		4.625	
Output voltage @ $I_p = 0\text{ A}$	V_{out}	V		V_{ref}		
Electrical offset voltage	V_{off}	mV	-1.35		1.35	100% tested $V_{out} - V_{ref}$
Electrical offset current referred to primary	I_{off}	mA	-84		84	100% tested
Temperature coefficient of V_{ref}	TCV_{ref}	ppm/K		± 5	± 50	Internal reference
Temperature coefficient of V_{out} @ $I_p = 0\text{ A}$	TCV_{out}	ppm/K		± 1.4	± 4	ppm/K of 2.5 V -40 °C .. 105 °C (at ± 6 Sigma)
Theoretical sensitivity	G_{th}	mV/A		25		625 mV I_{PH}
Sensitivity error	ϵ_D	%	-0.7		0.7	100% tested
Temperature coefficient of G	TCG	ppm/K			± 40	-40 °C .. 105 °C
Linearity error	ϵ_L	% of I_{PH}	-0.1		0.1	
Magnetic offset current (10 x I_{PH}) referred to primary	I_{DM}	A	-0.1		0.1	
Output rms current noise (spectral density) 100 Hz.. 100 kHz referred to primary	I_{nr}	$\mu\text{A}/\text{Hz}^{0.5}$		20		$R_L = 1\text{ k}\Omega$
Peak-peak output ripple at oscillator frequency $f = 450\text{ kHz}$ (typ.)	-	mV		10	40	$R_L = 1\text{ k}\Omega$
Reaction time @ 10 % of I_{PH}	t_{rk}	μs			0.3	$R_L = 1\text{ k}\Omega$, $dI/dt = 68\text{ A}/\mu\text{s}$
Step response time to 90 % of I_{PH}	t_s	μs			0.3	$R_L = 1\text{ k}\Omega$, $dI/dt = 68\text{ A}/\mu\text{s}$
Frequency bandwidth ($\pm 1\text{ dB}$)	BW	kHz	200			$R_L = 1\text{ k}\Omega$
Frequency bandwidth ($\pm 3\text{ dB}$)	BW	kHz	300			$R_L = 1\text{ k}\Omega$
Overall accuracy	X_D	% of I_{PH}			1	
Overall accuracy @ $T_A = 85\text{ }^\circ\text{C}$ (105 °C)	X_D	% of I_{PH}			1.35 (1.45)	
Accuracy	X	% of I_{PH}			0.6	
Accuracy @ $T_A = 85\text{ }^\circ\text{C}$ (105 °C)	X	% of I_{PH}			1.15 (1.25)	

Typical performance characteristics CKSR 25-NP

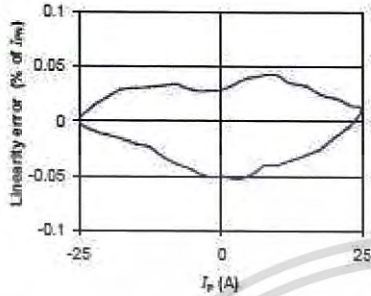


Figure 13: Linearity error

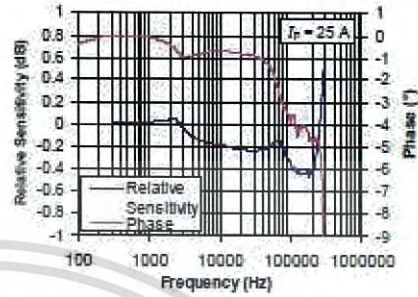


Figure 14: Frequency response

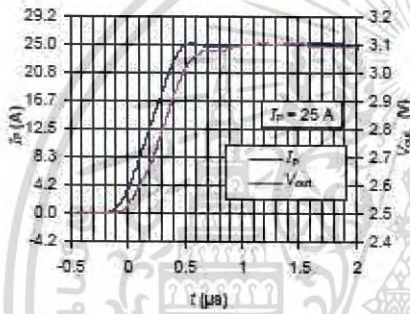


Figure 15: Step response

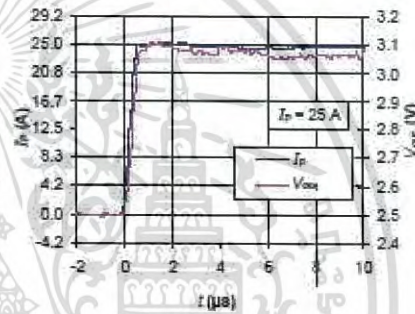


Figure 16: Step response

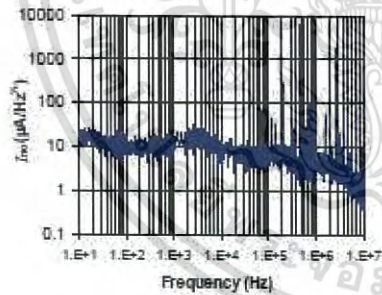


Figure 17: Input referred noise

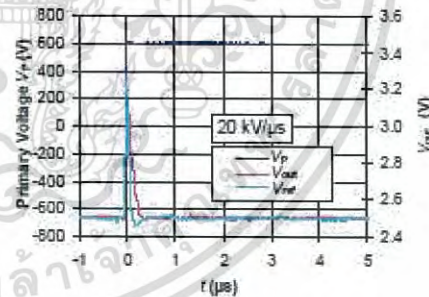


Figure 18: dV/dt



OptiMOS™3 Power-Transistor
Features

- Ideal for high frequency switching and sync. rec.
- Optimized technology for DC/DC converters
- Excellent gate charge x $R_{DS(on)}$ product (FOM)
- Very low on-resistance $R_{DS(on)}$
- N-channel, normal level
- 100% avalanche tested
- Pb-free plating; RoHS compliant
- Qualified according to JEDEC¹⁾ for target applications
- Halogen-free according to IEC61249-2-21

Product Summary

V_{DS}	60	V
$R_{DS(on),max}$	3.2	mΩ
I_D	84	A

Type	IPA032N06N3 G
Package	PG-TO220-3-31
Marking	032N06N


Maximum ratings, at $T_J=25\text{ °C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Conditions	Value	Unit
Continuous drain current	I_D	$T_C=25\text{ °C}$	84	A
		$T_C=100\text{ °C}$	60	
Pulsed drain current ²⁾	$I_{D,pulse}$	$T_C=25\text{ °C}$	336	
Avalanche energy, single pulse ³⁾	E_{AS}	$I_D=100\text{ A}, R_{GS}=25\text{ Ω}$	235	mJ
Gate source voltage	V_{GS}		±20	V
Power dissipation	P_{tot}	$T_C=25\text{ °C}$	41	W
Operating and storage temperature	T_J, T_{stg}		-55 ... 175	°C
IEC climatic category; DIN IEC 68-1			55/175/56	

¹⁾J-STD20 and JE5D22

²⁾ See figure 3 for more detailed information

³⁾ See figure 13 for more detailed information

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			min.	typ.	max.	
Thermal characteristics						
Thermal resistance, junction - case	$R_{th(jc)}$		-	-	3.7	KW
Electrical characteristics, at $T_j=25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified						
Static characteristics						
Drain-source breakdown voltage	$V_{(BR)DSS}$	$V_{GS}=0\text{ V}, I_D=1\text{ mA}$	60	-	-	V
Gate threshold voltage	$V_{GS(th)}$	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=118\ \mu\text{A}$	2	3	4	
Zero gate voltage drain current	I_{DSS}	$V_{DS}=60\text{ V}, V_{GS}=0\text{ V}, T_j=25^\circ\text{C}$	-	0.1	1	μA
		$V_{DS}=60\text{ V}, V_{GS}=0\text{ V}, T_j=125^\circ\text{C}$	-	10	100	
Gate-source leakage current	I_{GSS}	$V_{GS}=20\text{ V}, V_{DS}=0\text{ V}$	-	1	100	nA
Drain-source on-state resistance	$R_{DS(on)}$	$V_{GS}=10\text{ V}, I_D=80\text{ A}$	-	2.6	3.2	m Ω
Gate resistance	R_G		-	1:3	-	Ω
Transconductance	g_{fs}	$ V_{GS} >2 I_D R_{DS(on)max}, I_D=80\text{ A}$	68	135	-	S

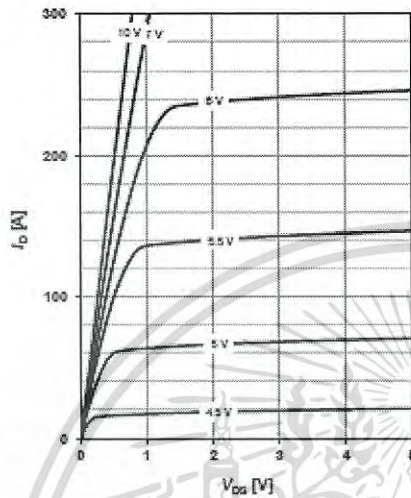
⁴⁾ Device on 40 mm x 40 mm x 1.5 mm epoxy PCB FR4 with 6 cm² (one layer, 70 μm thick) copper area for drain connection. PCB is vertical in still air.

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit	
			min.	typ.	max.		
Dynamic characteristics							
Input capacitance	C_{iss}	$V_{GS}=0\text{ V}, V_{DS}=30\text{ V},$ $f=1\text{ MHz}$	-	10000	13000	pF	
Output capacitance	C_{oss}		-	2200	2900		
Reverse transfer capacitance	C_{rss}		-	73	-		
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$V_{DD}=30\text{ V}, V_{GS}=10\text{ V},$ $I_D=120\text{ A},$ $R_{\theta,ext}=3.5\ \Omega$	-	35	-	ns	
Rise time	t_r		-	120	-		
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$		-	62	-		
Fall time	t_f		-	20	-		
Gate Charge Characteristics⁵⁾							
Gate to source charge	Q_{gs}	$V_{DD}=30\text{ V}, I_D=80\text{ A},$ $V_{GS}=0\text{ to }10\text{ V}$	-	51	-	nC	
Gate to drain charge	Q_{gd}		-	11	-		
Switching charge	Q_{sw}		-	32	-		
Gate charge total	Q_g		-	124	165		
Gate plateau voltage	$V_{plateau}$		-	5.1	-		V
Output charge	Q_{oss}		$V_{DD}=30\text{ V}, V_{GS}=0\text{ V}$	-	100		134
Reverse Diode							
Diode continuous forward current	I_S	$T_C=25\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	84	A	
Diode pulse current	$I_{S,pulse}$		-	-	336		
Diode forward voltage	V_{SD}	$V_{GS}=0\text{ V}, I_F=80\text{ A},$ $T_J=25\text{ }^\circ\text{C}$	-	0.9	1.2	V	
Reverse recovery time	t_{rr}	$V_R=30\text{ V}, I_F=120\text{ A},$	-	89	-	ns	
Reverse recovery charge	Q_{rr}	$di_F/dt=100\text{ A}/\mu\text{s}$	-	82	-		nC

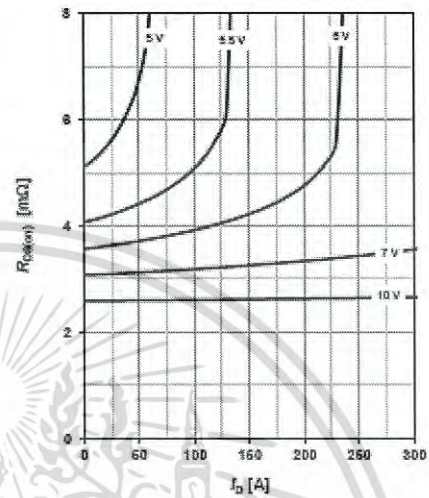
⁵⁾ See figure 16 for gate charge parameter definition

5 Typ. output characteristics

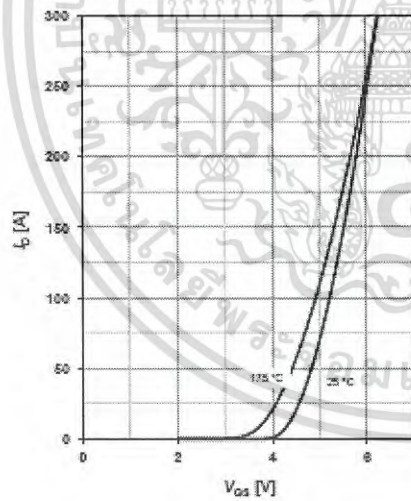
$$I_D = f(V_{DS}); T_J = 25^\circ\text{C}$$

 parameter: V_{GS}

6 Typ. drain-source on resistance

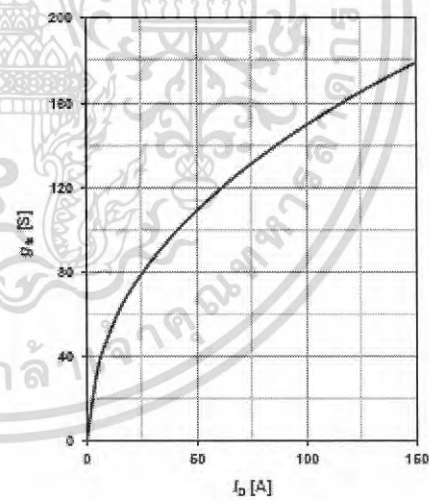
$$R_{DS(on)} = f(I_D); T_J = 25^\circ\text{C}$$

 parameter: V_{GS}

7 Typ. transfer characteristics

$$I_D = f(V_{GS}); |V_{DS}| > 2|I_D| R_{DS(on)}$$

 parameter: T_J

8 Typ. forward transconductance

$$g_{fs} = f(I_D); T_J = 25^\circ\text{C}$$

 parameter: V_{GS}




TOSHIBA Photocoupler GaAlAs Ired & Photo-IC
TLP251

TLP251

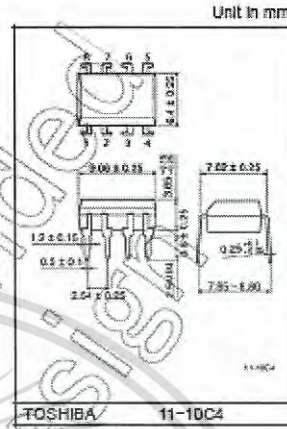
Inverter For Air Conditioner
 Induction Heating
 Transistor Inverter
 Power MOS FET Gate Drive
 IGBT Gate Drive

The TOSHIBA TLP251 consists of a GaAs/As light emitting diode and a integrated photodetector.
 This unit is 8-lead DIP package.
 TLP251 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.
 Especially TLP251 is capable of "direct" gate drive of lower power IGBT.
 (~15A)

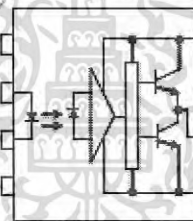
- Input threshold current: $I_F=5mA(max.)$
- Supply current (I_{CC}): $11mA(max.)$
- Supply voltage (V_{CC}): 10-35V
- Output current (I_O): $\pm 0.4A(max.)$
- Switching time (t_{pLH} / t_{pHL}): $1\mu s(max.)$
- Isolation voltage: 2500Vrms(min.)
- UL recognized: UL1577, file no.E67349
- Option(D4)
 VDE Approved : DIN EN60747-6-2
 Maximum Operating Insulation Voltage : 690Vrms
 Highest Permissible Over Voltage : 1000Vrms
 (Note):When a EN60747-6-2 approved type is needed,
 Please designate "Option(D4)"

Truth Table

		Tr1	
		On	Off
Input LED	On	On	Off
	Off	Off	On

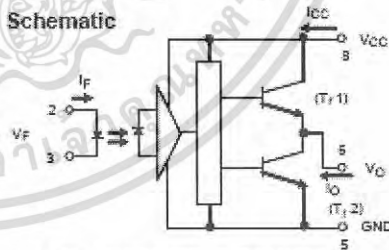


Pin Configuration (top view)



- 1 : N.C.
- 2 : Anode
- 3 : Cathode
- 4 : N.C.
- 5 : GND
- 6 : V_O (Output)
- 7 : N.C.
- 8 : V_{CC}

Schematic



A 0.1 μ F bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5(see Note 5).

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Characteristic		Symbol	Rating	Unit	
LED	Forward current	IF	20	mA	
	Forward current derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta I_F / \Delta T_a$	-0.35	mA/°C	
	Peak transient forward current (Note 1)	IFPT	1	A	
	Reverse voltage	VR	5	V	
	Junction temperature	TJ	125	°C	
Detector	"H" peak output current (PW ≤ 2.0μs, f ≤ 15kHz) (Note 2)	IOPH	-0.4	A	
	"L" peak output current (PW ≤ 2.0μs, f ≤ 15kHz) (Note 2)	IOPL	0.4	A	
	Output voltage	(Ta ≤ 70°C)	VO	35	V
		(Ta ≤ 85°C)		24	
	Supply voltage	(Ta ≤ 70°C)	VCC	35	V
		(Ta ≤ 85°C)		24	
	Output voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_O / \Delta T_a$	-0.73	V/°C	
	Supply voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_{CC} / \Delta T_a$	-0.73	V/°C	
	Junction temperature	TJ	125	°C	
	Operating frequency (Note 3)	f	25	kHz	
	Operating temperature range	TOV	-20~85	°C	
	Storage temperature range	Tstg	-55~125	°C	
Lead soldering temperature(10s)	Tsol	250	°C		
Isolation voltage (AC, 1min., R.H. ≤ 60%) (Note 4)	EVg	2500	Vrms		

Note: Using continuously under heavy loads (e.g. the application of high temperature/current/voltage and the significant change in temperature, etc.) may cause this product to decrease in the reliability significantly even if the operating conditions (i.e. operating temperature/current/voltage, etc.) are within the absolute maximum ratings.

Please design the appropriate reliability upon reviewing the Toshiba Semiconductor Reliability Handbook ("Handling Precautions"/"Derating Concept and Methods") and individual reliability data (i.e. reliability test report and estimated failure rate, etc).

Note 1: Pulse width PW ≤ 1μs, 300ps

Note 2: Exponential waveform

Note 3: Exponential waveform, IOPH ≤ -0.25A(≤ 2.0μs), IOPL ≤ 0.25A(≤ 2.0μs)

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

Note 5: A ceramic capacitor(0.1μF) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

Recommended Operating Conditions

Characteristic	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	
Input current, on (Note5)	$I_{F(ON)}$	7	8	10	mA	
Input voltage, off	$V_{F(OFF)}$	0	—	0.8	V	
Supply voltage	V_{CC}	10	—	30	20	V
Peak output current	I_{OPH} / I_{OPL}	—	—	±0.1	A	
Operating temperature	T_{OP}	-20	25	70	85	°C

Note: Recommended operating conditions are given as a design guideline to obtain expected performance of the device. Additionally, each item is an independent guideline respectively. In developing designs using this product, please confirm specified characteristics shown in this document.

Note 5: Input signal rise time(fall time)=0.5µs.

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

Characteristic	Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit		
Input forward voltage	V_F	—	$I_F = 10\text{mA}, T_a = 25^\circ\text{C}$	—	1.6	1.8	V		
Temperature coefficient of forward voltage	$\Delta V_F / \Delta T_a$	—	$I_F = 10\text{mA}$	—	-2.0	—	mV / °C		
Input reverse current	I_R	—	$V_R = 5\text{V}, T_a = 25^\circ\text{C}$	—	—	10	µA		
Input capacitance	C_T	—	$V = 0, f = 1\text{MHz}, T_a = 25^\circ\text{C}$	—	45	250	pF		
Output current	*H* level	I_{OPH}	1	$V_{CC} = 30\text{V}$ (*1)	$I_F = 10\text{mA}, V_S = 4\text{V}$	-0.1	-0.25	—	
	L level	I_{OPL}	2						$I_F = 0, V_S = 2.5\text{V}$
Output voltage	*H* level	V_{OH}	3	$V_{CC1} = +15\text{V}, V_{EE1} = -15\text{V}$ $R_L = 200\Omega, I_F = 5\text{mA}$	11	13.2	—	—	
	L level	V_{OL}	4						$V_{CC1} = +15\text{V}, V_{EE1} = -15\text{V}$ $R_L = 200\Omega, V_F = 0.8\text{V}$
Supply current	*H* level	I_{CCH}	—	$V_{CC} = 30\text{V}, I_F = 10\text{mA}, T_a = 25^\circ\text{C}$	—	7.5	—	mA	
	L level	I_{CCL}	—		$V_{CC} = 30\text{V}, I_F = 10\text{mA}$	—	—		11
			—		$V_{CC} = 30\text{V}, I_F = 0\text{mA}, T_a = 25^\circ\text{C}$	—	—		8
Threshold input current	*Output L → H*	I_{FLH}	—	$V_{CC1} = +15\text{V}, V_{EE1} = -15\text{V}$ $R_L = 200\Omega, V_O > 0\text{V}$	—	1.2	5	mA	
Threshold input voltage	*Output H → L*	V_{FHL}	—	$V_{CC1} = +15\text{V}, V_{EE1} = -15\text{V}$ $R_L = 200\Omega, V_O < 0\text{V}$	0.8	—	—	V	
Supply voltage	V_{CC}	—	—	10	—	35	V		
Capacitance (input-output)	C_s	—	$V_S = 0, f = 1\text{MHz}, T_a = 25^\circ\text{C}$	—	1.0	2.0	pF		
Resistance (input-output)	R_s	—	$V_S = 500\text{V}, T_a = 25^\circ\text{C}$ R.H. ≤ 60%	1×10^{12}	10^{14}	—	Ω		

* All typical values are at Ta=25°C (*1): Duration of I_O time ≤ 50µs



Special-purpose PCB Relay
G5PA-LN OMRON

Special-purpose PCB Relay G5PA-1

G5PA Ideal for Power Switching and Isolation of TV Screen, TV Tuner, Video Accessories, and Audio Systems

- High-capacity, high-isolation switching ideal for today's remote controlled large-screen TVs with built-in tuners and accessories (DVD, TiVO, etc.).
- Power saving for today's energy conservation requirements!! Reduced 250 mW power consumption (150 mW optional).
- Achieves 5 year HDTV/large screen very high inrush TV power switching (@ std. 1hr)!
- Extended contact gap provides isolation from devastating lightning strikes and power grid surges.
- Equipped with double-insulation construction assuring isolation of video/data feed and accessories from power.
- Models conforming to UL508, CSA C22.2, VDE0435/IEC255, and SEMKO are available.



Ordering Information

Classification	Contact form	Enclosure ratings	Model
Standard	SPST-NO	Flux protection	G5PA-1

Note: When ordering, add the rated coil voltage to the model number.

Example: G5PA-1 12 VDC

Rated coil voltage

Model Number Legend

G5PA-1-1-1-1-1-DC1

Number of poles

1: 1 pole, form A (SPST-NO)

2. Power Usage

No symbol: 250 mW
-R: 150 mW
-M: 540 mW

3. Capacity

No symbol: 5A, 250 mW
-E: 10A, 540 mW
-H-E: 1A, 250 mW

1. Seal Rating

No symbol: flux sealed (IP-52)
-S: fully sealed (IP-67)

4. Rated for Coil Voltage

5, 6, 9, 12, 18, 24 VDC
(3 VDC possible)

Note: 1. optional low audible version

2. former -B-type (.42 mm coil terminal) is now standard

Specifications

■ Coil Ratings

Rated voltage	12 VDC	24 VDC
Rated current	20.9 mA	10.4 mA
Coil resistance	576 Ω	2,304 Ω
Must operate voltage	80% of rated voltage max.	
Must release voltage	10% of rated voltage min.	
Max. permissible voltage	150% of rated voltage (at 23°C)	
Power consumption	250 mW (other options available)	

- Note: 1. Each rated current or coil resistance value must allow a tolerance of ±10% at a coil temperature of 23°C.
 2. The operating characteristics are values at a coil temperature of 23°C.
 3. The maximum permissible voltage is the maximum voltage that is applicable to the relay coil for an instant.

■ Contact Ratings

Rated load (capacitive load)	250 VAC with inrush current of 100 A (0 to peak) and constant current of 3 A (rms)
Resistive load (reference value)	10 A @ 250 VAC; 5 A @ 30 VDC/277 VAC (@40°C)
Max. switching voltage	277 VAC, 30 VDC
Max. switching current	10 A (@40°C)

■ Characteristics

Contact resistance (see note 2)	100 mΩ max.
Operate time	15 ms max.
Release time	5 ms max.
Insulation resistance (see note 2)	1,000 MΩ min. (at 500 VDC)
Dielectric strength	4,000 VAC 50/60 Hz for 1 min between coil and contacts 1,000 VAC 50/60 Hz for 1 min between contacts of same polarity
Impulse withstand voltage	10 kV (1.2 x 50 μs between coil and contacts), 12 kV optional
Vibration resistance	Destruction: 10 to 55 to 10 Hz, 0.75-mm single amplitude (1.5-mm double amplitude) Malfunction: 10 to 55 to 10 Hz, 0.75-mm single amplitude (1.5-mm double amplitude)
Shock resistance	Destruction: 1,000 m/s ² Malfunction: 200 m/s ²
Endurance	Mechanical: 1,000,000 operations min. (at 18,000 operations an hour) Electrical: 40,000 operations min. with a rated load or a 1,800 operations an hour. 100,000 operations min. with a resistive load (reference value)
Ambient temperature	Operating: -40°C to 70°C (with no icing)
Ambient humidity	Operating: 5% to 85%
Weight	Approx. 10 g

■ Approved Standards

UL (File No. E41515, UL508)
 CSA (File No. LR31928, C22.2 No. 14)

Model	Coil ratings	Contact ratings	Number of test operations
G5PA-1	5 to 24 VDC (@40°C)	5 A, 277 VAC	30,000
		5 A, 30 VDC	8,000
			30,000 (optional)
		10 A, 250 VAC	100,000
		TV-5 rating	25,000
		TV-8 rating	25,000 (optional)



Lead-Acid Battery

LC-P1242 PANASONIC

LC-P1242

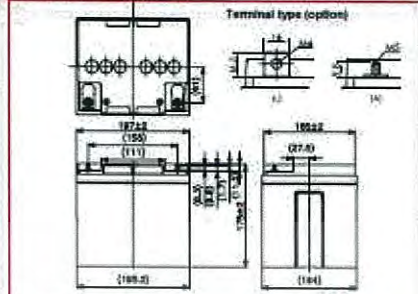


Contents Indicated (Including the recycle marking, etc) are subject to change without notice.

For standby power supplies

Expected trickle life: Approx. 8 years at 25°C, approx. 10 years at 20°C

■ Dimensions(mm)

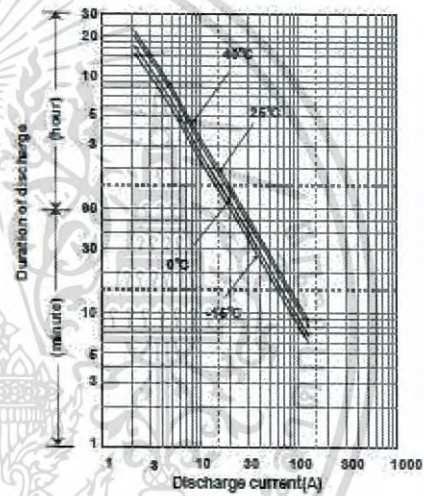


Battery case resin: Flame-retardant(UL94V-0)

■ Specification

Nominal Voltage	12V	
Rated Capacity(20HR)	42Ah	
Dimensions	Length	197 mm
	Width	166 mm
	Height	175 mm
	Total height	175 mm/180 mm
Approx. Mass	14.0 kg	
Terminal	M5 threaded post Bolt and Nut type	

■ Duration of discharge vs. discharge current



■ Characteristics

Capacity (25 °C)	20 hour rate	42Ah
	10 hour rate	40Ah
	5 hour rate	37Ah
	1 hour rate	26Ah
Internal Resistance	Fully charged battery (25 °C)	8 mΩ
	40 °C	102%
Temperature Dependency of Capacity (20 hour rate)	25 °C	100%
	0 °C	85%
	-15 °C	65%
	Self Discharge (25 °C)	After 3 months
After 6 months		82%
After 12 months		64%

■ Watt Table(25°C)

Dis-ct v	30min	5min	10min	15min	20min	30min	45min	1h	1.5h	2h	3h	4h	5h	6h	8h	10h	20h	24h
9.6V	1345	1482	1254	968	825	625	419	312	241	187	132	115	88.8	78.1	68.0	28.2	21.8	
9.3V	1761	1405	1232	968	824	607	407	318	234	190	130	108	86.7	76.1	66.0	28.2	21.8	
10.2V	1812	1521	1210	945	812	598	406	307	217	154	127	108	88.7	77.9	68.0	28.2	21.8	
10.5V	1880	1249	1170	820	800	665	406	306	211	164	125	108	88.7	77.9	68.0	28.2	21.8	
10.8V	3449	1215	1096	888	777	573	390	285	201	173	121	105	87.5	78.5	68.0	28.2	21.8	

■ Ampere Table(25°C)

Dis-ct v	30min	5min	10min	15min	20min	30min	45min	1h	1.5h	2h	3h	4h	5h	6h	8h	10h	20h	24h
9.6V	168	133	112	84.3	72.0	53.4	34.9	26.5	20.4	15.8	11.1	9.20	7.38	6.80	4.80	2.10	1.75	
9.3V	183	128	110	84.3	71.0	51.9	34.7	26.3	19.5	15.7	10.9	9.10	7.48	6.80	4.80	2.10	1.75	
10.2V	145	119	101	82.8	70.0	50.9	34.8	26.1	18.4	15.8	10.7	9.00	7.48	6.80	4.80	2.10	1.75	
10.5V	142	112	105	80.8	69.0	50.0	34.5	25.8	17.9	15.5	10.6	9.00	7.48	6.80	4.80	2.10	1.75	
10.8V	130	109	87.8	77.8	67.0	49.0	33.2	25.8	17.0	14.6	10.2	8.80	7.38	6.30	4.80	2.10	1.73	

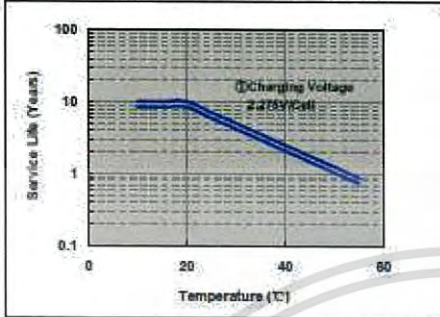
Charging Method (25°C)

Trickle use	Control voltage 13.6-13.9V; initial current 6.3A or smaller
-------------	---

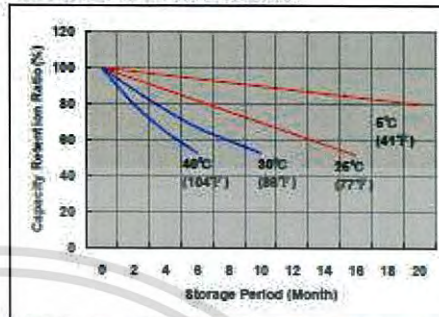
Cut off voltage

Discharge current	2.1A-8.4A	8.4A-21A	21A-42A	42A-84A	84A-126A
Cut off voltage(V)	10.5	10.2	9.9	9.5	8.7

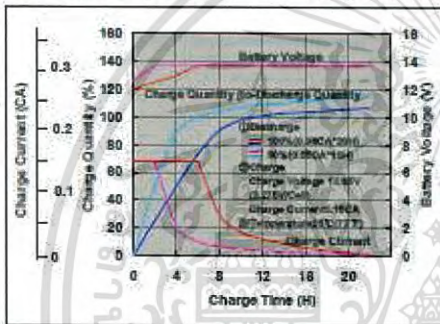
Influence of Temperature on Trickle life



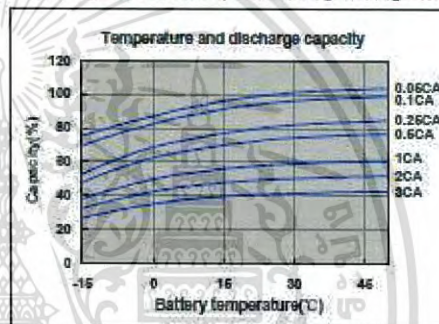
Residual capacity test result



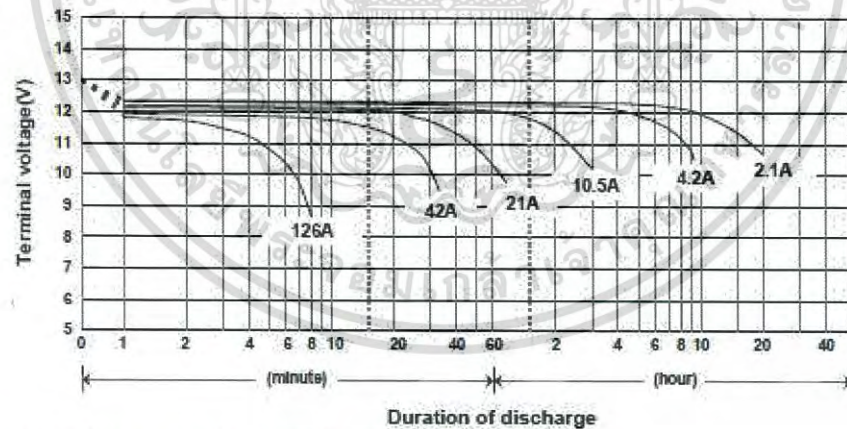
Constant-voltage and constant-current charge characteristics



Discharge capacity by temperature and by discharge current



Discharge characteristics (25°C)



Panasonic Storage Battery (Shenyang) Co., Ltd

Tel: +86 24 25818921 Fax: +86 24 25818910 Website: <http://www.panasonicbattery.cn>