การออกแบบวงจรทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีการวัดค่ากระแสรั่วไหล

นางสาวพลอยพรรณ จุมพรม

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ปีการศึกษา 2568

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

การออกแบบวงจรทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีการวัดค่ากระแสรั่วไหล

นางสาวพลอยพรรณ จุมพรม

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตร

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ปีการศึกษา 2568

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ



ใบรับรองวิทยานิพนธ์

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

เรื่อง การออกแบบวงจรทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีการวัดค่ากระแสรั่วไหล

โดย นางสาวพลอยพรรณ จุมพรม

ได้รับอนุมัติให้นับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

..... รักษาการแทนคณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

(ศาสตราจารย์ ดร.เสาวณิต สุขภารังษี)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธาน

(รองศาสตราจารย์ ดร.อนวัช แสงสว่าง)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.นพดล ฉาบแก้ว)

..... อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ธีรธรรม บุญยะกุล)

..... กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รุสลี สุทธวีร์กูล)

ชื่อ : นางสาวพลอยพรรณ จุมพรม
ชื่อวิทยานิพนธ์ : การออกแบบวงจรทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีการวัดค่ากระแสรั่วไหล
สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.นพดล ฉาบแก้ว
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ธีรธรรม บุณยะกุล
ปีการศึกษา : 2568

บทคัดย่อ

ฉนวนไฟฟ้าของเครื่องอัดประจุยานยนต์ไฟฟ้าถือเป็นองค์ประกอบสำคัญของอุปกรณ์จ่ายไฟสำหรับยายนต์ไฟฟ้า จำเป็นต้องมีการตรวจสอบการเสื่อมสภาพของฉนวนไฟฟ้าเพื่อประเมินความปลอดภัยของอุปกรณ์ วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบวงจรทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีการวัดค่ากระแสรั่วไหล โดยใช้การวัดกระแสรั่วไหลและวิธีแบ่งแรงดันด้วยการใช้แรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ วัดแรงดันตกคร่อมของตัวต้านทานชันท์ เมื่อค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้ามีค่าสูงหลายเมกะโอห์ม กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวต้านทานชันท์จะมีค่าต่ำ โดยกระแสจะถูกวัดด้วยตัวตรวจจับกระแสชันท์และขยายสัญญาณ จากนั้นสัญญาณจะแยกกันทางไฟฟ้าโดยเอาต์พุตเชื่อมกับไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งในไมโครคอนโทรลเลอร์มีการคำนวณผลของสัญญาณที่วัดได้ให้เป็นค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าและนำค่าไปแสดงผล ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าวิธีการทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าที่กล่าวมามีความแม่นยำ 98-99%

(มีจำนวนทั้งสิ้น 72 หน้า)

คำสำคัญ : กระแสรั่วไหล ตัวต้านทานชันท์ ทดสอบฉนวนไฟฟ้า เครื่องอัดประจุยานยนต์ไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

Name : Miss Ploypan Jumprom
Thesis Title : Design of an Insulation Resistance Testing circuit using Leakage current measurement method
Major Field : Electrical Engineering
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Thesis Advisor : Assistant Professor Dr. Noppadon Chabgraw
Co-Advisor : Assistant Professor Dr. Teratam Bunyagul
Academic Year : 2025

ABSTRACT

Electrical insulation within EV chargers is a critical component of the power supply system; therefore, monitoring insulation degradation is essential to ensure safety of the equipment. This thesis presents the design of an insulation resistance testing circuit using leakage current measurement method. The system utilizes a 500V DC power supply to measure the voltage drop across a shunt resistor as a means of evaluating insulation resistance. When the insulation resistance is high, reaching several megohms, the resulting current flowing through the shunt resistor is extremely low. This current is detected by a shunt current sensor and amplified, with the signal being isolated before being processed by a microcontroller. The microcontroller then calculates the measured signal into an insulation resistance value, which is subsequently displayed screen. Experimental results demonstrate that the proposed insulation resistance testing method achieves accuracy ranging between 98% and 99%.

(Total 72 Pages)

Keywords: Leakage Current, Shunt, Insulation Testing, EV charger

_____ Advisor

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้ประสบความสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี เนื่องด้วยได้รับคำแนะนำแนวทางในการทำวิทยานิพนธ์และความช่วยเหลือเป็นอย่างดีจากผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. นพดล ฉาบแก้ว และผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ธีรธรรม บุณยะกุล อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณท่านอาจารย์ทั้งสอง ที่ให้ความรู้ ความช่วยเหลือและการสนับสนุนตลอดการทดลองและการทำวิทยานิพนธ์ และคำแนะนำทุกสิ่งทุกอย่างในการพัฒนาตนเองเพื่อให้ข้าพเจ้ามีความสามารถและศักยภาพ นอกจากนี้ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และพี่น้องของครอบครัวของข้าพเจ้าผู้อยู่เบื้องหลังความสำเร็จ ที่คอยให้กำลังใจและสนับสนุนแก่ข้าพเจ้ามาโดยตลอด และสุดท้ายนี้ขอขอบคุณพี่ เพื่อน และน้องห้องวิจัยทุกคน ที่คอยแบ่งปันความรู้ และช่วยเหลือข้าพเจ้ามาเป็นอย่างดี นับเป็นประสบการณ์อันยิ่งใหญ่โดยเฉพาะคุณสุปวีร์ บัวผัน ที่คอยช่วยเหลือเสมอมา

พลอยพรรณ จุมพรม

พระจอมเกล้าพระนครเหนือ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยี

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย ..... ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ ..... ค
กิตติกรรมประกาศ ..... ง
สารบัญตาราง ..... ช
สารบัญรูปภาพ ..... ซ
บทที่ 1 บทนำ 10
1.1 สาเหตุของการเสื่อมสภาพของฉนวนไฟฟ้า 11
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย 11
1.3 ขอบเขตของการวิจัย 11
บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง 13
2.1 หลักการของวิธีการทดสอบฉนวนไฟฟ้า 13
2.2 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 15
บทที่ 3 การออกแบบวงจรทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า 25
3.1 โครงสร้างของวงจรวัดค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า 25
3.2 การวัดแบบกระแสชันท์ (Current Shunt) 31
3.3 การวัดแบบแบ่งแรงดัน (Resistive Divider) 36
3.4 วงจรตรวจจับแรงดันอินพุต 38
3.5 วงจรสร้างแรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ 39
บทที่ 4 ผลการทดสอบการวัดฉนวนไฟฟ้า 43
4.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบและวิธีการทดสอบ 43
4.2 การทดสอบค่าความต้านทานด้วยวิธีตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว 46
4.3 การทดสอบค่าความต้านทานด้วยวิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัว 49
4.4 การทดสอบค่าความต้านทานด้วยวิธีแบ่งแรงดัน 51
4.5 การทดสอบแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง 500 โวลต์ 54

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง 58
5.1 สรุปผลการวิจัย 58
5.2 ข้อเสนอแนะแนวทางการพัฒนาวิจัย 59
บรรณานุกรม 60
ภาคผนวก ก 62

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

3-1 อัตราขยายสัญญาณของตัวตรงจับกระแสชันท์ 28

3-2 แบ่งย่านวัดในวิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัว..... 35

4-1 ผลทดสอบของค่าความต้านทานฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว 46

4-2 แสดงการคำนวณของอัตราขยาย INA225..... 48

4-3 ผลทดสอบของค่าความต้านทานฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัว 50

4-4 ผลทดสอบของค่าความต้านทานฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีแบ่งแรงดัน 52

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

สารบัญรูปภาพ

ภาพที่ หน้า

2-1 การวัดแบบกระแสชันท์ 14
2-2 การวัดแบบแบ่งแรงดัน 14
2-3 ลักษณะของกระแสในโหมดกระแส 15
2-4 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ขณะนำกระแส 16
2-5 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ขณะไม่นำกระแส 17
2-6 ลักษณะของกระแสในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง 20
2-7 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้การป้อนกลับแบบเดิม 21
2-8 อัตราถ่ายโอนกระแส (ก) กระแสไบแอสตรง (ข) อุณหภูมิ 22
2-9 การออกแบบป้อนกลับแบบใหม่ 23
2-10 วงจรสนับเบอร์ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 23
3-1 ส่วนประกอบหลักของบอร์ดวัดสัญญาณ 26
3-2 วงจรของบอร์ดวัดสัญญาณ 27
3-3 ตัวตรวจจับกระแสชันท์ 28
3-4 ตัวขยายสัญญาณเครื่องมือวัด 29
3-5 สวิตช์อนาล็อก 30
3-6 ตัวขยายสัญญาณแยกทางไฟฟ้า 30
3-7 ออปแอมป์ 31
3-8 แผนภาพวงจรดารวัดตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว 32
3-9 อัตราขยายการวัดตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว 32
3-10 แผนภาพวงจรการวัดตัวต้านทานชันท์หลายตัว 34
3-11 อัตราขยายของการวัดตัวต้านทานชันท์หลายตัว 35
3-12 แผนภาพวงจรการวัดแบบแบ่งแรงดัน 36
3-13 อัตราขยายของการวัดแบบแบ่งแรงดัน 37
3-14 แผนภาพวงจรตรวจจับแรงดันอินพุต 38
3-15 อัตราขยายของวงจรตรวจจับแรงดันอินพุต 38
3-16 วงจรแหล่งจ่ายไฟแรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ 39

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

ภาพที่ หน้า

3-17 ออกแบบ PCB ของวงจรแหล่งจ่ายไฟ 40
3-18 วงจรควบคุม 41
3-19 วงจรไฟเลี้ยงแยกกราวด์ 41
3-20 วงจรป้อนกลับ 42
3-21 วงจรควบคุมการเปิดใช้งาน 42
4-1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ 44
4-2 แสดงผลหน้าจอ OLED 44
4-3 ทดสอบแรงดันเอาต์พุตของ DC Source 45
4-4 การวัดฉนวนไฟฟ้า 45
4-5 ความแม่นยำของวิธีตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว 47
4-6 ความแม่นยำของวิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัว 51
4-7 ความแม่นยำของวิธีแบ่งแรงดัน 53
4-8 การเปรียบเทียบความแม่นยำทั้ง 3 วิธีวัด 54
4-9 แรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคแบบเดิมในโหมด DC coupling 55
4-10 แรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคแบบเดิมในโหมด AC coupling 55
4-11 แรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคแบบใหม่ในโหมด DC coupling 56
4-12 แรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคแบบใหม่ในโหมด AC coupling 56
4-13 การเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคทั้งสองแบบในโหมด AC coupling 57

บทที่ 1
บทนำ

ยานยนต์ไฟฟ้าช่วยลดการปล่อยก๊าซคาร์บอนไดออกไซด์ (CO_2) และมลพิษทางสิ่งแวดล้อม[1] เมื่อเปรียบเทียบยานยนต์ไฟฟ้ากับยานยนต์สันดาป ยานยนต์ไฟฟ้ามีข้อดีหลายประการได้แก่ ระดับเสียงการทำงานที่เงียบ แรงบิดที่สูงกว่า และต้นทุนการบำรุงรักษาที่ต่ำกว่า จากการใช้ยานยนต์ไฟฟ้ามากขึ้นและมีการพัฒนาอุปกรณ์อัดประจุอย่างต่อเนื่อง โดยฉนวนของเครื่องอัดประจุยานยนต์ไฟฟ้าถือเป็นองค์ประกอบสำคัญของอุปกรณ์จ่ายไฟสำหรับยานยนต์ไฟฟ้า (Electric Vehicle Supply Equipment : EVSE) ที่จำเป็นต้องมีการตรวจสอบการเสื่อมสภาพของฉนวนเป็นระยะๆ เพื่อความปลอดภัยในการใช้งาน

การทดสอบความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า เป็นขั้นตอนสำคัญในการประเมินสภาพและความปลอดภัยของอุปกรณ์ไฟฟ้า การทดสอบมักใช้แรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ เพื่อกระตุ้นให้เกิดกระแสรั่วไหลผ่านฉนวน และคำนวณค่าความต้านทานฉนวนจากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสที่วัดได้ อย่างไรก็ตามการวัดค่าความต้านทานฉนวนหลายเมกะโอห์ม (MΩ) มีความท้าทาย เนื่องจากกระแสรั่วไหลมีค่าต่ำมากในระดับในระดับมิลลิแอมป์ (mA) หรือไมโครแอมป์ (μA) ส่งผลให้การวัดมีความไวต่อสัญญาณรบกวน นอกจากนี้ลักษณะของแรงดันเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายของฟลายแบกคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter) มักมีริปเปิลอาจทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนในการคำนวณค่าความต้านทานฉนวนได้

โดยทั่วไปการวัดค่าความต้านทานฉนวนสามารถทำได้หลายวิธี โดยแนวทางที่ใช้กันคือ การวัดกระแสรั่วไหลผ่านตัวต้านทานชันท์ (Shunt Resistor) และวงจรแบ่งแรงดัน (Resistive Divider) วิธีการวัดกระแสผ่านตัวต้านทานชันท์ มีข้อดีด้านความเรียบง่าย แต่มีข้อจำกัดด้านความไวต่อริปเปิลและสัญญาณรบกวน ในขณะที่การวัดแรงดันด้วยวงจรแบ่งแรงดันสามารถลดผลกระทบจากริปเปิลได้ดีกว่า งานวิจัยนี้มีการนำเสนอและเปรียบเทียบความแม่นยำของวิธีการวัดค่าความต้านทานฉนวนจำนวนสามวิธี ได้แก่ การวัดกระแสรั่วไหลผ่านตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว (Single Shunt) การวัดกระแสรั่วไหลผ่านตัวต้านทานชันท์หลายตัว (Multiple Shunt) และวงจรแบ่งแรงดัน (Resistive Divider) โดยทำการทดลองกับแหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ ที่สร้างมาจากวงจรฟลายแบกคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งวงจรแหล่งจ่ายนี้มีการพัฒนาวงจรจากวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบเดิมหรือแบบทั่วไป เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตมีความเรียบมากขึ้นและนำไปเป็นแรงดันทดสอบฉนวนไฟฟ้า ถ้าแรงดันทดสอบนี้ มีริปเปิลสูงจะมีผลเป็นสัญญาณรบกวน[2] จะเพิ่มความผิดพลาดในการคำนวณหรืออาจจะอ่านค่ากระแสไฟฟ้าเกินจริง แต่ถ้าแรงดันทดสอบมีริปเปิลต่ำ จะทำให้การทดสอบฉนวนไฟฟ้า

มีความแม่นยำมากขึ้น โดยมีการออกแบบวงจรและเปลี่ยนอุปกรณ์ในส่วนกำลังและในระบบป้อนกลับจากแบบทั่วไปไปเป็นแบบปรับปรุงเพื่อให้เหมาะสมกับวงจรเครื่องมือวัดที่ต้องการเอาต์พุตที่เสถียร

1.1 สาเหตุของการเสื่อมสภาพของฉนวนไฟฟ้า

ฉนวนไฟฟ้าเป็นคุณสมบัติอย่างหนึ่งของวัสดุที่ใช้ป้องกันการสัมผัสจากตัวนำที่มีกระแสไฟฟ้าหรือความร้อน ปัจจุบันการเสื่อมสภาพของฉนวนไฟฟ้าเป็นสาเหตุหลักประการหนึ่งที่ทำให้อุปกรณ์ไฟฟ้าขัดข้อง ความล้มเหลวของฉนวนไฟฟ้าในระหว่างใช้งาน ทำให้เกิดความเสียหายอย่างรุนแรงต่ออุปกรณ์และระบบที่อุปกรณ์เชื่อมต่ออยู่ อาจทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าลัดวงจร ระเบิด ไฟไหม้ อุบัติเหตุ ความเสียหายต่ออุปกรณ์และทรัพย์สิน

การเสื่อมสภาพของฉนวนไฟฟ้าส่งผลต่อประสิทธิภาพของความปลอดภัยของเครื่องอัดประจุยานยนต์ไฟฟ้า ปัจจัยที่ส่งผลต่อการเสื่อมสภาพของฉนวนไฟฟ้า[3-4] ได้แก่

1. ความเครียดทางความร้อน คือการทำงานในสภาวะอุณหภูมิสูงหรือต่ำเกินไปทำให้ฉนวนไฟฟ้าเกินการขยายตัวหรือหดตัว ส่งผลให้เกิดรอยร้าวและความเสียหาย

2. ความเครียดทางไฟฟ้า คือการเกิดแรงดันเกินอย่างฉับพลันจากสาเหตุต่างๆ เช่น ฟ้าผ่า อาจทำให้ฉนวนไฟฟ้าเกิดการแตกร้าว

3. ความเครียดทางสิ่งแวดล้อม เช่น ความชื้นสามารถลดค่าความต้านทานฉนวนไฟฟ้า

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาการเสื่อมสภาพของฉนวนไฟฟ้าที่เป็นสาเหตุหลักที่ทำให้อุปกรณ์ไฟฟ้าขัดข้อง

1.2.2 เพื่อศึกษาบทบาทความสำคัญของฉนวนไฟฟ้าในงานอุปกรณ์ไฟฟ้าเพื่อป้องกันอันตรายจากไฟฟ้า

1.2.3 เพื่อศึกษาวงจรกำเนิดแรงดันกระแสตรงในการทดสอบฉนวนไฟฟ้า

1.2.4 เพื่อออกแบบและทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าของเครื่องอัดประจุยานยนต์ไฟฟ้า

1.2.5 เพื่อศึกษาและออกแบบวงจรวัดกระแสรั่วไหลในการทดสอบฉนวนไฟฟ้า

1.2.6 เพื่อศึกษาและออกแบบวงจรคำนวณค่าความต้านทานฉนวนไฟฟ้าจากกระแสรั่วไหล

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 เพื่อกำเนิดแรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ ต้นทุนต่ำในการทดสอบฉนวนไฟฟ้าของเครื่องอัดประจุยานยนต์ไฟฟ้า

1.3.2 เพื่อสร้างวงจรวัดกระแสรั่วไหลในการทดสอบฉนวนไฟฟ้า

1.3.3 เพื่อสร้างวงจรคำนวณค่าความต้านทานฉนวนไฟฟ้าจากกระแสรั่วไหล

บทที่ 2
เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

บทนี้จะนำเสนอทฤษฎี แนวคิด และบทความที่เกี่ยวข้องกับการวิจัย โดยครอบคลุมถึงงานวิจัยและบทความวิชาการที่เผยแพร่ผ่านช่องทางต่าง ๆ เพื่อรวบรวมองค์ความรู้และกรอบแนวคิดสำคัญมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีการวัดค่ากระแสรั่วไหล มีการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายแรงดันด้วยฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์สำหรับเป็นแรงดันทดสอบฉนวนไฟฟ้าและวงจรทดสอบค่าความต้านทานฉนวนไฟฟ้า

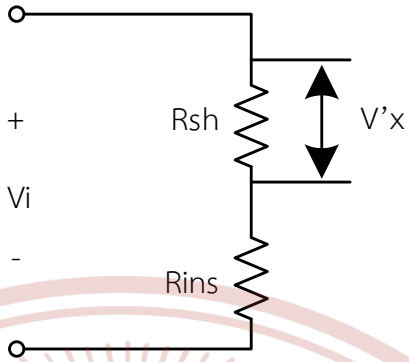
การทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้ามีมาตรฐาน เพื่อกำหนดคุณสมบัติค่าความต้านทานและประเมินสภาพการใช้งานของฉนวนไฟฟ้า งานวิจัยนี้จะนำเสนอการทดสอบฉนวนตามมาตรฐาน IEC 61851-1 (2017) ซึ่งเป็นมาตรฐานสากลมีการกำหนดมาตรฐานการทดสอบฉนวนไฟฟ้าของอุปกรณ์อัดประจุยานยนต์ไฟฟ้า[5] ได้แก่ แรงดันสำหรับการทดสอบ ค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า และเวลาที่ใช้ในการทดสอบ

2.1 หลักการของวิธีการทดสอบฉนวนไฟฟ้า

ในการออกแบบวงจรสำหรับทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า โดยทั่วไปจะอาศัยหลักการตามทำงานกฎของโอห์ม (V = IR) โดยป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้กับฉนวนที่ต้องการทดสอบและทำการวัดกระแสรั่วไหลที่ไหลผ่านฉนวน เพื่อนำค่าที่ได้มาคำนวณหาค่าความต้านทานของฉนวน นอกจากนี้ยังมีอีกวิธีหนึ่งที่ใช้หลักการการแบ่งแรงดันในการประเมินค่าความต้านทานฉนวนไฟฟ้า ดังนี้

2.1.1 การวัดแบบกระแสชันท์ (Current Shunt)

หลักการนี้อาศัยกฎของโอห์ม โดยการนำตัวต้านทานชันท์ค่าหนึ่ง (Rsh) มาต่ออนุกรมเข้ากับฉนวนไฟฟ้าที่ต้องการทดสอบ (Rins) เมื่อจ่ายแรงดันทดสอบ (Vi) ให้กับฉนวนไฟฟ้า จะเกิดกระแสรั่วไหลผ่านฉนวนไฟฟ้าและผ่านตัวต้านทานชันท์ในเส้นทางเดียวกัน เนื่องจากเป็นการต่ออนุกรมกัน กระแสที่ไหลผ่านทั้งสองตัวต้านทานจะมีค่าเท่ากัน ดังนั้นต้องการค่ากระแสรั่วไหลสามารถวัดแรงดันตกคร่อมที่ตัวต้านทานชันท์ได้ (V’x) ดังภาพที่ 2-1 และสามารถคำนวณค่าตามสมการที่ (2-1) ซึ่งวิธีดังกล่าวยังเป็นหลักการพื้นฐานที่ใช้ในเครื่องทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนทั่วไป[6]



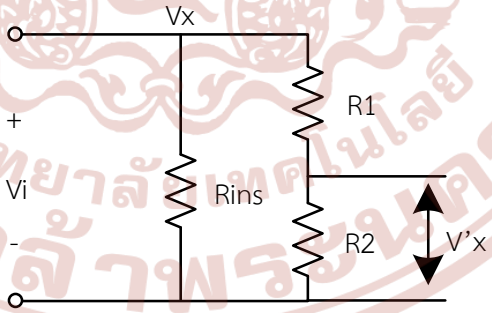
ภาพที่ 2-1 การวัดแบบกระแสชันท์

$$V'_x = \frac{R_{sh}}{R_{sh}+R_{ins}} \times V_i \quad (2\text{-}1)$$

2.1.2 การวัดแบบแบ่งแรงดัน (Resistive Divider)

หลักการของวิธีนี้เป็นการวัดค่าความต้านทานฉนวนโดยอาศัยวงจรแบ่งแรงดัน ซึ่งเกิดจากการนำตัวต้านทานอ้างอิง R1 และ R2 ต่ออนุกรมกันและไปขนานกับตัวฉนวนไฟฟ้า (Rins) เมื่อจ่ายแรงดันทดสอบ (Vi) เข้าไปในวงจรจะเกิดการแบ่งแรงดัน ทำให้แรงดันที่ผ่านระหว่างตัวต้านทานอ้างอิงและตัวต้านทานฉนวนมีค่าเท่ากัน (Vx) ดังภาพที่ 2-2

เนื่องจากแรงดันที่ถูกแบ่งแรงดันในรอบที่หนึ่งมีค่าสูง (Vx) จึงต้องลดแรงดัน เพื่อให้วงจรสามารถวัดสัญญาณแรงดันได้อย่างปลอดภัย จากนั้นจะแบ่งแรงดันรอบที่สอง (V'x) โดยใช้ตัวต้านทานอ้างอิงทั้งสองตัวและวัดตกคร่อมที่ R2 สามารถคำนวณดังสมการที่ (2-3)



ภาพที่ 2-2 การวัดแบบแบ่งแรงดัน

$$V_i = V_x \quad (2\text{-}2)$$

$$V'_x = \frac{R_2}{R_1+R_2} \times V_x \quad (2\text{-}3)$$

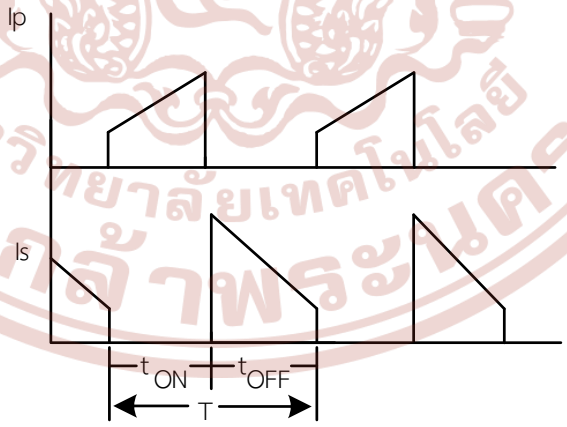
2.2 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

แหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่ง (Switched Mode Power Supply : SMPS) ที่แยกทางไฟฟ้า (isolation) ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตที่ได้รับความนิยมคือวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter) เป็นวงจรที่ใช้หม้อแปลงทำหน้าที่เป็นทั้งตัวเก็บพลังงานและตัวถ่ายโอนพลังงาน ซึ่งเป็นคอนเวอร์เตอร์แบบแยกกราวด์ที่เรียบง่ายที่สุด ประกอบด้วยสวิตช์ หม้อแปลง ไดโอด และตัวเก็บประจุเอาต์พุต เนื่องจากมีโครงสร้างเรียบง่าย มีต้นทุนต่ำ ส่วนประกอบน้อย เหมาะกับกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตไม่เกิน 150 วัตต์[7]

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์โดยพื้นฐานแล้วมาจากบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ที่แยกกราวด์ออกจากกัน โดยตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (Lm) จะสะสมพลังงานขณะสวิตช์นำกระแสและจะคายพลังงานไปยังโหลดขณะที่สวิตช์ไม่นำกระแส การวิเคราะห์การทำงานของวงจรจะพิจารณาการทำงานของสวิตช์ทั้งสองสถานะดังต่อไปนี้[8]

2.2.1 การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง (Continuous-Current Mode : CCM)

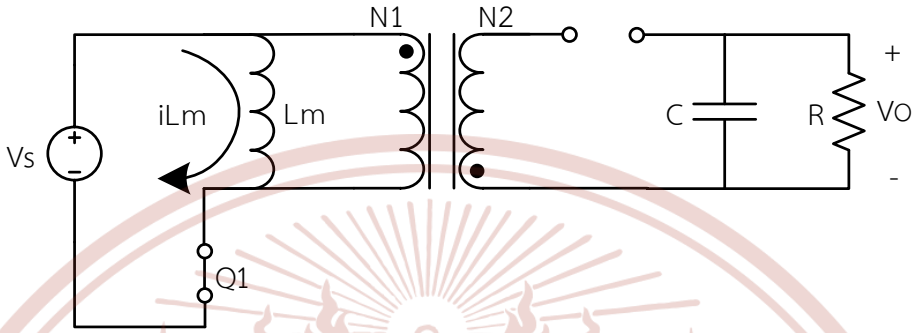
กระแสแม่เหล็กจะไม่ลดลงถึงศูนย์ภายในหนึ่งคาบ ดังภาพที่ 2-3 กล่าวคือเมื่อสภาวะที่พลังงานซึ่งถูกเก็บสะสมไว้ในหม้อแปลงฝั่งปฐมภูมิ ในช่วงมอสเฟตนำกระแสไม่สามารถถ่ายโอนพลังงานไปยังฝั่งทุติยภูมิได้หมดก่อนที่รอบสวิตช์ถัดไปจะเริ่มขึ้น ส่งผลให้มีกระแสตกค้างอยู่ในระบบตลอดเวลา ข้อดีของโหมดกระแสต่อเนื่องคือ มีกระแสสูงสุด (peak current) ที่ต่ำกว่าในระดับกำลังที่เท่ากัน ช่วยลดความเครียดให้กับอุปกรณ์และลดสัญญาณรบกวน รวมถึงช่วยให้แรงดันเอาต์พุตมีความเรียบ



ภาพที่ 2-3 ลักษณะของกระแสในโหมดกระแส

ในกรณีที่สวิตช์นำกระแส จะมีกระแสไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิทำให้พลังงานถูกเก็บในแกนแม่เหล็ก แต่เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิพันอยู่ในลักษณะกลับทิศกัน

ทำให้ไดโอดจะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลผ่านไปยังโหลด พิจารณาด้านขาเข้าของหม้อแปลง ดังภาพที่ 2-4



ภาพที่ 2-4 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ขณะนำกระแส

$$v_1 = V_s = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \quad (2\text{-}4)$$

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{Lm}}{DT} = \frac{V_s}{L_m} \quad (2\text{-}5)$$

การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าผ่านตัวหนี่ยวนำแม่เหล็กของหม้อแปลงเท่ากับ

$$(\Delta i_{Lm})_{closed} = \frac{V_s DT}{L_m} \quad (2\text{-}6)$$

ด้านโหลดของหม้อแปลง

$$v_2 = v_1 \left(\frac{N_2}{N_1}\right) = V_s\left(\frac{N_2}{N_1}\right) \quad (2\text{-}7)$$

$$v_D = -V_o - V_s\left(\frac{N_2}{N_1}\right) < 0 \quad (2\text{-}8)$$

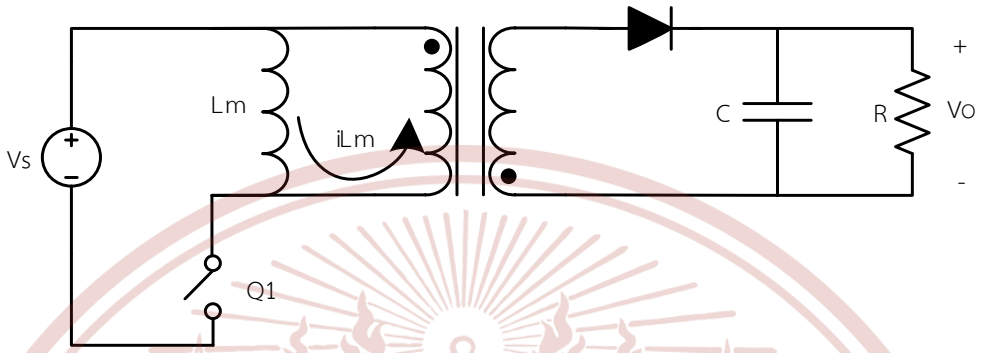
$$i_2 = 0 \quad (2\text{-}9)$$

$$i_1 = 0 \quad (2\text{-}10)$$

เมื่อไดโอดไม่นำกระแสทำให้กระแส $i_2 = 0$ ซึ่งหมายถึงว่ากระแส $i_1 = 0$ เช่นกัน ในขณะที่สวิตช์นำกระแส ทำให้กระแสเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (L_m) และไม่มีกระแสไหลในขดลวดของหม้อแปลงอุดมคติ ในทางปฏิบัติหม้อแปลงกระแสจะเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นในขดลวดปฐมภูมิและไม่มีกระแสไหลในขดลวดทุติยภูมิ

ในกรณีที่สวิตช์เปลี่ยนสถานะจากนำกระแสเป็นไม่นำกระแส กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะไม่สามารถเปลี่ยนแปลงอย่างทันที เป็นผลทำให้ยังคงมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงอยู่ สนามแม่เหล็กในหม้อแปลงยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วของแรงดันที่ขดทุติยภูมิ ไดโอดจึงอยู่ในลักษณะ

ถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมที่ขดปฐมภูมิจะถูกถ่ายเทไปยังขดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุตและโหลด ดังภาพที่ 2-5



ภาพที่ 2-5 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ขณะไม่นำกระแส

$$v_1 = -V_o \frac{N_1}{N_2} \tag{2-11}$$

แรงดันและกระแสขณะสวิตช์ไม่นำกระแส

$$v_2 = -V_o \tag{2-12}$$

$$v_1 = v_2 \frac{N_1}{N_2} = -V_o \frac{N_1}{N_2} \tag{2-13}$$

$$L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = v_1 = -V_o \frac{N_1}{N_2} \tag{2-14}$$

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{Lm}}{(1-D)T} = -\frac{V_o}{L_m} \cdot \frac{N_1}{N_2} \tag{2-15}$$

การเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กของหม้อแปลงเท่ากับ

$$(\Delta i_{Lm})_{opened} = \frac{-V_o(1-D)T}{L_m} \cdot \frac{N_1}{N_2} \tag{2-16}$$

เนื่องจากกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_m จะต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ จากสมการที่ (2-6) และ (2-16)

$$(\Delta i_{Lm})_{closed} + (\Delta i_{Lm})_{opened} = 0 \tag{2-17}$$

$$\frac{V_s DT}{L_m} - \left(\frac{V_o(1-D)T}{L_m} \cdot \frac{N_1}{N_2}\right) = 0 \tag{2-18}$$

จะได้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ

$$V_o = V_s \frac{D}{1-D} \cdot \frac{N_2}{N_1} \tag{2-19}$$

จะสังเกตได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะคล้ายกับ บัค-บูส คอนเวอร์เตอร์ แต่เพิ่มส่วนอัตราส่วนของหม้อแปลง

$$i_D = -i_1 \frac{N_1}{N_2} = i_{Lm} \frac{N_1}{N_2} \tag{2-20}$$

$$v_{sw} = V_s - v_1 = V_s + V_o \frac{N_1}{N_2} \tag{2-21}$$

$$i_R = \frac{V_o}{R} \tag{2-22}$$

$$i_C = i_D - i_R = i_{Lm} \frac{N_1}{N_2} - \frac{V_o}{R} \tag{2-23}$$

จากสมการที่ (2-21) สังเกตได้ว่าแรงดันตกคร่อมสวิตช์จะมีค่าสูงกว่าแรงดันแหล่งจ่าย ค่ากำลังไฟฟ้าที่โหลดตัวต้านทานต้องเท่ากับกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายจะส่งผลให้

$$P_s = P_o \tag{2-24}$$

$$V_s I_s = \frac{V_o^2}{R} \tag{2-25}$$

ค่ากระแสเฉลี่ย (I_s) จะสัมพันธ์กับค่ากระแสตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (I_{Lm}) ดังนี้

$$I_s = \frac{I_{Lm} DT}{T} = I_{Lm} D \tag{2-26}$$

แทนค่าสมการที่ (2-26) ลงในสมการที่ (2-25) เพื่อหา I_{Lm}

$$V_s I_{Lm} D = \frac{V_o^2}{R} \tag{2-27}$$

แทนแรงดันเอาต์พุต V_o สมการ (2-19) ลงในสมการ (2-27) จะได้

$$I_{Lm} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \tag{2-28}$$

ค่ากระแสสูงสุดและต่ำสุดที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_m สามารถหาได้จาก

$$I_{Lm,max} = I_{Lm} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \tag{2-29}$$

$$I_{Lm,max} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 + \frac{V_s DT}{2L_m} \tag{2-30}$$

$$I_{Lm,min} = I_{Lm} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \tag{2-31}$$

$$I_{Lm,min} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 - \frac{V_s DT}{2L_m} \tag{2-32}$$

กรณีทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องจะต้องทำให้ $I_{Lm,min} > 0$ และขอบเขตระหว่างโหมดนำกระแสต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องจะอยู่ที่เงื่อนไข

$$I_{Lm,min} = 0 \tag{2-33}$$

$$\frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 = \frac{V_s DT}{2L_m} = \frac{V_s D}{2L_m f_s} \tag{2-34}$$

ที่ f_s คือ ความถี่สวิตชิ่ง ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กต่ำสุดที่จะให้กระแสไหลแบบต่อเนื่องจะเท่ากับ

$$(L_m)_{min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f_s} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \tag{2-35}$$

การกำหนดค่าเอาต์พุตสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์นั้นเหมือนกับบัค-บูส คอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นแรงดันริปเปิลเอาต์พุตของวงจรทั้งสองจึงเหมือนกัน ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{R \cdot C \cdot f_s} \tag{2-36}$$

2.2.2 โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous-Current Mode : DCM)

คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (L_m)ไม่ต่อเนื่อง กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_m จะเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นเมื่อสวิตช์นำกระแสซึ่งเหมือนกับกรณีโหมดกระแสต่อเนื่อง จากนั้นเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านจะค่อยๆลดลงจนกระทั่งเป็นศูนย์ ดังภาพที่ 2-6 ข้อดีของโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องคือ ค่าความเหนี่ยวนำปฐมภูมิที่ต่ำกว่าโหมดกระแสต่อเนื่อง หม้อแปลงขนาดเล็กลง เหมาะกับสำหรับกำลังเอาต์พุตต่ำสมการกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน L_m ขณะที่สวิตช์นำกระแสจะมีค่าเท่ากับค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุด ซึ่งจะเหมือนกับสมการที่ 2-6 หรือเท่ากับ

$$I_{Lm,max} = \frac{V_s \cdot D \cdot T}{L_m} \tag{2-37}$$

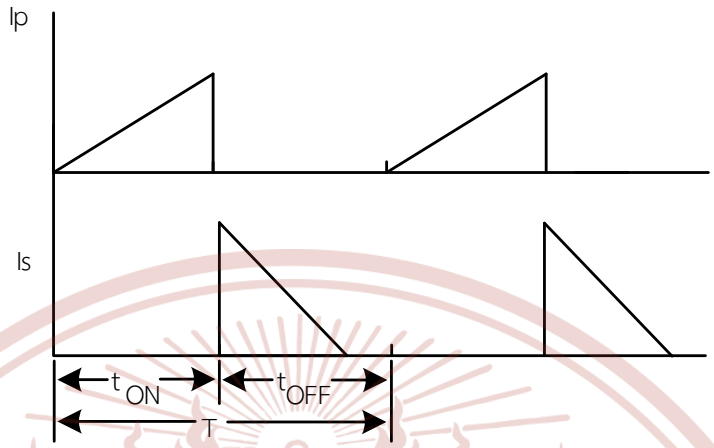
ค่าแรงดันเอาต์พุตสามารถหาได้จากความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าในวงจร โดยถ้ากำหนดให้อุปกรณ์ทั้งหมดเป็นอุดมคติจะได้ค่ากำลังไฟฟ้าด้านอินพุตจะเท่ากับค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต

$$P_s = P_o \tag{2-38}$$

$$V_s I_s = \frac{V_o^2}{R} \tag{2-39}$$

ค่ากระแสอินพุตเฉลี่ยจะหมายถึงพื้นที่ของรูปคลื่นสามเหลี่ยม ดังภาพที่ 2-6 หารด้วยคาบเวลาสวิตชิ่งจะได้

$$I_s = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_s DT}{L_m} \cdot DT \cdot \frac{1}{T} = \frac{V_s D^2 T}{2L_m} \tag{2-40}$$



ภาพที่ 2-6 ลักษณะของกระแสในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

แทนค่าลงในสมการ 2-39 จะได้

$$\frac{V_s^2 D^2 T}{2L_m} = \frac{V_o^2}{R} \tag{2-41}$$

เมื่อแก้สมการที่ 2-41 จะได้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ

$$V_o = V_s D\sqrt{\frac{RT}{2L_m}} = V_s D\sqrt{\frac{R}{2L_m f_s}} \tag{2-42}$$

2.2.3 การออกแบบหม้อแปลง

การออกแบบหม้อแปลงโดยการต่อหม้อแปลงสองตัว แบบขนานฝั่งปฐมภูมิ (Primary Parallel) และอนุกรมฝั่งทุติยภูมิ (Secondary Series) โดยต่างจากคอนเวอร์เตอร์ทั่วไปที่ใช้หม้อแปลงเพียงตัวเดียว ถ้าออกแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ให้มีกำลังไฟฟ้าเท่ากันทั้ง 2 แบบ ดังสมการที่ (2-43)

$$\frac{1}{2}L_{m_A}i^2 f_{sw} = \frac{1}{2}(L_{m_B1}i_1^2 + L_{m_B2}i_2^2)f_{sw} \tag{2-43}$$

L_{m_A} คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กแบบทั่วไป

L_{m_B1} คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กของการออกแบบตัวที่ 1

L_{m_B2} คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กของการออกแบบตัวที่ 2

f_{sw} คือ ความถี่สวิตช์

เนื่องจากหม้อแปลงคุณสมบัติเหมือนกัน กำหนดให้ $L_{m_B1} = L_{m_B2} = L_{m_B}$ และ $i_1 = i_2 = i_B$ จะได้ดังสมการที่ (2-44)

$$L_{m_A} = 2L_{m_B} \tag{2-44}$$

จากสมการที่ (2-44) หม้อแปลงจะมีขนาดเล็กลง ถ้าพันขดลวดให้มีจำนวนรอบน้อยลงจะส่งให้ค่าเหนี่ยวนำรั่วไหล (Leakage inductance) มีค่าน้อยลง และจากการออกแบบเมื่อค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลมีค่าน้อยลง ส่งผลให้ความต้องการค่าความต้านทาน[9] R_{clamp} มากขึ้นจะคำนวณจากสมการที่ (2-45) ส่วน C_{clamp}จะน้อยลงจากสมการที่ (2-46) และการออกแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ด้วยหม้อแปลงสองตัว สามารถลดกำลังการสูญเสียจากสนับเบอร์ลงเมื่อมีการออกแบบให้ V_{clamp} เท่ากันจะคำนวณจากสมการที่ (2-47)

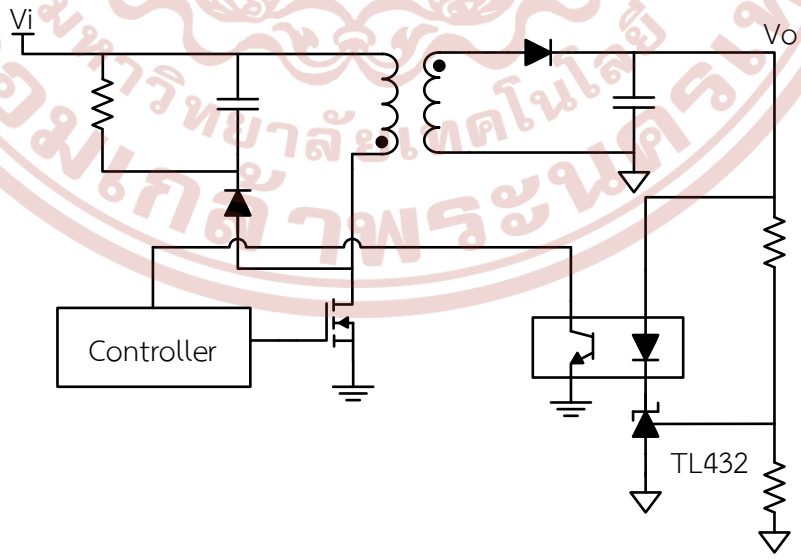
$$R_{clamp} = \frac{2V_{clamp}(V_{clamp}-NV_o)}{f_{sw}L_{leak}I_{peak}^2} \quad (2\text{-}45)$$

$$C_{clamp} = \frac{5}{R_{clamp}f_{sw}} \quad (2\text{-}46)$$

$$P_{loss_clamp} = \frac{1}{2}L_{leak}I_{peak}^2 f_{sw}\left(\frac{V_{clamp}}{V_{clamp}-NV_o}\right) \quad (2\text{-}47)$$

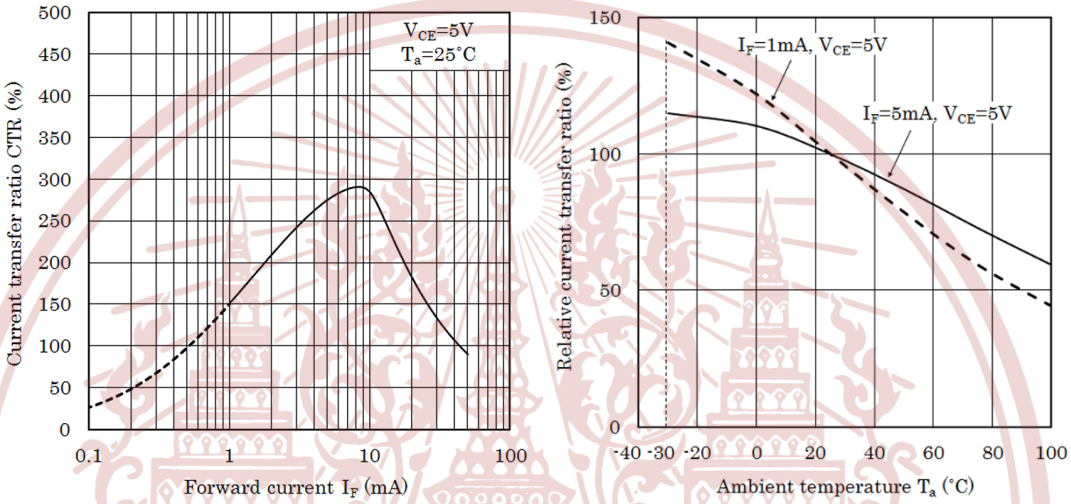
2.2.4 ระบบป้อนกลับ

ในระบบป้อนกลับ (Feedback System) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์มีบทบาทสำคัญในการควบคุมเสถียรภาพของแรงดันเอาต์พุต วงจรแบบเดิมมักใช้ออปโตคัปเปอร์ร่วมกับตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ TL432 ทำหน้าที่ควบคุมแรงดันอ้างอิง ออปโตคัปเปอร์ทำหน้าที่แยกกราวด์ระหว่างสองฝั่ง โดยมีตัวเปล่งแสง (LED) และตัวรับแสง (Phototransistor) รวมอยู่ในตัวถังเดียวกัน เมื่อกระแสไหลเข้าสู่ตัวรับแสง LED ก็จะเปล่งแสงไปกระตุ้นตัวรับแสงทำให้วงจรขาออกทำงาน ซึ่งออปโตคัปเปอร์ทำงานเพื่อส่งสัญญาณแรงดันด้านทุติยภูมิไปยังตัวควบคุมของวงจรด้านปฐมภูมิ ดังภาพที่ 2-7



ภาพที่ 2-7 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้การป้อนกลับแบบเดิม

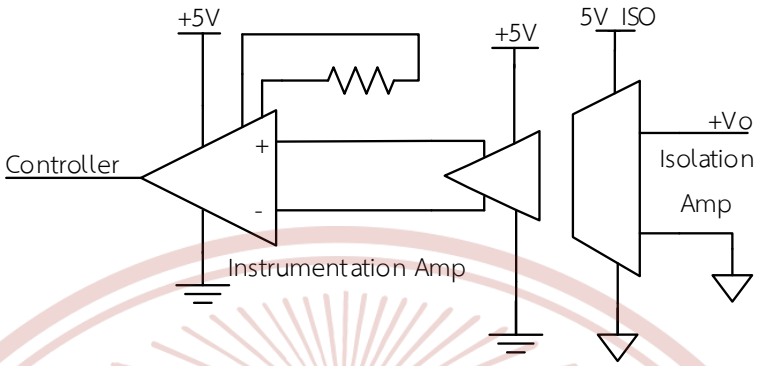
นอกจากนี้การตอบสนองของออปโตคัปเปอร์ที่มีลักษณะอัตราการถ่ายโอนกระแส[10] (Current Transfer Ratio : CTR) ไม่เชิงเส้นเพราะว่าการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิและกระแสไบแอสตรง (Forword Current) มีผลต่ออัตราการถ่ายโอนกระแส[11] อาจส่งผลให้แรงดันเอาต์พุตเกิดการกระเพื่อมสูง ดังภาพที่ 2-8



(ก) กระแสไบแอสตรง (ข) อุณหภูมิ

ภาพที่ 2-8 อัตราถ่ายโอนกระแส (ก) กระแสไบแอสตรง (ข) อุณหภูมิ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบระบบป้อนกลับแบบใหม่ ดังภาพที่ 2-9 โดยใช้ isolation amplifier ร่วมกับ instrumentation amplifier แทนการป้อนกลับแบบเดิมที่ใช้ออปโตคัปเปอร์กับตัวควบคุมแรงดัน ซึ่ง isolation amplifier เป็นแอมพลิฟลายเออร์ที่มีความแม่นยำและมีอัตราขยายคงที่ ทำหน้าที่วัดและขยายสัญญาณแรงดันขนาดเล็ก โดยมีช่วงของสัญญาณอินพุต ± 250 มิลลิโวลต์ และขยายสัญญาณด้วยอัตราคงที่ที่ 8 ส่วนอินพุตของ instrumentation amplifier รับสัญญาณมาจาก isolation amplifier วัดแรงดันแบบ differential ที่มีความแม่นยำสูงและส่งสัญญาณแบบ single-end กลับไปที่คอนโทรลเลอร์ instrumentation amplifier นั้นยังมีค่าแรงดันออฟเซตต่ำเหมาะกับงานวัดสัญญาณที่ต้องการความถูกต้องและความน่าเชื่อถือสูง

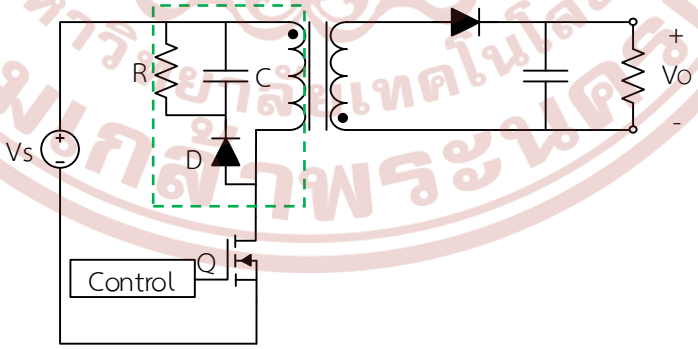


ภาพที่ 2-9 การออกแบบป้อนกลับแบบใหม่

2.2.5 วงจรสนับเบอร์

วงจรสนับเบอร์ (Snubber Circuit) เป็นวงจรเสริมที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อควบคุมหรือจำกัดแรงดันและกระแสชั่วขณะที่เกิดขึ้นในช่วงการสวิตชิ่งของมอสเฟต โดยเฉพาะในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ จะมีแรงดันกระชาก (Voltage Spike) มักเกิดจากพลังงานที่สะสมอยู่ในค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง เมื่อสวิตช์ปิดกะทันหัน พลังงานดังกล่าวจะถูกปลดปล่อยออกมาในรูปของแรงดันสูงชั่วขณะ ซึ่งอาจเกินพิกัดของอุปกรณ์และก่อให้เกิดความเสียหายได้ ดังนั้นวงจรสนับเบอร์จึงถูกออกแบบมาเพื่อดูดซับพลังงานส่วนเกินและลดการสั่น (Ringing)

วงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน ปกติการพังเสียหายของมอสเฟตขณะทำงานมักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัด วงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าพิกัด โดยการต่อวงจร RCD สนับเบอร์ดังภาพที่ 2-10



ภาพที่ 2-10 วงจรสนับเบอร์ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของวงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินคือ ในขณะที่มอสเฟต (Q) เริ่มหยุดนำกระแสตัวเก็บประจุ (C) จะถูกชาร์จผ่านไดโอด (D) จากแรงดันสไปค์ ค่าความต้านทานจะทำให้แรงดันตก

คร่อมตัวเก็บประจุที่ค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่มอสเฟตขณะเกิดสไปค์จึงถูกกักไว้ด้วยแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ เนื่องจากแรงดันสไปค์เกิดในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงสไปค์มีค่าลดลงตัวเก็บประจุจะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน แรงดันตกคร่อมที่มอสเฟตจะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ ดังนั้นวงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแฝงที่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ในตัวเก็บประจุแทน สามารถหาค่าความต้านทาน ค่าตัวเก็บประจุ และกำลังสูญเสียได้จากสมการที่ (2-45) ถึง (2-47)

พระจอมเกล้าพระนครเหนือ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยี

บทที่ 3
การออกแบบวงจรทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า

บทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า และแหล่งจ่ายไฟแรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ หลัก ๆ ของวิจัยนี้จะอ้างถึงการออกแบบวงจรทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า เนื่องจากการวัดค่าความต้านทานมีความสำคัญต่อการประเมินสภาพของฉนวน รวมถึงบ่งชี้ประสิทธิของอุปกรณ์วัดอีกด้วย และแหล่งจ่ายไฟแรงดันกระแสตรงมีหน้าที่จ่ายแรงดันเพื่อทดสอบฉนวนไฟฟ้าตามมาตรฐาน อธิบายโครงสร้างและหลักการฟังก์ชันการทำงานของแต่ละอุปกรณ์

อุปกรณ์ทดสอบมีวิธีวัดค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า 2 แบบ คือ การวัดกระแสชันท์ และการแบ่งแรงดัน เพื่อเปรียบเทียบค่าความแม่นยำ (Accuracy) แต่ละวิธีวัดค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า เพราะแสดงถึงสามารถของเครื่องมือที่แสดงค่าที่วัดได้ใกล้เคียงกับค่าจริงมากน้อยเพียงใด ซึ่งมีผลต่อความน่าเชื่อถึงจากข้อมูลที่วัดได้

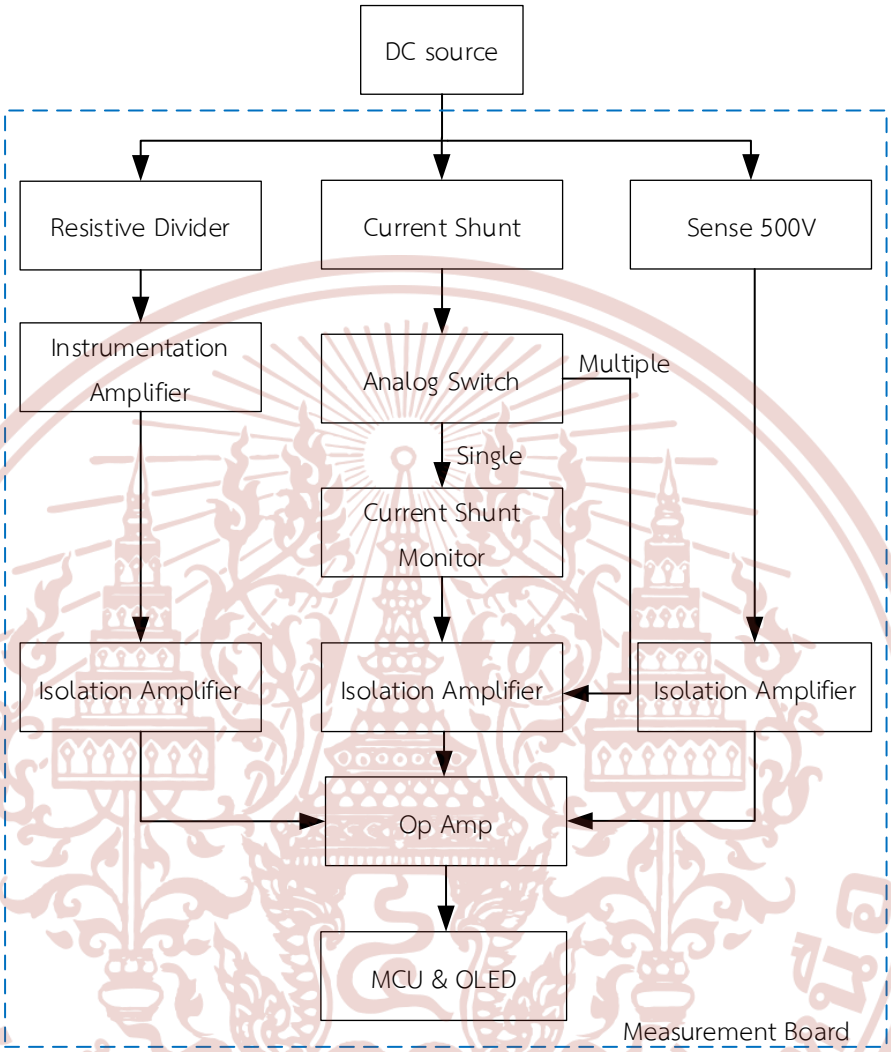
3.1 โครงสร้างของวงจรวัดค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า

การออกแบบอุปกรณ์ทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าจะประกอบไปด้วยบอร์ด 2 ตัว คือ บอร์ดวัดค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า และบอร์ดแหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ โดยการออกแบบวงจรจะมีวิธีการวัดทั้งหมด 3 วิธีได้แก่

1. ตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว (Single Shunt)
2. ตัวต้านทานชันท์หลายตัว (Multiple Shunt)
3. การแบ่งแรงดัน (Resistive Divider)

โดยภาพที่ 3-1 แสดงส่วนประกอบหลักและการทำงานของวงจรวัดค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าภายในบอร์ดดังนี้

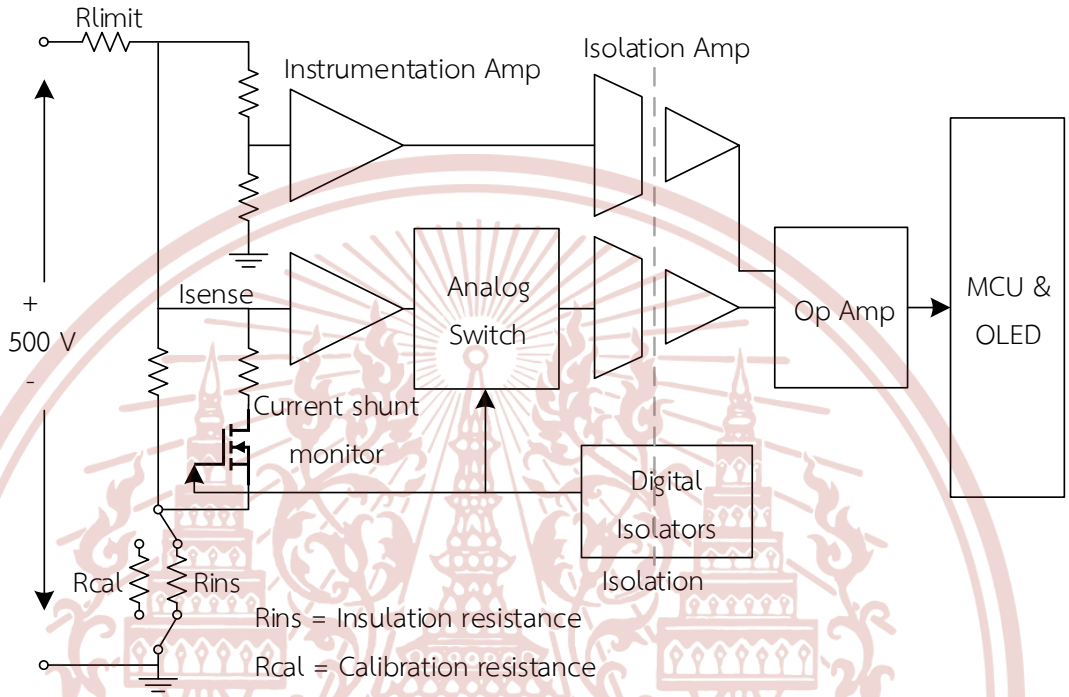
1. ตัวตรวจจับกระแสชันท์ (Current Shunt Monitor)
2. ตัวขยายสัญญาณเครื่องมือวัด (Instrumentation Amplifier)
3. ตัวขยายสัญญาณแบบแยกทางไฟฟ้า (Isolation Amplifier)
4. ตัวขยายสัญญาณออปแอมป์ (Op-Amp)



ภาพที่ 3-1 ส่วนประกอบหลักของบอร์ดวัดสัญญาณ

จากภาพที่ 3-1 แสดงรายละเอียดส่วนประกอบและการทำงานของบอร์ดวัดค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า อินพุตรับแรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ ที่เป็นแรงดันทดสอบและวัดแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานชันท์ โดยใช้ current shunt monitor เป็นตัวตรวจจับสัญญาณและสามารถขยายสัญญาณได้ ถ้าหากจะใช้วิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัวสามารถบายพาส current shunt monitor ด้วยสวิตช์อนาล็อก จากนั้นสัญญาณจะถูกแยกจากกันทางไฟฟ้าด้วย isolation amplifier และส่งสัญญาณไปที่ op amp ก่อนเข้าไมโครคอนโทรลเลอร์ (MCU) วิธีแบ่งแรงดัน (Resistive Divider) จะวัดแรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน โดยใช้ instrumentation amplifier เป็นตัวขยายสัญญาณเครื่องมือวัดและแยกสัญญาณทางไฟฟ้าด้วย isolation amplifier ส่งสัญญาณไปที่ op amp ก่อนเข้า

ไมโครคอนโทรลเลอร์ และส่วนสุดท้ายเป็นตัวตรวจวัดแรงดันอินพุต 500 โวลต์ และแสดงผลอินพุตบนหน้าจอ OLED

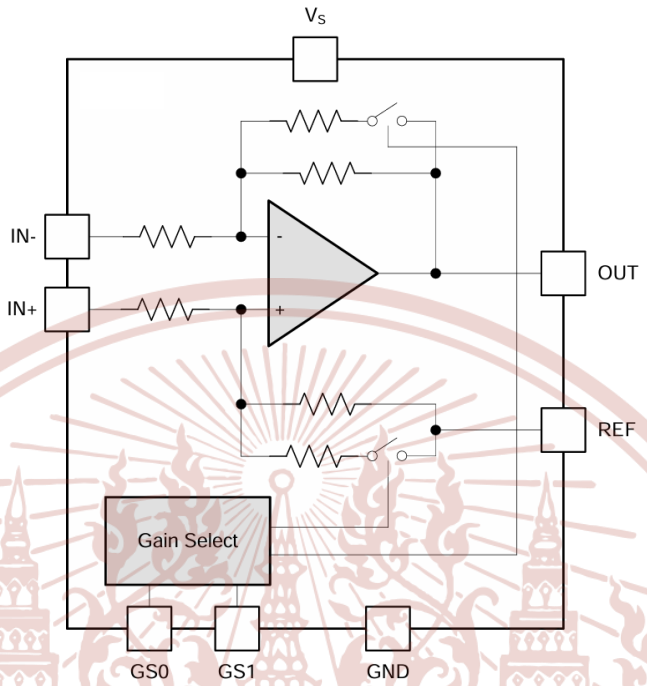


ภาพที่ 3-2 วงจรของบอร์ดวัดสัญญาณ

จากภาพที่ 3-2 แสดงรายละเอียดวงจรของบอร์ดวัดสัญญาณ ซึ่งอธิบายวงจรเพิ่มเติมจากภาพที่ 3-1 ด้วยการเพิ่มตัวต้านทานของแต่ละวิธีวัด เพิ่มตัวต้านทานลิมิต (Rlimit) เพื่อจำกัดกระแสของอินพุต เพิ่มตัวต้านทานของฉนวนไฟฟ้าที่ต้องการทดสอบ (Rins) เพิ่มตัวแยกสัญญาณดิจิตอล โดยมีอินพุตจาก DIP Switch ทำหน้าที่สั่งและควบคุมการทำงานของวงจร และเอาต์พุตต่อกับมอสเฟตกับสวิตช์อนาล็อก

3.1.1 ตัวตรวจจับกระแสชันท์ (Current Shunt Monitor)

เป็นตัวขยายสัญญาณตรวจจับกระแสไฟฟ้าจากตัวต้านทานชันท์ โดยตรวจวัดแรงดันตกคร่อมของตัวต้านทานชันท์ และสามารถขยายสัญญาณได้ โดยอัตราขยายมีให้เลือกหลายขนาดดังตารางที่ 3-1 ด้วยอุปกรณ์มีออฟเซ็ตต่ำที่มีค่าขยายที่แม่นยำ ทำให้สามารถวัดแรงดันตกคร่อมของตัวต้านทานชันท์ได้ต่ำและแม่นยำสูงดังภาพที่ 3-3



ภาพที่ 3-3 ตัวตรวจจับกระแสชันท์

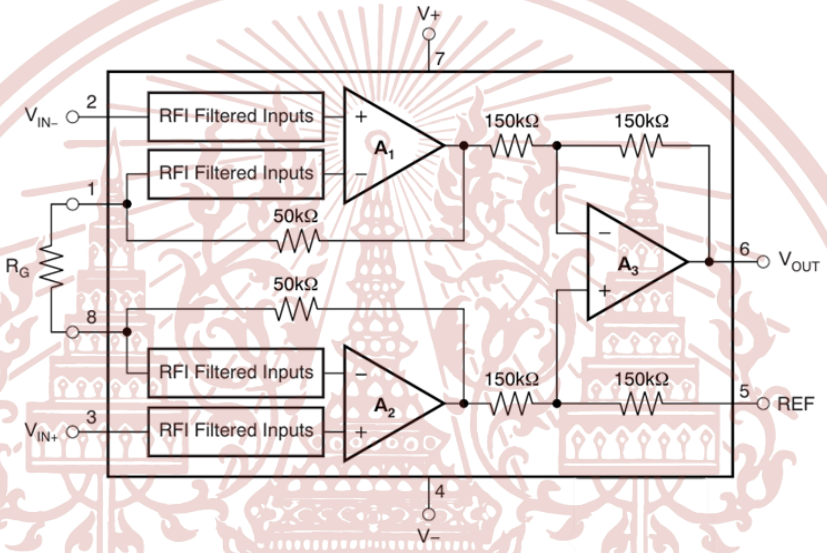
จากตารางที่ 3-1 เป็นการเลือกอัตราขยายสัญญาณที่ต้องการขยายแรงดันตกคร่อมของตัวต้านทานชันท์ที่มีขนาดเล็กมาก มีอัตราขยายสัญญาณ 4 ค่า ได้แก่ 25V/V 50V/V 100V/V และ 200V/V โดยควบคุมผ่านขาสัญญาณ GS0 และ GS1 มีการใช้ทั้งไฟเลี้ยง (Vs) หรือกราวด์ (GND) เพื่อกำหนดอัตราขยายสัญญาณ โดยทั่วไปขาสัญญาณที่เลือกจะถูกตั้งค่าคงที่สำหรับการใช้งานส่วนใหญ่ ฉะนั้นงานวิจัยนี้เพื่อแสดงอัตราขยายสัญญาณแรงดันตกคร่อมของตัวต้านทานชันท์ จึงเลือกอัตราขยาย 25 ขยายสัญญาณที่มีขนาดไม่เล็กมาก และอัตราขยาย 200 ขยายสัญญาณแรงดันที่มีขนาดเล็กมากจากการทดสอบค่าความต้านทานฉนวนไฟฟ้าที่มีช่วงกว้าง

ตารางที่ 3-1 อัตราขยายสัญญาณของตัวตรงจับกระแสชันท์

GS0	GS1	Gain
GND	GND	25V/V
GND	Vs	50V/V
Vs	GND	100V/V
Vs	Vs	200V/V

3.1.1 ตัวขยายสัญญาณเครื่องมือวัด (Instrumentation Amplifier)

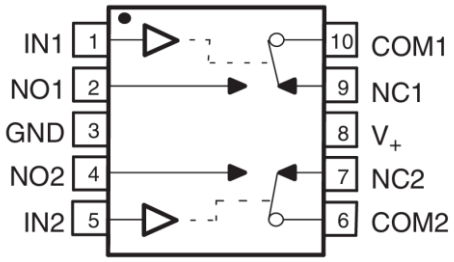
เป็นตัวขยายสัญญาณแบบผลต่างที่ออกแบบมาเพื่อขยายสัญญาณอ่อนๆ ที่มีความแม่นยำสูง ดังรูปที่ 3-4 การออกแบบใช้ออปแอมป์ 3 ตัว และใช้พลังงานต่ำ การตั้งค่าอัตราขยายสามารถทำได้ตั้งแต่ 1 ถึง 1000 โดยใช้ตัวต้านทานภายนอกแค่ตัวเดียว (RG) อุปกรณ์นี้ใช้กับวิธีแบ่งแรงดัน (Resistive Divider) ที่วัดแรงดันตกคร่อมของตัวต้านทานและขยายสัญญาณที่มีขนาดเล็กด้วย instrumentation amplifier ที่มีความแม่นยำสูง



ภาพที่ 3-4 ตัวขยายสัญญาณเครื่องมือวัด

3.1.2 สวิตช์อนาล็อก

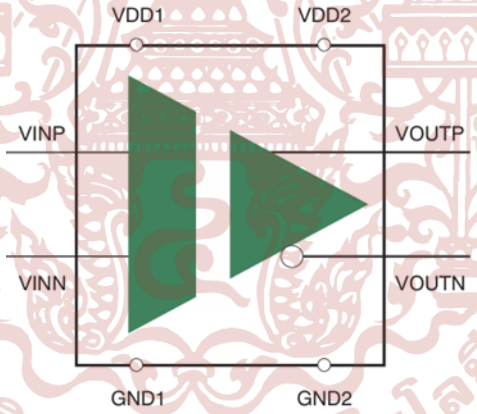
สวิตช์อนาล็อกใช้เพื่อบายพาสตัวตรวจจับกระแสชันท์ เมื่อวิธีวัดแบบตัวต้านทานชันท์หลายตัวมีค่าแรงดันตกคร่อมของตัวต้านทานชันท์มากกว่าวิธีตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว จึงสามารถบายพาสตัวตรวจจับกระแสชันท์ ไม่จำเป็นต้องมีตัวขยายสัญญาณ จึงใช้สวิตช์อนาล็อก ดังภาพที่ 3-5 เป็นสวิตช์อนาล็อกแบบสองช่อง (Dual Single-Pole Double-Throw, SPDT) โดยขา NO1 กับ NO2 เชื่อมต่อกับเอาต์พุตของตัวตรวจจับกระแสชันท์และขา NC1 และ NC2 ต่อกับจุดแรงดันตกคร่อมของตัวต้านทานชันท์ ซึ่งอยู่ระหว่างขา ISENSE และ MID การเลือกใช้งานระหว่างทั้งสองช่องสัญญาณความแตกต่างของสวิตช์อนาล็อก ถูกควบคุมโดยสัญญาณขา MUX ซึ่งมาจากตัวแยกสัญญาณดิจิตอล (Digital Isolator)



ภาพที่ 3-5 สวิตช์อนาล็อก

3.1.3 ตัวขยายสัญญาณแยกทางไฟฟ้า (Signal Isolator Amplifier)

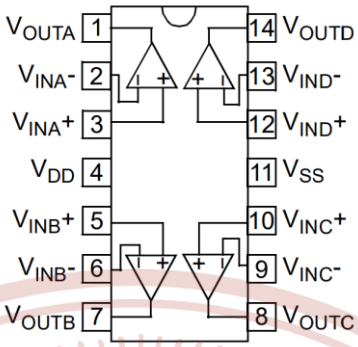
เป็นตัวขยายสัญญาณความต่างแบบแยกส่วน (Fully Differential Isolation Amplifier) ทำหน้าที่แยกสัญญาณทางไฟฟ้า มีอัตราขยายสัญญาณคงที่เท่ากับ 8 ดังภาพที่ 3-6 อินพุต VINP และ VINN รับสัญญาณมาจากตัวตรวจจับสัญญาณ แยกสัญญาณกับเอาต์พุต VOUTP VOUTN ที่เป็นสัญญาณความต่างก่อนเข้าไมโครคอนโทรลเลอร์



ภาพที่ 3-6 ตัวขยายสัญญาณแยกทางไฟฟ้า

3.1.4 ตัวขยายสัญญาณออปแอมป์ (Op-Amp)

เป็นออปแอมป์ (Op-Amp) ที่ในชิปมีออปแอมป์ 4 ตัว (Quad Op-Amp) ที่สำหรับใช้งานทั่วไปดังภาพที่ 3-7 ในวงจรทำหน้าที่แปลงสัญญาณความต่างจาก isolation amplifier ไปเป็นสัญญาณเส้นเดียวเพื่อเข้าไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งอินพุตขา V_{INA+} ,V_{INA-} , V_{INB+} ,V_{INB-} , V_{INC+} ,V_{INC-} รับสัญญาณจาก isolator amplifier ทั้ง 3 ตัวจากภาพที่ 3-1 และเอาต์พุตไปเข้าไมโครคอนโทรลเลอร์



ภาพที่ 3-7 ออปแอมป์

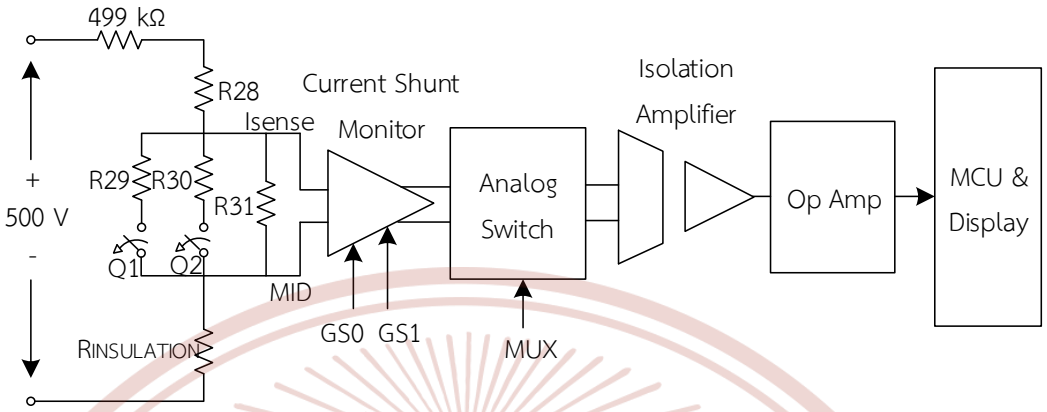
3.2 การวัดแบบกระแสชันท์ (Current Shunt)

การวัดค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าวิธีนี้ ด้วยการวัดแรงดันตกคร่อมของตัวต้านทานชันท์ที่มีค่าขนาดเล็กต่ออนุกรมกับตัวฉนวนไฟฟ้า โดยตัวต้านทานชันท์มีค่าคงที่ต่ำ การวัดวิธีนี้มี 2 แบบ ได้แก่ ตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว และตัวต้านทานชันท์หลายตัวที่มีส่วนแตกต่างกันที่ตัวต้านทานชันท์ขนานกันในวงจรดังนี้

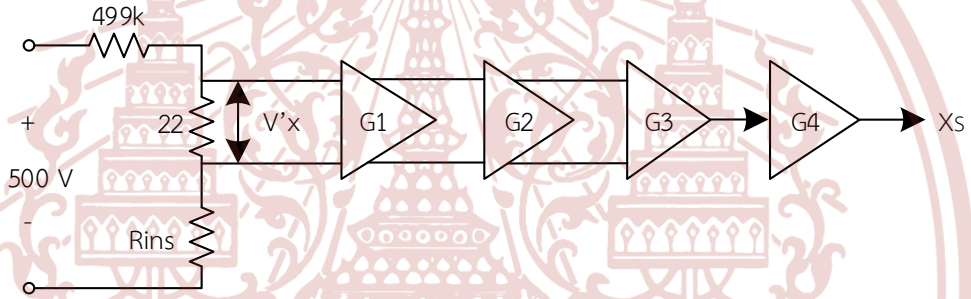
3.2.1 การวัดตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว (Single Shunt)

การวัดค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว เป็นวิธีวัดกระแสรั่วไหลด้วยการใช้ตัวต้านทานชันท์เพียงตัวเดียวอนุกรมกับตัวต้านทานของฉนวนไฟฟ้า ในการตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านแสดงแผนภาพบล็อกไดอะแกรม แสดงดังภาพที่ 3-8 โดยเริ่มจากแหล่งจ่ายไฟแรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ มีตัวต้านทาน 499 kΩ เป็นตัวจำกัดกระแสที่จะไหลผ่านในวงจรเพื่อให้กระแสอยู่ในย่านที่เข้าอินพุต current shunt monitor ได้อย่างปลอดภัย โดยใช้ตัวต้านทานชันท์เพียงตัวเดียวคือ R31 มีค่าเท่ากับ 22 Ω เนื่องจากปิดมอสเฟต Q_1 และ Q_2 ทำให้กระแสไม่ไหลผ่าน R29 และ R30 จากนั้น current shunt monitor จะขยายสัญญาณแรงดันตกคร่อมของตัวต้านทานชันท์ที่มีขนาดเล็กเพื่อให้อ่านสัญญาณได้ชัดเจนยิ่งขึ้น มีอัตราขยายสัญญาณหลายค่าเพื่อรองรับตรวจจับกระแสไฟฟ้าหลายขนาด เนื่องจากถ้าค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าที่วัดมีค่าสูง กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านจะมีค่าน้อย จึงต้องใช้อัตราขยายหลายขนาด โดยกำหนดอัตราขยายจากขา GS0 และ GS1

จากนั้นกระแสที่ตรวจวัดจะผ่านสวิตช์อนาล็อก และผ่านไปยังตัวแยกสัญญาณทางไฟฟ้า ที่เป็นตัวขยายสัญญาณผลต่าง มีอัตราขยายคงที่ 8 เท่า และมีการแยกทางไฟฟ้าเพื่อแยกกันระหว่างอินพุตและเอาต์พุต เมื่อเอาต์พุตของ isolation amplifier เป็นสัญญาณผลต่าง (differential) ต้องการเอาต์พุตแบบ single-end จึงใช้ออปแอมป์สำหรับส่งค่าเข้าไมโครคอนโทรลเลอร์และแสดงค่าที่วัดผ่านหน้าจอ OLED



ภาพที่ 3-8 แผนภาพวงจรดารวัดตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว



ภาพที่ 3-9 อัตราขยายการวัดตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว

จากภาพที่ 3-9 เป็นแผนภาพแสดงวิธีคำนวณอัตราขยายของการวัดตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว ส่วนแรกของวงจรที่ผ่านแรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ วัดแรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน 22 Ω จากนั้นจะผ่านอัตราขยายของอุปกรณ์แต่ละตัว ในวิธีนี้มีตัวตรวจจับกระแสชันท์ อัตราขยายสัญญาณหลายค่า ได้แก่ 25V/V 50V/V 100V/V และ 200V/V หลังจากนั้นจะผ่านการขยายสัญญาณของอุปกรณ์ทุกตัว ดังนั้นเอาต์พุตตัวสุดท้ายจะเข้าสู่ไมโครคอนโทรลเลอร์ Xs ซึ่งแสดงวิธีคำนวณดังสมการที่ 3-1 ถึง สมการที่ 3-5 จะคิดแบบไปหน้า

$$V'_x = \frac{22}{499k+22+R_{ins}} V_i \quad (3\text{-}1)$$

อัตราขยาย 25V/V

$$V_{G1} = 25V'_x \quad (3\text{-}2)$$

อัตราขยาย 50V/V

$$V_{G1} = 50V'_x \quad (3\text{-}3)$$

อัตราขยาย 100V/V

$$V_{G1} = 50V_x' \quad (3\text{-}4)$$

อัตราขยาย 200V/V

$$V_{G1} = 200V_x' \quad (3\text{-}5)$$

อัตราขยายจาก current shunt monitor

$$V_{G2} = 8V_{G1} \quad (3\text{-}6)$$

$$V_{G3} = \frac{2k}{1.2k}V_{G2} \quad (3\text{-}7)$$

$$X_s = \frac{1024}{5}V_{G3} \quad (3\text{-}8)$$

จากสมการที่ผ่านมาเป็นการคำนวณแบบไปหน้า ที่แสดงค่าเอาต์พุตสุดท้ายเป็น X_s ที่ไมโครคอนโทรลเลอร์จากการอ่านค่า จากนั้นจะคำนวณย้อนกลับเพื่อหาค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า (R_{ins}) ที่ต่อในวงจรแสดงดังสมการที่ 3-6 ซึ่งมีหลายสมการตามอัตราขยายที่เลือกใช้ขยายสัญญาณตามความเหมาะสม

อัตราขยาย 25 V/V

$$R_{ins} = \frac{4505600V_i}{3X_s} - 499k - 22 \quad (3\text{-}9)$$

อัตราขยาย 50 V/V

$$R_{ins} = \frac{9011200V_i}{3X_s} - 499k - 22 \quad (3\text{-}10)$$

อัตราขยาย 100 V/V

$$R_{ins} = \frac{18022400V_i}{3X_s} - 499k - 22 \quad (3\text{-}11)$$

อัตราขยาย 200 V/V

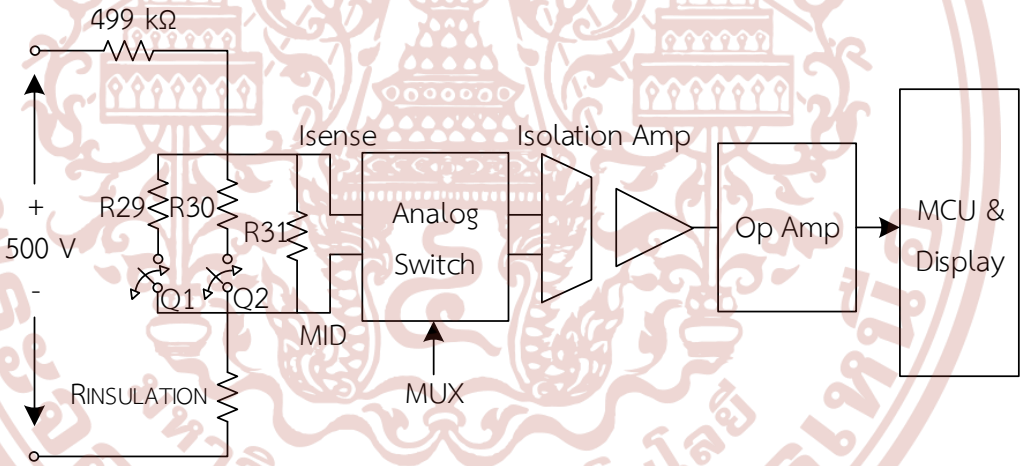
$$R_{ins} = \frac{36044800V_i}{3X_s} - 499k - 22 \quad (3\text{-}12)$$

3.2.2 การวัดตัวต้านทานชันท์หลายตัว (Multiple Shunt)

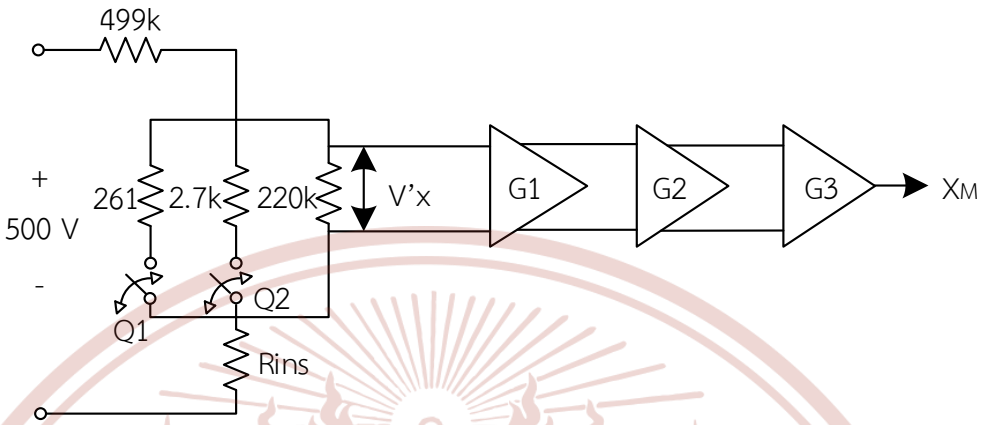
การวัดค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัว คล้ายกับวิธี Single Shunt เป็นการขยายย่านวัดที่สามารถวัดกระแสรั่วไหลได้หลายระดับ โดยใช้ตัวต้านทานชันท์หลายตัวขนานกันทั้งหมด 3 ตัว ได้แก่ R29 R30 และ R31 ซึ่งแต่ละย่านวัดใช้ค่าความต้านทานชันท์ต่างกัน

อย่างเช่น วัดค่าฉนวนไฟฟ้าที่ค่าต่ำจะใช้ค่าต้านทานชันท์ที่มีค่าต่ำ และเมื่อวัดค่าฉนวนไฟฟ้าที่มีค่าสูงจะใช้ค่าความต้านทานชันท์สูง ซึ่งค่าความต้านทานฉนวน แปรผันตรงกับค่าความต้านทานชันท์ ในวิธีนี้จะใช้มอสเฟต Q_1 และ Q_2 ในการสลับค่าความต้านทานชันท์ ของแต่ละย่านวัด ดังตารางที่ 3-2

จากนั้นแรงดันที่ตกคร่อมของตัวตานทานชันท์ (แรงดันที่ ISENSE และ MID) จะไม่ผ่าน current shunt monitor ที่เป็นตัวขยายสัญญาณเพราะว่าแรงดันที่ตกคร่อมของตัวต้านทานชันท์มีขนาดใหญ่พอสมควรสำหรับการตรวจจับแรงดันตกคร่อมได้ จึงไม่จำเป็นต้องใช้ current shunt monitor เหมือนกันกับวิธี Single Shunt โดยใช้ตัวเลือกสัญญาณ MUX บายพาส current shunt monitorและต่อกับ isolation amplifier ที่เป็นตัวขยายสัญญาณแยกทางไฟฟ้าหรือแยกกราวด์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต เพื่อลดผลกระทบสัญญาณรบกวนหรือแรงดันเกินในวงจร จากนั้นต่อกับออปแอมป์ เพื่อให้เอาต์พุตที่เป็นผลต่างเป็น Single-end และส่งสัญญาณแรงดันเข้าไมโครคอนโทรลเลอร์และแสดงผลผ่าน OLED แสดงดังภาพที่ 3-10



ภาพที่ 3-10 แผนภาพวงจรการวัดตัวต้านทานชันท์หลายตัว



ภาพที่ 3-11 อัตราขยายของการวัดตัวต้านทานชันท์หลายตัว

จากภาพที่ 3-11 เป็นแผนภาพแสดงวิธีคำนวณอัตราขยายของวิธี Multiple Shunt โดยเริ่มจากวงจรที่แรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ วัดแรงดันตกคร่อมของความต้านทานชันท์ได้แก่ 261 Ω 2.7 kΩ และ 220 kΩ ซึ่งความต้านทานชันท์ทั้ง 3 ตัวนี้จะถูกใช้งานไม่เหมือนกัน เพราะมีการแบ่งย่านวัดตามค่าความต้านทาน โดยมีการสั่งปิดเปิดสวิตช์ Q1 ของ 261 Ω และ Q2 ของ 2.7 kΩ จาก DIP Switch หลังจากนั้นวิธีคำนวณจะคล้ายกับวิธีก่อนหน้านี้ ซึ่งแสดงการคำนวณดังสมการที่ 3-7

ตารางที่ 3-2 แบ่งย่านวัดในวิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัว

ช่วงย่านวัดที่	ค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า	ค่าความต้านทานชันท์	R_p
1	0 – 3 MΩ	R29 || R30 || R31 || Ramp	235.735206776
2	3.1 MΩ - 39 MΩ	R30 || R31 || Ramp	2435.281714888
3	40 MΩ - 100 MΩ	R31 || Ramp	24838.709677419

จากตารางที่ 3-2 แบ่งย่านวัดของฉนวนไฟฟ้า มีการขนานตัวต้านทานชันท์หลายตัว โดยมี Ramp ที่เป็นอิมพิแดนซ์อินพุตภายในของ current shunt monitor ขนานร่วมด้วยกัน มีค่าเท่ากับ 28 kΩ และคำนวณค่าความต้านทานชันท์ขนานกัน (Rp)

$$V_x' = \frac{R_p}{499k+R_p+R_{ins}} V_i \quad (3\text{-}13)$$

$$V_{G1} = 8V_x' \quad (3\text{-}14)$$

$$V_{G2} = \frac{2k}{1.2k} V_{G1} \quad (3\text{-}15)$$

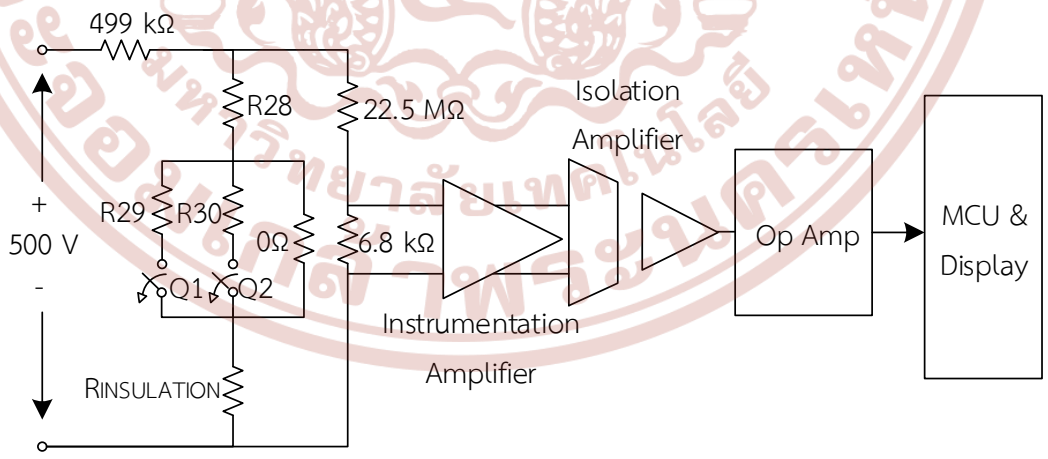
$$X_M = \frac{1024}{5} V_{G2} \quad (3\text{-}16)$$

จากสมการที่ 3-16 เป็นการคำนวณแบบไปหน้าจากภาพที่ 3-11 แสดงค่าเอาต์พุตสุดท้ายและเข้าไมโครคอนโทรลเลอร์ X_M จะสังเกตได้ว่าการคำนวณ V_{G1} ถัดลงมาการคำนวณจะคล้ายกับวิธี Single Shunt เพราะว่าตั้งแต่ส่วนอุปกรณ์ current shunt monitor เป็นต้นมา วางอุปกรณ์ในวงจรเหมือนกันทำให้การคำนวณส่วนนั้นเหมือนกัน ฉะนั้นจะคำนวณย้อนกลับเพื่อหาค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า (Rins) ซึ่งแสดงสมการที่ 3-17

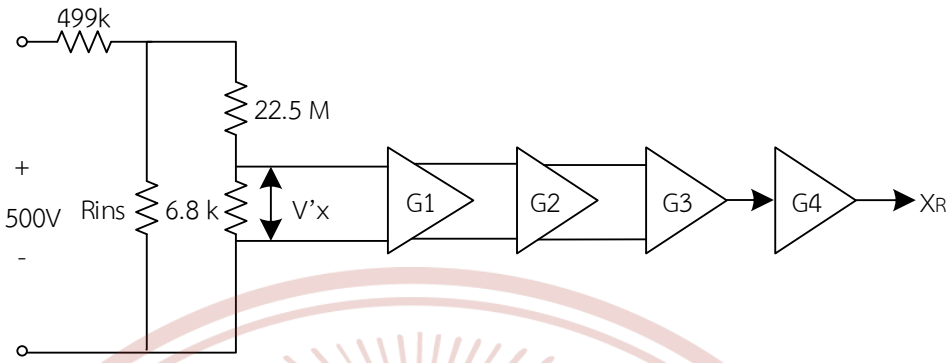
$$R_{ins} = \frac{8192 R_p V_i}{3 X_M} - 499k - Rp \quad (3\text{-}17)$$

3.3 การวัดแบบแบ่งแรงดัน (Resistive Divider)

การวัดค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีการวัดแบบแบ่งแรงดัน วิธีนี้จะแตกต่างกับวิธีวัดกระแสแบบชันท์ ดังภาพที่ 3-12 โดยใช้ตัวต้านทานของการแบ่งแรงดันเพื่อลดระดับแรงดันสูง ลงมาให้อยู่ในระดับที่ต่ำพอเข้าอินพุตของ instrumentation amplifier ได้อย่างปลอดภัย จะสังเกตว่ามอสเฟต Q_1 และ Q_2 ทั้งสองตัวปิด เปลี่ยนตัวต้านทาน R31 เป็น 0Ω จะพบว่าตัวฉนวนไฟฟ้าขนานกับตัวต้านทานที่เอาไว้แบ่งแรงดัน ซึ่งวงจรขนานกันทำให้แรงดันจะเท่ากัน ส่วนตัวต้านทานของการแบ่งแรงดันวัดแรงดันตกคร่อมที่ 6.8 kΩ จะเหลือแรงดันหลักมิลลิโวลต์ (mV)



ภาพที่ 3-12 แผนภาพวงจรการวัดแบบแบ่งแรงดัน



ภาพที่ 3-13 อัตราขยายของการวัดแบบแบ่งแรงดัน

จากภาพที่ 3-13 เป็นแผนภาพวิธีการคำนวณอัตราขยายของวิธีแบ่งแรงดัน โดยเริ่มจากส่วนวงจรแรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ วัดแรงดันตกคร่อม (V'x) ของตัวต้านทาน 6.8 kΩ จากนั้นจะผ่าน instrumentation amplifier มีอัตราขยายเท่ากับ 1 การเชื่อมต่อในวงจรคล้ายกับวิธีก่อนหน้านี้ และเอาต์พุตตัวสุดท้าย X_R จะเข้าสู่ไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่ออ่านค่าที่วัด ซึ่งแสดงการคำนวณแบบคิดไปหน้าดังสมการที่ 3-18

$$Z_X = \frac{R_{ins}(22.5M+6.8k)}{R_{ins}+22.5M+6.8k} \quad (3\text{-}18)$$

Z_X คือ ค่าความต้านทานรวม

$$V_x = \frac{Z_x}{Z_x+499k} V_i \quad (3\text{-}19)$$

$$V_x' = \frac{6.8k}{22.5M+6.8k} V_x \quad (3\text{-}20)$$

$$V_{G1} = V_x' \quad (3\text{-}21)$$

$$V_{G2} = 8V_{G1} \quad (3\text{-}22)$$

$$V_{G3} = \frac{2k}{1.2k} V_{G2} \quad (3\text{-}23)$$

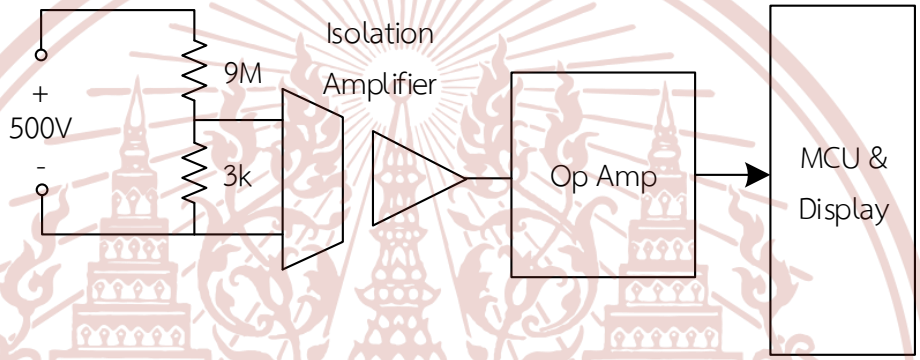
$$X_R = \frac{1024}{5} V_{G3} \quad (3\text{-}24)$$

จากสมการที่ 3-18 เป็นการคำนวณจากวงจรแบบไปหน้า ที่แสดงค่าเอาต์พุตสุดท้ายและเข้าไมโครคอนโทรลเลอร์ (X_R) จะพบว่าช่วงที่หาค่า V_{G2} ถัดลงมา วิธีคำนวณเหมือนกับวิธี Single Shunt และ Multiple Shunt เพราะวงจรคำนวณผลเหมือนกัน ฉะนั้นจะหาค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า (R_{ins}) โดยคำนวณค่าย้อนกลับ ซึ่งแสดงดังสมการที่ 3-25

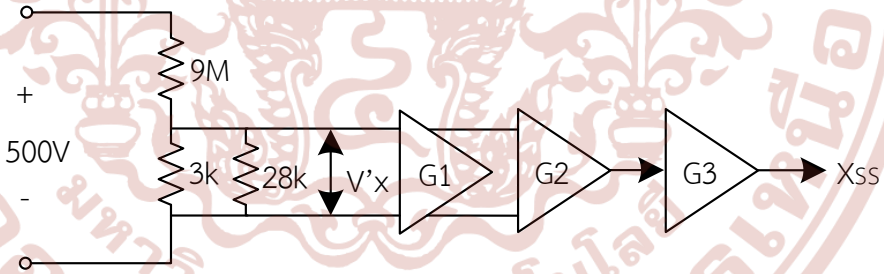
$$R_{ins} = \frac{33692679600000X_R}{55705600V_i - 69017400X_R} \quad (3\text{-}25)$$

3.4 วงจรตรวจจับแรงดันอินพุต

ทำหน้าที่ตรวจจับแรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ ด้วยการใช้วิธีแบ่งแรงดัน (Resistive Divider) เพื่อลดระดับแรงดันที่สูงจาก 500 โวลต์ ให้อยู่ในระดับที่ต่ำเพื่อป้อนเข้าอินพุตของ isolation amplifier เป็นการแยกทางไฟฟ้าให้ปลอดภัย และเพื่อให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณ Single end จึงต้องใช้ออปแอมป์ และแสดงผลผ่านหน้าจอ OLED การตรวจจับแรงดันนี้เพื่อทำให้แน่ใจว่าแรงดันอินพุตที่วัดค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า เป็นแรงดันกระแสตรงอยู่ในระดับ 500 โวลต์ แสดงดังรูปที่ 3-14



ภาพที่ 3-14 แผนภาพวงจรตรวจจับแรงดันอินพุต



ภาพที่ 3-15 อัตราขยายของวงจรตรวจจับแรงดันอินพุต

จากรูปที่ 3-15 แสดงรายละเอียดการคำนวณอัตราขยายของวงจรตรวจจับแรงดันอินพุต โดยเริ่มจากแรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ วัดแรงดันตกคร่อมของตัวต้านทานที่ขนานกัน 3 กิโลโอห์ม และ 28 กิโลโอห์ม หลังจากนั้นการเชื่อมต่อในวงจรเหมือนกับวิธีก่อนหน้านี้ และเอาต์พุตตัวจะเข้าสู่ไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อค่าอ่านค่าที่วัด Xss ซึ่งแสดงการคำนวณแบบคิดไปหน้า ดังสมการที่ 3-26

Rp = 3k || 28k = 2709.67741935484 Ω

$$V_x' = \frac{R_p}{9M+R_p} V_i \quad (3\text{-}26)$$

$$V_{G1} = 8V_x' \quad (3\text{-}27)$$

$$V_{G2} = \frac{2k}{1.2k} V_{G1} \quad (3\text{-}28)$$

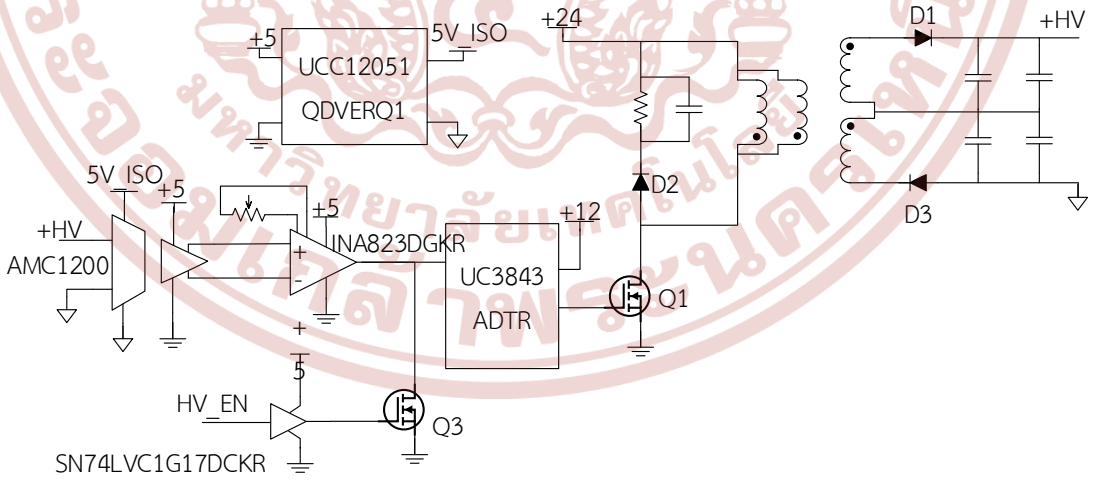
$$X_{ss} = \frac{1024}{5} V_{G2} \quad (3\text{-}29)$$

จากสมการที่ 3-11 เป็นการคำนวณจากวงจรตรวจจับแรงดันอินพุตแบบไปหน้า ที่แสดงค่า Xss ที่ไมโครคอนโทรลเลอร์อ่านค่า จะพบว่าช่วงหาค่าอัตราขยายตั้งแต่ isolation amplifier เป็นต้นมา จะคำนวณเหมือนกันวิธีก่อนหน้านี้ ฉะนั้นจะหาค่าแรงดันกระแสตรงอินพุต 500 โวลต์ เพื่อจะตรวจสอบค่าอินพุตที่วัดได้ ตรงกับค่าแรงดันอินพุตที่กำหนด โดยคำนวณค่าย้อนกลับดังสมการที่ 3-30

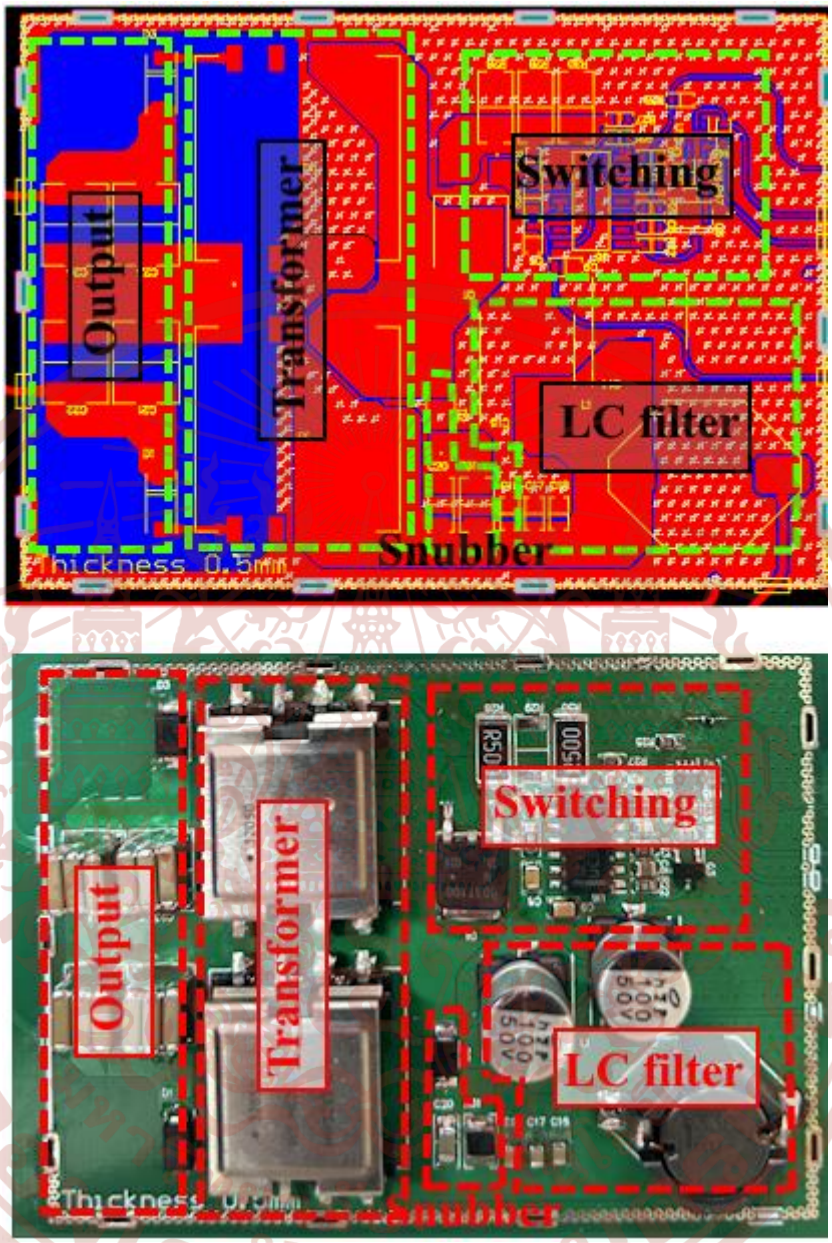
$$V_i = \frac{1.42790122 X_{ss}}{0.82188875093} \quad (3\text{-}30)$$

3.5 วงจรสร้างแรงดันกระแสตรง 500 โวลต์

การออกแบบแหล่งจ่ายไฟแรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ ใช้หลักการของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter) เป็นวงจรแปลงแรงดันกระแสตรง (DC-DC) ทำหน้าที่แปลงแรงดันกระแสตรงอินพุต 24 โวลต์ เป็นแรงดันกระแสตรงเอาต์พุต 500 โวลต์ แสดงภาพรูปที่ 3-16 และการออกแบบวงจรของ PCB ดังภาพที่ 3-17 ซึ่งอธิบายรายละเอียดแบ่งเป็นหลายส่วนดังนี้



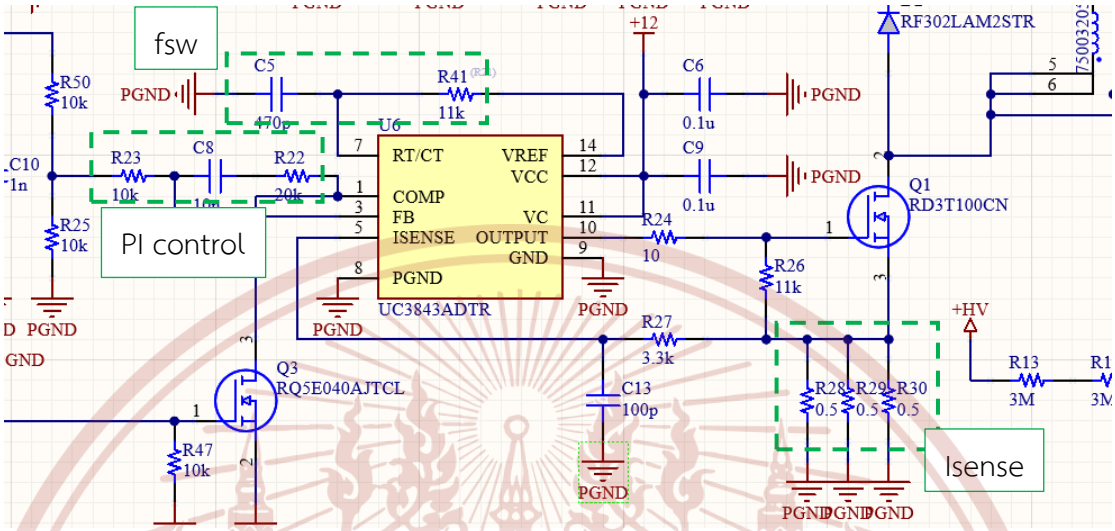
ภาพที่ 3-16 วงจรแหล่งจ่ายไฟแรงดันกระแสตรง 500 โวลต์



ภาพที่ 3-17 ออกแบบ PCB ของวงจรแหล่งจ่ายไฟ

3.5.1 การออกแบบวงจรควบคุม

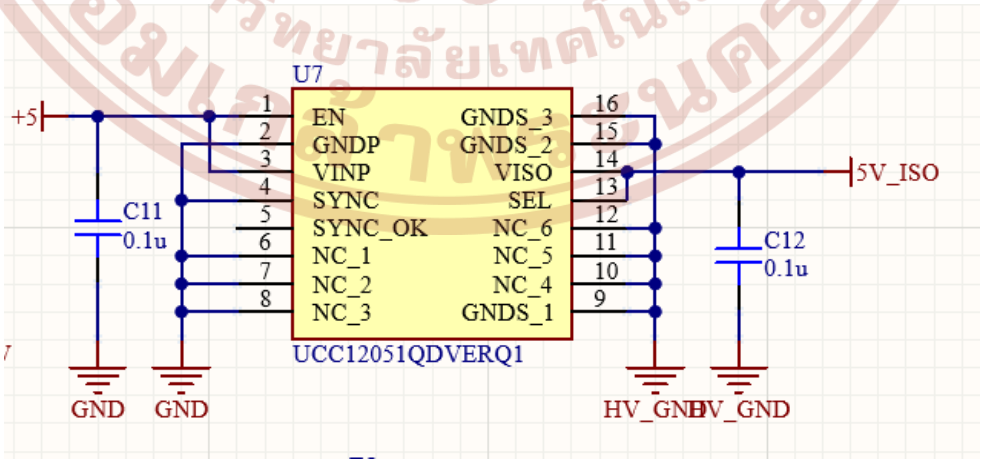
วงจรขับมอสเฟตใช้ไอซี UC3843ADTR ซึ่งเป็นการควบคุม PWM ด้วยกระแส (Current-Mode PWM Controller) ที่มีประสิทธิภาพสูงในการควบคุมแรงดันและกระแสไฟฟ้า ความถี่ในการสวิตช์ที่ 300 กิโลเฮิรตซ์ สามารถปรับความถี่ได้จาก R_{41} และ C_5 ส่วน R_{23} C_8 และ R_{22} สามารถปรับจูนด้วยการควบคุมแบบ PI ที่จะรับกระแสผ่านมอสเฟตและเข้าไปที่ไอซีที่ขา Isense จะช่วยให้ตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดได้อย่างรวดเร็วและสามารถป้องกันการเกิดกระแสเกินได้ ดังภาพที่ 3-18



ภาพที่ 3-18 วงจรควบคุม

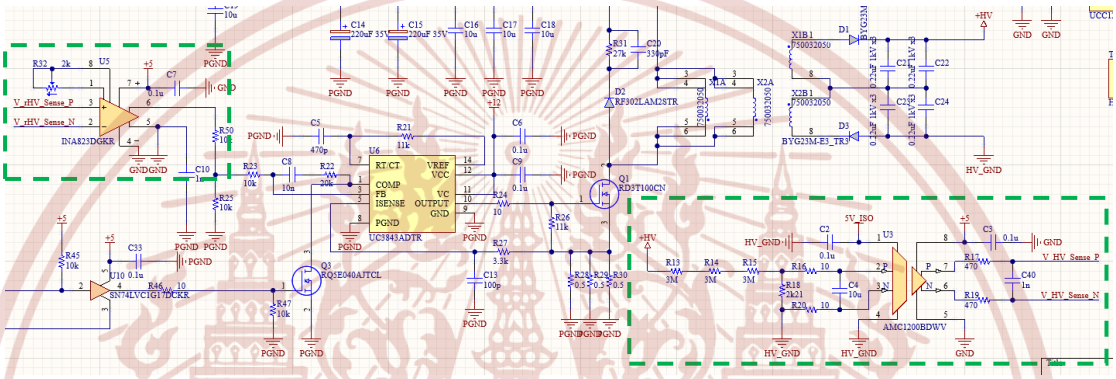
3.5.2 การออกแบบวงจรแยกกราวด์ (Isolation)

การแยกกราวด์มีความสำคัญในวงจรนี้ เพื่อความปลอดภัยของผู้ใช้งานและป้องกันความเสียหายของอุปกรณ์ เนื่องจากแรงดันเอาต์พุตมีค่าสูงถึง 500 โวลต์ จึงมีแยกกราวด์ระหว่างฝั่งแรงดันสูงกับวงจรควบคุม ฉะนั้นจึงต้องมีการป้อนกลับที่สามารถส่งสัญญาณจากฝั่งแรงดันสูงกลับมายังวงจรควบคุมได้อย่างปลอดภัย วงจรไฟเลี้ยงแบบแยกกราวด์ ใช้ไอซี UCC12051QDVERQ1 ซึ่งเป็น Isolated DC-DC Converter ทำหน้าที่แยกกราวด์ไฟเลี้ยงแรงดันกระแสตรง +5V กับ 5V_ISO ใช้สำหรับจ่ายไฟให้กับ AMC1200BDWV ดังภาพที่ 3-19



ภาพที่ 3-19 วงจรไฟเลี้ยงแยกกราวด์

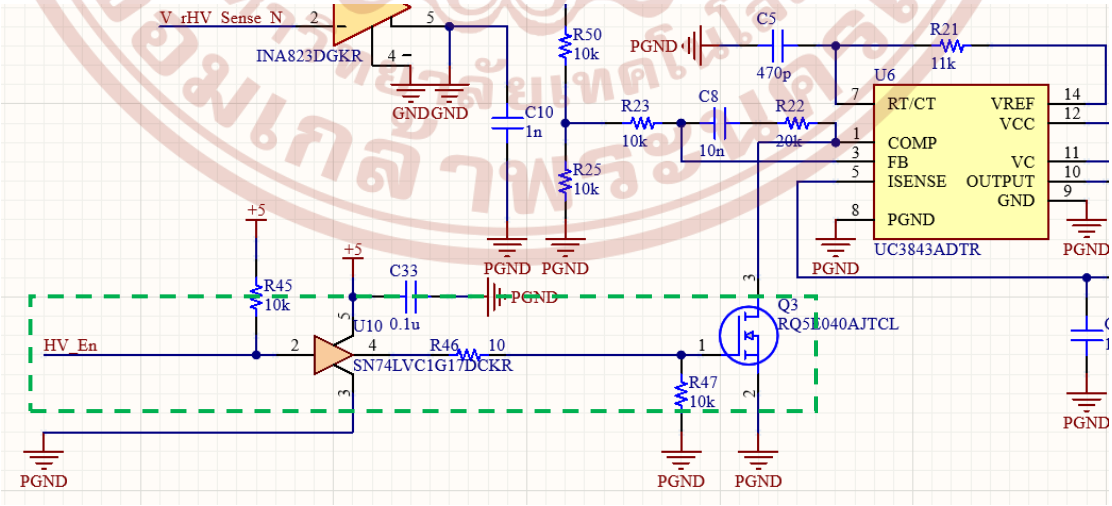
การป้อนกลับแบบแยกกราวด์ ใช้ไอซี AMC1200 ซึ่งเป็นตัวขยายสัญญาณแบบแยกทางไฟฟ้า ทำหน้าที่วัดแรงดันเอาต์พุตแรงสูง (+HV) และส่งสัญญาณกลับมาที่ถูกแยกกราวด์ออกจากกัน ซึ่งไอซีตัวนี้เอาต์พุตเป็นแบบผลต่างและต้องการให้เอาต์พุตแบบเส้นเดียว หลังจากนั้นจะเชื่อมต่อกับ INA823DGKR เป็นแอมพลิไฟเออร์เครื่องมือวัดแม่นยำ (Precision Instrumentation Amplifier) ทำหน้าที่ขยายและปรับสภาพให้แม่นยำก่อนจะป้อนกลับสัญญาณไปยังขา Feedback (FB) ของ UC3843ADTR เพื่อควบคุมแรงดันขาออก ดังภาพที่ 3-20



ภาพที่ 3-20 วงจรป้อนกลับ

3.5.3 วงจรควบคุมการเปิดใช้งาน (Logic Enable Control)

การเปิดใช้งานแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงจะใช้ SN74LVC1G1DCKR ซึ่งเป็น Schmitt Trigger buffer หรือว่าลอจิกเกต เพื่อรับสัญญาณ HV_EN จากไมโครคอนโทรลเลอร์ และเปิดใช้งานระบบแหล่งจ่ายแรงดันสูงผ่านมอสเฟต Q3 ที่เชื่อมต่อกับขา COMP (Comparator) ของ UC3843ADTR เมื่อต้องการให้วงจร DC source ทำงาน ต้องมีคำสั่งจาก enable ก่อน ฉะนั้นวงจรไม่สามารถทำงานได้โดยที่ไม่มีคำสั่ง enable ดังภาพที่ 3-21



ภาพที่ 3-21 วงจรควบคุมการเปิดใช้งาน

บทที่ 4
ผลการทดสอบการวัดฉนวนไฟฟ้า

บทนี้จะอธิบายและแสดงการทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า การทดสอบจะแบ่งเป็นสองส่วนคือ ส่วนแรกเป็นการทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าจากค่าความต้านทานที่หลากหลายค่าพร้อมแสดงค่าความแม่นยำ และส่วนที่สองเป็นแหล่งจ่ายไฟแรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ ที่เป็นแรงดันทดสอบให้กับฉนวนไฟฟ้า

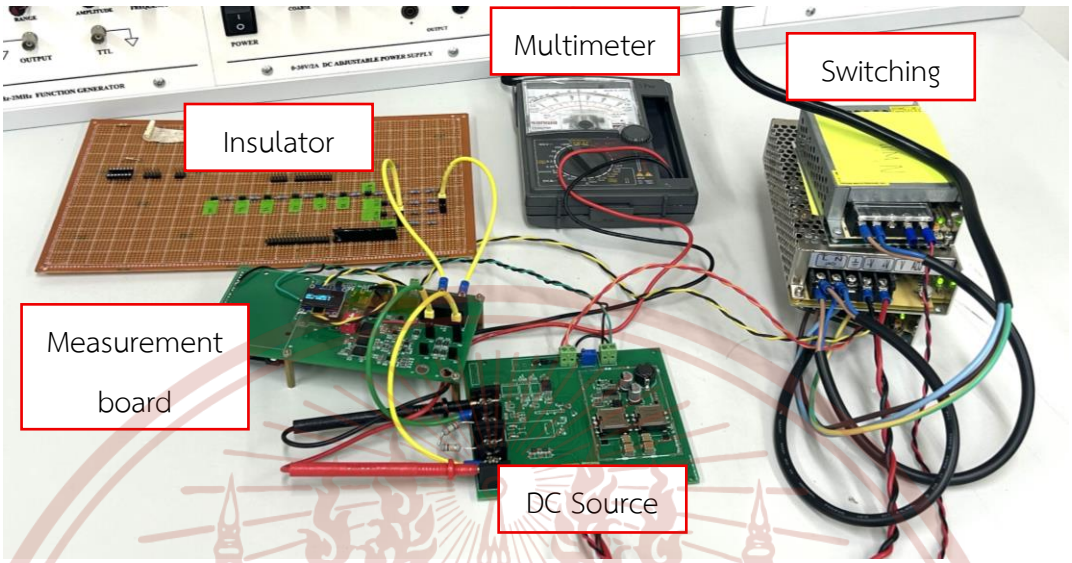
4.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบและวิธีการทดสอบ

การเตรียมอุปกรณ์และเครื่องมือในการทดสอบการทำงานของบอร์ดวัดค่าความต้านทาน แสดงดังภาพที่ 4-1 โดยจะใช้อุปกรณ์ในการทดสอบดังนี้

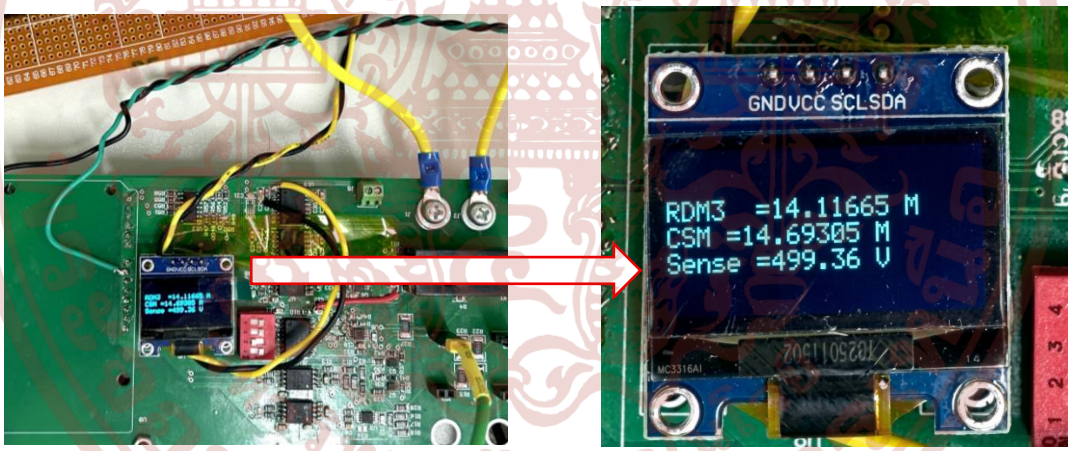
1. แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง (Switching Power Supply) 24 โวลต์ จำนวน 1 เครื่อง
2. แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง (Switching Power Supply) 12 โวลต์ จำนวน 1 เครื่อง
3. แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง (Switching Power Supply) 5 โวลต์ จำนวน 1 เครื่อง
4. มัลติมิเตอร์ (Multimeter) รุ่น YX-360TRF จำนวน 1 เครื่อง
5. บอร์ดแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง 500 โวลต์ จำนวน 1 บอร์ด
6. บอร์ดอ่านค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า จำนวน 1 บอร์ด
7. ตัวต้านทานสำหรับทดสอบ (Through Hole Resistor)

การทดสอบค่าความต้านทานของตัวต้านทานและแสดงผลบนหน้าจอ OLED ซึ่งการทดสอบผลอ่านค่าผ่านหน้าจอและเปรียบเทียบค่ากับตัวต้านทานเป็นค่าคงที่ เพื่อหาค่าความผิดพลาดและค่าความแม่นยำแสดงดังภาพที่ 4-2 โดยหน้าจอแสดงผลดังนี้

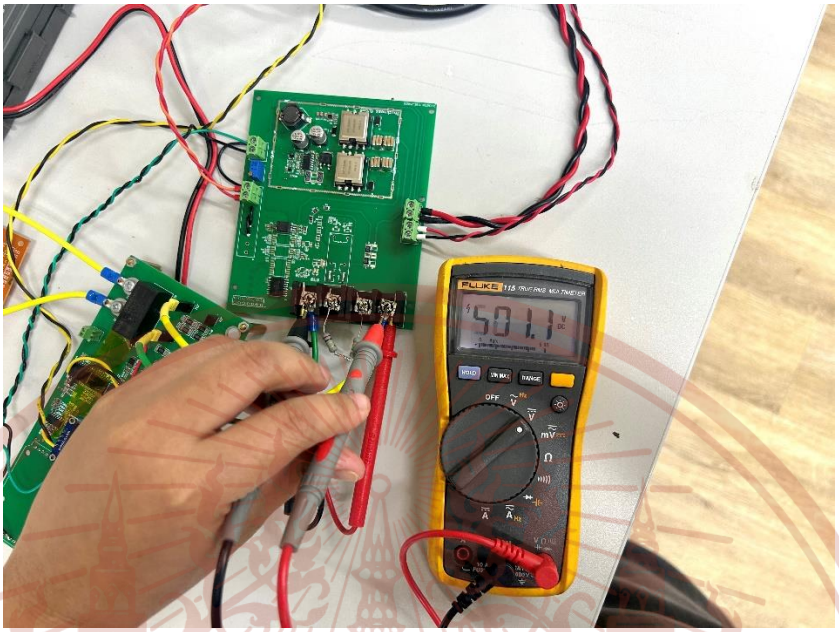
1. ค่าความต้านทานด้วยวิธีแบ่งตัวต้านทาน (RDM)
2. ค่าความต้านทานด้วยวิธีวัดกระแสแบบชันท์ (CSM)
3. ค่าแรงดันกระแสตรงอินพุตที่ตรวจจับได้ (SENSE)



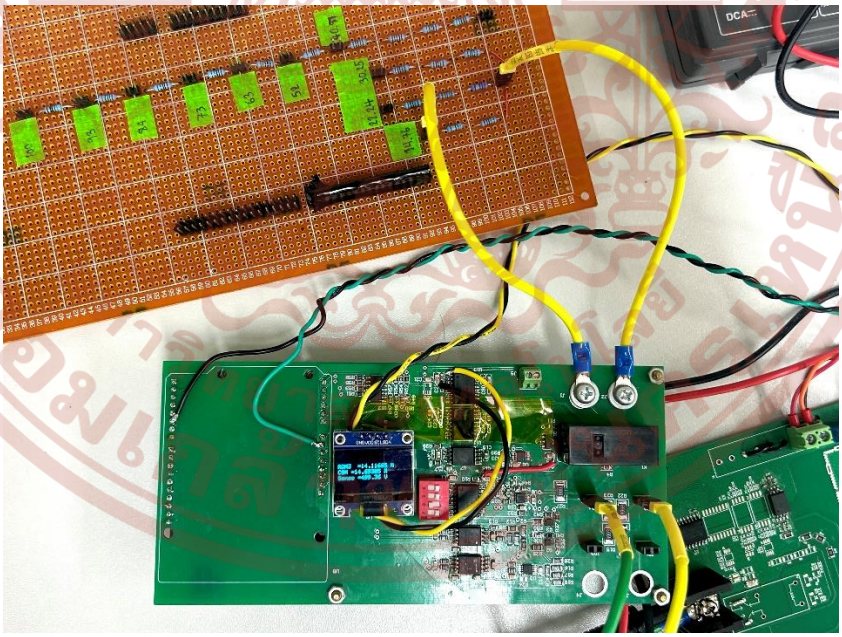
ภาพที่ 4-1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ



ภาพที่ 4-2 แสดงผลหน้าจอ OLED



ภาพที่ 4-3 ทดสอบแรงดันเอาต์พุตของ DC Source



ภาพที่ 4-4 การวัดฉนวนไฟฟ้า

จากภาพที่ 4-3 เป็นการวัดแรงดันเอาต์พุตของวงจรจ่ายแรงดัน 500 โวลต์ ก่อนจ่ายแรงดันให้กับฉนวน จากภาพที่ 4-4 เป็นการวัดฉนวนที่มีการจ่ายแรงดัน 500 โวลต์ โดยทดลองกับตัวต้านทานที่อุณหภูมิห้องเพราะว่าเป็นวัสดุทดสอบที่สามารถควบคุมได้

4.2 การทดสอบค่าความต้านทานด้วยวิธีตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว

เป็นการเก็บค่าผลการทดสอบค่าความต้านทานหลากหลายค่า กำหนดค่าความต้านทานชันท์ไว้ที่ 22 Ω โดยจ่ายแรงดันกระแสตรง 1 นาที แล้วอ่านผลทดสอบโดยเปรียบเทียบค่าที่วัดได้กับค่าจริงที่ต้องการเทียบ ซึ่งมีตัวชี้วัดผลด้วยการสอบเทียบค่าความแม่นยำ (Accuracy)

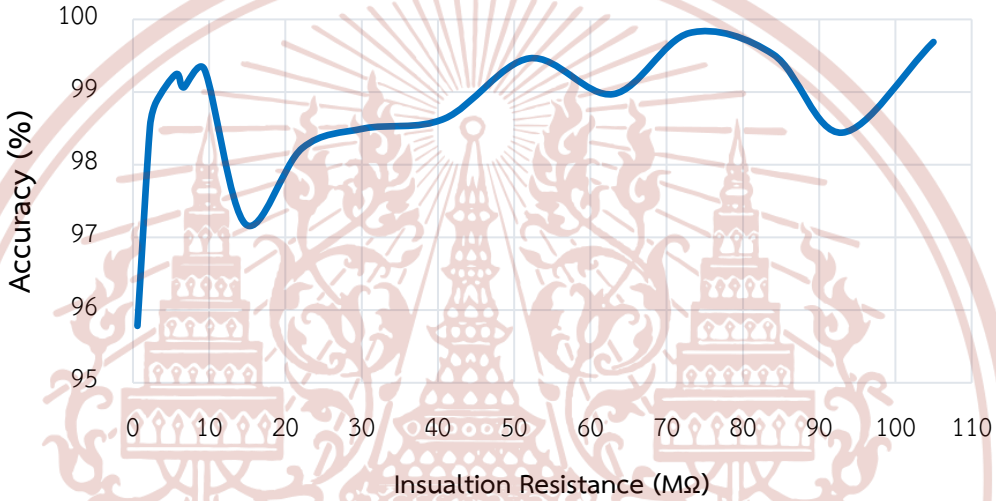
ตารางที่ 4-1 ผลทดสอบของค่าความต้านทานฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว

อัตราขยาย	ค่าจริง (MΩ)	ความแม่นยำ (%)
25	0.59	95.783
	2.23	98.522
	3.01	98.857
	5.67	99.247
	6.67	99.064
	9.38	99.311
200	14.8	97.179
	22.2	98.229
	30.3	98.499
	40.9	98.636
	52.0	99.464
	63.0	98.972
	73.0	99.813
	84.0	99.517
	93.0	98.442
	105.0	99.689

จากตารางที่ 4-1 แสดงผลการทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าที่วัดเมื่อเปรียบเทียบกับค่าจริง โดยแสดงค่าความผิดพลาดและความแม่นยำของระบบที่อัตราขยาย 2 ระดับ คือ 25 และ

200 เท่า พบว่าที่อัตราขยาย 25 เท่า ค่าความแม่นยำอยู่ในช่วง 95.783% - 99.311% โดยมีค่าผิดพลาดสูงสุดที่ 4.217% ที่ค่าความต้านทาน 0.59 เมกะโอห์ม และลดลงเมื่อค่าความต้านทานเพิ่มขึ้น

สำหรับอัตราขยาย 200 เท่า ค่าความแม่นยำอยู่ในช่วง 97.179% - 99.813% โดยมีค่าความผิดพลาดต่ำสุดที่ 0.187% ที่ค่าความต้านทาน 73 เมกะโอห์ม ซึ่งโดยรวมมีความแม่นยำสูงกว่า 95% ในทุกช่วงการวัด แสดงให้เห็นว่าวงจรที่ออกแบบมีประสิทธิภาพ



ภาพที่ 4-5 ความแม่นยำของวิธีตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว

จากภาพที่ 4-5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานฉนวนกับความแม่นยำของระบบวัดตลอดช่วง 0.59–105 MΩ พบว่าในช่วงค่าความต้านทานต่ำ (0–18 MΩ) ความแม่นยำมีการเปลี่ยนแปลงอย่างเห็นได้ชัด โดยเริ่มต้นที่ค่าต่ำสุดประมาณ 95.8% ที่ค่าความต้านทาน 0.59 MΩ จากนั้นเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วจนถึงจุดสูงสุดประมาณ 99.3% ที่บริเวณ 7–10 MΩ ก่อนจะลดลงมาที่ประมาณ 97.0% บริเวณ 15–18 MΩ ซึ่งเป็นจุดต่ำสุดของอัตราขยาย 200 เท่า

ในช่วงค่าความต้านทานปานกลางถึงสูง (20–105 MΩ) ความแม่นยำมีแนวโน้มที่เสถียรมากขึ้น โดยอยู่ในช่วง 98.5–99.9% ตลอดช่วงการวัด โดยมีค่าสูงสุดประมาณ 99.8% ที่บริเวณ 75–80 MΩ แม้จะมีการผันผวนเล็กน้อยที่บริเวณ 90–95 MΩ แต่ความแม่นยำก็กลับเพิ่มขึ้นอีกครั้งที่ปลายช่วงการวัด ซึ่งโดยรวมแสดงให้เห็นว่าระบบมีความแม่นยำสูงและเหมาะสมสำหรับการวัดค่าความต้านทานฉนวนในช่วงดังกล่าว

การใช้อัตราขยายสัญญาณ 25 และ 200 เท่า เป็นการลองเลือกใช้ค่าอัตราขยายที่ต่างกัน โดยอุปกรณ์ตรวจจับกระแสชันท์มีอัตราขยายสัญญาณหลายอัตราได้แก่ 25 50 100 200 เท่า ซึ่งปรับค่าที่ใช้ให้เข้ากับค่าความต้านทานที่มีค่าหลากหลาย เพื่อให้เข้าใจในการเลือกอัตราขยายมากขึ้น จะ

แสดงวิธีคิดด้วยการยกตัวอย่าง ค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้า เพื่อแสดงการตรวจจับกระแสชันท์และขยายสัญญาณกระแสชันท์ ดังสมการที่ 3-2 และแสดงค่าอัตราขยายดังตารางที่ 4-2

ตารางที่ 4-2 แสดงการคำนวณของอัตราขยาย INA225

ค่าจริง (MΩ)	แรงดันตกคร่อมชันท์ (V'x)	อัตราขยาย	
		25	200
0.59	0.010101	0.2525	2.0202
2.23	0.004026	0.1007	0.8053
3.01	0.003133	0.0783	0.6266
5.67	0.001783	0.0446	0.3566
6.67	0.001534	0.0384	0.3069
9.38	0.001113	0.0278	0.2227
14.8	0.000719	0.0180	0.1438
22.2	0.000485	0.0121	0.0969
30.3	0.000357	0.0089	0.0714
40.9	0.000266	0.0066	0.0531
52.0	0.000210	0.0052	0.0419
63.0	0.000173	0.0043	0.0346
73.0	0.000150	0.0037	0.0299
84.0	0.000130	0.0033	0.0260
93.0	0.000118	0.0029	0.0235
105.0	0.000104	0.0026	0.0209

จากตารางที่ 4-2 แสดงการคำนวณอัตราขยายสัญญาณ 25 และ 200 เท่า ของแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานชันท์ (V'x) พบว่าเมื่อค่าความต้านทานเพิ่มขึ้น แรงดันตกคร่อมมีค่าลดลงอย่างต่อเนื่อง โดยลดลงจาก 0.010101 โวลต์ ที่ 0.59 MΩ เหลือ 0.000104 โวลต์ ที่ 105 MΩ ซึ่งสอดคล้องกับหลักการทฤษฎีที่กระแสไหลผ่านชันท์ลดลงเมื่อความต้านทานสูงขึ้น

สำหรับแรงดันที่ผ่านวงจรขยายสัญญาณนั้น พบว่าที่อัตราขยาย 25 เท่า แรงดันอยู่ในช่วง 0.0026 – 0.2525 โวลต์ และอัตราขยายที่ 200 เท่า อยู่ในช่วง 0.0209 – 2.0202 โวลต์ โดย

อัตราขยาย 200 เท่า ให้แรงดันสูงกว่าอัตราขยาย 25 เท่า ประมาณ 8 เท่าในช่วงการวัด ซึ่งช่วยเพิ่มความสามารถในการตรวจจับกระแสชันท์ได้ดียิ่งขึ้น

4.3 การทดสอบค่าความต้านทานด้วยวิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัว

การทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัว (Multiple Shunt) ตามตารางที่ 4-3 ด้วยค่าความต้านทานที่วัดมีช่วงกว้าง วิธีนี้จึงใช้ค่าความต้านทานชันท์ 3 ตัว ที่แตกต่างกัน ตัวต้านทานมี R29 R30 และ R31 จะถูกสลับการใช้งานด้วยมอสเฟต Q1 และ Q2 ที่ ซึ่งการแบ่งช่วงในการวัดค่าความทั้งหมด 3 ช่วงดังนี้

1. ค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าที่ 0 - 3 MΩ ใช้ค่าความต้านทานชันท์ คือ 220 kΩ || 2.7 kΩ|| 261 Ω || 28 kΩ
2. ค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าที่ 3.1 - 39 MΩ ใช้ค่าความต้านทานชันท์ คือ 220 kΩ || 2.7 kΩ || 28 kΩ
3. ค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าที่ 40 - 105 MΩ ใช้ค่าความต้านทานชันท์ คือ 220 kΩ || 28 kΩ

การเลือกใช้ค่าความต้านทานชันท์ที่แตกต่างกันในแต่ละช่วง เมื่อค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าต่ำจะใช้กับตัวต้านทานชันท์ที่ค่าต่ำ ถ้าค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าสูงขึ้นจะใช้กับตัวต้านทานชันท์สูงขึ้นเช่นกัน ซึ่งจะคำนวณค่าความต้านทานชันท์รวมจากการขนานกันดังสมการที่ 4-1

$$R_{tatal} = \frac{1}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}+\cdots+\frac{1}{R_n}} \quad (4\text{-}1)$$

ช่วงที่ 1	220 kΩ || 2.7 kΩ || 261 Ω || 28 kΩ	R_{t1} = 235.735206 Ω
ช่วงที่ 2	220 kΩ || 2.7 kΩ || 28 kΩ	R_{t2} = 2435.281714 Ω
ช่วงที่ 3	220 kΩ || 28 kΩ	R_{t3} = 24838.709677 Ω

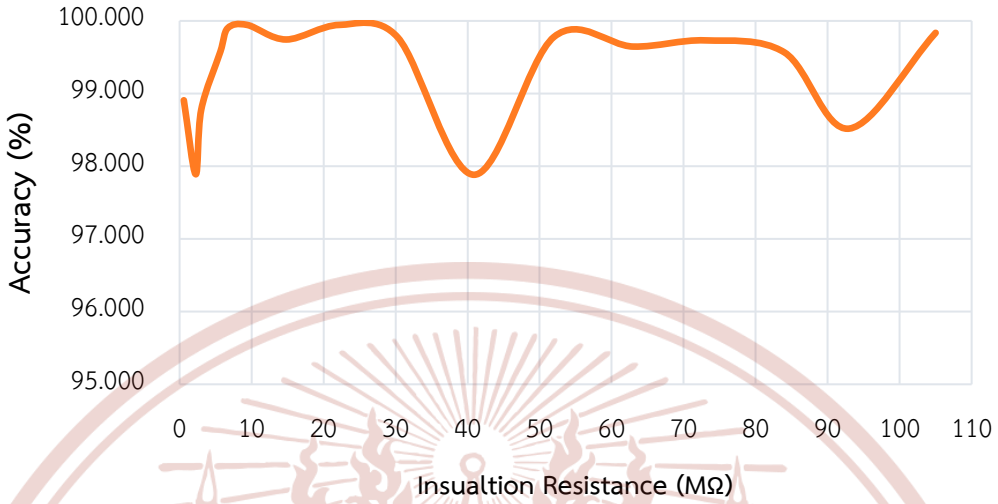
วิธีการทดสอบใช้ค่าความต้านทานชันท์ และค่าความต้านทาน 28 kΩ ที่เป็นค่าความต้านทานภายในของ isolation amplifier โดยทดสอบจ่ายแรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ ค้างไว้ 1 นาที หลังจากนั้นอ่านค่าที่แสดงผลบนหน้าจอ OLED แล้วนำมาค่ามาเปรียบเทียบระหว่างค่าจริงกับค่าที่วัดได้เพื่อคำนวณหาค่าความแม่นยำ

ตารางที่ 4-3 ผลทดสอบของค่าความต้านทานฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัว

ค่าความต้านทานชันท์	ค่าจริง (MΩ)	ความแม่นยำ (%)
220kΩ || 2.7kΩ || 261Ω ||28kΩ	0.59	98.908
	2.23	97.890
	3.01	98.780
220kΩ || 2.7kΩ || 28kΩ	5.67	99.578
	6.67	99.899
	9.38	99.945
	14.8	99.744
	22.2	99.945
	30.3	99.773
220kΩ || 28kΩ	40.9	97.883
	52.0	99.780
	63.0	99.647
	73.0	99.732
	84.0	99.567
	93.0	98.518
	105.0	99.836

จากตารางที่ 4-3 แสดงผลการทดสอบความแม่นยำของการวัดค่าความต้านทานฉนวนไฟฟ้าโดยใช้วิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัว ซึ่งแบ่งช่วงการวัดออกเป็น 3 ช่วงตามค่าความต้านทานชันท์ที่ใช้ พบว่าในช่วงแรก สำหรับการวัดค่าความต้านทาน 0.59–3.01 MΩ มีความแม่นยำอยู่ในช่วง 97.890–98.908% โดยมีค่าความผิดพลาดสูงสุด 2.110% ซึ่งเป็นช่วงที่มีความผิดพลาดมากที่สุดเมื่อเทียบกับช่วงอื่น

ในช่วงที่สอง สำหรับการวัดค่าความต้านทาน 5.67–30.3 MΩ ระบบให้ความแม่นยำสูงสุดในทุกช่วง โดยอยู่ในช่วง 99.578–99.945% และมีค่าความผิดพลาดต่ำสุดเพียง 0.055% ที่ค่าความต้านทาน 9.38 และ 22.2 MΩ และช่วงที่สาม สำหรับการวัดค่าความต้านทาน 40.9–105.0 MΩ ความแม่นยำอยู่ในช่วง 97.883–99.836% โดยมีค่าความผิดพลาดสูงขึ้นเล็กน้อยที่ 40.9 MΩ และ 93.0 MΩ โดยรวมระบบมีความแม่นยำสูงกว่า 97% ในทุกช่วงการวัด แสดงให้เห็นว่าการเลือกใช้ตัวต้านทานชันท์ที่เหมาะสมในแต่ละช่วงช่วยให้ระบบมีประสิทธิภาพการวัดที่ดี



ภาพที่ 4-6 ความแม่นยำของวิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัว

จากภาพที่ 4-6 แสดงความแม่นยำของการวัดค่าความต้านทานฉนวนโดยใช้วิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัวในช่วง 0–105 MΩ พบว่าความแม่นยำโดยรวมอยู่ในช่วง 97.890–99.945% ซึ่งสูงกว่าวิธีที่ใช้ตัวต้านทานชันท์ตัวเดียวอย่างเห็นได้ชัด โดยกราฟมีลักษณะค่อนข้างเสถียรในช่วงกว้าง โดยเฉพาะช่วง 5–35 MΩ ที่ความแม่นยำอยู่ใกล้เคียง 99.500–99.945% อย่างต่อเนื่อง ก่อนจะลดลงมาที่จุดต่ำสุดประมาณ 97.883% บริเวณ 40–42 MΩ ซึ่งเป็นบริเวณรอยต่อระหว่างช่วงการสลับตัวต้านทานชันท์

หลังจากผ่านจุดต่ำสุดดังกล่าว ความแม่นยำกลับเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วและคงตัวอยู่ในช่วง 99.000–99.500% ตลอดช่วง 50–95 MΩ ก่อนจะลดลงเล็กน้อยที่บริเวณ 90–95 MΩ และเพิ่มขึ้นอีกครั้งจนถึงเกือบ 99.836% ที่ปลายช่วงการวัด โดยรวมกราฟแสดงให้เห็นว่าวิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัวสามารถรักษาความแม่นยำให้อยู่ในระดับสูงได้ตลอดช่วงการวัด และมีความผันผวนน้อยกว่าวิธีชันท์ตัวเดียว ซึ่งยืนยันประสิทธิภาพของการออกแบบระบบวัดที่นำเสนอ

4.4 การทดสอบค่าความต้านทานด้วยวิธีแบ่งแรงดัน

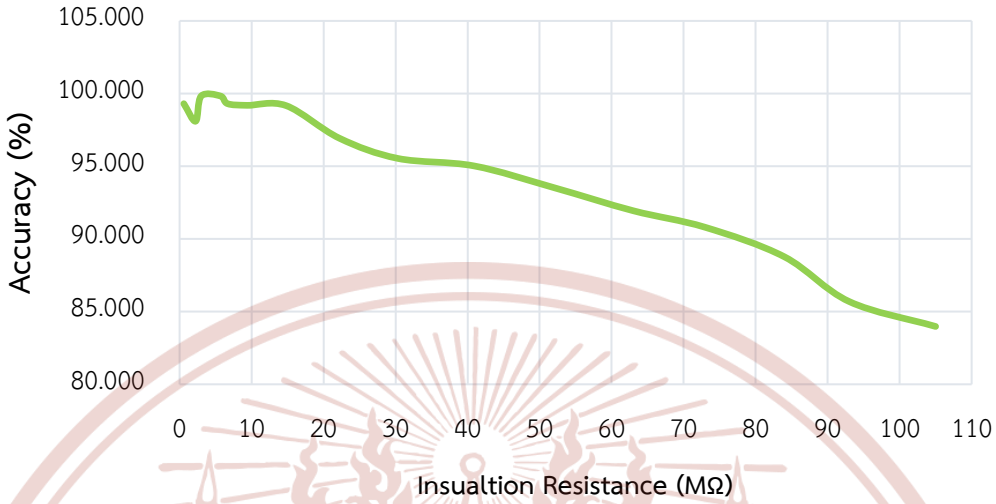
ผลการทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีแบ่งแรงดัน ซึ่งวงจรแตกต่างจากวิธีวัดกระแสชันท์ (Current Shunt) ที่เป็นการวัดกระแสของตัวต้านทานชันท์ โดยเปลี่ยนค่าความต้านทาน R31 เป็น 0 Ω และไม่มีการขยายสัญญาณแรงดัน เนื่องจากแรงดันตกคร่อมของตัวต้านทานอ้างอิงมีขนาดแรงดันเพียงพอต่อการวัดสัญญาณ สามารถคำนวณจากสมการที่ 3-7 ซึ่งวิธีวัดเหมือนกับวิธีก่อนหน้านี้ที่จ่ายแรงดันกระแสตรง 1 นาทีแล้วอ่านผลทดสอบโดยเปรียบเทียบกับค่าจริง โดยแสดงผลการทดสอบด้วยค่าความแม่นยำ จะแสดงผลทดสอบดังตารางที่ 4-4

ตารางที่ 4-4 ผลทดสอบของค่าความต้านทานฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีแบ่งแรงดัน

ค่าจริง (MΩ)	ความแม่นยำ (%)
0.59	99.306
2.23	98.099
3.01	99.837
5.67	99.834
6.67	99.304
9.38	99.191
14.8	99.171
22.2	96.928
30.3	95.541
40.9	95.023
52.0	93.527
63.0	91.940
73.0	90.800
84.0	88.770
93.0	85.693
105.0	83.979

จากตารางที่ 4-4 แสดงผลการทดสอบความแม่นยำและความผิดพลาดของการวัดค่าความต้านทานฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีแบ่งแรงดัน พบว่าในช่วงค่าความต้านทานต่ำ (0.59–14.8 MΩ) ระบบมีความแม่นยำอยู่ในเกณฑ์ดี โดยอยู่ในช่วง 99.171–99.837% และมีค่าความผิดพลาดไม่เกิน 0.829% ยกเว้นที่ค่า 2.23 MΩ ที่มีความผิดพลาด 1.901% อย่างไรก็ตามเมื่อค่าความต้านทานเพิ่มสูงขึ้นตั้งแต่ 22.2 MΩ เป็นต้นไป ความแม่นยำของระบบลดลงอย่างต่อเนื่องและชัดเจน

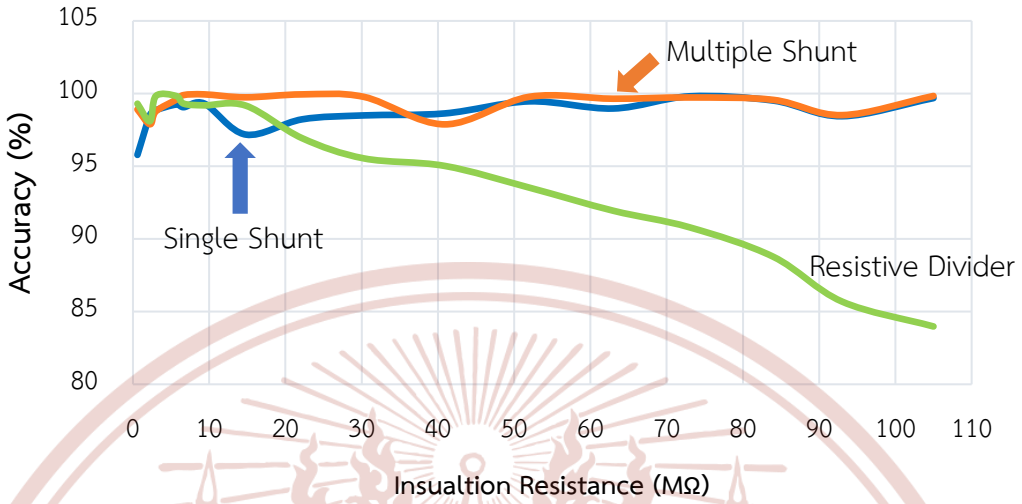
โดยที่ค่าความต้านทาน 22.2 MΩ ความแม่นยำลดลงมาอยู่ที่ 96.928% และลดลงอย่างต่อเนื่องจนถึงค่าต่ำสุดที่ 83.979% ที่ค่าความต้านทาน 105.0 MΩ ซึ่งมีค่าความผิดพลาดสูงถึง 16.021% สะท้อนให้เห็นว่าวิธีแบ่งแรงดันมีข้อจำกัดในการวัดค่าความต้านทานสูง เนื่องจากแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานอ้างอิงมีค่าน้อยมากจนส่งผลต่อความแม่นยำในการวัด ดังนั้นวิธีนี้จึงเหมาะสมสำหรับการวัดค่าความต้านทานฉนวนในช่วงต่ำเท่านั้น



ภาพที่ 4-7 ความแม่นยำของวิธีแบ่งแรงดัน

จากภาพที่ 4-7 แสดงความแม่นยำของการวัดค่าความต้านทานฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีแบ่งแรงดันในช่วง 0–105 MΩ พบว่าในช่วงค่าความต้านทานต่ำ (0–15 MΩ) ระบบมีความแม่นยำสูงอยู่ในช่วง 98.000–99.837% โดยกราฟมีลักษณะค่อนข้างคงที่และเสถียร อย่างไรก็ตามเมื่อค่าความต้านทานเพิ่มสูงขึ้นตั้งแต่ 15 MΩ เป็นต้นไป ความแม่นยำมีแนวโน้มลดลงอย่างต่อเนื่องและสม่ำเสมอ โดยไม่มีการฟื้นตัวกลับขึ้นมาเหมือนวิธีก่อนหน้านี้

ความแม่นยำลดลงจากประมาณ 99.000% ที่ประมาณ 15 MΩ มาอยู่ที่ประมาณ 95.000% ที่ 40 MΩ และลดลงต่อเนื่องจนถึงค่าต่ำสุดที่ประมาณ 83.979% ที่ค่าความต้านทาน 105 MΩ ซึ่งแสดงให้เห็นถึงข้อจำกัดของวิธีแบ่งแรงดันอย่างชัดเจน เนื่องจากเมื่อค่าความต้านทานสูงขึ้น แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานอ้างอิงจะมีค่าน้อยลงและแรงดันตกคร่อมเปลี่ยนแปลงน้อย ทำให้การวัดมีความคลาดเคลื่อนสูง เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัว วิธีแบ่งแรงดันจึงเหมาะสมสำหรับการวัดค่าความต้านทานฉนวนในช่วงต่ำเท่านั้น และไม่เหมาะสำหรับการวัดในช่วงค่าความต้านทานสูง



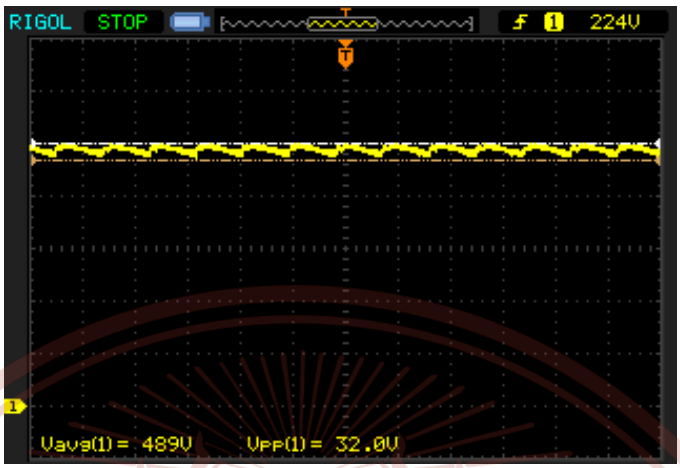
ภาพที่ 4-8 การเปรียบเทียบความแม่นยำทั้ง 3 วิธีวัด

ภาพรูปที่ 4-8 แสดงการเปรียบเทียบความแม่นยำของวิธีการวัดค่าความต้านทานฉนวนไฟฟ้าทั้ง 3 วิธี ได้แก่ วิธีตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว (Single Shunt) วิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัว (Multiple Shunt) และวิธีแบ่งแรงดัน (Resistive Divider) ตลอดช่วงการวัด 0–105 MΩ พบว่าในช่วงค่าความต้านทานต่ำ (0–15 MΩ) ทั้ง 3 วิธีให้ความแม่นยำใกล้เคียงกันในช่วง 95.000–99.900% อย่างไรก็ตามเมื่อค่าความต้านทานเพิ่มสูงขึ้น วิธีแบ่งแรงดันมีความแม่นยำลดลงอย่างต่อเนื่องจนถึง 83.979% ที่ 105 MΩ แสดงให้เห็นถึงข้อจำกัดของวิธีนี้ในการวัดค่าความต้านทานสูงอย่างชัดเจน

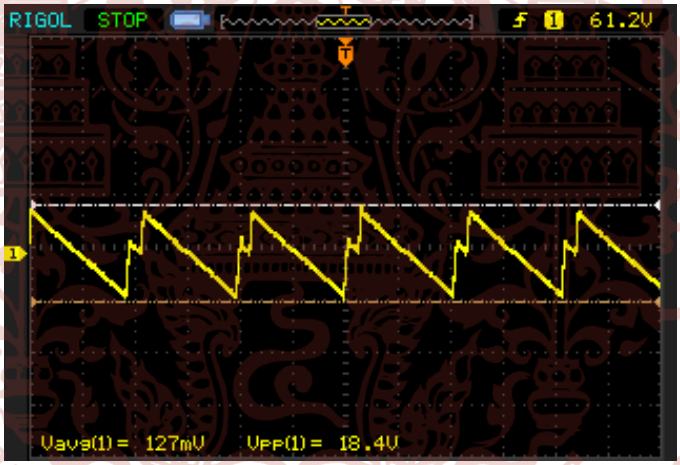
เมื่อเปรียบเทียบระหว่างวิธี ตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว และวิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัว พบว่าทั้งสองวิธีให้ความแม่นยำสูงและเสถียรตลอดช่วงการวัด โดยอยู่ในช่วง 97.000–99.900% วิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัวมีความผันผวนน้อยกว่าและรักษาระดับความแม่นยำได้ดีกว่าในช่วงกลางถึงปลายของช่วงการวัด ในขณะที่วิธีตัวต้านทานชันท์ตัวเดียวมีการผันผวนเล็กน้อยในบางช่วง โดยสรุปวิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัวให้ผลการวัดที่ดีที่สุดตลอดช่วงการวัดทั้งหมด และเหมาะสมที่สุดสำหรับการนำไปใช้งานจริงในระบบวัดค่าความต้านทานฉนวนไฟฟ้า

4.5 การทดสอบแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง 500 โวลต์

การทดสอบวงจรจ่ายไฟกระแสตรง 500 โวลต์ สำหรับเป็นแรงดันทดสอบให้กับตัวฉนวนไฟฟ้า ได้มีการออกแบบวงจรทั้ง 2 แบบ ได้แก่ วงจรที่หนึ่งเป็นวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบเดิม ที่ใช้โทโพโลยีทั่วไป และวงจรที่สองเป็นวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบใหม่ที่พัฒนาขึ้นมาใหม่ เพื่อทำให้วงจรมีแรงดันเอาต์พุตขนาด 500 โวลต์ เรียบและมีริปเปิลน้อยที่สุด ซึ่งวัดสัญญาณด้วยออสซิโลสโคป

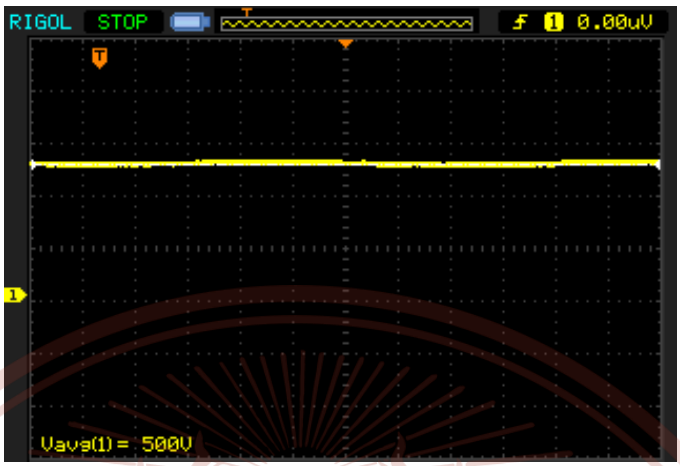


ภาพที่ 4-9 แรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคแบบเดิมในโหมด DC coupling

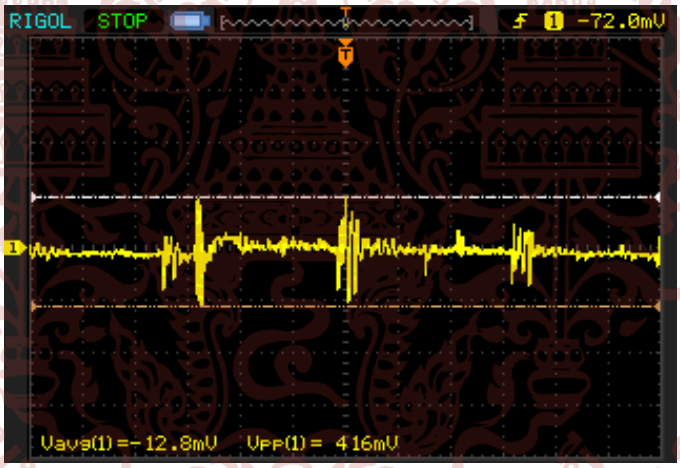


ภาพที่ 4-10 แรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคแบบเดิมในโหมด AC coupling

จากภาพที่ 4-9 และภาพที่ 4-10 แสดงถึงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบเดิมระหว่างโหมด DC coupling และ AC coupling ในภาพที่ 4-9 ในโหมด DC coupling มีแรงดันเฉลี่ย 489 โวลต์ ซึ่งแตกต่างจากค่าที่กำหนด แรงดันพีคถึงพีคสูงถึง 32 โวลต์ มีลักษณะคลื่นไม่เรียบ มีรอยหยักสม่ำเสมอ ในภาพที่ 4-10 ในโหมด AC coupling เพื่อขยายดู ริปเปิลที่ซ่อนอยู่ใน DC ซึ่งรูปคลื่นแกว่ง มีลักษณะเป็นฟันเลื่อยสม่ำเสมอ แสดงถึงการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุในวงจร แรงดันเฉลี่ย 127 มิลลิโวลต์ และแรงดันพีคถึงพีค 18.4 โวลต์

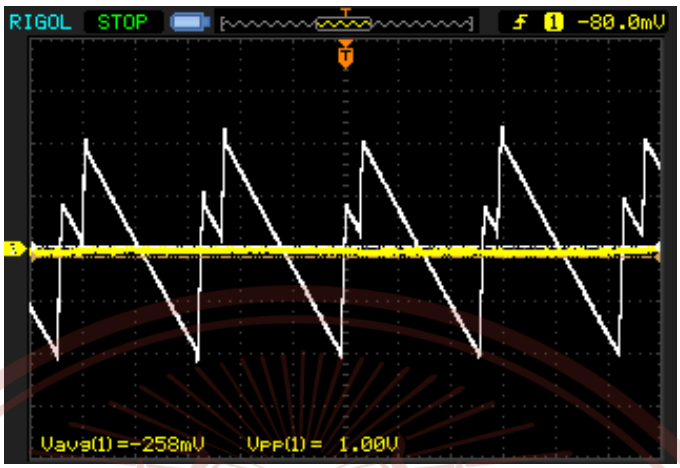


ภาพที่ 4-11 แรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคแบบใหม่ในโหมด DC coupling



ภาพที่ 4-12 แรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคแบบใหม่ในโหมด AC coupling

จากภาพที่ 4-11 และภาพที่ 4-12 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบใหม่ระหว่างโหมด DC coupling และ AC coupling ในภาพที่ 4-11 ในโหมด DC coupling รูปคลื่นมีลักษณะค่อนข้างเรียบ มีแรงดันเฉลี่ย 500 โวลต์ ในภาพที่ 4-12 ในโหมด AC coupling เพื่อขยายให้เห็นริปเปิล รูปคลื่นมีลักษณะไม่เรียบ มีรอยหยัก มีการแกว่งบางครั้ง แรงดันเฉลี่ย 12.8 มิลลิโวลต์ แรงดันพีคถึงพีค 416 มิลลิโวลต์



ภาพที่ 4-13 การเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคทั้งสองแบบในโหมด AC coupling

จากภาพที่ 4-13 แสดงการเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบพร้อมกันในโหมด AC coupling โดยสัญญาณสีขาวแทนวงจรเดิมและสัญญาณสีเหลืองแทนวงจรแบบใหม่ พบว่าวงจรเดิมมีลักษณะสัญญาณเป็นรูปฟันเลื่อยขนาดใหญ่ โดยสัญญาณของวงจรเดิมมีการแกว่งตัวอย่างชัดเจนตลอดช่วงเวลาที่วัด สะท้อนให้เห็นถึงการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นซ้ำ ๆ อย่างต่อเนื่อง

ในทางตรงกันข้าม สัญญาณของวงจรแบบใหม่ (สีเหลือง) มีลักษณะเป็นเส้นตรงที่เกือบนิ่งตลอดช่วงการวัด เมื่อนำสัญญาณทั้งสองมาแสดงพร้อมกัน มีความแตกต่างของคุณภาพสัญญาณเอาต์พุตระหว่างวงจรทั้งสองชัดเจน ซึ่งวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบใหม่มีริปเปิลที่น้อยมาก

บทที่ 5
สรุปผลการทดลอง

5.1 สรุปผลการวิจัย

งานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบวงจรทดสอบค่าความต้านทานฉนวนไฟฟ้า โดยทำการศึกษาและเปรียบเทียบวิธีการวัดทั้ง 3 วิธี ได้แก่ วิธีตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว (Single Shunt) วิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัว (Multiple Shunt) และวิธีแบ่งแรงดัน (Resistive Divider) ครอบคลุมช่วงการวัดตั้งแต่ 0.59 ถึง 105.0 MΩ โดยมีวงจรจ่ายแรงดันสูง ด้วยวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ และวงจรขยายสัญญาณเป็นส่วนประกอบหลักของระบบ เพื่อหาวิธีการวัดที่เหมาะสมที่สุด สำหรับการนำไปใช้งานจริง

ผลการทดสอบวงจรจ่ายแรงดันกระแสตรง 500 โวลต์ มีการออกแบบด้วยวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แสดงให้เห็นว่าวงจรแบบใหม่ ที่ออกแบบเองสามารถจ่ายแรงดันเอาต์พุตได้ที่ 500 โวลต์ และมีแรงดันเอาต์พุตริปเปิลลดลงอย่างมีนัยสำคัญเมื่อเทียบกับวงจรฟลายแบคเดิมที่มีริปเปิลสูงถึง 18.4 โวลต์ โดยวงจรแบบใหม่สามารถลดริปเปิลลงได้มากกว่า 97% เหลือเพียง 416 มิลลิโวลต์ ส่งผลให้แรงดันเอาต์พุตมีความเสถียรสูง เหมาะสมสำหรับการใช้งานในระบบวัดค่าความต้านทานฉนวนที่ต้องการความแม่นยำสูง และมีการออกแบบเพิ่มหม้อแปลงอีก 1 ตัว สามารถเพิ่มกำลังของเอาต์พุตมากขึ้น

เมื่อเปรียบเทียบวิธีการวัดทั้ง 3 วิธี พบว่าวิธีแบ่งแรงดัน (Resistive Divider) มีความแม่นยำสูงเฉพาะในช่วงค่าความต้านทานต่ำ (0–15 MΩ) โดยอยู่ในช่วง 98.099–99.837% แต่ความแม่นยำลดลงอย่างต่อเนื่องเมื่อค่าความต้านทานเพิ่มสูงขึ้น เนื่องจากแรงดันตกคร่อมของตัวต้านทานอ้างอิงมีค่าน้อยและค่าไม่ค่อยมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงความต้านทานสูงทำให้ไม่เห็นความแตกต่างในการวัดสัญญาณ จึงทำให้วิธีนี้ไม่เหมาะสมสำหรับการวัดในช่วงค่าความต้านทานสูง แต่การทดสอบฉนวนของอุปกรณ์จ่ายไฟ EV กำหนดค่าความต้านทานของ class I > 1MΩ และ class II > 7MΩ ดังนั้นให้ความสำคัญกับค่าต้านทานต่ำจึงเหมาะสมกับวิธีแบ่งแรงดัน

วิธีตัวต้านทานชันท์ตัวเดียว ให้ความแม่นยำในช่วง 95.783–99.689% ตลอดช่วงการวัด แม้จะมีความแม่นยำค่อนข้างสูงแต่ยังมีการผันผวนในบางช่วงของการวัด ในขณะที่วิธีตัวต้านทานชันท์หลายตัว (Multiple Shunt) ให้ผลการวัดที่ดีในทุกช่วงการวัด โดยมีความแม่นยำอยู่ในช่วง 97.883–99.945% ตลอดช่วง 0.59–105.0 MΩ และมีความผันผวนน้อยที่สุด เนื่องจากการเลือกใช้ตัวต้านทานชันท์ที่เหมาะสมในแต่ละช่วงทำให้สัญญาณที่วัดได้มีความชัดเจนและแม่นยำสูงตลอดช่วง

การวัดทั้งหมด การวัดฉนวนช่วงกว้าง ๆ สามารถใช้วิธีวัดตัวต้านทานชันท์ได้ แต่ควรศึกษาเพิ่มเติม เนื่องจากการวัดฉนวนด้วยตัวต้านทานชันท์ ซึ่งเป็นการวัดกระแสรั่วไหลที่มีปริมาณน้อยมาก ถ้าหากแหล่งจ่ายแรงดันไม่คงที่ อาจทำให้การอ่านค่าการวัดผิดเพี้ยนได้

นอกจากนี้ในกรณีที่ทดสอบฉนวนชำรุด ส่งผลให้ค่าความต้านทานต่ำ กระแสสูง วงจรวัดฉนวนจะไม่ได้รับความเสียหาย เนื่องจากออกแบบให้วงจรจำกัดกระแสเพื่อป้องกันความเสียหาย

5.2 ข้อเสนอแนะแนวทางการพัฒนาวิจัย

สำหรับข้อเสนอแนะการพัฒนางานวิจัย จากการทำวิจัยการออกแบบวงจรทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีการวัดค่ากระแสรั่วไหล เพื่อพัฒนาและต่อยอดในอนาคต ควรพิจารณาการวัดค่าความต้านทานที่สูงกว่า 105 MΩ เพื่อขยายขอบเขตการใช้งานของระบบให้กว้างขึ้น นอกจากนี้ควรพัฒนาระบบควบคุมการสลับตัวต้านทานชันท์อัตโนมัติโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อเพิ่มความสะดวกในการใช้งาน รวมถึงการพัฒนาส่วนแสดงผลและระบบสื่อสารข้อมูลผ่านอินเทอร์เฟซ เพื่อให้ระบบสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในงานอุตสาหกรรมได้อย่างครบถ้วนและมีประสิทธิภาพสูงสุด

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

บรรณานุกรม

M. Yasko, A. Balint, et al., “Future workplace EV charging architectures DC and AC charging choices,” 2023 IEEE International Conference on Electrical System for Road Vehicle & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC), Venice, Italy, 2023, pp. 1-7

S. Yusuke, “Insulation Tester ST5520,” Test Unlimited [Online]. https://www.testunlimited.com/pdf/HIOK_ST5520_Datasheet.pdf (Accessed: Dec. 4 2025).

M. Choudhary, M. Shafiq, et al., “A Review of Aging Models for Electrical Insulation in Power Cables” Energies, 2022, pp. 3408, doi : 10.3390/en15093408

M. Chafai, L. Refoufi and H. Betarzi, “Medium Induction Motor Winding Insulation Protection System Reliability Evaluation and Improvement Using Predictive Analysis,” 6th WSEAS International Conference on Circuit System Electronics Control & Signal Processing, Cairo, Egypt, 2007, pp. 156-161.

IEC 61851-1 : Electric vehicle conductive charging system Part 1 : General requirements. 3rd ed, 2017.

HIOKI Knowledge Center, “Insulation Tester Principles,” HIOKI [Online]. Hioki.com/ th-th/learning/usage/insulation-terster_3.html (Accessed: Dec. 16 2025).

สุวัฒน์ แซ่ดั่น, “ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์,” ใน เทคนิคและการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย, พิมพ์ครั้งที่ 3 ชื่อบรรณาธิการ, บก.เมื่องที่พิมพ์: หุ้นไข่ไก่ สนพ., 1994

W. Daniel, “DC Power Supplies,” in Power Electronics, S. Raghothaman, New York, McGraw-Hill, 2011, pp. 267-277

บรรณานุกรม (ต่อ)

S. Ali, “Step-by-step Snubber and Clamp Design for Power Supplies,” omicron-lab [Online] https://www.omicron-lab.com/fileadmin/assets/Training_and_Events/Power_Analysis_and_Design-Symposium/2022/Presentation_Biricha Digital.pdf (Accessed: Nov.5,2025)

Z. Shi, Y. Lu, Y. Chen and J.Feng, “The real-time fault diagnosis of optocoupler in switching mode power supply,” 10th International Conference on Reliability Maintainability and Safety (ICRMS), Guangzhou, China, 2014, pp. 263-266

Sharp, “PC817X Series,” MOUSER [Online]. http://www.mouser.com/datasheet/2/365/Sharpelectronics_08292023_737583310502.pdf?srsltid=AfmBOoon_5zZpKYqlzF2f70CEyiWGBEoGsKe1VDYQSHebC-Cx_30vVY-. (Accessed: Dec. 17, 2024)

ภาคผนวก ก

Product Folder | Sample & Buy | Technical Documents | Tools & Software | Support & Community

TEXAS INSTRUMENTS

INA225 36-V, Programmable-Gain, Voltage-Output, Bidirectional, Zero-Drift Series, Current-Shunt Monitor

1 Features

- Wide Common-Mode Range: 0 V to 36 V
- Offset Voltage: ±150 µV (Max, All Gains)
- Offset Voltage Drift: 0.5 µV/°C (Max)
- Gain Accuracy, Over Temperature (Max):
  - 25 V/V, 50 V/V: ±0.15%
  - 100 V/V: ±0.2%
  - 200 V/V: ±0.3%
  - 10-ppm/°C Gain Drift
- 250-kHz Bandwidth (Gain = 25 V/V)
- Programmable Gains:
  - G1 = 25 V/V
  - G2 = 50 V/V
  - G3 = 100 V/V
  - G4 = 200 V/V
- Quiescent Current: 350 µA (Max)
- Package: MSOP-8

2 Applications

- Power Supplies
- Motor Control
- Computers
- Telecom Equipment
- Power Management
- Test and Measurement

3 Description

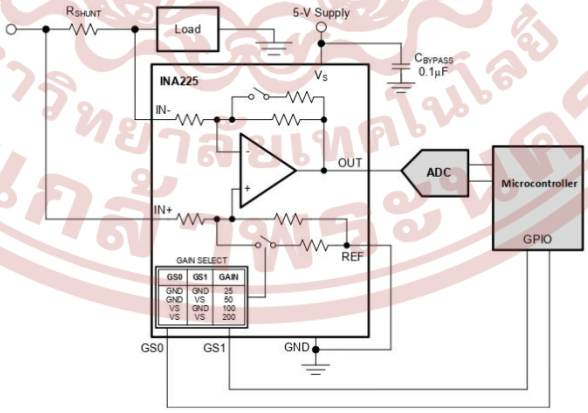
The INA225 is a voltage-output, current-sense amplifier that senses drops across current-sensing resistors at common-mode voltages that can vary from 0 V to 36 V, independent of the supply voltage. The device is a bidirectional, current-shunt monitor that allows an external reference to be used to measure current flowing in both directions across a current-sensing resistor.

Four discrete gain levels are selectable using the two gain-select terminals (GS0 and GS1) to program gains of 25 V/V, 50 V/V, 100 V/V, and 200 V/V. The low-offset, zero-drift architecture and precision gain values enable current-sensing with maximum drops across the shunt as low as 10 mV of full-scale while maintaining very high accuracy measurements over the entire operating temperature range.

The device operates from a single +2.7-V to +36-V power supply, drawing a maximum of 350 µA of supply current. The device is specified over the extended operating temperature range (–40°C to +125°C), and is offered in an MSOP-8 package.

Device Information

ORDER NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE
INA225AIDGK	MSOP (8)	3,0 mm x 3,0 mm



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

ภาพที่ ก-1 แสดงข้อมูลของ INA225

TEXAS INSTRUMENTS

INA333

SBOS445C – JULY 2008 – REVISED DECEMBER 2015

INA333 Micro-Power (50μA), Zerø-Drift, Rail-to-Rail Out Instrumentation Amplifier

1 Features

- Low Offset Voltage: 25 μV (Maximum), G ≥ 100
- Low Drift: 0.1 μV/°C, G ≥ 100
- Low Noise: 50 nV/√Hz, G ≥ 100
- High CMRR: 100 dB (Minimum), G ≥ 10
- Low Input Bias Current: 200 pA (Maximum)
- Supply Range: 1.8 V to 5.5 V
- Input Voltage: (V–) +0.1 V to (V+) –0.1 V
- Output Range: (V–) +0.05 V to (V+) –0.05 V
- Low Quiescent Current: 50 μA
- Operating Temperature: –40°C to +125°C
- RFI Filtered Inputs
- 8-Pin VSSOP and 8-Pin WSON Packages

2 Applications

- Bridge Amplifiers
- ECG Amplifiers
- Pressure Sensors
- Medical Instrumentation
- Portable Instrumentation
- Weigh Scales
- Thermocouple Amplifiers
- RTD Sensor Amplifiers
- Data Acquisition

3 Description

The INA333 device is a low-power, precision instrumentation amplifier offering excellent accuracy. The versatile 3-operational amplifier design, small size, and low power make it ideal for a wide range of portable applications.

A single external resistor sets any gain from 1 to 1000. The INA333 is designed to use an industry-standard gain equation: $G = 1 + (100\ k\Omega / R_G)$.

The INA333 device provides very low offset voltage (25 μV, G ≥ 100), excellent offset voltage drift (0.1 μV/°C, G ≥ 100), and high common-mode rejection (100 dB at G ≥ 10). It operates with power supplies as low as 1.8 V (±0.9 V) and quiescent current is only 50 μA, making it ideal for battery-operated systems. Using autocalibration techniques to ensure excellent precision over the extended industrial temperature range, the INA333 device also offers exceptionally low noise density (50 nV/√Hz) that extends down to DC.

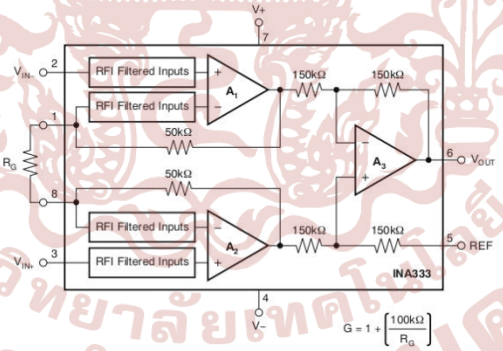
The INA333 device is available in both 8-pin VSSOP and WSON surface-mount packages and is specified over the T_A = –40°C to +125°C temperature range.

Device Information(1)

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
INA333	VSSOP (8)	3.00 mm × 3.00 mm
	WSON (8)	3.00 mm × 3.00 mm

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

Simplified Schematic



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

ภาพที่ ก-2 แสดงข้อมูลของ INA333

TEXAS INSTRUMENTS
AMC1200, AMC1200B
SBAS542D – APRIL 2011 – REVISED JULY 2015

AMC1200/B Fully-Differential Isolation Amplifier

1 Features

- ±250-mV Input Voltage Range Optimized for Shunt Resistors
- Very Low Nonlinearity: 0.075% Maximum at 5 V
- Low Offset Error: 1.5 mV Maximum
- Low Noise: 3.1 mV_{RMS} Typical
- Low High-Side Supply Current: 8 mA Maximum at 5 V
- Input Bandwidth: 60 kHz Minimum
- Fixed Gain: 8 (0.5% accuracy)
- High Common Mode Rejection Ratio: 108 dB
- 3.3-V Operation on Low-Side
- Certified Galvanic Isolation:
  - UL1577 and VDE V 0884-10 Approved
  - Isolation Voltage: 4250 V_{PEAK} (AMC1200B)
  - Working Voltage: 1200 V_{PEAK}
  - Transient Immunity: 10 kV/µs Minimum
- Typical 10-Year Lifespan at Rated Working Voltage (see Application Report SLLA197)
- Fully Specified Over the Extended Industrial Temperature Range

2 Applications

- Shunt Resistor Based Current Sensing in:
  - Motor Control
  - Green Energy
  - Frequency Inverters
  - Uninterruptible Power Supplies

3 Description

The AMC1200 and AMC1200B are precision isolation amplifiers with an output separated from the input circuitry by a silicon dioxide (SiO_2) barrier that is highly resistant to magnetic interference. This barrier has been certified to provide galvanic isolation of up to 4250 V_{PEAK} (AMC1200B) or 4000 V_{PEAK} (AMC1200) according to UL1577 and VDE V 0884-10. Used in conjunction with isolated power supplies, these devices prevent noise currents on a high common mode voltage line from entering the local ground and interfering with or damaging sensitive circuitry.

The input of the AMC1200 or AMC1200B is optimized for direct connection to shunt resistors or other low voltage level signal sources. The excellent performance of the device supports accurate current control resulting in system-level power saving and, especially in motor-control applications, lower torque ripple. The common mode voltage of the output signal is automatically adjusted to either the 3-V or 5-V low-side supply.

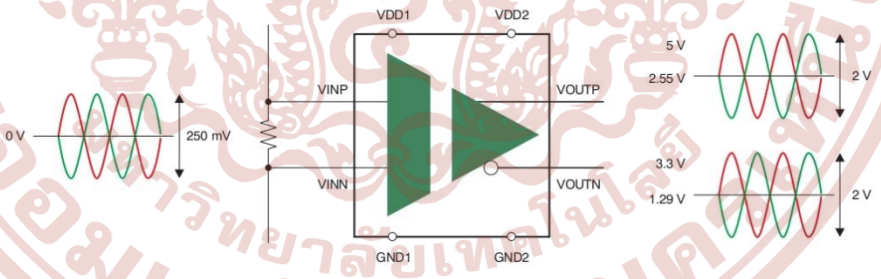
The AMC1200 and AMC1200B are fully specified over the extended industrial temperature range of –40°C to 105°C and are available in a wide-body SOIC-8 package (DWV) and a gullwing-8 package (DUB).

Device Information(1)

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
AMC1200, AMC1200B	SOP (8)	9.50 mm × 6.57 mm
	SOIC (8)	5.85 mm × 7.50 mm

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

Simplified Schematic



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

ภาพที่ ก-3 แสดงข้อมูลของ AMC1200

TEXAS INSTRUMENTS
INA823
SBOSA75B – JULY 2021 – REVISED NOVEMBER 2021

INA823 Precision, Low-Power, Wide-Supply (2.7-V to 36-V) Instrumentation Amplifier

1 Features

- Input overvoltage protection up to ±60 V
- Input voltage extends 150 mV below negative supply
- Low power supply current: 180 µA (typ)
- Precision performance:
  - Low offset voltage: 20 µV (typ), 100 µV (max)
  - Low input bias current: 8nA (max)
  - Common-mode rejection:
    - 84 dB, G = 1 (min)
    - 104 dB, G = 10 (min)
    - 120 dB, G ≥ 100 (min)
  - Power supply rejection: 100 dB, G = 1 (min)
- Input voltage noise: 21 nV/√Hz
- Bandwidth: 1.9 MHz (G = 1), 60 kHz (G = 100)
- Stable with 1-nF capacitive loads
- Supply range:
  - Single-supply: 2.7 V to 36 V
  - Dual-supply: ±1.35 V to ±18 V
- Specified temperature range: –40°C to +125°C
- Packages: 8-pin SOIC and 8-pin VSSOP

2 Applications

- Flow transmitter
- Wearable fitness and activity monitor
- Infusion pump
- Blood glucose monitor
- Electrocardiogram (ECG)
- Surgical equipment
- Weigh scale
- Analog input module
- Process analytics (pH, gas, concentration, force and humidity)
- Battery test

3 Description

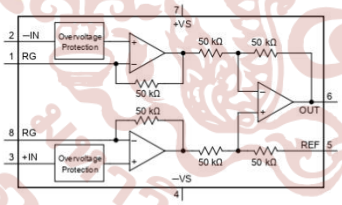
The INA823 is an integrated instrumentation amplifier that offers low power consumption and operates over a wide, single-supply or dual-supply range. A single external resistor sets any gain from 1 to 10,000. The device provides low input offset voltage, low offset voltage drift, low input bias current, and low current noise while remaining cost-effective. Additional circuitry protects the inputs against overvoltage up to ±60 V.

The INA823 is optimized to provide a high common-mode rejection ratio. At G = 1, the common-mode rejection ratio exceeds 84 dB across the full input common-mode range. The INA823 has a wide common-mode voltage range as low as 150-mV below negative supply. The device is designed for low-voltage operation from a 2.7-V single supply, and dual supplies up to ±18 V. The low power and single supply operation enable hand-held, battery-operated systems.

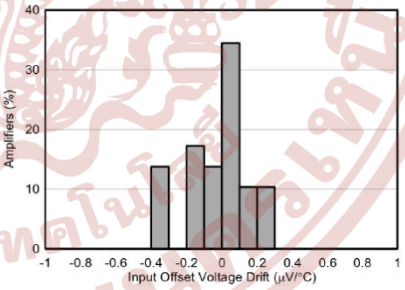
Device Information

PART NUMBER	PACKAGE(1)	BODY SIZE (NOM)
INA823	SOIC (8)	4.90 mm × 3.91 mm
	VSSOP (8)	3.00 mm x 3.00 mm

(1) For all available packages, see the package option addendum at the end of the data sheet.



INA823 Simplified Internal Schematic



Typical Distribution of Input Stage Offset Voltage Drift

An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

ภาพที่ ก-4 แสดงข้อมูลของ INA823

TEXAS INSTRUMENTS
ISO7640FM, ISO7641FM
SLLSE89G – SEPTEMBER 2011 – REVISED JANUARY 2015

ISO764xFM Low-Power Quad-Channel Digital Isolators

1 Features

- Signaling Rate: 150 Mbps
- Low Power Consumption, Typical I_{CC} per Channel (3.3-V Supplies):
  - ISO7640FM: 2 mA at 25 Mbps
  - ISO7641FM: 2.4 mA at 25 Mbps
- Low Propagation Delay: 7-ns Typical
- Output Defaults to Low-State in Fail-Safe Mode
- Wide Temperature Range: –40°C to 125°C
- 50-KV/μs Transient Immunity, Typical
- Long Life With SiO_2 Isolation Barrier
- Operates From 2.7-V, 3.3-V, and 5-V Supply and Logic Levels
- Wide Body SOIC-16 Package
- Safety and Regulatory Approvals
  - 6000 V_{PK} / 4243 V_{RMS} for 1 Minute per UL 1577
  - VDE 6000 V_{PK} Transient Overvoltage, 1414 V_{PK} Working Voltage per DIN V VDE V 0884-10 (VDE V 0884-10):2006-12
  - CSA Component Acceptance Notice 5A, IEC 60950-1, IEC 61010-1, and IEC 60601-1 End Equipment Standards
  - TUV 5 KV_{RMS} Reinforced Insulation per EN/UL/CSA 60950-1 and EN/UL/CSA 61010-1
  - CQC Reinforced Insulation per GB4943.1-2011

2 Applications

- Optocoupler Replacement in:
  - Industrial Fieldbus
    - Profibus
    - Modbus
    - DeviceNet™ Data Buses
  - Servo Control Interface
  - Motor Control
  - Power Supplies
  - Battery Packs

3 Description

ISO7640FM and ISO7641FM provide galvanic isolation up to 6 KV_{PK} for 1 minute per UL and VDE. These devices are also certified up to 5-KV_{RMS} Reinforced isolation at a working voltage of 400 V_{RMS} per end equipment standards EN/UL/CSA 60950-1 and 61010-1. ISO7640F and ISO7641F are quad-channel isolators; ISO7640F has four forward and ISO7641F has three forward and one reverse-direction channels. Suffix F indicates that output defaults to Low-state in fail-safe conditions (see Table 4). M-Grade devices are high-speed isolators capable of 150-Mbps data rate with fast propagation delays.

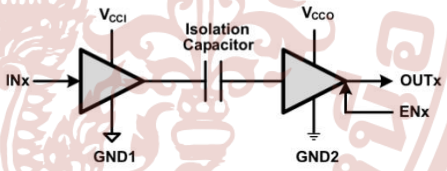
Each isolation channel has a logic input and output buffer separated by a silicon dioxide (SiO_2) insulation barrier. Used in conjunction with isolated power supplies, these devices prevent noise currents on a data bus or other circuits from entering the local ground and interfering with or damaging sensitive circuitry. The devices have TTL input thresholds and can operate from 2.7-V, 3.3-V, and 5-V supplies. All inputs are 5-V tolerant when supplied from 3.3-V or 2.7-V supplies.

Device Information(1)

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
ISO7640FM	SOIC (16)	10.30 mm × 7.50 mm
ISO7641FM		

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

Simplified Schematic



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. UNLESS OTHERWISE NOTED, this document contains PRODUCTION DATA.

ภาพที่ ก-5 แสดงข้อมูลของ ISO764xFM

TEXAS INSTRUMENTS
TS5A23157
SCDS165F – MAY 2004 – REVISED JANUARY 2019

TS5A23157 Dual 10-Ω SPDT Analog Switch

1 Features

- Low ON-State Resistance (15 Ω at 125°C)
- 125°C Operation
- Control Inputs are 5-V Tolerant
- Specified Break-Before-Make Switching
- Low Charge Injection
- Excellent ON-Resistance Matching
- Low Total Harmonic Distortion
- 1.8-V to 5.5-V Single-Supply Operation
- Latch-Up Performance Exceeds 100 mA Per JESD 78, Class II
- ESD Performance Tested Per JESD 22
  - 2000-V Human-Body Model (A114-B, Class II)
  - 1000-V Charged-Device Model (C101)

2 Applications

- Sample-and-Hold Circuits
- Battery-Powered Equipment
- Audio and Video Signal Routing
- Communication Circuits

3 Description

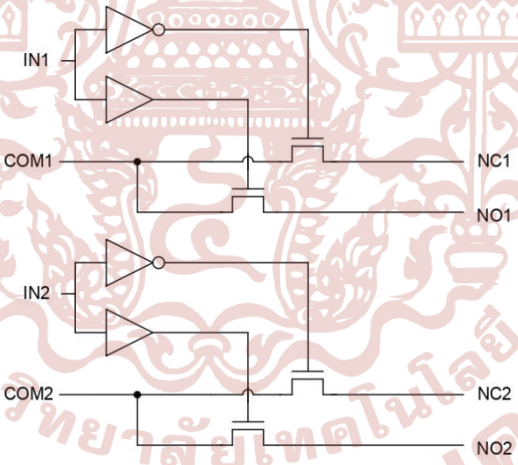
The TS5A23157 device is a dual single-pole double-throw (SPDT) analog switch designed to operate from 1.65 V to 5.5 V. This device can handle both digital and analog signals. Signals up to 5.5 V (peak) can be transmitted in either direction.

Device Information(1)

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
TS5A23157DGS	VSSOP (10)	3.00 mm × 3.00 mm
TS5A23157RSE	UQFN (10)	2.00 mm × 1.50 mm

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

Block Diagram



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

ภาพที่ ก-6 แสดงข้อมูลของ TS5A23157

TEXAS INSTRUMENTS
UCC12051-Q1
SNVSBY2A – JANUARY 2021 – REVISED JUNE 2021

UCC12051-Q1 High-Efficiency, Low-EMI, 5-kV$_{RMS}$ Isolation DC/DC Converter

1 Features

- High-efficiency DC/DC converter with integrated transformer technology
- AEC-Q100 qualified with the following results:
  - Device temperature Grade 1: –40°C to 125°C ambient operating Temperature
- Functional Safety-Capable
  - Documentation available to aid functional safety system design
- Output power (typical): 500 mW
- Regulated 5 V or 3.3 V output with selectable 400 mV headroom voltage to power an LDO
- Input voltage: 4.5 V to 5.5 V
- Robust isolation barrier:
  - Isolation rating: 5 kV$_{RMS}$
  - Surge capability: 10 kV$_{PK}$
  - Working voltage: 1.2 kV$_{RMS}$
  - Minimum CMTI: 100 V/ns
- Short circuit recovery
- Thermal shutdown
- 16-pin wide-body SOIC package with > 8-mm creepage and clearance
- Safety-related certifications (planned):
  - 7071-V$_{PK}$ reinforced isolation per DIN V VDE V 0884-11:2017-01
  - 5000-V$_{RMS}$ isolation for 1 minute per UL 1577
  - UL certification per IEC 60950-1 and IEC 62368-1 end equipment standards
  - CQC approval per GB4943.1-2011

2 Applications

- On-board charger
- Battery management system
- Traction inverter
- DC/DC converter for HEV/EVs

3 Description

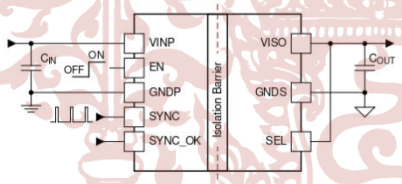
UCC12051-Q1 is an automotive qualified DC/DC power module with 5-kV$_{RMS}$ isolation rating designed to provide efficient, isolated power to isolated circuits that require a bias supply with a well-regulated output voltage. The device integrates a transformer and DC/DC controller with a proprietary architecture to provide 500 mW (typical) of isolated power with low EMI.

The UCC12051-Q1 integrates protection features for increased system robustness. The device also has an enable pin, synchronization capability, and regulated 5-V or 3.3-V output options with headroom. The UCC12051-Q1 is a low-profile, miniaturized solution offered in a wide-body SOIC package with 2.65-mm height (typical).

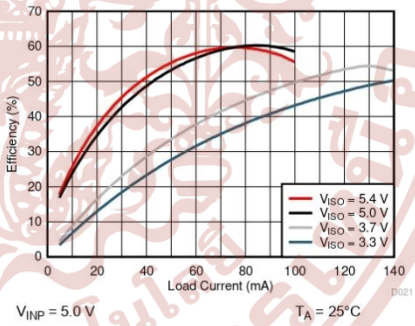
Device Information(1)

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
UCC12051-Q1	DVE SOIC (16)	10.30 mm × 7.50 mm

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



Simplified Application



Typical Efficiency vs. Load

An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

ภาพที่ ก-7 แสดงข้อมูลของ UCC12051-Q1

MICROCHIP

MCP6001/1R/1U/2/4

1 MHz, Low-Power Op Amp

Features

- Available in 5-Lead SC-70 and 5-Lead SOT-23 Packages
- Gain Bandwidth Product: 1 MHz (typical)
- Rail-to-Rail Input/Output
- Supply Voltage: 1.8V to 6.0V
- Supply Current: I_Q = 100 µA (typical)
- Phase Margin: 90° (typical)
- Temperature Range:
  - Industrial: -40°C to +85°C
  - Extended: -40°C to +125°C
- Available in Single, Dual and Quad Packages

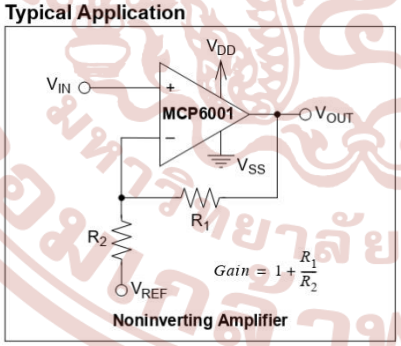
Applications

- Automotive
- Portable Equipment
- Photodiode Amplifier
- Analog Filters
- Notebooks and PDAs
- Battery-Powered Systems

Design Aids

- SPICE Macro Models
- FilterLab® Software
- Mindi™ Circuit Designer and Analog Simulator
- Microchip Advanced Part Selector (MAPS)
- Analog Demonstration and Evaluation Boards
- Application Notes

Typical Application



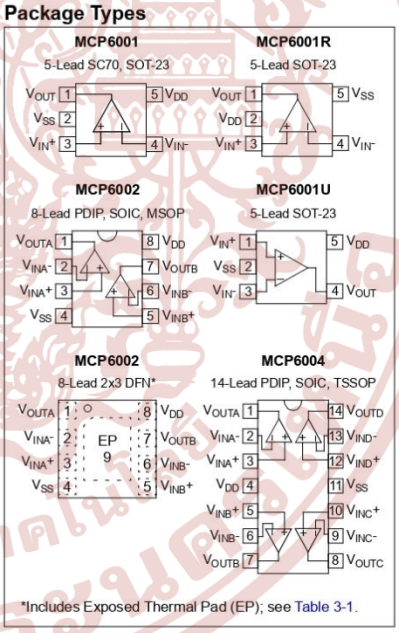
Noninverting Amplifier

Description

The Microchip Technology Inc. MCP6001/2/4 family of operational amplifiers (op amps) is specifically designed for general purpose applications. This family has a 1 MHz Gain Bandwidth Product (GBWP) and 90° phase margin (typical). It also maintains a 45° phase margin (typical) with a 500 pF capacitive load. This family operates from a single-supply voltage as low as 1.8V, while drawing 100 µA (typical) quiescent current. Additionally, the MCP6001/2/4 supports rail-to-rail input and output swing, with a Common-mode input voltage range of V_{DD} + 300 mV to V_{SS} – 300 mV. This family of op amps is designed with Microchip's advanced CMOS process.

The MCP6001/2/4 family is available in the industrial and extended temperature ranges, with a power supply range of 1.8V to 6.0V.

Package Types



*Includes Exposed Thermal Pad (EP); see Table 3-1.

© 2002-2020 Microchip Technology Inc.

ภาพที่ ก-8 แสดงข้อมูลของ MCP6004

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ	นางสาวพลอยพรรณ จุมพรม
ชื่อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรทดสอบค่าความต้านทานของฉนวนไฟฟ้าด้วยวิธีการวัดค่ากระแสรั่วไหล
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
ประวัติ	นางสาวพลอยพรรณ จุมพรม

สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาเทคโนโลยีวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ภาควิชาเทคโนโลยีวิศวกรรมไฟฟ้า วิทยาลัยเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ เมื่อปีการศึกษา 2564

สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษา จากโรงเรียนกาญจนาภิเษกวิทยาลัย สุพรรณบุรี

พ.ศ.2565 เริ่มทำงานเป็นวิศวกรทดสอบ (Test and Commissioning Engineer) ของระบบประตูกั้นชานชาลา (PSD) ที่โครงการรถไฟฟ้าโมโนเรลสายสีชมพู-เหลือง