

ในการทำการวิจัยเรื่องระบบจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง เซลล์แสงอาทิตย์ และแบตเตอรี่นั้น มีขั้นตอนการดำเนินงานทั้งหมด 4 ขั้นตอน ดังนี้

2.1 ตัวแปลงไฟสำหรับเซลล์เชื้อเพลิง

2.2 ตัวแปลงไฟสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์

2.3 ตัวแปลงไฟสำหรับแบตเตอรี่ชนิดซูเปอร์คาปาซิเตอร์

2.4 การบริหารจัดการพลังงานในระบบจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง เซลล์แสงอาทิตย์และแบตเตอรี่ชนิดซูเปอร์คาปาซิเตอร์

2.1 ตัวแปลงไฟสำหรับเซลล์เชื้อเพลิง

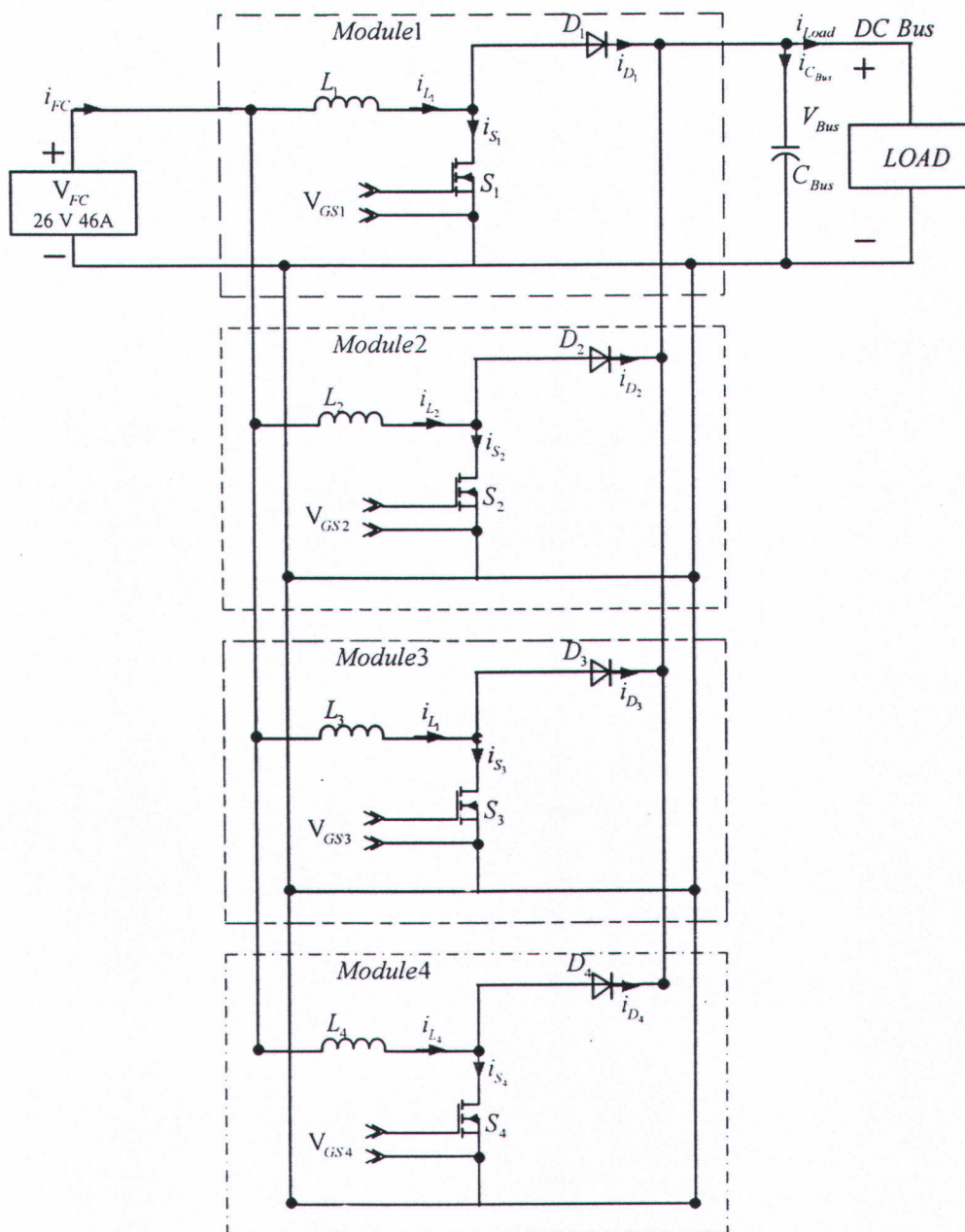
2.1.1 การออกแบบวงจรกำลังของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (4-Phase Converter)

วงจรกำลังของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ที่สำคัญคือตัวเหนี่ยวนำ ความถี่สูง อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่สวิตช์ ตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต ซึ่งวงจรกำลังต้องสามารถทำงานได้ปกติที่ขนาดพิกัดกระแส แรงดันที่ใช้งานและความถี่ที่ใช้ในการวิจัยมีค่า 25 kHz ซึ่งเป็นความถี่ในการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ และเนื่องจากแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรทบทแรงดันแต่ละตัวยังมีส่วนของแรงดันกระเพื่อมอยู่ ดังนั้นจึงต้องผ่านวงจรกรองแรงดัน (Filter) เพื่อลดแรงดันกระเพื่อม

จากภาพที่ 2-1 เป็นส่วนของวงจรคอนเวอร์ชันกัน 4 เฟส [23] มีเพาเวอร์มอสเฟตทำหน้าที่เป็นสวิตช์จากภาพที่ 2-1 การทำงานของสวิตช์เป็นดังนี้ สวิตช์ S_1 จะทำงานที่ 0 องศา สวิตช์ S_2 จะทำงานที่ 90 องศา สวิตช์ S_3 จะทำงานที่ 180 องศา สวิตช์ S_4 จะทำงานที่ 270 องศา รับคำสั่งสัญญาณสวิตช์มาจากวงจรขับเคลื่อนที่จุด V_{GS1} ถึง V_{GS4}

ในวงจรกำลังจะประกอบไปด้วยการออกแบบส่วนต่างๆ ดังนี้

- การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง
- การเลือกอุปกรณ์ในการสวิตช์
- การเลือกไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว
- การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต



ภาพที่ 2-1 วงจรทบทแรงดันขนานกัน 4 เฟส

2.1.1.1 การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง ในวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ตัวเหนี่ยวนำเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญมากเนื่องจากมีหน้าที่ในการเก็บและคายพลังงานเป็นผลให้ระดับแรงดันทางเอาต์พุต มีค่าสูงกว่าระดับแรงดันที่อินพุต การคำนวณหาค่าของตัวเหนี่ยวนำสามารถหาได้จากสมการที่ (2-1)

$$L = \frac{V_{FC} \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (2-1)$$

เมื่อ L คือค่าตัวเหนี่ยวนำ
 V_{FC} คือแรงดันอินพุต มีค่า 26 V
 f_s คือความถี่ที่ใช้ในวงจร มีค่า 25 kHz

ΔI_L คือกระแสกระเพื่อมทางอินพุต กำหนดให้มีค่า 1.5 A (13 เปอร์เซ็นต์ของกระแสอินพุต)

D คือดิวิตีไซเคิล หาได้จาก

$$D = 1 - \frac{V_{FC}}{V_{Bus}} = 1 - \frac{26}{60} = 0.57$$

V_{Bus} คือแรงดันเอาต์พุต มีค่า 60 V

แทนค่าเพื่อหาค่าตัวเหนี่ยวนำ

$$L = \frac{26V \times 0.57}{1.5A \times 25kHz} = 395 \mu H$$

เมื่อได้ค่าของตัวเหนี่ยวนำแล้วจะหาขนาดของแกนที่ใช้โดยเลือกชนิดของแกนเป็นแกน-เฟอร์ไรต์ เพราะมีค่าสูญเสียต่ำเมื่อทำงานที่ความถี่สูง การคำนวณขนาดใช้วิธีการคำนวณแบบ A_p - (Area Approach) วิธีนี้เป็นการออกแบบที่ใช้ค่า T_{rise} ซึ่งอยู่ในรูปของความหนาแน่นกระแสของลวดตัวนำ ($J = 100 - 1000 A/cm^2$) โดยคำนวณหาขนาดของแกนหลักดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 จากขีดจำกัดและข้อกำหนดในการคำนวณหา A_p โดยกำหนดค่าต่าง ๆ ในการออกแบบวงจร ดังนี้ $J = 4 A/mm^2 = 4 \times 10^6 A/m^2$, $k = 0.65$, กระแสเอาต์พุต (I_{rms}) = 11.5 A, กระแสเอาต์พุตสูงสุด (I_{peak}) = 12.25 A, $\Delta I = 2(I_{peak} - I_{rms}) = 1.5 A$, และ $B = 0.5$

แทนค่า

$$A_p = \frac{LI_{peak}I_{rms}}{B_{max}Jk} = \frac{395 \times 10^{-6} \times 12.25 \times 11.5}{0.5 \times 4 \times 10^6 \times 0.65} = 42804 mm^3$$

ขั้นตอนที่ 2 เลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ที่มีค่า A_p มากกว่าที่ได้คำนวณจากขั้นตอนที่ 1 เนื่องจากถ้าเลือก A_p น้อยกว่าที่คำนวณได้จะทำให้ไม่ได้ค่าต่าง ๆ ตามต้องการ โดยจะเลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์เบอร์ EE55/55/21 ซึ่งมีค่าต่าง ๆ ดังนี้ $A_p = 43700 mm^3$, $A_w = 379 mm^2$, $S = 354 mm^2$

ค่าตัวแปรจาก Datasheet ของแกนเฟอร์ไรต์เมื่อเทียบกับตัวแปรจากสูตร

A_p คือ Effective core Volume (V_e) มีหน่วยเป็น mm^3 หรือ mm^4 (ตามขนาดของแกน)

A_w คือ Cross-sectional winding area of core (A_{cw}) มีหน่วยเป็น mm^2

S คือ Effective cross-sectional area (A_e) มีหน่วยเป็น mm^2

ตารางที่ 2-1 ตัวแปรต่าง ๆ ของแกนเฟอร์ไรต์เบอร์ EE55/55/21

Parameter

Core factor	C1	mm ⁻¹	0.348
Effective magnetic path length	l _e	mm	123
Effective cross-sectional area	A _e	mm ²	354
Effective core volume	V _e	mm ³	43700
Cross-sectional center leg area	A _{cp}	mm ²	351
Minimum cross-sectional area	A _{cp min.}	mm ²	341
Cross-sectional winding area of core	A _{cw}	mm ²	397
Weight (approx.)		g	234

ขั้นตอนที่ 3 คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดตัวเหนี่ยวนำ

กำหนดให้ $L = 395 \mu\text{H}$, $I_{\text{peak}} = 12.25 \text{ A}$, $B_{\text{max}} = 0.5$, $S = 354 \text{ mm}^2$ แทนค่าเพื่อหาจำนวนรอบของขดลวดตัวเหนี่ยวนำ

$$N = \frac{LI_{\text{peak}}}{B_{\text{max}}S} = \frac{395 \times 10^{-6} \times 12.25}{0.5 \times 354 \times 10^{-6}} = 27 \text{ รอบ}$$

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณหาขนาดของลวดตัวนำ (A_w)

$$A_w = \frac{I_{\text{rms}}}{J} = \frac{11.5 \text{ A}}{4 \text{ A/mm}^2} = 2.87 \text{ mm}^2$$

ขั้นตอนที่ 5 เลือกเบอร์ลวดทองแดงให้มี A_w ใหญ่กว่า A_w ที่ได้จากการคำนวณจากขั้นตอนที่ 4 โดยคำนวณเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดได้จาก

$$d = \sqrt{\frac{4A_w}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \times 2.87 \text{ mm}^2}{\pi}} = 1.91 \text{ mm}$$

เลือกขดลวดเบอร์ 12 AWG มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 2.05 mm มากกว่าที่ได้คำนวณไว้เนื่องจากเส้นผ่านศูนย์กลางมีผลต่อการไหลของกระแสในขดลวดถ้าค่าน้อยกว่าที่คำนวณได้กระแสจะไหลได้ไม่ถึงที่ต้องการ

ขั้นตอนที่ 6 คำนวณหาพื้นที่หน้าตัดของลวดที่ใช้งานจริงว่าสามารถนำไปใช้กับแกนเฟอร์ไรต์ ได้หรือไม่

$$A_w = \frac{\pi d^2}{4} = \frac{\pi (2.05 \text{ mm})^2}{4} = 3.3 \text{ mm}^2$$

$$W = \frac{N \times A_w}{k} = \frac{27 \times 3.3}{0.65} = 137 \text{ mm}^2$$

W ที่ใช้ได้ต้องมีค่า $\leq 397 \text{ mm}^2$

ขั้นตอนที่ 7 คำนวณหาค่าความกว้างของ Air Gap (l_g)

$$l_g = \frac{\mu_o N^2 S}{2L} = 0.004102 \text{ m}$$

สรุป วงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ใช้แกนเฟอร์ไรต์ EE55/55/21 ลวดเบอร์ 12 AWG จำนวนรอบที่พัน 27 รอบ ความกว้าง Air Gap มีขนาด 0.004102 m

2.1.1.2 การเลือกอุปกรณ์สวิตช์ในวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ควรเลือกอุปกรณ์ที่สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงเวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตช์ เพราะนอกจากสามารถทำงานที่ความถี่สูงตั้งแต่ 20 kHz ถึง 400 kHz เวลาในการสับสวิตช์อยู่ในช่วงนาโนวินาทีและในวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่ายเพราะควบคุมด้วยแรงดันและต้องการกระแสอินพุตค่าต่ำ ๆ เท่านั้น

โดยได้เลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟต เบอร์ IRFP264 ของบริษัท International Rectifier ซึ่งมีคุณลักษณะสมบัติต่าง ๆ ที่สำคัญดังนี้ ความต้านทานระหว่างขาเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)} = 0.075 \Omega$ ซึ่งมีค่าต่ำมาก แรงดันตกคร่อมระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส (V_{DS}) ที่ทนได้ 250 V กระแสเดรน (I_D) สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ 38 A เวลาคืนสภาพของเพาเวอร์ มอสเฟต $t_{rr} = 620 \text{ ns}$

2.1.1.3 การเลือกไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว (Ultra fast and hyper fast diode) ในการวิจัยนี้เลือกใช้ไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว (Ultra fast and hyper fast diode) เหมาะสำหรับงานที่มีความถี่สูงมาก การทำงานจึงต้องการให้ไดโอดที่นำกระแสอยู่เปลี่ยนสภาวะเป็นหยุดนำกระแส อย่างรวดเร็วมีช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับประมาณ 100 นาโนวินาทีถึง 75 นาโนวินาที และพิจารณากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดขณะนำกระแสหาได้จากสมการที่ (2-2)

$$I_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times I_{Peak} \times \sqrt{\frac{1}{D}} \quad (2-2)$$

$$I_{rms} = 11.47 \text{ A}$$

ไดโอดสำหรับเรียงกระแสด้านเอาต์พุตจะต้องสามารถทนกระแสสูงสุดขณะนำกระแสได้ในการวิจัยนี้ใช้ไดโอด เบอร์ MUR3020PT ซึ่งทนสามารถทนกระแสได้ 30 A

2.1.1.4 การคำนวณหาตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต ในวงจรกำลังของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุตของวงจรมีหน้าที่ในการเก็บพลังงานในรูปของประจุไฟฟ้าและจ่ายแรงดันออกให้กับเอาต์พุตหรือภาระ (Load) หรือคายประจุไฟฟ้าเมื่ออุปกรณ์สวิตช์ปิดวงจร (Turn on) และทำการเก็บประจุเมื่ออุปกรณ์สวิตช์เปิดวงจร (Turn off) ดังนั้นจำเป็นต้องเลือกตัวเก็บประจุที่สามารถทนแรงดันได้เท่าหรือมากกว่าแรงดันเอาต์พุต หากเลือกตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่จะมีส่วนช่วยในการลดแรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุต การคำนวณหาตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตหาได้จากสมการที่ (2-3)

$$C_{Bus} = \frac{\eta \cdot P_{FC} \cdot D}{V_{Bus} \cdot \Delta V_{Bus} \cdot (4f_s)} \quad (2-3)$$

- เมื่อ C_{Bus} คือค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต
 V_{Bus} คือแรงดันเอาต์พุต มีค่า 60 V
 P_{FC} คือกำลังไฟฟ้าของเซลล์เชื้อเพลิง
 D คือดีวตีไซเคิล มีค่า 0.57
 f_s คือความถี่ที่ใช้ในวงจร มีค่า 25 kHz
 ΔV_{Bus} คือแรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุตกำหนดให้มีค่า 1V (1.5% ของแรงดันเอาต์พุต)
 η คือประสิทธิภาพ กำหนดมีค่าเท่ากับ 80%

แทนค่า

$$C_{Bus} = \frac{80 \times 1.2kW \times 0.57}{60V \times 1V \times (4 \times 25kHz)} = 91.2\mu F$$

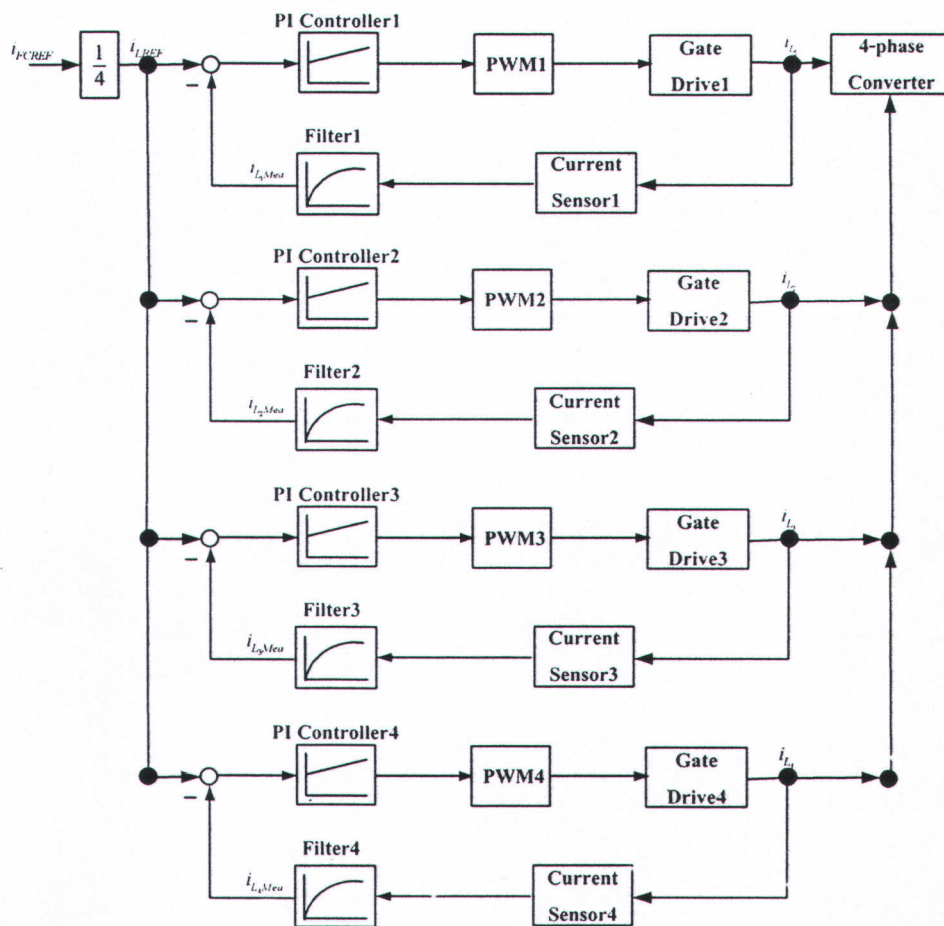
ดังนั้นควรเลือกขนาดตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตของวงจรที่มีค่าสูงกว่า 91.2 μF และแรงดันที่ทนได้ต้องไม่ต่ำกว่าแรงดันเอาต์พุต การวิจัยนี้ได้เลือกใช้ขนาดตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต 470 μF ทนแรงดันได้ 450 V

ในการเลือกค่าตัวเก็บประจุหากใช้ค่าที่มีความจุสูงจะทำให้แรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุตมีค่าลดลง แต่ค่าความจุของตัวเก็บประจุจะต้องไม่น้อยกว่าค่าที่คำนวณได้ ถ้าเลือกตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุและอัตราทนแรงดันสูง ๆ ราคา ก็จะสูงตามไปด้วยจึงต้องเลือกให้เหมาะสมกับการใช้งาน

2.1.2 การออกแบบวงจรควบคุม

วงจรภาคควบคุมทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจรทบทแรงดันเพื่อให้วงจรทบทแรงดันสามารถรักษาระดับการจ่ายกระแสให้คงที่เป็นไปตามสัญญาณคำสั่ง ภาพที่ 2-2 จะเห็นได้ว่ารูปกระแส จะมีจำนวน 4 เฟส แต่สัญญาณคำสั่ง (i_{FCREF}) จะมีเพียงสัญญาณเดียว ดังนั้นทุกเฟสได้สัญญาณคำสั่งที่เหมือนกันแต่สัญญาณจะถูกหารลงตามจำนวนวงจรที่ต่อขนาน 4 ตัว ซึ่งงานวิจัยนี้สามารถส่งสัญญาณคำสั่งกระแสได้ตั้งแต่ 0-46 A ถ้าส่งสัญญาณคำสั่ง 46 A ซึ่งจะถูกหาร 4 ดังนั้นแต่ละเฟสจะทำงานเฟสละ 11.5 A

ดังแสดงในภาพที่ 2-2 งานวิจัยนี้ได้มีการควบคุมลูปปิดกระแสคือจะมีการนำกระแสที่ไหลในแต่ละเฟสมาคำนวณด้วยวงจรควบคุมบูรณาการรวมหน่วยแบบพี-ไอ (PI Controller) เพื่อทำการชดเชยค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมอ้างอิงจะได้ผลลัพธ์ออกมาคือได้พัลส์บิวดิเอ็ม (PWM) มีการเปิด/ปิดวงจรที่ต่างกัน ก่อนที่จะนำไปขับขาเกตของมอสเฟตจะต้องผ่านวงจรขับเคลื่อนเพื่อทำการแยกกราวด์ระหว่างวงจรควบคุมกับกราวด์วงจรกำลังให้ออกจากกันและยกระดับสัญญาณให้สูงมากขึ้นเพื่อที่จะสั่งให้มอสเฟตทำงานได้ มอสเฟตแต่ละตัวจะทำงานต่างเฟสกัน 90 องศาซึ่งการทำงานทั้ง 4 เฟสจะทำงานเหมือนกันทุกตัวแต่แยกกันทำงานโดยอิสระจากกันดังที่แสดงในภาพที่ 2-2



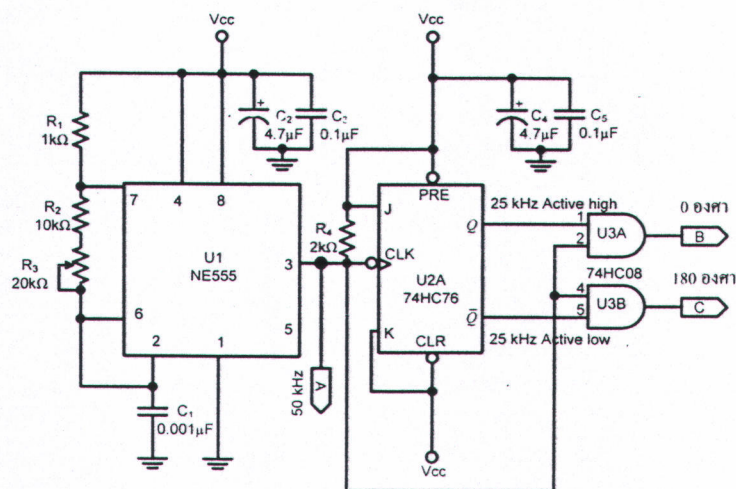
ภาพที่ 2-2 การควบคุมกระแสแบบลูปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 4 เฟส [23]

ในวงจรควบคุมกระแสแบบลูปิดจะประกอบไปด้วยการออกแบบส่วนต่างๆ ดังนี้

- วงจรสร้างกระแสอ้างอิง
- วงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิง
- วงจรควบคุมการเลื่อนเฟส
- วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม
- วงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM)
- วงจรควบคุมกระแสแบบพีไอ (PI-Controller)

2.1.2.1 วงจรสร้างกระแสอ้างอิง กระแสอ้างอิงที่ใช้ในการวิจัยมาจากตัวควบคุมด้วยชุด dSPACE DS1104 ผ่านทางชุดควบคุมที่สามารถปรับเปลี่ยนได้จากการเขียนโปรแกรมจำลองการทำงานบนเครื่องคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ร่วมกับ Control Desk Software

2.1.2.2 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิงในการออกแบบวงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ สัญญาณพาหะที่ใช้ในการมอดูเลตเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม โดยก่อนที่จะได้สัญญาณสามเหลี่ยมในงานวิจัยนี้ทำการสร้างสัญญาณพัลส์โดยใช้ไอซีเบอร์ NE555 คุณสมบัติก็คือเป็นไอซีไทเมอร์นับเวลา ที่มีความเที่ยงตรงสูงใช้งานง่าย เสถียรภาพสูง ในงานวิจัยนี้จะถูกนำมาใช้สำหรับสร้างสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่ 50 kHz สามารถกำหนดความถี่ได้จากค่าความต้านทานและของตัวเก็บประจุดังที่ได้แสดงในวงจรแล้วส่งสัญญาณนาฬิกาความถี่ 50 kHz ดังแสดงในภาพที่ 2-3 จากจุด A เข้าไปยังไอซีเบอร์ SN74HC76 ซึ่งเป็นไอซีทำหน้าที่หารความถี่ของสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ Toggle Flip-flop เป็นวงจรหาร 2 ที่สร้างจากฟลิปฟล็อป ชนิด JK ดังที่ได้แสดงในวงจร แล้วส่งสัญญาณนาฬิกาความถี่ 25 kHz ออกมาสัญญาณพัลส์ก็จะถูกแบ่งเป็น 2 ส่วนโดยไอซีส่วนที่ 1 จะทำหน้าที่ Active high ที่ขอบขาขึ้น ไอซีส่วนที่ 2 จะทำหน้าที่ Active high ที่ขอบขาลงแล้วส่งสัญญาณไปที่ไอซีเบอร์ SN74HC08 ซึ่งเป็นไอซี NAND GATE ทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณนาฬิกาความถี่ 50kHz กับสัญญาณนาฬิกาความถี่ 25 kHz ดังนั้นหลังจากผ่านไอซีเบอร์ SN74HC08 เอาต์พุตจากจุด B และจุด C ทั้งสองตัวก็จะได้สัญญาณพัลส์ 2 สัญญาณ ที่ความถี่เหลือมเฟสกัน 180 องศา ดังนั้นสัญญาณพัลส์นี้จะเป็นสัญญาณหลักที่ใช้ในการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม



ภาพที่ 2-3 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์อ้างอิง

จากคู่มือการใช้งานของไอซีเบอร์ LM555/NE555/SA555 บริษัท Fairchild Semiconductor สามารถหาความถี่ที่วงจรในภาพที่ 2-3 กำเนิดออกมาได้จากสมการที่ (2-4)

$$f = \frac{1.44}{(R_1 + 2(R_A))C_1} \quad (2-4)$$

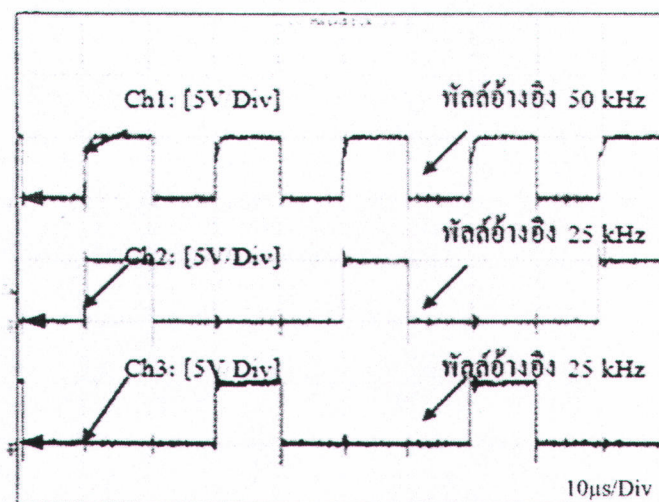
เมื่อ $R_A = R_2 + R_3$

เมื่อต้องการความถี่ 50 kHz เลือกค่า $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ และ $C_1 = 0.001 \text{ }\mu\text{F}$ สามารถคำนวณหาความต้านทาน R_2 และ R_3 ได้ดังนี้

$$50 \times 10^3 \text{ Hz} = \frac{1.44}{(1 \times 10^3 \Omega + 2R_A) \times 0.001 \times 10^{-6} \text{ F}}$$

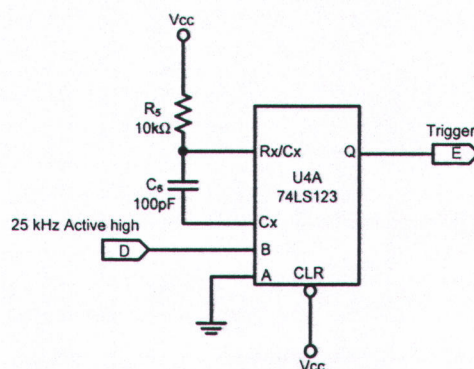
$$R_A = 13.9 \text{ k}\Omega$$

ในการใช้งานจริงอุปกรณ์อาจมีความผิดพลาด ดังนั้นจึงเลือกใช้ตัวต้านทานชนิดปรับค่าได้ R_3 ค่า $20\text{ k}\Omega$ ร่วมกับตัวต้านทานค่าคงที่ R_2 ค่า $10\text{ k}\Omega$ ทำให้วงจรนี้สามารถปรับความถี่ได้ ตั้งแต่ 20 kHz ถึง 68.57 kHz ภาพที่ 2-4 แสดงให้เห็นสัญญาณพัลส์อ้างอิง 50 kHz ที่ได้จากจุด A เป็นสัญญาณหลักและสัญญาณพัลส์อ้างอิง 25 kHz ซึ่งวัดได้จากจุด B และ C สัญญาณทั้งสองสัญญาณจะเลื่อนเฟสกัน 180 องศา



ภาพที่ 2-4 สัญญาณพัลส์ที่ห่างกัน 180 องศา และลดความถี่เหลือ 25 kHz

2.1.2.3 วงจรควบคุมการเลื่อนเฟส ในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์มีการสวิตช์ที่เลื่อนเฟสกัน 90 องศา ต่อจากนั้นก็จะผ่านไอซีเบอร์ 74LS123 เพื่อทำให้สัญญาณพัลส์ที่ได้มีการเลื่อนเฟสกัน 90 องศา ไอซีเบอร์ 74LS123 เป็นวงจรหน่วงเวลาชนิดโมโนสเตเบิล มัลติไวเบเรเตอร์ (Monostable Multivibrator) จำนวน 2 ชุด การทำงานจะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณขาเข้า โดยสัญญาณเอ้าท์พุทที่ได้จากไอซีเบอร์ SN74LS123 ทั้งสองตัวนี้ก็จะได้สัญญาณพัลส์จำนวน 4 พัลส์ที่มีการเลื่อนเฟสกัน 90 องศา ดังภาพที่ 3-4 การคำนวณคาบเวลาของวงจรโมโนสเตเบิล 74LS123 เพื่อทริกขาเบสของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 ซึ่งมีเวลา Rise Time 25 นาโนวินาที ดังนั้นเราต้องการค่าเวลาการทำงานของโมโนสเตเบิลอย่างน้อย 25 นาโนวินาที



ภาพที่ 2-5 วงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบเรเตอร์ใช้ไอซี SN74LS123

ดังแสดงในภาพที่ 2-5 จากจุด D เป็นอินพุตรับสัญญาณ 25 kHz จากวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ อ้างอิงส่วนจุด E เป็นเอาต์พุตที่แต่ละเฟสได้มีการเลื่อนเฟส 90 องศา เพื่อไปควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ของวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมต่อไป

จากภาพที่ 2-5 ในการคำนวณค่าเวลาของวงจรโมโนสเตเบิลจากคู่มือการใช้งานไอซีเบอร์ TC74HC123AP สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2-5)

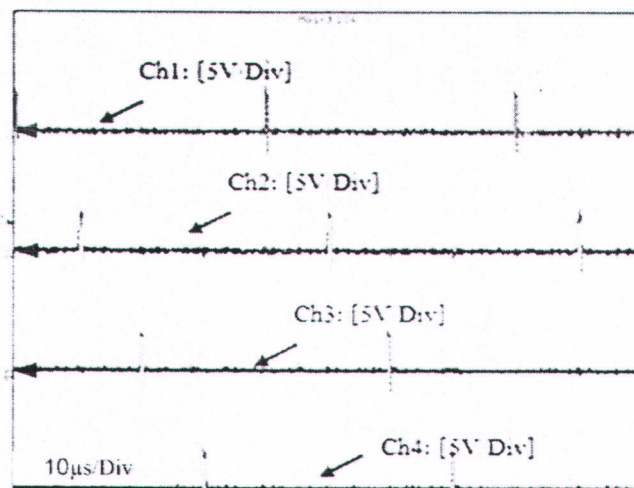
$$tw = R_{15}C_{16} \quad (2-5)$$

เมื่อ tw คือ ความกว้างพัลส์ของวงจรโมโนสเตเบิลที่ต้องการ คือ $1 \mu s$
เลือกค่าตัวเก็บประจุ $C_{16} = 100 \text{ pF}$ แทนค่าลงในสมการที่ (2-5) เพื่อหา R_5

$$1 \times 10^{-6} s = R_{15} \times 100 \times 10^{-12} F$$

$$R_{15} = \frac{1 \times 10^{-6} s}{100 \times 10^{-12} F} = 10 k\Omega$$

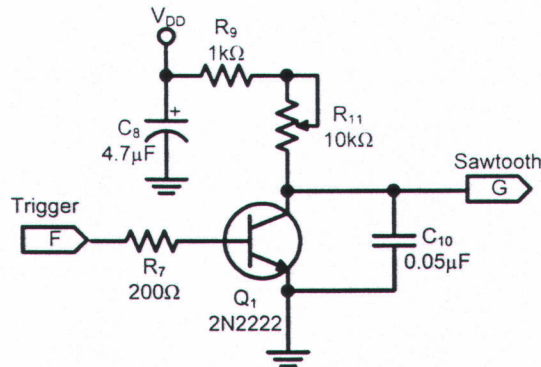
จากภาพที่ 2-6 แสดงให้เห็นสัญญาณการทำงานของวงจรเลื่อนเฟสจากไอซีเบอร์ 74LS123 ทำให้สัญญาณพัลส์ที่ได้ไปกระตุ้นการทำงานของทรานซิสเตอร์ของวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมให้มีการเลื่อนเฟสกัน 90 องศา



ภาพที่ 2-6 สัญญาณกระตุ้นจากไอซี 74LS123 ให้มีการเลื่อนเฟส

2.1.2.4 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม ในการออกแบบมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์สัญญาณพาหะที่ใช้ในการมอดูเลต สัญญาณสามเหลี่ยมหลังจากที่ได้สัญญาณพัลส์ที่มีการกำหนดให้มีความต่างเฟสกันเฟสละ 90 องศา และใช้หลักการของการเก็บประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุที่เกิดจากการเปิด-ปิดสวิตช์ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 เพื่อทำให้เกิดสัญญาณสามเหลี่ยม

วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อยคือส่วนที่ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณพัลส์เป็นสัญญาณฟันเลื่อยโดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 และวงจร RC จำนวน 4 วงจร สำหรับ 4 เฟสทำงานห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า



ภาพที่ 2-7 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

จากภาพที่ 2-7 เพื่อให้ง่ายแก่การคำนวณ กำหนด $R_L = R_9 + R_{11}$ ในงานวิจัยนี้ต้องการสัญญาณฟันเลื่อยความถี่ 25 kHz ซึ่งมีคาบเวลา 40 ไมโครวินาที และจุดสูงสุดของสัญญาณฟันเลื่อย 5 V เลือกใช้ตัวเก็บประจุ C10 มีค่า $0.05 \mu\text{F}$ เราสามารถคำนวณหาค่า R_L ได้จากสมการที่ (2-6)

$$V_O = V_{DD} - (V_{DD} - V_{C0})e^{-t/R_L C_{10}} \quad (2-6)$$

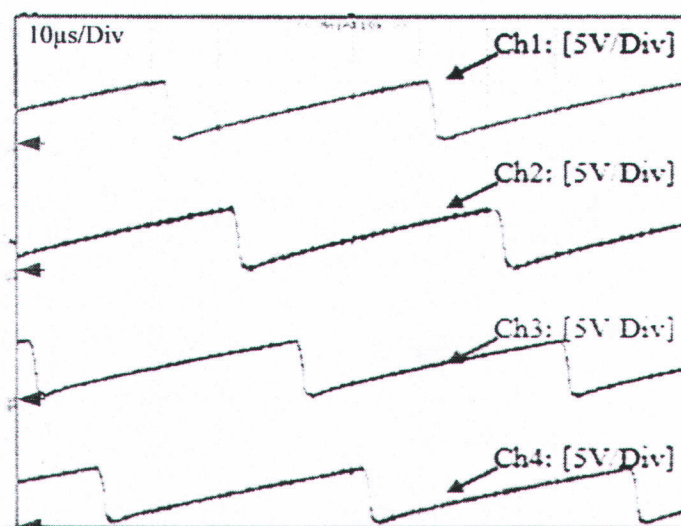
เมื่อ V_O คือความแรงของสัญญาณฟันเลื่อย ณ เวลาที่ต้องการ
 V_{DD} คือแรงดันไฟเลี้ยงที่ป้อนให้วงจร
 V_{C0} คือแรงดันค้ำที่ตัวเก็บประจุก่อนประจุมีค่าเท่ากับ V_{CEsat} ของทรานซิสเตอร์ 0.3 V
 t คือคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อย

แทนค่าลงในสมการที่ (2-6)

$$5 = 15 - (15 - 0.3)e^{-40 \times 10^{-6} / R_L \times 0.05 \times 10^{-6}}$$

$$R_L = 800 \frac{\log e}{\log 1.47} = 2.1 \text{ k}\Omega$$

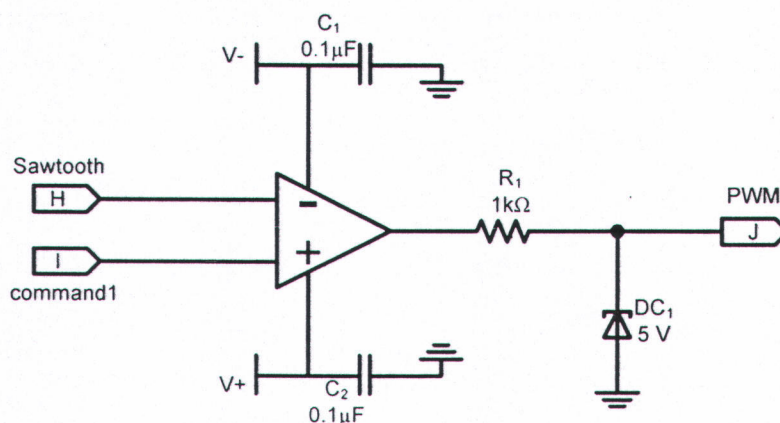
ในการใช้งานจริงอาจมีค่าผิดพลาดที่เกิดจากอุปกรณ์ได้ ดังนั้นเราจึงเลือกใช้งานค่า R_L เป็นตัวต้านทานปรับค่าได้ $R_L = R_9 + R_{11}$ เราจึงเลือกใช้งานค่า $R_9 = 1 \text{ k}\Omega$ ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานปรับค่า R_{11} ค่า $10 \text{ k}\Omega$ จะได้สัญญาณสามเหลี่ยมดังภาพที่ 2-8



ภาพที่ 2-8 สัญญาณสามเหลี่ยม

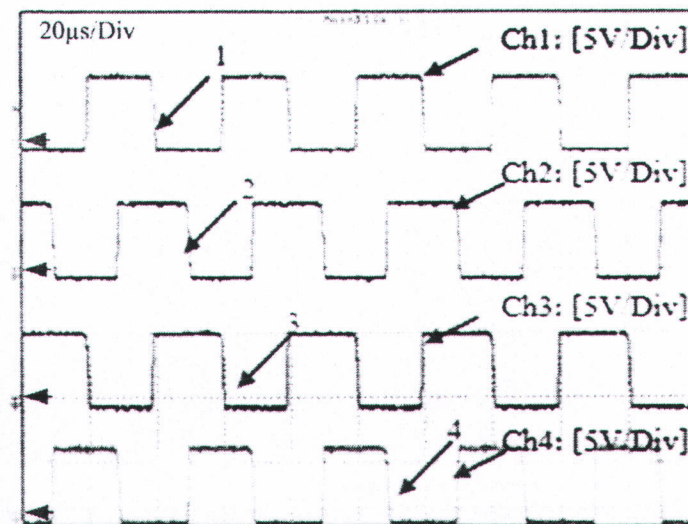
2.1.2.5 วงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM)

วงจรมอดูเลตทำหน้าที่มอดูเลตสัญญาณที่ได้จากวงจรควบคุมในรูปปิดของกระแสกับสัญญาณพาหะที่เป็นสัญญาณสามเหลี่ยมวงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์แสดงดังภาพที่ 2-9



ภาพที่ 2-9 วงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM)

จากภาพที่ 2-10 สัญญาณที่ได้จากตัวควบคุมในรูปกระแสซึ่งเป็นสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมกระแสของวงจรแปลงผันสัญญาณที่ได้จะเป็นลักษณะแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีระดับตั้งแต่ 0 V จนถึง 5 V ถูกส่งเข้าไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมโดยวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ดังนั้นสัญญาณเออร์พุตจะได้เป็นสัญญาณมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation) แต่สัญญาณเออร์พุตที่ได้จะมีระดับความสูงของยอดเท่ากับแรงดันของแหล่งจ่าย เพื่อให้สัญญาณมีความเหมาะสมที่จะเข้าวงจรขับเคลื่อนจะต้องมีการตัดยอดคลื่นออกไปโดยใช้ซีเนอร์ไดโอดขนาด 5 V มาต่อที่ขาเออร์พุตเพื่อให้สัญญาณเออร์พุตมีระดับความสูงไม่เกิน 5 V หลังจากนั้นสัญญาณก็จะถูกส่งเข้าวงจรขับเคลื่อนต่อไป



ภาพที่ 2-10 สัญญาณมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์

2.1.2.6 วงจรควบคุมกระแสแบบพีไอ (PI-Controller) วงจรควบคุมกระแสเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ควบคุมให้ระดับการจ่ายกระแสคงที่ถึงแม้ว่าภาระทางไฟฟ้าจะมีการเพิ่มขึ้น โดยวงจรนี้จะใช้วงจรเปรียบเทียบ (Summing) ดังภาพที่ 2-11 ออปแอมป์ต่อแบบ Adder มีอัตราขยายเท่ากับ 1 สัญญาณที่ได้จากจุดนี้คือ สัญญาณความผิดพลาดของแรงดัน (U_{er}) และถูกส่งต่อไปยังวงจรควบคุมต่อไป โดยในการวิจัยนี้ เลือกใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ สมการของตัวควบคุมกระแสแสดงในสมการที่ (2-7)

$$\frac{V_{command1}(s)}{V_{err1}(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2-7)$$

เมื่อ $V_{command1}(s)$ คือแรงดันเอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PI

$V_{err1}(s)$ คือแรงดันผลต่างของ $V_{ctrl} - V_{sensor}$

โดยที่อัตราขยายของ K_p หาได้จากสมการที่ (2-8)

$$K_p = \frac{R_9 + R_{10}}{R_8} \quad (2-8)$$

ในการออกแบบกำหนดให้ค่าความต้านทาน $R_9 = 100\Omega$ $R_{10} = 3.4k\Omega$ และ $R_8 = 20k\Omega$ แทนลงในสมการที่ (2-9) จะได้

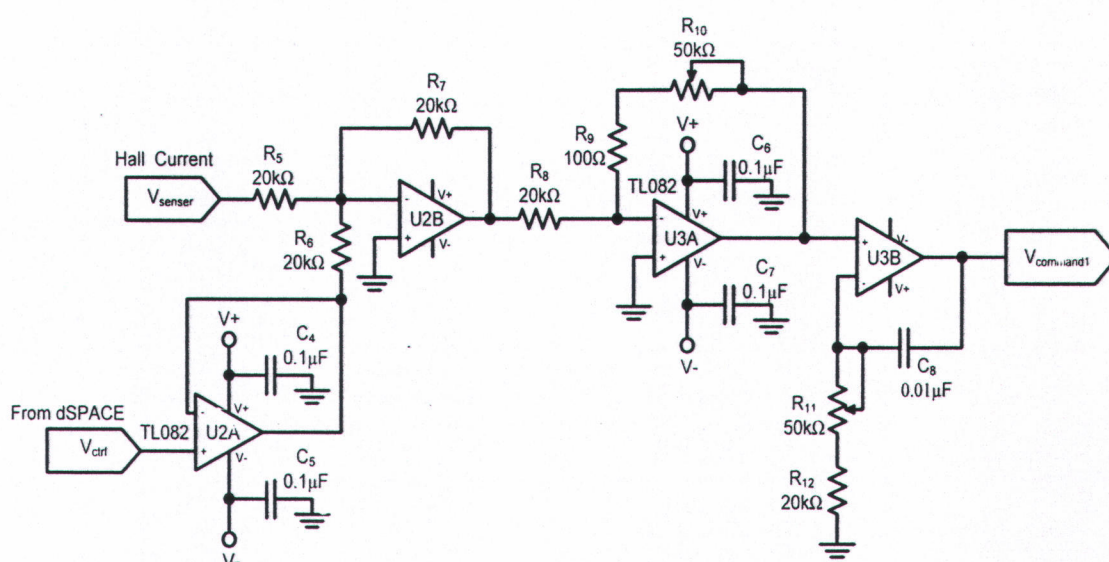
$$K_p = \frac{100 + 3.4k\Omega}{20k\Omega} = 0.175$$

และค่าเวลาหาได้จากสมการ

$$T_i = (R_{11} + R_{12})C_8 \quad (2-9)$$

ซึ่งในการออกแบบกำหนดให้ค่าความต้านทาน $R_{11} = 31.4k\Omega$ $R_{12} = 20k\Omega$ และตัวเก็บประจุ $C_2 = 0.01\mu F$ แทนค่าลงในสมการที่ (2-10)

$$T_i = (31.4k\Omega + 20k\Omega)0.01\mu F = 0.541$$

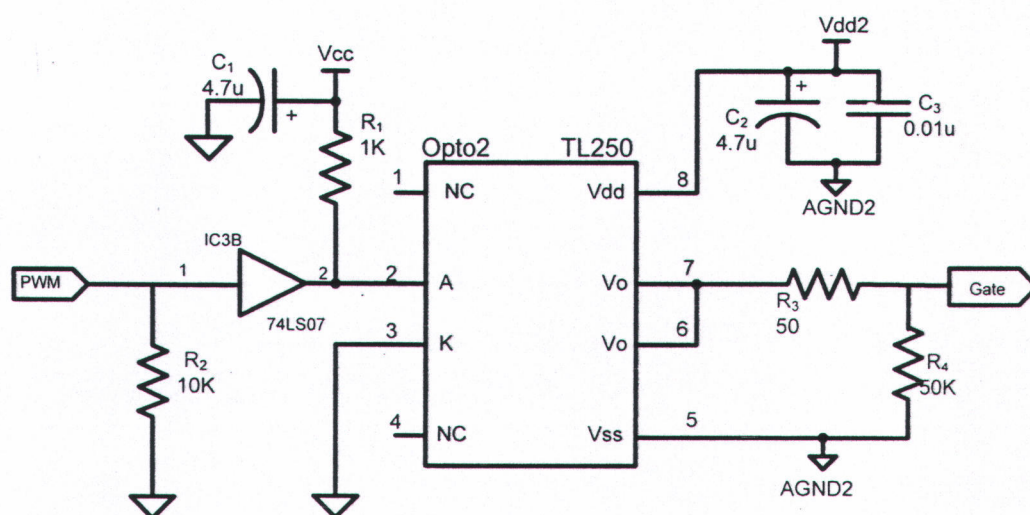


ภาพที่ 2-11 วงจรรวมแบบพีไอ

ดังภาพที่ 2-11 จุดต่ออินพุต V_{ctrl} เป็นจุดรับสัญญาณคำสั่งจาก dSPACE เพื่อควบคุมการจ่ายกระแสของวงจรหม้อแปลงแรงดันทั้งหมด จุดต่ออินพุต V_{senser} เป็นจุดรับการป้อนกลับของค่ากระแสจาก Hall Sensor กระแสที่ได้จะแปลงเป็นแรงดัน ส่วน U2B เป็นวงจรรวมสัญญาณ (Summing) ระหว่างสัญญาณคำสั่ง V_{ctrl} กับสัญญาณ V_{senser} เพื่อหาค่าผิดพลาด (Error) เมื่อได้ค่าผลลัพธ์ก็จะถูกส่งเข้าวงจรรวมสัญญาณรวมหน่วยแบบ พี-ไอ (PI Controller) ต่อไป ในการวิจัยเซลล์เชื้อเพลิงนั้นใช้วงจรมัลติคอนเวอร์เตอร์ขนานกัน 4 ชุด จึงมีวงจรรวมแบบ PI จำนวน 4 วงจร

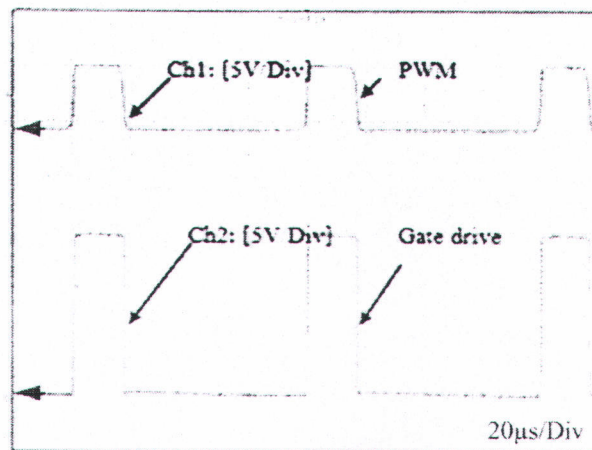
2.1.2.7 วงจรขับนำเกิด วงจรขับนำเกิดด้วยไอซี TLP250 สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์มีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม สัญญาณนี้ถูกส่งไปยังวงจรสร้างสัญญาณขับนำเกิดด้วยไอซีสร้างสัญญาณขับนำเกิดเบอร์ TLP250 เพื่อควบคุมการทำงานของมอเตอร์ วงจรสร้างสัญญาณขับนำเกิดแสดงดังภาพที่ 3-12 จากวงจรสัญญาณด้านเข้าเป็นสัญญาณที่ถูกส่งมาจากวงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์มีขนาดแรงดัน 0 V ถึง 5 V สัญญาณนี้ถูกส่งเข้าไปไบอัสให้ LED ภายใน TLP250

นำกระแส โดยมีความต้านทาน R_1 ทำหน้าที่จำกัดกระแสในการไบอัสและใช้ไอซีบัฟเฟอร์ 74LS07 เป็นตัวป้องกันไฟ 5 V ที่จะเกิดการไหลย้อนกลับของแรงดันเข้าไปในวงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM) เมื่อ LED นำกระแสทำให้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทางด้านเอาต์พุตของ TLP250 นำกระแส แรงดันที่ขา 7 ของ TLP250 เทียบกับกราวด์เท่ากับ 15 V และแรงดันที่ V_{GS} ของมอสเฟตเท่ากับ 15 V กับ 0 V เมื่อแรงดัน V_{GS} มีค่าเป็นบวกสามารถทำให้มอสเฟตนำกระแสได้ ส่วนในกรณีที่แรงดันอินพุตน้อยกว่า 0.7 V LED ภายใน TLP250 หยุดนำกระแสส่งผลให้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทางด้านเอาต์พุตของ TLP250 หยุดนำกระแสเช่นเดียวกัน แต่ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP จะนำกระแสแทน ส่งผลให้ที่สภาวะนี้แรงดันที่ขา 7 ของ TLP250 เทียบกับกราวด์มีค่าประมาณ 0 V เมื่อแรงดันที่ V_{GS} มีค่าเป็น 0 V ก็จะทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแสได้



ภาพที่ 2-12 วงจรขับนำเกตโดยใช้ไอซีเบอร์ TLP250

จากภาพที่ 2-12 จุดต่ออินพุตของวงจรเป็นจุดรับสัญญาณจากวงจร PWM และเอาต์พุตของวงจรเป็นจุดต่อไปยัง V_{GS} แต่ละตัวของมอสเฟต จากภาพที่ 2-12 เป็นวงจรขับเกตจำนวน 1 วงจรซึ่งในการทำบูสต์คอนเวอร์เตอร์ขนาด 4 เฟสนั้น จะต้องใช้วงจรขับเกตในลักษณะเดียวกันทั้งหมด 4 วงจร ภาพที่ 2-13 แสดงให้เห็นสัญญาณขับนำเกตที่สร้างขึ้นโดยเปรียบเทียบกับสัญญาณมอดูเลตความกว้างของพัลส์



ภาพที่ 2-13 สัญญาณที่ผ่านวงจรขับนำเกต

2.2 ตัวแปลงไฟสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์

2.2.1 วงจรกำลังแบบทบทแรงดันสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์

วงจรกำลังของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์หลักคือตัวเหนี่ยวนำ ความถี่สูง อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่สวิตช์ ตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต วงจรกำลังต้องสามารถทำงานได้ที่ขนาดพิกัดกระแส แรงดันและความถี่ที่ใช้งานที่ความถี่ 25 kHz ซึ่งเป็นความถี่ในการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ ตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตจะทำหน้าที่จ่ายกระแสให้กับโหลดในช่วงที่มอสเฟตกำลังนำกระแสซึ่งจะไม่มีกระแสไหลจากตัวเหนี่ยวนำเป็นการลดแรงดันกระแสที่เอาต์พุต ดังนั้นตัวเก็บประจุจึงต้องสามารถจ่ายกระแสได้เท่ากับกระแสที่ต้องการในช่วงเวลาการนำกระแสของมอสเฟตกำลัง เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตไม่ให้เกิดการกระเพื่อมมากเกินไป ดังนั้นตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตจึงต้องมีค่าที่เหมาะสม โดยมีข้อกำหนดในการออกแบบดังนี้ $V_{SC} = 26 \text{ V}$, $V_{Bus} = 60 \text{ V}$, $f_s = 25 \text{ kHz}$, $\Delta I_L = 10\% I_{SC}$, $\Delta V_{Bus} = 0.6 \text{ V}$ คำนวณค่าวัฏจักรงาน (D) ได้ดังสมการที่ (2-10)

$$D = 1 - \frac{V_{SC}}{V_{Bus}} \quad (2-10)$$

ดังนั้น

$$D = 0.57$$

สามารถคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำได้ดังสมการที่ (2-11)

$$L_1 = \frac{DV_{SC}}{\Delta I_L f_s} \quad (2-11)$$

$$L_1 = 395.2 \mu\text{H}$$

คำนวณหาจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำได้จากสมการที่ (2-12) กำหนดให้ $L = 395.2\mu\text{H}$, $I_{\text{Peak}} = 15\text{A}$, $B_{\text{max}} = 0.35$, $S = 354\text{mm}^2$

$$N = \frac{LI_{\text{peak}}}{B_{\text{max}}S} \quad (2-12)$$

$$N = 47.84 \approx 48 \text{ รอบ}$$

สามารถคำนวณหาค่าความจุของตัวเก็บประจุได้จากสมการที่ (2-13)

$$C_{\text{Bus}} = \frac{DI_o}{\Delta V_{\text{Bus}} f_s} \quad (2-13)$$

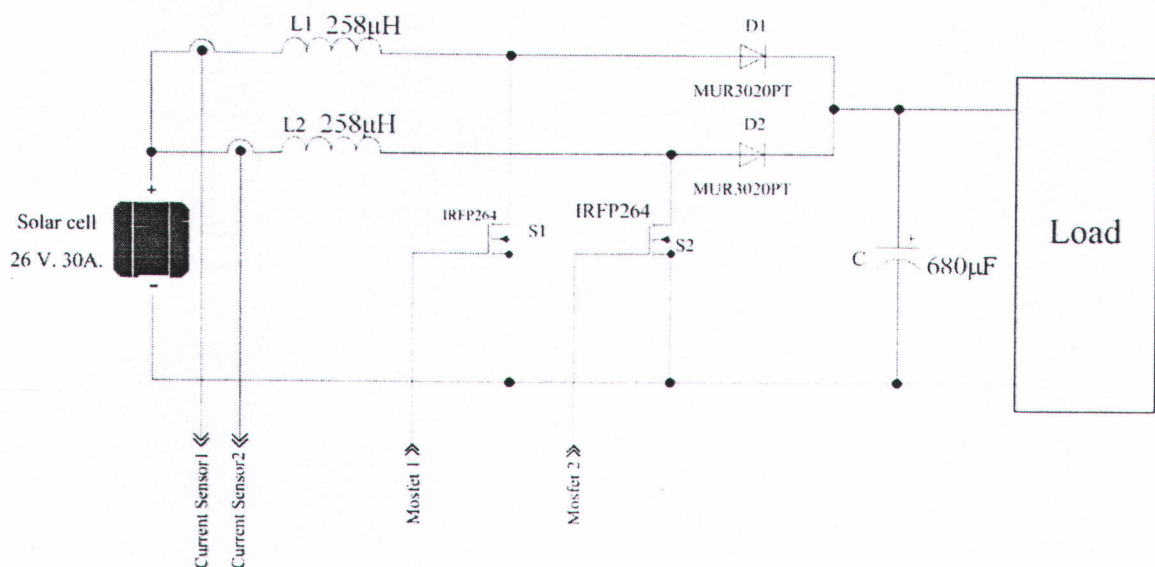
$$C_{\text{Bus}} = 506.54\mu\text{F} \approx 680\mu\text{F}$$

การเลือกไดโอดสำหรับเรียงกระแสด้านเอาต์พุต กระแสสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดขณะนำกระแสหาได้จากสมการที่ (2-14)

$$I_{\text{rms}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times I_{\text{Peak}} \times \sqrt{\frac{1}{D}} \quad (2-14)$$

$$I_{\text{rms}} = 14.05 \text{ A}$$

ไดโอดสำหรับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ด้านเอาต์พุตจะต้องสามารถทนกระแสสูงสุดได้มากกว่าค่ากระแส I_{rms} ที่คำนวณได้ ในที่นี้เลือกใช้ไดโอดเบอร์ MUR3020PT ซึ่งสามารถทนกระแสได้ 30 A



ภาพที่ 2-14 วงจรทบทแรงดันขนาด 2 เฟส

ภาพที่ 2-14 เป็นวงจรทบทวนแรงดันขนาด 2 เฟส ทำหน้าที่ในการส่งจ่ายพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ ไปยังโหลดของวงจร โดยอาศัยหลักการอินเตอร์ลีฟสัญญาณควบคุมจากไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านวงจร ขั้วเกตเข้ามายังมอสเฟตทั้ง 2 ตัว (S1, S2) โดยจะสลับการทำงานของสวิตช์ต่างกัน 180 องศา ในส่วนของการวัดกระแสจะวัดสัญญาณออกมาจากเซ็นเซอร์เพื่อส่งไปยังชุดควบคุมซึ่งอยู่ในไมโครคอนโทรลเลอร์

2.2.2 วงจรควบคุม

การทำงานของวงจรทบทวนแรงดันเพื่อรักษาระดับกระแสอินพุตให้คงที่จะใช้การควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส โดยจะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่อินพุต เข้ามาทางโมดูลแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล ค่ากระแสที่ได้รับการแปลงเรียบร้อยแล้วจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับค่ากระแสอ้างอิง (I_{FCref}) ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกนำมาประมวลผลด้วยตัวควบคุมแบบพีโอก่อนที่จะส่งต่อไปยังโปรแกรมเปรียบเทียบข้อมูล เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์วิดโมดูเลชัน (Pulse Width Modulation) ที่มีค่าคาบเวลาคงที่และความกว้างของพัลส์เปลี่ยนแปลงไปตามผลของการมอดูเลชัน ในส่วนของการเขียนโปรแกรมเพื่อควบคุมการทำงานของวงจรทบทวนแรงดันขนาด 2 เฟส สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์สามารถเขียนเป็นลำดับการทำงานได้ดังภาพที่ 2-15

2.2.2.1 การควบคุมแบบพีโอ การเขียนโปรแกรมควบคุมการทำงานของวงจรทบทวนแรงดันเพื่อรักษาระดับกระแสอินพุตให้คงที่ลงในไมโครคอนโทรลเลอร์และใช้การควบคุมแบบพีโอ โดยใช้กฎการบูรณาการแบบสี่เหลี่ยมคางหมู ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันควบคุมสำหรับฟังก์ชันเวลาแบบไม่ต่อเนื่องได้ดังนี้

$$\therefore M_n = M_{n-1} + K_p (e_n - e_{n-1}) + \frac{K_i}{2} (e_n - e_{n-1}) \quad (2-15)$$

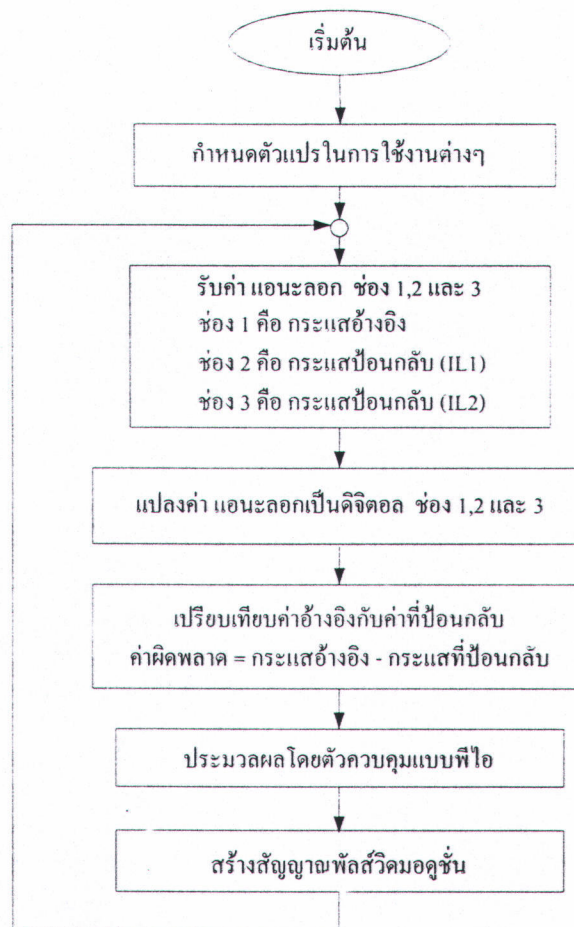
เมื่อกำหนดให้

$$K_p = K \quad ; \text{Proportion Gain}$$

$$K_i = \frac{T}{T_i} \quad ; \text{Integral Gain}$$

ซึ่งนำสมการที่ (2-15) มาเป็นอัลกอริธึมในการเขียนโปรแกรม แต่สมการการควบคุมแบบพีโอที่ใช้เขียนโปรแกรมจริง ซึ่งสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ในภาพที่ 2-16 อ้างอิงจากการประยุกต์ใช้งานของบริษัท Microchip จาก AN908 Using the dsPIC30F for vector control of an ACIM by Microchip รูปแบบการเขียนโปรแกรมมีดังนี้

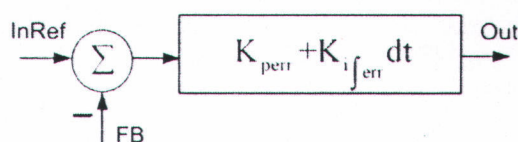




ภาพที่ 2-15 แนวทางการทำงานของโปรแกรมควบคุมการทำงานของวงจรทบทวนแรงดัน

```

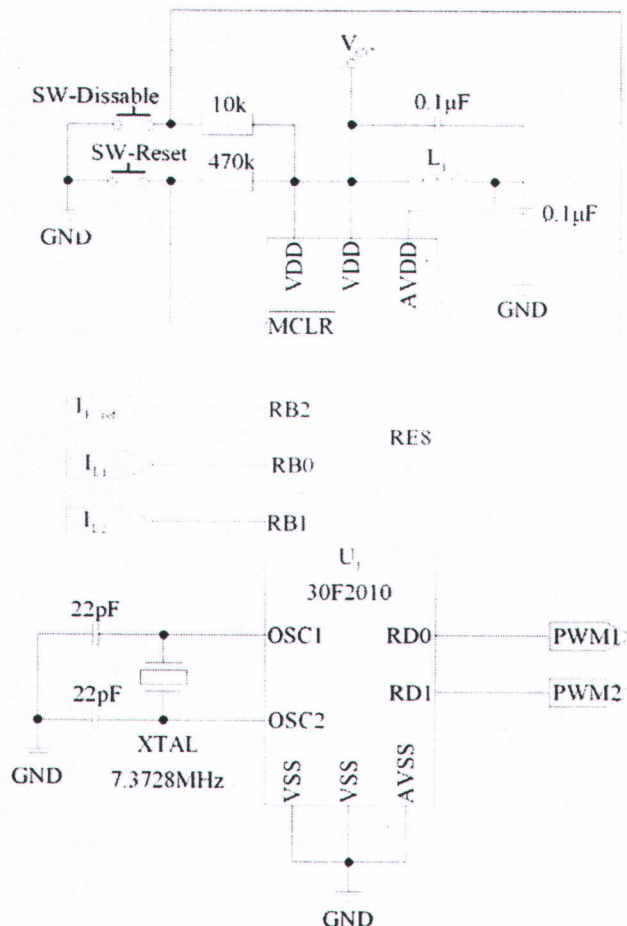
Err = InRef - FB;
U = Sum + Kp*Err;
If (U > Outmax);
Out = Outmax;
else if (U < Outmin);
Out = Outmin;
else
Out = U;
Excess = U - Out;
Sum = Sum + (Ki*Err)-(Kc*Excess)
    
```



ภาพที่ 2-16 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบพีไอ

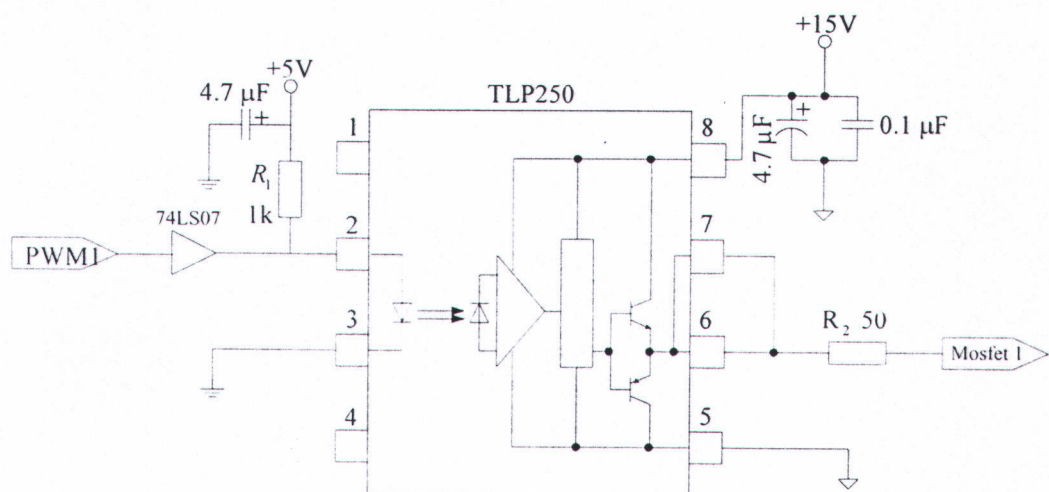
2.2.2.2 การเปรียบเทียบข้อมูลเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์วอร์มอดูเลชัน ข้อมูลที่ออกมาจากตัวควบคุมแบบพีไอจะส่งต่อไปยังโปรแกรมเปรียบเทียบข้อมูลเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์วอร์มอดูเลชันที่มีคาบเวลาคงที่และมีความกว้างของพัลส์เปลี่ยนแปลงตามการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่อินพุต โดยการสร้างสัญญาณพัลส์วอร์มอดูเลชันออกที่ขา RD0 และขา RD1 โดยทำงานร่วมกับไทมเมอร์ 3 (TMR3) เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณนาฬิกา สำหรับโมดูลเปรียบเทียบข้อมูล (Output Compare : OC) กำหนดค่าปริสเกลเลอร์เท่ากับ 1 ความถี่สัญญาณนาฬิกาหลักคือ 7.3728 MHz ที่เฟสล็อกกลูป (PLL) เท่ากับ 16 วงจร ทบแรงดันทำงานที่ความถี่เท่ากับ 25 kHz ดังนั้นค่าคาบเวลาของสัญญาณพัลส์วอร์มอดูเลชัน (T_{PWM}) เท่ากับ 40 ไมโครวินาที

2.2.2.3 การแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล การแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอลจะเลือกใช้ขาพอร์ต RB0 และ RB1 ทำงานเป็นอินพุตแอนะล็อก โดยรับกระแสป้อนกลับมาจากเอาต์พุตของวงจรทบแรงดันที่ผ่านการแปลงจากกระแสเป็นแรงดันและแบ่งแรงดันให้เหลือ 0-3 V โดยเลือกใช้ช่องของวงจรสุ่มและเก็บค่าสัญญาณ (Sample and Hold) ช่องที่ 0 (CH0) สำหรับแหล่งจ่ายแรงดันอ้างอิง ในการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอลใช้แหล่งจ่ายจากภายนอก 5 V เข้ามาทางพอร์ต RB2 การต่อขาสัญญาณแสดงดังภาพที่ 2-17



ภาพที่ 2-17 การต่อขาสัญญาณของ dsPIC30F2010

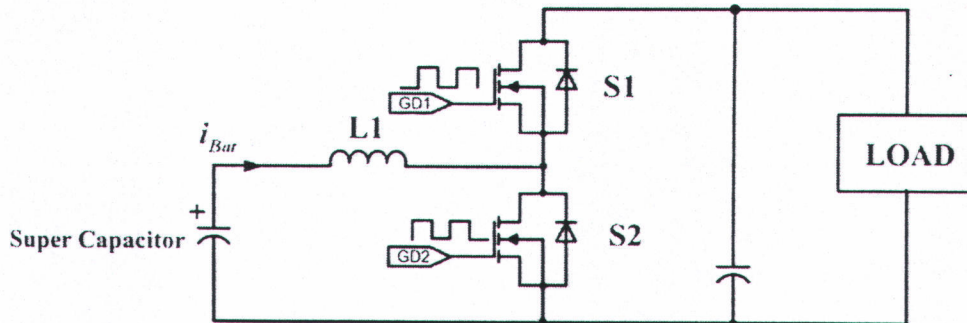
2.2.2.4 วงจรขับเกต (Gate Driver) เพื่อความสะดวกในการต่อใช้งานและให้วงจรขับมีขนาดเล็ก จึงใช้ ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ TLP 250 ขนาด 8 ขา ซึ่งในวงจรทบทแรงดันขนาด 2 เฟส จะต้องทำการสร้างวงจรขับเกตขึ้นมาทั้งหมด 2 วงจรเพื่อทำหน้าที่ขับเกตของมอสเฟตทั้ง 2 ตัว จากภาพที่ 2-18 สัญญาณอินพุตจากไมโครคอนโทรลเลอร์เข้ามายังขา 2 และขา 3 ของ TLP250 เพื่อจัดไบอัสให้แก่ไฟโตไดโอดที่ต่ออยู่ภายในตัวไอซี TLP250 ระหว่างขา 2 และขา 3 โดยที่ขา 2 ของ TLP250 ต่อเข้ากับ Vcc (+5 V) เพื่อรักษาระดับของแรงดันให้คงที่ ทำให้ไฟโตไดโอดทำงานได้อย่างเต็มที่ ซึ่งจะต่อ Pull up ตัวต้านทาน 1 k Ω ทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่ไหลผ่านออปโตคัปเปอร์ โดยสัญญาณเอาต์พุตจะได้ตามคุณสมบัติของไอซี ซึ่ง TLP 250 มีลักษณะเป็นไปตามสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา แต่มอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์สวิตช์ กำลังที่ต้องการแรงดันควบคุมให้มอสเฟตกำลังทำงาน ดังนั้นสัญญาณที่เข้ามาควบคุมจะต้องเป็นสัญญาณพัลส์ที่สามารถทำให้มอสเฟตกำลังทำงานได้และหยุดทำงานได้รวดเร็วตามความต้องการซึ่งจะต้องเป็นสัญญาณพัลส์แบบสี่เหลี่ยม โดยที่ไอซี TLP 250 ถูกจัดวงจรตามคุณสมบัติของไอซีคือจะได้รับการป้อนแรงดันไฟตรง 15 V เข้าที่ขา 8 และต่อกราวด์เข้าที่ขา 5 ของไอซี โดยสัญญาณเอาต์พุตที่ จะออกมาจากขา 6 และขา 7 ของไอซีเมื่อเทียบกับกราวด์ที่ขา 5 ของไอซี สัญญาณที่ได้ออกมาเป็นพัลส์ จะมีระดับของสัญญาณอยู่ที่ +15 V ตามแหล่งจ่ายไฟที่ป้อนให้กับไอซีและความถี่ที่ได้จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับไอซีและ R₂ จะเป็นตัวควบคุมกระแสที่ จะไหลผ่านไปยังขา G ของเพาเวอร์มอสเฟตและเมื่อทำการวัดระดับสัญญาณที่ได้ที่ขา G และขา S ของเพาเวอร์มอสเฟตสัญญาณที่ได้เหมาะสมกับความต้องการของมอสเฟตกำลังที่สามารถทำงานเป็นสวิตช์ได้



ภาพที่ 2-18 วงจรขับเกต

2.3 ตัวแปลงไฟสำหรับแบตเตอรี่ชนิดซูเปอร์คาปาซิเตอร์

2.3.1 การออกแบบวงจรกำลังของวงจรทบทรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (2-Quadrant Converter)



ภาพที่ 2-19 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ 2 ทิศทาง

จากภาพที่ 2-19 เป็นส่วนของวงจรทบทรงดันแบบ 2 ทิศทาง มีมอสเฟตกำลังทำหน้าที่เป็นสวิตช์รับคำสั่งการสวิตช์มาจากตัวขับเคลื่อนที่จุด GD1 และ GD2 ในวงจรกำลังจะประกอบไปด้วยการออกแบบส่วนต่างๆ ดังนี้

2.3.1.1 การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง ในวงจรทบทรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ตัวเหนี่ยวนำเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญมาก เนื่องจากมีหน้าที่ในการเก็บและคายพลังงานเป็นผลให้ระดับแรงดันทางเอาต์พุตมีค่าสูงกว่าระดับแรงดันที่อินพุตการคำนวณหาค่าของตัวเหนี่ยวนำสามารถหาได้จากสมการ

$$L_{\min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (2-16)$$

เมื่อ $L_{\min}$ คือค่าตัวเหนี่ยวนำต่ำสุดที่สามารถใช้งานได้
 f คือความถี่ที่ใช้ในวงจร มีค่า 25 kHz
 R คือค่าความต้านทานโหลดของวงจรหาได้จาก

$$R = \frac{V_{bus}^2}{P_{o\min}} \quad (2-17)$$

เมื่อ V_{bus} คือแรงดันด้านออกของวงจรที่ต้องการมีค่า 60 V
 $P_{o\min}$ คือกำลังทางด้านเอาต์พุตที่ให้ประสิทธิภาพต่ำสุดหาได้จากสมการที่ (2-18)

$$\eta_{\min} = \frac{P_{o\min}}{P_{i\max}} \quad (2-18)$$

$\eta_{\min}$ คือประสิทธิภาพต่ำสุดของวงจรที่ต้องการคือ 80 เปอร์เซ็นต์

$Pi_{\max}$ คือกำลังทางด้านอินพุตที่ให้ประสิทธิภาพต่ำสุด หาได้จากสมการที่ (2-19)

$$Pi_{\max} = V_{bat\max} i_{bat\max} \quad (2-19)$$

$V_{bat\max}$ คือแรงดันของแบตเตอรี่สูงสุดคือ 24 V

$i_{bat\max}$ คือกระแสของแบตเตอรี่สูงสุดคือ 20 A

แทนค่าลงในสมการที่ (2-19)

$$Pi_{\max} = 24 \times 20 = 480 \text{ W}$$

แทนค่า $Pi_{\max}$ ลงในสมการที่ (2-18) เพื่อหา $Po_{\min}$

$$Po_{\min} = \eta_{\min} Pi_{\max}$$

$$Po_{\min} = \frac{80}{100} \times 480 = 384 \text{ W}$$

แทนค่า $Po_{\min}$ ลงในสมการที่ (2-17)

$$R = \frac{V_{bus}^2}{Po_{\min}} = \frac{60^2}{384} = 9.357 \Omega$$

จากสมการที่ (2-1) D คือดิวิตีไซเคิล หาได้จาก

$$D = 1 - \frac{V_{bat}}{V_{bus}} \quad (2-20)$$

เมื่อ V_{bat} คือ แรงดันอินพุต มีค่า 24 V

แทนค่าลงในสมการที่ (2-20)

$$D = 1 - \frac{24}{60} = 0.6$$

แทนค่าลงในสมการที่ (2-16) เพื่อหาค่าตัวเหนี่ยวนำ

$$L_{\min} = \frac{0.6(1-0.6)^2 \times 9.375}{2 \times 25 \times 10^3} = 18 \mu\text{H}$$

ดังนั้นจึง เลือกใช้ขดลวดพันบนแกน EE55 คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดได้จาก

$$N = \frac{LI_{\text{peak}}}{B_{\text{max}} S}$$

เมื่อ	N	คือจำนวนรอบของขดลวด
	I_{peak}	คือกระแสสูงสุดที่ไหลในขดลวด มีค่า 10 A
	B_{max}	คือความเข้มฟลักซ์สูงสุดได้จากกราฟ BH Curve มีค่า 0.025 T
	S	คือพื้นที่ของแกน EE55 มีค่า 354 mm^2

$$N = \frac{18 \times 10^{-6} \times 10}{0.012 \times 10^{-6} \times 354} = 42.37 \text{ รอบ}$$

2.3.1.2 การเลือกอุปกรณ์สวิตชิง อุปกรณ์สวิตชิงในวงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงควรเลือกอุปกรณ์ที่ทำงานได้ดีที่ความถี่สูง เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ในการวิจัยนี้ได้เลือกใช้ซิมอสเฟตกำลังทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตชิง เพราะนอกจากสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ตั้งแต่ 30 kHz ไปจนถึง 400 kHz เวลาในการสวิตช้อยู่ในช่วงนาโนวินาที และในวงจรซิมอสเฟตกำลังนั้นทำได้ง่ายเพราะควบคุมด้วยแรงดันและต้องการกระแสอินพุตค่าต่ำๆ เท่านั้น

โดยได้เลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRFP264 ของบริษัท International Rectifier IR มีคุณลักษณะสมบัติต่าง ๆ ที่สำคัญดังนี้ ความต้านทานระหว่างชาเดรนและซอร์ส ขณะนำกระแส $R_{DS(on)} = 0.075 \Omega$ ซึ่งมีค่าต่ำมาก แรงดันตกคร่อมระหว่างชาเดรนและชาซอร์ส (V_{DS}) ที่ทนได้ 250 V กระแสเดรน (I_D) สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ 38 A เวลาคืนสภาพของเพาเวอร์มอสเฟต $t_{rr} = 620 \text{ ns}$

2.3.1.3 การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต ในวงจรกำลังของวงจรทบทแรงดันไฟฟ้าตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุตของวงจรมีหน้าที่ในการเก็บพลังงานในรูปของประจุไฟฟ้าและทำการจ่ายแรงดันออกให้กับเอาต์พุตหรือภาระ (Load) หรือคายประจุไฟฟ้าเมื่ออุปกรณ์สวิตชิง Turn on และทำการเก็บประจุ เมื่ออุปกรณ์สวิตชิง Turn off ดังนั้นจำเป็นต้องเลือกตัวเก็บประจุที่สามารถทนแรงดันได้เท่ากับหรือมากกว่าแรงดันเอาต์พุต หากเลือกตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่จะมีส่วนช่วยในการลดแรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุต สามารถคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตได้จากสมการที่ (2-21)

$$\frac{\Delta V_{\text{bus}}}{V_{\text{bus}}} = \frac{D}{RCf} \quad (2-21)$$

- เมื่อ $\frac{\Delta V_{bus}}{V_{bus}}$ คือค่า Ripple Factor กำหนดให้มีค่าไม่เกิน 1 เปอร์เซ็นต์
- ΔV_{bus} คือแรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุต
- V_{bus} คือแรงดันเอาต์พุต มีค่า 60 V
- C คือค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต
- D คือดีวตี้ไซเคิล หาได้จากสมการที่ (2-5) มีค่า 0.6
- R คือค่าความต้านทานโหลดของวงจร
- f คือความถี่ที่ใช้ในวงจร มีค่า 25 kHz

แทนค่าในสมการที่ (2-21) เพื่อหา ΔV_{bus}

$$\frac{\Delta V_{bus}}{60} = 0.01$$

ดังนั้น

$$\Delta V_{bus} = 0.01 \times 60 = 0.6V$$

หาค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตจากสมการที่ (2-21)

$$C = \frac{D}{Rf \frac{\Delta V_{Bus}}{V_{Bus}}}$$

แทนค่า

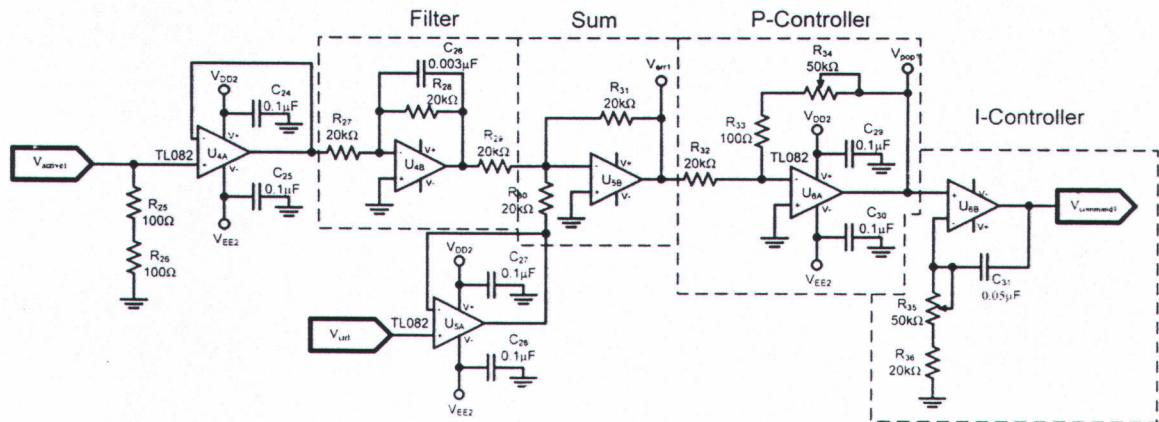
$$C = \frac{0.6}{9.375 \times 25 \times 10^3 \times 0.01} = 256 \mu F$$

ดังนั้นควรเลือกตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตของวงจรที่มีค่าสูงกว่า 256 μF และแรงดันที่ทนได้ต้องไม่ต่ำกว่าแรงดันเอาต์พุตที่ 60 V

2.3.2 การออกแบบวงจรควบคุม

วงจรควบคุมกระแสเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ควบคุมให้ระดับการจ่ายกระแสคงที่ถึงแม้ว่าภาระจะมีการเปลี่ยนแปลง การจัดวงจรควบคุมแสดงดังภาพที่ 2-20 จุดต่ออินพุต V_{ctrl} เป็นจุดรับสัญญาณคำสั่งจาก dSPACE เพื่อควบคุมการจ่ายกระแสของคอนเวอร์เตอร์ทั้งหมด จุดต่ออินพุต $V_{active1}$ เป็นจุดต่อรับสัญญาณป้อนกลับค่ากระแสจากเซนเซอร์กระแสที่ได้รับการแปลงให้เป็นแรงดันแล้ว จากวงจรตรวจจับกระแสและจุดต่อเอาต์พุต $V_{command1}$ เป็นจุดต่อสัญญาณออกจากตัวควบคุมไปให้วงจรกำเนิดสัญญาณ PWM เพื่อควบคุมการสวิตช์ต่อไป จัดเป็นวงจรกันชนเพื่อป้องกันไม่ให้อุปกรณ์ดังกระแสที่จุด $V_{active1}$ และ V_{ctrl} ซึ่งอาจทำให้แรงดันทั้ง 2 จุดลดลงจนการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ผิดพลาดได้ U1B จัดเป็นวงจรกรองแรงดันเพื่อกรองแรงดัน $V_{active1}$ จากเซนเซอร์กระแสให้มีความเรียบมากที่สุด เพราะสัญญาณที่ได้จากเซนเซอร์กระแสมักจะมีการกระเพื่อมตามลักษณะของกระแสจากตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงอยู่ ส่วน U2B

เป็นวงจรเป็นวงจรรวมสัญญาณระหว่างสัญญาณคำสั่ง V_{ctrl} กับสัญญาณ $V_{active1}$ แต่เนื่องจาก $V_{active1}$ ถูกกลับเฟสสัญญาณเพราะเป็นการป้อนกลับค่ากระแสแบบลบ ทำให้เอาต์พุตที่จุด V_{err1} เป็นผลต่างของ $V_{ctrl}-V_{active1}$ ส่งต่อไปยังตัวควบคุมกระแสแบบ PI



ภาพที่ 2-20 วงจรควบคุมกระแสของตัวแปลงไฟสำหรับแบตเตอรี่

จากการคำนวณทำให้ได้ค่า K_p ของ P-Controller และค่า T_i ของ I-Controller ในภาพที่ 2-20 ที่ทำให้ได้การตอบสนองต่อคำสั่ง V_{ctrl} ได้ในเวลาที่ต้องการ ณ จุดที่ค่า $K_p = 0.285$ และค่า $T_i = 2.085\text{ms}$ ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่าอุปกรณ์ต่างๆ ได้ดังนี้

จากสมการโอนย้ายของวงจรควบคุมแบบ PI แบบอิสระต่อกัน

$$\frac{V_{command1}(s)}{V_{err1}(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2-22)$$

เมื่อ $V_{command1}(s)$ คือแรงดันเอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PI

$V_{err1}(s)$ คือแรงดันผลต่างของ $V_{ctrl}-V_{active1}$

โดยที่อัตราขยายของ K_p หาได้จากสมการ

$$K_p = \frac{R_{33} + R_{34}}{R_{32}} \quad (2-23)$$

ในการออกแบบเลือกค่าความต้านทาน $R_{32} = 20\text{ k}\Omega$ และ $R_{33} = 100\text{ }\Omega$ หาค่า R_{34} โดยแทนค่าลงในสมการที่ (2-23)

$$R_{34} = 0.285 \times 20\text{ k}\Omega - 100\text{ }\Omega = 5.6\text{ k}\Omega$$

เพื่อลดความผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้นจากตัวอุปกรณ์ในการใช้งานจริงเลือกใช้ R_{34} เป็นตัวต้านทานปรับค่าที่สามารถปรับค่าครอบคลุมค่าความต้านทาน $5.6\text{ k}\Omega$ เพื่อปรับให้ได้ค่าที่ใกล้เคียงที่สุด โดยเลือกใช้ตัวต้านทานปรับค่า $50\text{ k}\Omega$

ในส่วนของ I-Controller คำนวณหาค่าอุปกรณ์ได้จากสมการ

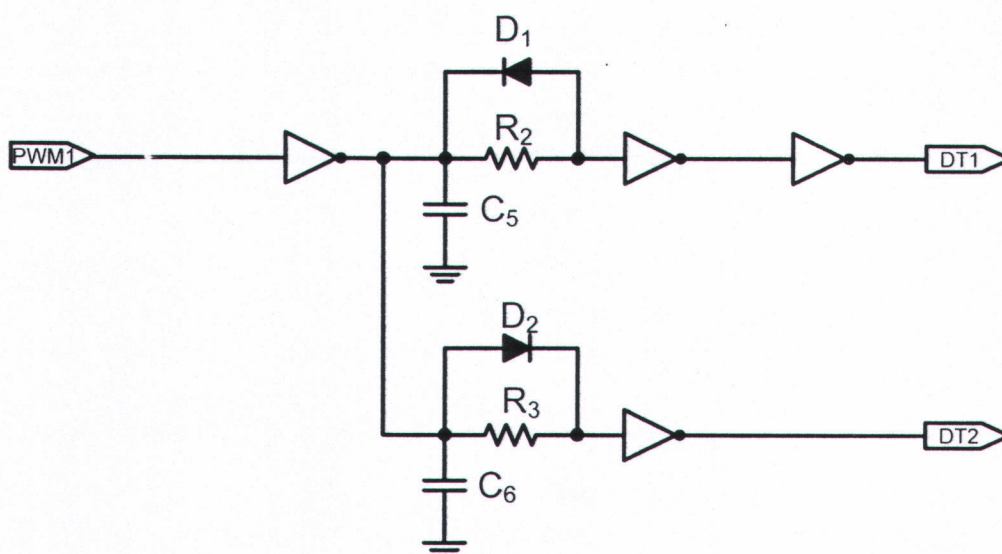
$$T_i = (R_{35} + R_{36})C_{31} \quad (2-24)$$

การออกแบบในงานวิจัยเลือกใช้ค่าความต้านทาน $R_{36} = 20 \text{ k}\Omega$ และค่าของตัวเก็บประจุ $C_{31} = 0.05 \text{ }\mu\text{F}$ คำนวณหาค่า R_{35} โดยแทนค่าลงในสมการที่ (2-24)

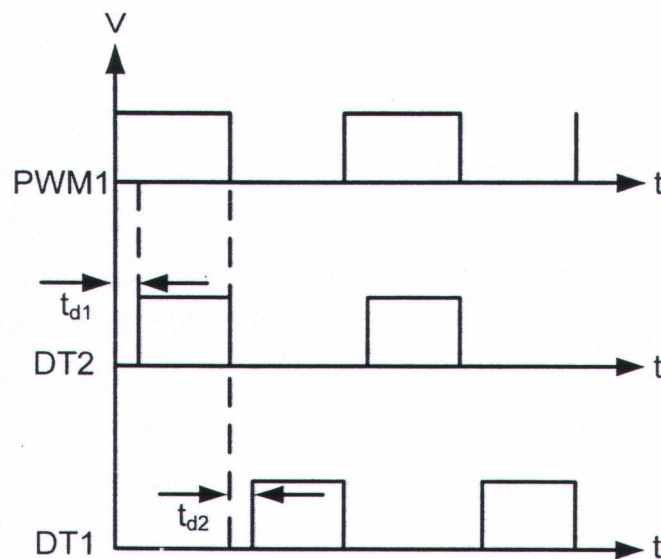
$$2.085\text{ms} = (R_{35} + 20\text{k}\Omega)0.05\mu\text{F}$$

$$R_{35} = \frac{2.085\text{ms}}{0.05\mu\text{F}} - 20\text{k}\Omega = 21.7\text{k}\Omega$$

2.3.2.1 วงจรเดดไทม์ (Dead time circuit) วงจรดังภาพที่ 2-21 ทำหน้าที่ในการหน่วงสัญญาณคำสั่งสวิตช์เพื่อป้องกันไม่ให้ซัดสวิตช์ทั้ง 2 ตัวในแต่ละเฟสทำงานพร้อมกัน โดยสัญญาณคำสั่งสวิตช์จะถูกหน่วงด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุในขอบขาขึ้นเท่านั้น ก็เพียงพอที่จะป้องกันไม่ให้เกิดการลัดวงจรของสวิตช์ทั้ง 2 ซัด และเมื่อสัญญาณอินพุตเป็น High หลังจากผ่าน NOT GATE ก็จะเปลี่ยนสถานะเป็น Low ตัวเก็บประจุซึ่งมีแรงดันสูงอยู่ก็จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน เมื่อระดับแรงดันที่ตัวเก็บประจุต่ำถึงระดับที่ NOT GATE มองเป็นสถานะ Low สัญญาณเอาต์พุตเป็น High ช่วงนี้จะไม่มีการหน่วงเวลา เพราะกระแสไหลผ่านไดโอดมาซาร์จตัวเก็บประจุแล้วเต็มทันที ทำให้เอาต์พุตของ NOT GATE อีกตัวเป็น Low การปรับค่าความต้านทานจะทำให้ระยะเวลาหน่วงเวลาเปลี่ยนไปลักษณะการหน่วงของ Dead time แสดงดังภาพที่ 2-22



ภาพที่ 2-21 วงจรเดดไทม์ (Dead time circuit)



ภาพที่ 2-22 เดดไทม์ของการขับมอสเฟต

จากภาพที่ 2-21 เป็นวงจรเดดไทม์ จุดต่อ PWM1 เป็นจุดรับสัญญาณที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณ PWM ส่วนทางด้านเอาต์พุตจุดต่อ DT1 และ DT2 เป็นส่วนที่ได้ถูกกำหนดเดดไทม์แล้วเพื่อส่งต่อไปยังวงจรขับเกตต่อไป

จากข้อมูลของไอซี NOT GATE เบอร์ 74LS14 ที่ใช้ในวงจรเดดไทม์ สัญญาณอินพุตที่ทำให้เอาต์พุตเป็นลอจิก "1" คือแรงดันอินพุต 1.6 V มอสเฟตกำลังที่ใช้มีเวลาในการคืนสภาพ (t_r) 620 นาโนวินาที คิดเวลาที่อีกตัวหนึ่งทำงานได้เต็มที่และอีกตัวหนึ่งหยุดทำงานสนิท ควรหาเวลาทั้งหมด $2t_r$ ดังนั้นเวลาหน่วงมีค่า 620 นาโนวินาที $\times 2 = 1,240$ นาโนวินาที หรือ 1.24 ไมโครวินาที ในวงจรเดดไทม์นี้คิดเวลาหน่วงประมาณ 2 ไมโครวินาที เลือกใช้ค่า $C_5 = 3 \text{ nF}$ คำนวณหาค่า R_2 ได้จาก

$$V_{C5} = V_{CC} (1 - e^{-t_{d2}/R_2 C_5})$$

เมื่อ V_{C5} คือ แรงดันที่ตกคร่อม C_5 ที่ทำให้อินพุตเป็นสถานะ high คือ 1.6 V

V_{CC} คือ แรงดันไฟเลี้ยงวงจรมีค่า 5 V

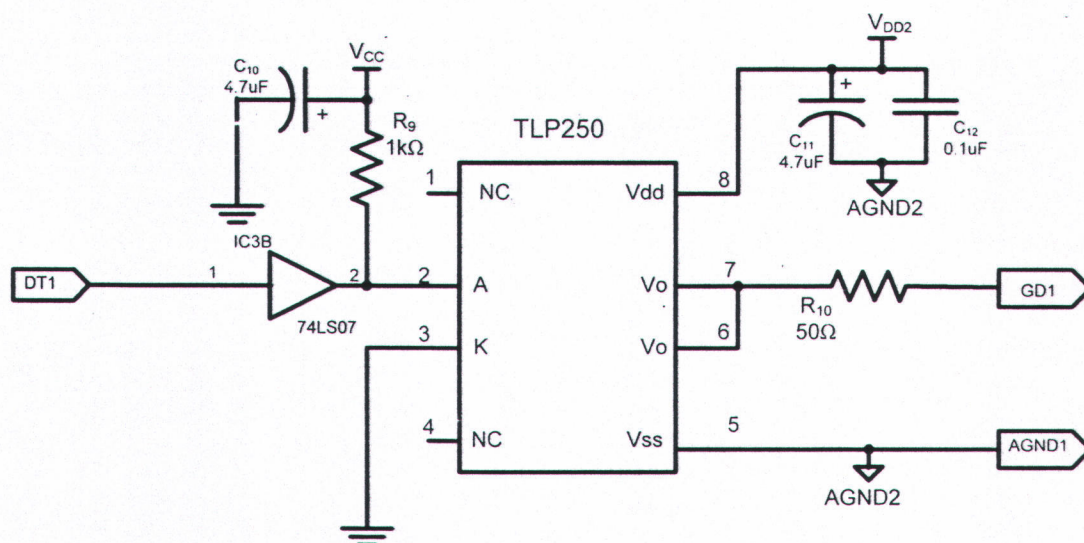
แทนค่าลงในสมการด้านบน

$$1.6 = 5 (1 - e^{-2 \times 10^3 / R_2 \times 3 \times 10^{-9}})$$

$$R_2 = -0.67 \times 10^3 \frac{\log e}{\log 0.68} = 1.74 \text{ k}\Omega$$

ในการใช้งานจริง เลือกใช้งาน R_2 มีค่า 2 Ω ซึ่งทำให้ค่าเดดไทม์ที่ได้จริงมีค่า 2.31 ไมโครวินาที

2.3.2.2 วงจรขับนำเกต ด้วยไอซี TLP250 สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์หรือสัญญาณ PWM มีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม สัญญาณนี้ถูกส่งไปยังวงจรขับนำเกตด้วยไอซีสร้างสัญญาณขับนำเกตเบอร์ TLP250 เพื่อควบคุมการทำงานของมอสเฟต วงจรสร้างขับนำเกตแสดงดังภาพที่ 2-23 จากวงจรสัญญาณด้านเข้าเป็นสัญญาณที่ถูกส่งมาจากวงจรกำเนิดสัญญาณ PWM มีขนาดแรงดัน 0 V ถึง 5 V สัญญาณนี้ถูกส่งเข้าไปไบแอสให้ LED ใน TLP250 นำกระแสโดยมีความต้านทาน R_9 ทำหน้าที่จำกัดกระแสในการไบแอสและใช้ไอซีบัฟเฟอร์ 74LS07 เป็นตัวป้องกันไฟ 5 V ที่จะเกิดการไหลย้อนกลับของแรงดันเข้าไปในวงจรกำเนิดสัญญาณ PWM เมื่อ LED นำกระแส ส่งผลทำให้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทางด้านเอาต์พุตของ TLP250 นำกระแส แรงดันที่ขา 7 ของ TLP250 เทียบกับกราวด์เท่ากับ $V_{DD2}(15V)$ และแรงดันที่ V_{GS} ของมอสเฟตเท่ากับ $V_{DD2}(15V)$ เทียบกับกราวด์เมื่อแรงดัน V_{GS} มีค่าเป็นบวกสามารถทำให้มอสเฟตนำกระแสได้ ส่วนในกรณีที่แรงดันอินพุตน้อยกว่า 0.7 V LED ภายใน TLP250 หยุดนำกระแสส่งผลให้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทางด้านเอาต์พุตของ TLP250 หยุดนำกระแสเช่นเดียวกัน แต่ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP จะนำกระแสส่งผลให้ที่สภาวะนี้แรงดันที่ขา 7 ของ TLP250 เทียบกับกราวด์มีค่าประมาณ 0 V เมื่อแรงดันที่ V_{GS} มีค่าเป็น 0 V ก็จะทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแสได้



ภาพที่ 2-23 วงจรขับนำเกตด้วยไอซีเบอร์ TLP250

จากภาพที่ 2-23 จุดต่ออินพุตของวงจร จุด DT1 เป็นจุดรับสัญญาณจากวงจรเจดไทม์และที่เอาต์พุตของวงจร จุด GD1 เป็นจุดต่อสัญญาณไปยังสวิตช์แต่ละตัวโดยจุดนี้จะเทียบกับจุด AGND1 ต่อจุด GD1 เข้าที่ขาเกตของ S1 และจุด AGND1 เข้าที่ขาซอร์สจากภาพเป็นวงจรขับนำเกตจำนวน 1 ชุด ดังนั้นในการใช้งานต้องสร้างวงจรลักษณะเดียวกันนี้ทั้งหมด 2 ชุด

2.4 การบริหารจัดการพลังงานในระบบจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมด้วยเซลล์เชื้อเพลิง เซลล์แสงอาทิตย์และแบตเตอรี่ชนิดซูปเปอร์คาปาซิเตอร์

2.4.1 วงจรกำลังสำหรับแหล่งจ่ายไฟแบบผสม

โครงสร้างการต่อวงจรกำลังของแหล่งจ่ายไฟแบบผสมนี้แสดงได้ดังภาพที่ 2-24 [24] ตัวแปลงไฟสำหรับเซลล์เชื้อเพลิงคือวงจรบูสที่ขนานกัน 4 ชุด (หัวข้อ 2.1) ตัวแปลงไฟสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์คือวงจรบูสที่ขนานกัน 2 ชุด (หัวข้อ 2.2) ตัวแปลงไฟสำหรับซูปเปอร์คาปาซิเตอร์คือวงจรแปลงไฟแบบ 2 ทิศทาง (2-Quadrant Converter) ที่ขนานกัน 4 ชุด (หัวข้อ 2.3)

เพื่อเป็นการป้องกันและการทำงานที่มีความเร็วสูง ตัวแปลงไฟของเซลล์เชื้อเพลิง เซลล์แสงอาทิตย์และซูปเปอร์คาปาซิเตอร์จะถูกควบคุมด้วยวงปิดของการควบคุมกระแสของแต่ละตัว ดังอธิบายไปแล้วในหัวข้อ 2.1 2.2 และ 2.3 เพื่อแน่ใจว่าระบบทำงานที่มีเสถียรภาพ (Stability) ความเร็วของวงปิดระบบควบคุมกระแสซึ่งเป็นระบบควบคุมวงในสุด (inner current regulation loops) จะต้องทำงานที่ความเร็วสูงกว่าระบบควบคุมวงปิดของระบบควบคุมวงนอก (outer control loops) [25] ระบบควบคุมกระแสนี้จะรับคำสั่งอ้างอิง (References) สามสัญญาณคือกระแสคำสั่งของซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ i_{SCREF} กระแสคำสั่งของเซลล์เชื้อเพลิง i_{FCREF} และกระแสคำสั่งของเซลล์แสงอาทิตย์ i_{PVREF} กระแสคำสั่งทั้งสามนี้จะถูกกำเนิดมาจากตัวควบคุมบริหารจัดการพลังงานทั้งระบบ ซึ่งจะนำเสนอดังต่อไปนี้

2.4.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแหล่งจ่ายไฟแบบผสม

เราพิจารณาให้กระแสของเซลล์เชื้อเพลิง กระแสของเซลล์แสงอาทิตย์และกระแสของซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ทำงานตามกระแสคำสั่งอย่างรวดเร็ว ดังนั้น

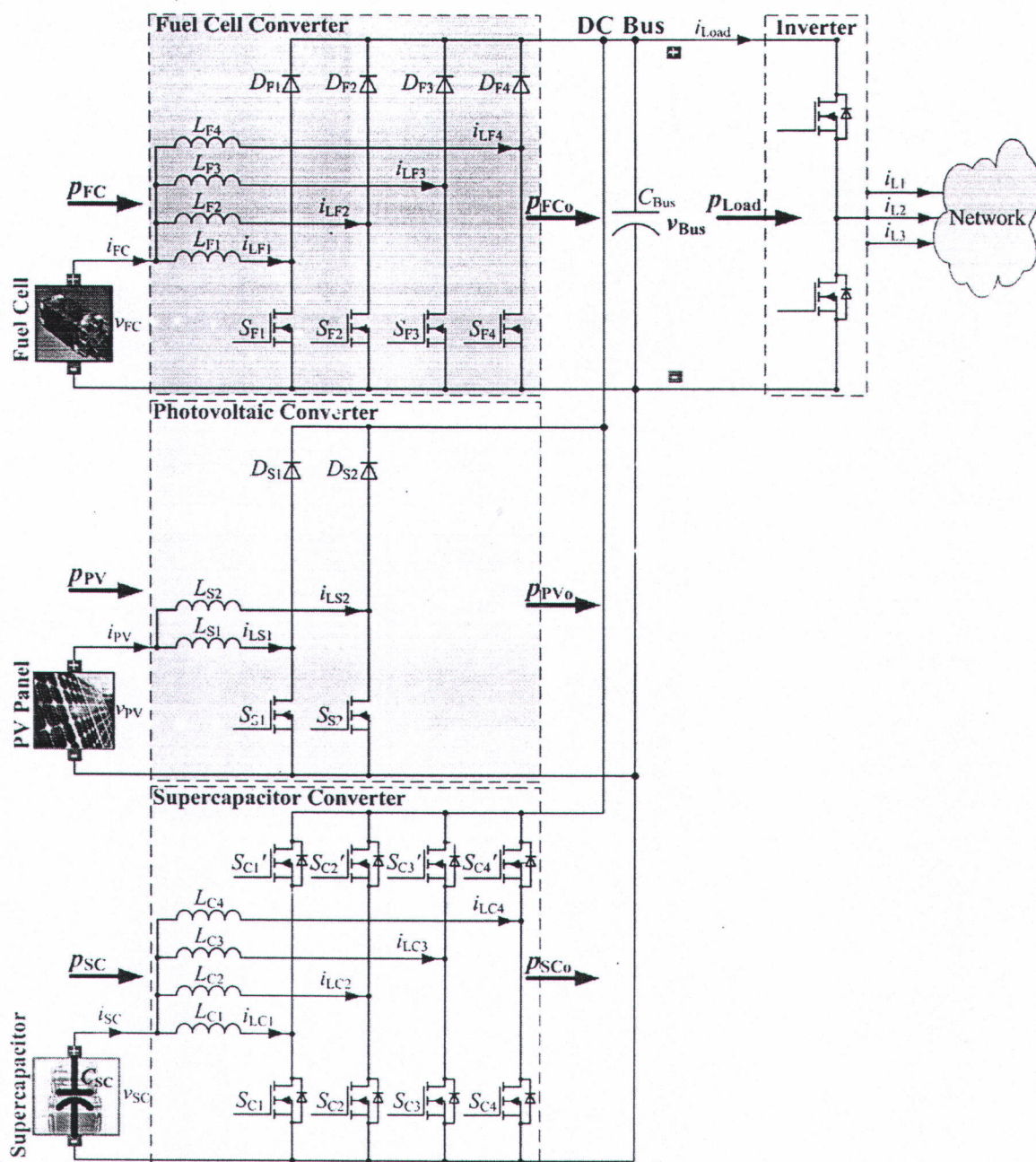
$$i_{FC} = i_{FCREF} = \frac{P_{FC}}{v_{FC}} = \frac{P_{FCREF}}{v_{FC}} \quad (2-25)$$

$$i_{PV} = i_{PVREF} = \frac{P_{PV}}{v_{PV}} = \frac{P_{PVREF}}{v_{PV}} \quad (2-26)$$

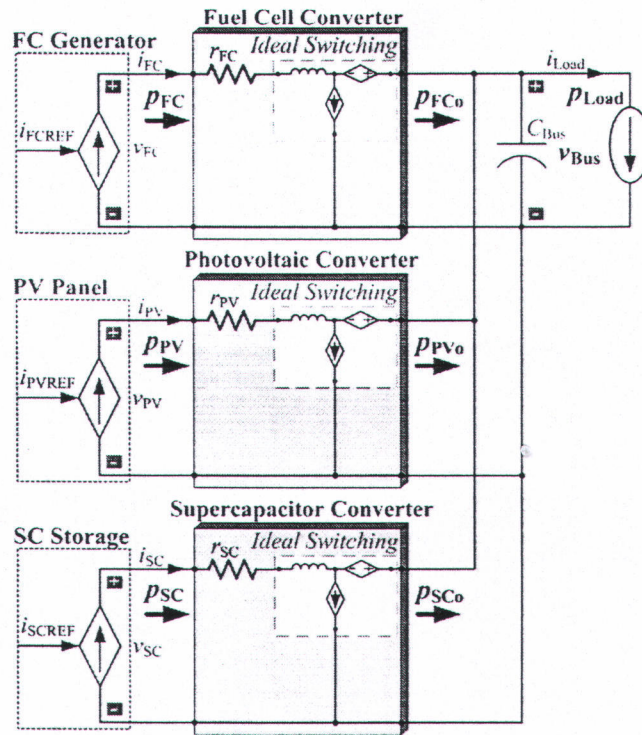
$$i_{SC} = i_{SCREF} = \frac{P_{SC}}{v_{SC}} = \frac{P_{SCREF}}{v_{SC}} \quad (2-27)$$

เป็นผลทำให้เซลล์เชื้อเพลิง เซลล์แสงอาทิตย์และกระแสของซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ทำงานเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมได้ (Controlled current sources) แสดงได้ดังภาพที่ 2-25 เราพิจารณาให้หาค่าสูญเสียในตัวแปลงไฟแต่ละตัวเป็นตัวต้านทานที่มีค่าสูญเสียคงที่คือ r_{FC} , r_{PV} และ r_{SC} ของตัวแปลงไฟของเซลล์เชื้อเพลิง ของตัวแปลงไฟของเซลล์แสงอาทิตย์และของตัวแปลงไฟของซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ตามลำดับ

พลังงานไฟฟ้าที่คาปาซิเตอร์ในบัสไฟตรง (E_{Bus}) และพลังงานไฟฟ้าที่ซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ (E_{SC}) สามารถเขียนได้ดังนี้



ภาพที่ 2-24 ไคโอะแกรมของระบบจ่ายไฟด้วยเซลล์เชื้อเพลิง เซลล์แสงอาทิตย์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ซึ่ง $p_{Load} (= v_{Bus} \times i_{Load})$, v_{Bus} , และ i_{Load} คือกำลังของโหลด แรงดันที่บัสไฟตรงและกระแสที่บัสไฟตรง ตามลำดับ $p_{FC} (= v_{FC} \times i_{FC})$, v_{FC} , และ i_{FC} คือกำลัง แรงดันและกระแสของเซลล์เชื้อเพลิง ตามลำดับ $p_{PV} (= v_{PV} \times i_{PV})$, v_{PV} , และ i_{PV} คือกำลัง แรงดันและกระแสของเซลล์แสงอาทิตย์ ตามลำดับ $p_{SC} (= v_{SC} \times i_{SC})$, v_{SC} , และ i_{SC} คือกำลัง แรงดันและกระแสของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ตามลำดับ p_{FC0} , p_{PV0} และ p_{SC0} คือกำลังเอาต์พุตที่ส่งไปยังบัสไฟตรงของเซลล์เชื้อเพลิง เซลล์แสงอาทิตย์และซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ตามลำดับ



ภาพที่ 2-25 วงจรถ่ายไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟแบบผสมที่นำเสนอ

$$E_{Bus} = \frac{1}{2} C_{Bus} v_{Bus}^2 \quad (2-28)$$

$$E_{SC} = \frac{1}{2} C_{SC} v_{SC}^2 \quad (2-29)$$

ขณะที่พลังงานสะสมรวม (E_T) ที่เก็บอยู่ในคาปาซิเตอร์ที่บัสไปตรง (C_{Bus}) และในซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (C_{SC}) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$E_T = \frac{1}{2} C_{Bus} v_{Bus}^2 + \frac{1}{2} C_{SC} v_{SC}^2 \quad (2-30)$$

ดังแสดงในภาพที่ 2-25 สามารถเขียนเป็นสมการอนุพันธ์ของพลังงานไฟฟ้าที่คาปาซิเตอร์ในบัสไปตรง (E_{Bus}) กับ p_{FCo} , p_{PVo} , p_{SCo} , และ p_{Load} ได้ดังนี้

$$\dot{E}_{Bus} = p_{FCo} + p_{PVo} + p_{SCo} - p_{Load} \quad (2-31)$$

ซึ่ง

$$p_{FCo} = p_{FC} - r_{FC} \left(\frac{p_{FC}}{v_{FC}} \right)^2 \quad (2-32)$$

$$p_{PV0} = p_{PV} - r_{PV} \left(\frac{p_{PV}}{v_{PV}} \right)^2 \quad (2-33)$$

$$p_{SC0} = p_{SC} - r_{SC} \left(\frac{p_{SC}}{v_{SC}} \right)^2 \quad (2-34)$$

$$p_{Load} = v_{Bus} \cdot i_{Load} = \sqrt{\frac{2E_{Bus}}{C_{Bus}}} \cdot i_{Load} \quad (2-35)$$

$$p_{SC} = v_{SC} \cdot i_{SC} = \sqrt{\frac{2E_{SC}}{C_{SC}}} \cdot i_{SC} \quad (2-36)$$

2.4.3 การควบคุมแบบไม่เชิงเส้นสำหรับแหล่งจ่ายไฟแบบผสม

2.4.3.1 พลังงานสมดุลย์

วัตถุประสงค์ของการควบคุมคือความมีเสถียรภาพ (stability) ความแข็งแรง (robustness) ประสิทธิภาพ (high overall efficiency) และการทำงานที่เหมาะสมที่สุด (optimization) เพื่อจ่ายพลังงานให้กับโหลดและชาร์จซูเปอร์คาปาซิเตอร์ ระบบควบคุมแบบหลายตัวแปรนี้จึงต้องมีคำสั่งอ้างอิงของแรงดันที่บัสไฟตรง (v_{BusREF}) (แทนพลังงานที่บัสไฟตรง (E_{Bus}) ที่เราเรียกว่า "การมีเสถียรภาพที่บัสไฟตรง DC link stabilization") และคำสั่งอ้างอิงของแรงดันที่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (v_{SCREF}) (แทนพลังงานที่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ (E_{SC}) ที่เราเรียกว่า "supercapacitor state-of-charge SOC")

จากแนวคิดงานวิจัยก่อนหน้านี้ [26], [27] เซลล์แสงอาทิตย์จะถูกควบคุมเป็นแหล่งจ่ายหลัก เซลล์เชื้อเพลิงทำงานเป็นแหล่งจ่ายจ่ายไฟเมื่อพลังงานในสภาวะอยู่ตัวไม่พอจากเซลล์แสงอาทิตย์ ขณะที่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์เป็นแหล่งพลังงานที่มีความเร็วสูงมากๆ จะช่วยจ่ายไฟช่วงไดนามิกส์สูงๆ ดังนั้นหลักการบริหารจัดการพลังงานในระบบคือให้ซูเปอร์คาปาซิเตอร์จ่ายไฟเพื่อรักษาระดับแรงดันที่บัสไฟตรง ส่วนเซลล์แสงอาทิตย์และเซลล์เชื้อเพลิง (เป็นเครื่องกำเนิดพลังงานที่ช้ากว่าซูเปอร์คาปาซิเตอร์) ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันที่บัสไฟตรงและที่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์

2.4.3.2 พิสูจน์การมีคุณสมบัติแบบ flatness ของแหล่งจ่ายแบบผสม

เพื่อยืนยันการมีคุณสมบัติแบบ flatness ดังได้อธิบายไปแล้วในหัวข้อ 1.6 จะถูกพิสูจน์ดังต่อไปนี้ เพื่อรักษาระดับแรงดันไฟที่บัสไฟตรงและที่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์ บนพื้นฐานของทฤษฎีการควบคุมแบบ flatness ตัวแปรเอาต์พุต (y) ตัวแปรควบคุมอินพุต (u) และตัวแปรสเตต (x) ถูกกำหนดดังนี้

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{Bus} \\ E_T \end{bmatrix} \quad (2-37)$$

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{SCREF} \\ p_{TREF} \end{bmatrix} \quad (2-38)$$

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Bus} \\ v_{SC} \end{bmatrix} \quad (2-39)$$

ซึ่ง p_{TREF} คือกำลังไฟฟ้ารวมจากเซลล์แสงอาทิตย์และเซลล์เชื้อเพลิง จากสมการที่ (1-32) (1-33) และ (1-34) ตัวแปรสถานะสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2y_1}{C_{Bus}}} \\ \sqrt{\frac{2(y_2 - y_1)}{C_{SC}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_1(y_1) \\ \phi_2(y_1, y_2) \end{bmatrix} \quad (2-40)$$

จากสมการที่ (2-31) ตัวแปรอินพุต (u) สามารถคำนวณได้จากตัวแปรเอาต์พุตตัว (y) และอนุพันธ์เทียบกับเวลาคือ

$$u_1 = 2p_{SCLim} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \frac{\dot{y}_1 + \sqrt{\frac{2y_1}{C_{Bus}}} \cdot i_{Load} - p_{FCo} - p_{PVo}}{p_{SCLim}}} \right] \quad (2-41)$$

$$= \psi_1(y_1, \dot{y}_1) = p_{SCREF}$$

$$u_2 = 2p_{TMax} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \frac{\dot{y}_2 + \sqrt{\frac{2y_1}{C_{Bus}}} \cdot i_{Load}}{p_{TMax}}} \right] \quad (2-42)$$

$$= \psi_2(y_1, \dot{y}_2) = p_{TREF}$$

ซึ่ง

$$p_{SCLim} = \frac{v_{SC}^2}{4r_{SC}} \cdot p_{TMax} = \frac{v_T^2}{4r_T} \quad (2-43)$$

ขณะที่ p_{SCLim} คือกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ถูกจำกัดจากตัวแปลงไฟของซูปเปอร์คาปาซิเตอร์ p_{TMax} คือเทียบเคียงกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ถูกจำกัดจากตัวแปลงไฟของเซลล์แสงอาทิตย์และเซลล์เชื้อเพลิง v_T คือแรงดันไฟฟ้าเทียบเคียงจากแหล่งจ่ายไฟจากเซลล์แสงอาทิตย์และเซลล์เชื้อเพลิงและ r_T คือค่าตัวต้านทานเทียบเคียงในตัวแปลงไฟของเซลล์แสงอาทิตย์และเซลล์เชื้อเพลิง

อันที่จริงแล้ว

$$p_{TMax} = p_{FCMax} + p_{PVMMax} \quad (2-44)$$

ซึ่ง p_{FCMax} คือกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากเซลล์เชื้อเพลิงและ p_{PVMMax} คือกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากเซลล์แสงอาทิตย์

2.4.3.3 กฎการควบคุมและเสถียรภาพ (Control Law and Stability)

จากสมการที่ (1.35) กฎการควบคุมพลังงานแสดงได้ดังนี้ [28], [29]

$$v_1 = \dot{y}_1 = \dot{y}_{1REF} + K_{11}(y_{1REF} - y_1) + K_{12} \int_0^t (y_{1REF} - y_1) d\tau \quad (2-45)$$

$$v_2 = \dot{y}_2 = \dot{y}_{2REF} + K_{21}(y_{2REF} - y_2) \quad (2-46)$$

ซึ่ง y_{1REF} คือคำสั่งอ้างอิงของตัวแปรเอาต์พุตตัวที่ 1 (พลังงานที่คาปาซิเตอร์ที่บัสไฟตรง) และ y_{2REF} คือคำสั่งอ้างอิงของตัวแปรเอาต์พุตตัวที่ 2 (พลังงานรวมที่คาปาซิเตอร์ที่บัสไฟตรงกับที่ซูเปอร์คาปาซิเตอร์)

จากสมการที่ (2-45) ถ้ากำหนดให้ $e_1 = y_1 - y_{1REF}$, $K_{11} = 2\zeta\omega_n$ และ $K_{12} = \omega_n^2$ จะได้

$$\ddot{e}_1 + 2\zeta\omega_n \cdot \dot{e}_1 + \omega_n^2 \cdot e_1 = 0 \quad (2-47)$$

แทน $\dot{y}_1$ ลงในสมการที่ (2-41) จะได้สมการในเทอมของการควบคุมแบบป้อนกลับ เราอาจจะเรียกว่า “inverse dynamics”

$$u_1 = 2p_{SCLim} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{equ.(2-45) + p_{Load} - p_{FCo} - p_{PVo}}{p_{SCLim}} \right)} \right] \quad (2-48)$$

เพื่อการคำนวณที่ง่ายลง เราอาจจะประมาณว่า $r_{sc} = 0$ ทำให้ $p_{sc} = p_{sco}$ โดยการกำหนดให้ $p_{SCMax} \leq p_{SCLim}$ เราอาจจะเขียนสมการ inverse dynamics ได้ง่ายขึ้นคือ

$$\begin{aligned} u_1 &= \overbrace{\left(\dot{y}_{1REF} - 2\zeta\omega_n e_1 - \omega_n^2 \int_0^t e_1 d\tau \right)}^{\dot{y}_1 = \dot{E}_{Bus}} + p_{Load} - p_{FCo} - p_{PVo} \\ &= p_{SCREF} \end{aligned} \quad (2-49)$$

เช่นเดียวกันจากสมการที่ (2-46) ถ้ากำหนดให้ $e_2 = y_2 - y_{2REF}$, $K_{21} = 1/\tau_S$ จะได้

$$\tau_S \cdot \dot{e}_2 + e_2 = 0 \quad (2-50)$$

แทน $\dot{y}_2$ ลงในสมการที่ (2-42) จะได้สมการในเทอมของการควบคุมแบบป้อนกลับ ที่เรียกว่า “inverse dynamics”

$$\begin{aligned}
 \dot{y}_2 &= \dot{E}_T \\
 u_2 &= \left(\dot{y}_{2\text{REF}} - (1/\tau_S)e_2 \right) + p_{\text{Load}} \\
 &= p_{\text{TREF}} \\
 &= p_{\text{PVREF}} + p_{\text{FCREF}}
 \end{aligned} \tag{2-51}$$

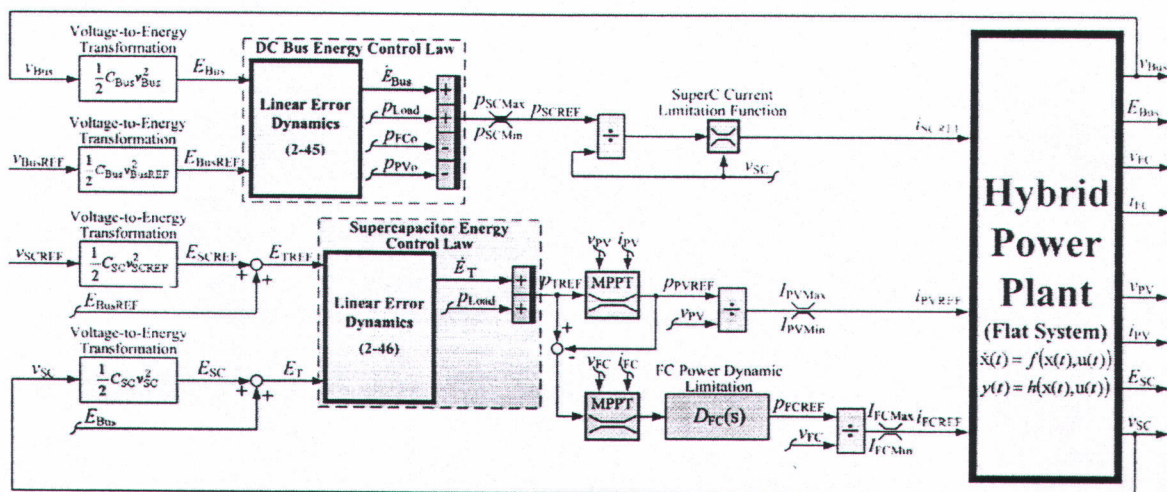
จากสมการที่ (2-49) และ (2-51) เห็นได้ชัดว่าระบบควบคุมจะมีเสถียรภาพแน่นอนสำหรับค่า K_{11} , $K_{12} > 0$ และ $K_{21} > 0$ อย่างไรก็ตาม บนพื้นฐานของระบบควบคุมเป็นชั้นๆ (cascade control structure) และความถี่ของการสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (ω_s) วงควบคุมชั้นนอก (ในที่นี้คือการควบคุมพลังงานที่บัสไฟตรง) จะต้องทำงานที่ cut-off frequency $\omega_E \ll \omega_c$ ซึ่ง ω_c คือ cut-off frequency ของระบบควบคุมของวงควบคุมกำลังจากซูเปอร์คาปาซิเตอร์ซึ่งเป็นวงชั้นในนั่นเองและ $\omega_c \ll \omega_s$ เมื่อตัวแปรเอาต์พุตมีเสถียรภาพ ระบบควบคุมทั้งหมดก็จะมีเสถียรภาพไปด้วยเพราะตัวแปรทั้งหมดสามารถแสดงในเทอมของ differential flatness

ภาพที่ 2-26 ได้อธิบายถึงแนวคิดระบบควบคุมที่ได้นำเสนอสำหรับแหล่งจ่ายไฟจากพลังงานทดแทนที่ได้อธิบายข้างบน กฎการควบคุมพลังงานที่บัสไฟตรงสร้างกำลังไฟฟ้าอ้างอิงสำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์ p_{SCREF} (อ้างอิงสมการที่ (2-41)) สัญญาณ p_{SCREF} นี้จะถูกหารด้วยแรงดันที่วัดมาจากซูเปอร์คาปาซิเตอร์ v_{SC} และจะจำกัดแรงดันของซูเปอร์คาปาซิเตอร์ให้อยู่ในช่วงต่ำสุดและสูงสุด [V_{SCMin} , V_{SCMax}] โดยการจำกัดกระแสหรือกระแสคายประจุ (ไม่ได้อธิบายในเอกสารนี้ สามารถหาอ่านเพิ่มเติมได้จาก [19], [30]) ผลลัพธ์ก็คือได้กระแสอ้างอิงสำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์ i_{SCREF}

กฎการควบคุมพลังงานรวมหรือกฎการควบคุมพลังงานสำหรับซูเปอร์คาปาซิเตอร์กำหนดกำลังไฟฟ้าอ้างอิงรวม p_{TREF} (อ้างอิงสมการที่ (2-42)) อย่างแรก สัญญาณ p_{TREF} นี้จะถูกพิจารณาให้เป็นกำลังอ้างอิงสำหรับโซล่าเซลล์ p_{PVREF} สัญญาณนี้จะถูกจำกัดไม่ให้เกินกำลังไฟฟ้าสูงสุด p_{PVMax} ด้วยตัวติดตามกำลังไฟฟ้า (maximum power point tracking MPPT) ซึ่งไม่ได้อธิบายในงานวิจัยนี้ อย่างไรก็ตาม ความแตกต่างระหว่างกำลังไฟฟ้าอ้างอิงรวม p_{TREF} กับกำลังอ้างอิงสำหรับโซล่าเซลล์ p_{PVREF} คือกำลังไฟฟ้าอ้างอิงสำหรับเซลล์เชื้อเพลิง p_{FCREF} สัญญาณนี้จะถูกจำกัดไม่ให้เกินกำลังไฟฟ้าสูงสุด p_{FCMax} และจะจำกัดไดนามิกส์ของเซลล์เชื้อเพลิง [31], [32] ในที่นี้ ตัวหน่วงลำดับที่ 2 ($D_{\text{FC}}(s)$) ถูกเลือกสำหรับการจำกัดไดนามิกส์ของเซลล์เชื้อเพลิง (FC power dynamic limitation) แสดงได้ดังนี้

$$D_{\text{FC}}(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_{n1}} \right)^2 + \frac{2\zeta_1}{\omega_{n1}} s + 1} \tag{2-52}$$

ซึ่ง ω_{n1} และ ζ_1 คือตัวแปรการควบคุม



ภาพที่ 2-26 ไดอะแกรมระบบควบคุมแหล่งจ่ายไฟแบบผสม