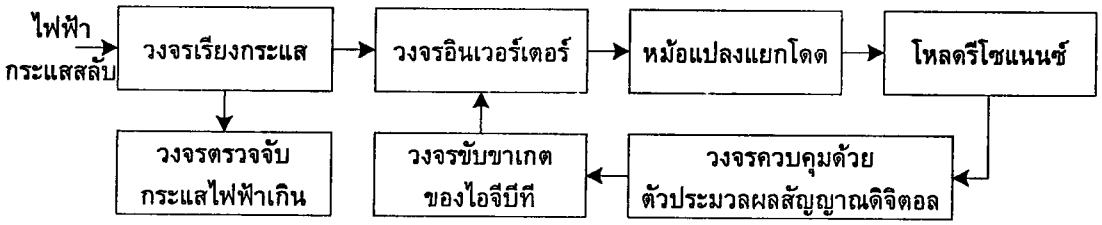
บทที่ 3
วิธีดำเนินการวิจัย

3.1 โครงสร้างของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำควบคุมด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอล

แผนผังของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำควบคุมด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอลแสดงดังรูปที่ 3.1 ซึ่งมีรายละเอียดการทำงานของแต่ละส่วนดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.1 แผนผังของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำควบคุมด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอล

1) วงจรเรียงกระแส ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 50 Hz ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

2) วงจรอินเวอร์เตอร์ จะแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 23 kHz - 28 kHz ซึ่งวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแบบฮาล์ฟบริดจ์

3) หม้อแปลงแยกโดด มีหน้าที่หลักในการแยกโหลดรีโซแนนซ์และวงจรอินเวอร์เตอร์ออกจากกันเพื่อป้องกันความเสียหายในกรณีที่เกิดการลัดวงจร และยังมีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟฟ้าที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตของหม้อแปลงที่จะจ่ายให้โหลดรีโซแนนซ์เพิ่มมากขึ้น

4) โหลดรีโซแนนซ์ ประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำซึ่งต่อกันแบบอนุกรม ที่สภาวะรีโซแนนซ์ กระแสจะไหลผ่านโหลดมากที่สุดทำให้ได้กำลังไฟฟ้าสูงสุด แต่ในการทดลองจะใช้เฉพาะตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำเท่านั้นเนื่องจากมีค่าความต้านทานแฝงอยู่ในตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำอยู่แล้ว

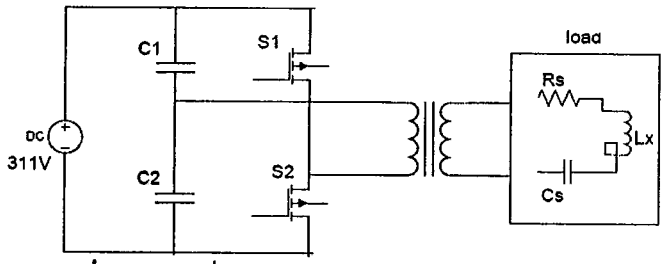
5) วงจรขับขาเกตของไอจีบีที อุปกรณ์สวิตชิ่งไอจีบีทีซึ่งอยู่ในวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำงานได้ก็ต่อเมื่อมีสัญญาณมาขับที่ขาเกต และสัญญาณที่จะนำมาขับนั้นจะต้องอยู่ภายใต้ข้อกำหนดที่ไอจีบีทีต้องการด้วย เช่น ต้องสามารถจ่ายแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่เพียงพอกับการชาร์จขาเกตได้ ซึ่งสัญญาณควบคุมที่ได้จากตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอลไม่สามารถนำมาขับขาเกตของไอจีบีทีได้โดยตรง จึงต้องมีวงจรขยายสัญญาณให้สูงขึ้นเพื่อให้เพียงพอกับความต้องการของขาเกตไอจีบีที

6) วงจรตรวจจับกระแสไฟฟ้าเกิน ทำหน้าที่ป้องกันอุปกรณ์ไอจีบีทีไม่ให้เกิดความเสียหายขึ้นอันเนื่องจากมาจากกระแสไฟฟ้าที่สูงเกินไป โดยใช้ตัวตรวจจับกระแส (Current Transducer) เป็นตัววัดกระแสไฟฟ้าที่จะผ่านเข้าไปยังวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งตัวตรวจจับกระแสจะแปลงกระแสไฟฟ้าที่วัดได้ให้เป็นแรงดันไฟฟ้าแล้วส่งต่อไปยังชุดป้องกันเพื่อตัดวงจรทั้งหมดเมื่อกระแสไฟฟ้าเกิน

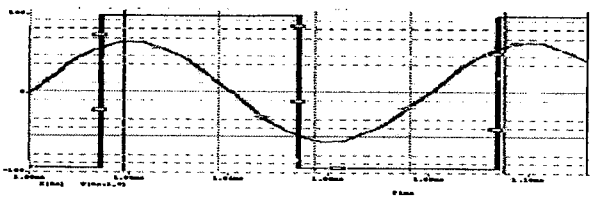
7) วงจรควบคุมด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอล จะรับสัญญาณกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้ามาจากโหลดรีโซแนนซ์เพื่อให้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอล TMS320F2812 ทำการวิเคราะห์แล้วส่งสัญญาณ PWM (Pulse Width Modulation) ที่มีความถี่ใกล้เคียงกับความถี่ของโหลดรีโซแนนซ์ไปยังวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้กำลังไฟฟ้าสูงสุด

3.2 จำลองระบบและทดสอบการควบคุมในโปรแกรม PSPICE

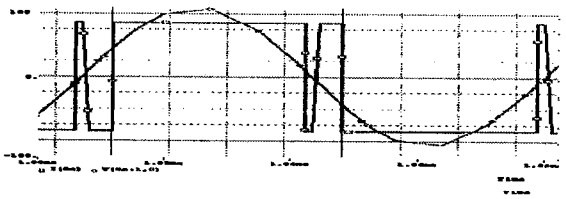
วงจรอินเวอร์เตอร์ หม้อแปลงแยกโดด และโหลดรีโซแนนซ์ ดังแสดงในรูปที่ 3.2 ถูกจำลองขึ้นด้วยโปรแกรม PSPICE โดยกำหนดให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอินพุตเป็น 311 V ซึ่งเป็นการสมมติว่าได้ผ่านวงจรเรียงกระแสมาแล้ว พารามิเตอร์ต่างๆ มีค่าดังนี้ คือ duty cycle = 40%, Rs = 0.94 Ω, Lx = 128 μH, Cs = 0.3 μF ซึ่งจะได้ความถี่รีโซแนนซ์ $f_r = 1/(2\pi\sqrt{128\mu H \times 0.3\mu F}) = 25.68$ kHz หม้อแปลงที่ใช้เป็นแบบลดทอนแรงดันซึ่งมีอัตราส่วนรอบเป็น 1.83:1 สวิตช์ที่ใช้ในการจำลองเลือกใช้สวิตช์ที่เป็นแบบอุดมคติแทนไอจีบีที กระแสผ่านโหลด (คลื่นรูปไซน์) และแรงดันตกคร่อมโหลด (คลื่นรูปสี่เหลี่ยม) เมื่อความถี่ในการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ (f_s) มีค่าเป็น 20 kHz, 25 kHz และ 30 kHz แสดงในรูปที่ 3.3 (ก) ถึง 3.3 (ค) จะเห็นได้ว่าเมื่อ f_s มีค่าใกล้เคียงกับ f_r กระแสจะไหลผ่านโหลดมากและความต่างเฟสระหว่างกระแสกับแรงดันจะมีค่าน้อยดังรูปที่ 3.3 (ข) เมื่อ f_s มีค่าห่างจาก f_r มากขึ้น กระแสจะไหลผ่านโหลดลดลงและความต่างเฟสระหว่างกระแสกับแรงดันจะมีค่ามากขึ้นดังรูปที่ 3.3 (ก) และ 3.3 (ค)



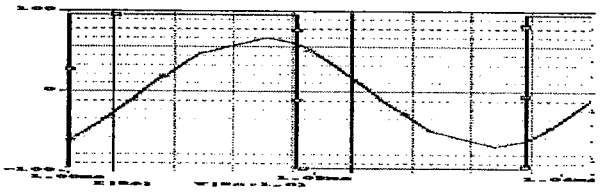
รูปที่ 3.2 วงจรที่ใช้ในการจำลองด้วยโปรแกรม PSPICE



(ก) f_s = 20 kHz



(ข) f_s = 25 kHz



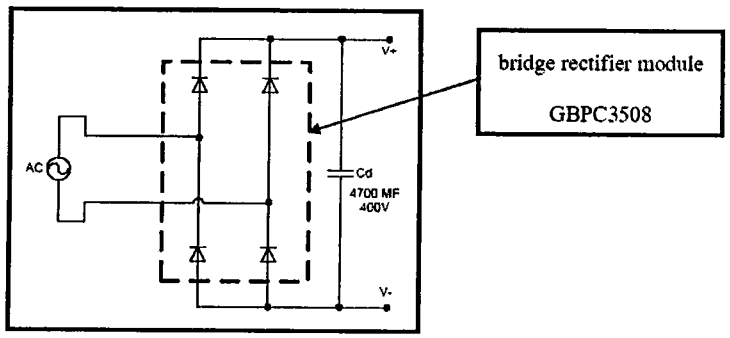
(ค) f_s = 30 kHz

รูปที่ 3.3 กระแสผ่านโหลดและแรงดันตกคร่อมโหลด เมื่อ f_r = 25.68 kHz

3.3 ออกแบบและสร้างเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

3.3.1 วงจรเรียงกระแส

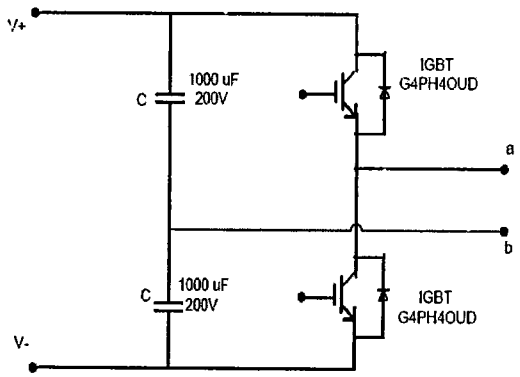
ระบบที่ออกแบบจะใช้แรงดันไฟฟ้าขาเข้า 1 เฟส 220 V 50 Hz แล้วนำมาผ่านชุดเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้วยไดโอดโมดูลจำนวน 1 โมดูลและแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จะถูกทำให้เรียบขึ้นด้วยตัวเก็บประจุ Cd ดังรูปที่ 3.4 เพื่อส่งต่อไปใช้งานยังวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.4 วงจรเรียงกระแส

3.3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์

โครงการวิจัยนี้เลือกใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ดังแสดงในรูปที่ 3.5

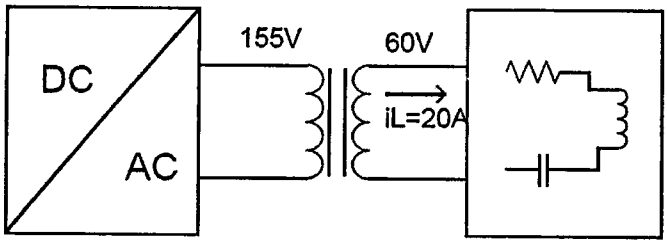


รูปที่ 3.5 วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์

3.3.3 หม้อแปลงแยกโดด

กำหนดให้พิกัดของหม้อแปลงแยกโดดเป็นดังนี้

- แรงดันขาเข้า 155 V
- แรงดันขาออก 60 V
- กระแสขาออก 20 A
- ความถี่สวิตชิ่ง 25 kHz



รูปที่ 3.6 การต่อหม้อแปลงความถี่สูง

1) <u>กำลังไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ</u> จากสมการที่ (2.28) โดยกำหนดให้ Power Factor = 1.0, Cos θ =1 (ตามอุดมคติ)

$$P_o = (V_o + V_{rl})I_o = (60+6)20 = 1320$$

จะได้กำลังไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ 1320 W

2) <u>การเลือกแกนแม่เหล็ก</u> จากสมการที่ (2.29)

$$A_p = A_c A_w = \frac{P_o\left(\sqrt{2}+\frac{1}{\eta}\right)}{4JK_w B_m f_s}$$

$$= \frac{1320\left(\sqrt{2}+\frac{1}{0.8}\right)}{4(3\times10^6)(0.4)(0.2)(25\times10^3)} = 1.465\times10^{-7}\ \mathrm{m}^4$$

ทำการเลือกแกนแม่เหล็กโดยต้องเลือกให้มีค่ามากกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ โดยได้เลือกแกนหม้อแปลงเฟอร์ไรท์เบอร์ EE80/76 จากข้อมูล Data sheet ค่า A_c= 392 mm^2 และ ค่า A_w= 1,480 mm^2 ดังนั้นจะได้ A_p= 392×1,480= 580,160×10^{-12} m^4 = 5.8016 ×10^{-7} m^4 ซึ่งมีค่าพิกัดเกินที่ต้องการ เพื่อเป็นการเผื่อไว้ด้วย

3) <u>จำนวนรอบในการพัน</u> จากสมการที่ (2.30)

$$N_1 = \frac{V_{SS,\max}}{4A_c B_m f_s}$$

$$= \frac{155+15.5}{4(392\times10^{-6})(0.2)(25\times10^3)} = 21.747$$

จะได้ $N_1 = 22$ รอบ

จากสมการที่ (2.32)

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_o^{'}}{V_{SS,\min}(2D_{\max})}$$
$$= \frac{(60+6)}{(155-15.5)(2\times 0.4)} = 0.591$$

จะได้ $N_2 = 13$ รอบ

4) <u>การเลือกขนาดขดลวด</u> จากสมการที่ (2.33) ถึง (2.35)

$$I_2 = I_o\sqrt{D_{\max}} = 20\sqrt{0.4} = 12.65\,\text{A}$$

$$I_1 = nI_o = 0.591(20) = 11.82\,\text{A}$$

$$a_1 = \frac{I_1}{J} = \frac{11.82}{3\times 10^6} = 3.94\times 10^{-6}\,\text{m}^2$$

$$a_2 = \frac{I_2}{J} = \frac{12.65}{3\times 10^6} = 4.22\times 10^{-6}\,\text{m}^2$$

ทำการเลือกขดลวดที่มีค่าสูงกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณจะได้ขดลวดเบอร์ SWG13 โดยมีพื้นที่หน้าตัด 4.289 mm^2 แต่เนื่องจากสัญญาณมีความถี่สูง ต้องคำนึงถึงเรื่องความสูญเสียเนื่องจากผลจากการนำกระแสที่ผิวของทองแดงซึ่งสามารถหาค่า skin depth ได้จากสมการ (2.37) เมื่อแทนค่าความถี่สวิตชิ่ง = 25 kHz จะได้ skin depth = 0.47 mm จาก data sheet ขดลวด SWG เบอร์ 27 มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.46 mm ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับที่คำนวณ โดยมีพ.ท.หน้าตัดเท่ากับ 0.1363 mm^2 = $0.1363\times 10^{-6}\,m^2$ ถ้าหากจะพัน ขดลวด a_1 ต้องใช้ลวดเส้นนี้จำนวน 3.94/0.1363=29 เส้น และ ขดลวด a_2 ต้องใช้ 4.22/0.1363 = 31 เส้น โดยนำมาตีเป็นเกลียวกลุ่ม แล้วค่อยนำไปพันหม้อแปลง

5) <u>การตรวจสอบ</u> จากสมการที่ (2.36)

$$A_w K_w \geq \sum_{i=1}^{m} a_i N_i$$

แทนค่าพารามิเตอร์ของขดลวดตัวนำและแกนแม่เหล็กที่ใช้จริง โดยดูค่าต่างๆจาก Data sheet จะได้

$$A_w K_w = 0.4\times 1480 = 592 \text{ และ } \; a_1 N_1 + 2(a_2 N_2) = 247$$

เห็นได้ว่าขนาดของแกนเหล็กมีค่ามากกว่าที่คำนวณได้ ซึ่งแสดงว่าสามารถพันขดลวดลงพื้นที่หน้าต่างของแกนแม่เหล็กที่เลือกไว้ได้ และ เหลือไว้ค่อนข้างมาก เพื่อความสะดวกในการปรับปรุงและพัฒนาต่อไปในอนาคต

3.3.4 โหลดรีโซแนนซ์

โหลดรีโซแนนซ์เป็นวงจร RLC แบบอนุกรม เราต้องการความถี่รีโซแนนซ์ 25 kHz จึงเลือกค่า L = 128 μH, C = 0.3 μF ทำให้ได้ความถี่รีโซแนนซ์ $= 1/(2\pi\sqrt{128\mu H \times 0.3\mu F}) = 25.68$ kHz ค่า R ในวงจรเกิดขึ้นมาจากหลายๆ ส่วนรวมกัน คือ

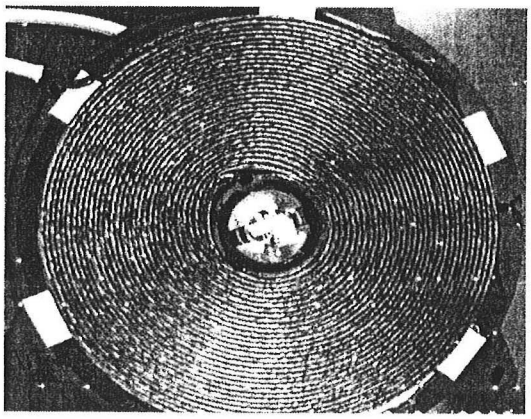
1) ความต้านทานที่สายไฟทองแดง

2) ความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุ

3) ความต้านทานแฝงในตัวเหนี่ยวนำ

4) ความต้านทานทางไฟฟ้าของชิ้นงานที่เรานำมาให้ความร้อน

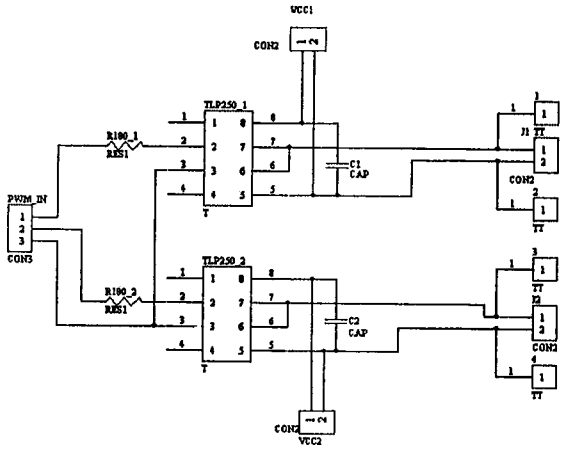
ตัวเก็บประจุต้องสามารถนำมาใช้งานในย่านความถี่สูง ทนแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ออกแบบไว้ได้ จึงได้เลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิด Metalized Polyester Film 0.1 μF 400 V จำนวน 3 ตัวนำมาต่อขนานกัน สำหรับขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้แสดงดังรูปที่ 3.7 ซึ่งมีค่า R = 0.94 Ω, L = 128 μH



รูปที่ 3.7 ขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้ในโครงการวิจัย

3.3.5 วงจรขับขาเกตของไอจีบีที

อุปกรณ์สวิตชิ่งไอจีบีทีจะทำงานได้จะต้องมีสัญญาณมาขับที่ขาเกตของมัน และสัญญาณที่จะนำมาขับนั้นจะต้องอยู่ภายใต้ข้อกำหนดที่ไอจีบีทีต้องการด้วย เช่น ต้องสามารถจ่ายแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่เพียงพอกับการชาร์จขาเกตได้ ซึ่งสัญญาณควบคุมที่ได้จากตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอลไม่สามารถนำมาขับขาเกตของไอจีบีทีได้โดยตรง จึงต้องมีวงจรขยายสัญญาณให้สูงขึ้นเพื่อให้เพียงพอกับความต้องการของขาเกตไอจีบีที โดยใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ TLP-250 โดยในรูปที่ 3.8 นั้นจะแสดงวงจรการต่อใช้งานไอซีตัวนี้ สำหรับสัญญาณที่จะนำไปขับไอซีตัวนี้นั้นต้องต่อตัวต้านทานเพื่อจำกัดกระแสไฟฟ้าไม่ให้เกินกว่าค่าที่ไอซีกำหนดและต่อตัวเก็บประจุไฟฟ้าเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าที่เรียบขึ้นก่อนที่จะนำไปขับขาเกตไอจีบีที



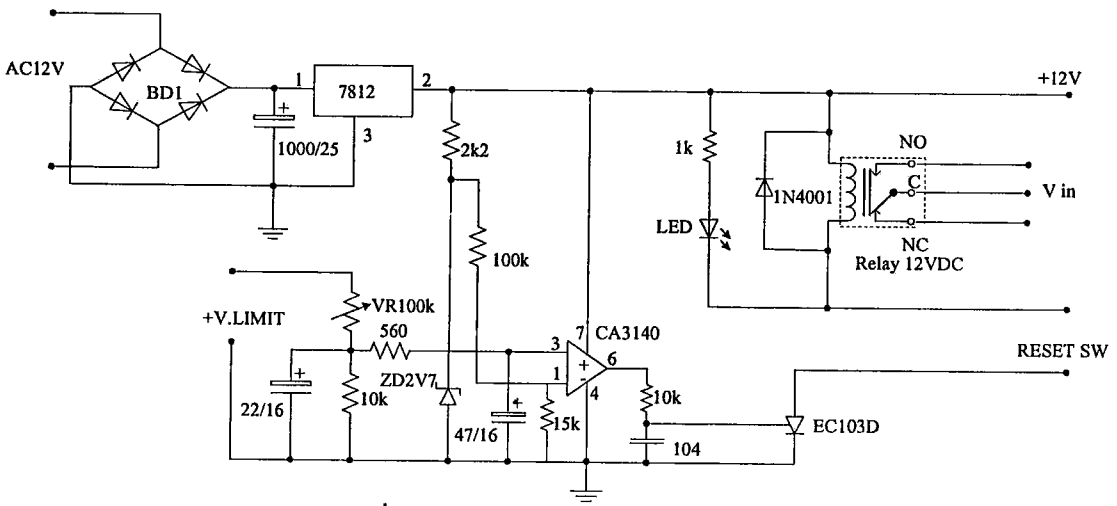
รูปที่ 3.8 วงจรขับขาเกตของไอจีบีที

3.3.6 วงจรตรวจจับกระแสไฟฟ้าเกินที่อินพุตของอินเวอร์เตอร์

วงจรนี้จะป้องกันอุปกรณ์ไอจีบีทีไม่ให้เกิดความเสียหายขึ้น อันเนื่องจากมาจากกระแสไฟฟ้าที่สูงเกินไป โดยใช้ตัวตรวจจับกระแสเป็นเครื่องวัดกระแสไฟฟ้าที่จะผ่านเข้าไปยังวงจรอินเวอร์เตอร์ ตัวตรวจจับกระแสจะแปลงกระแสไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า แล้วส่งต่อไปยังชุดป้องกันกระแสไฟฟ้าเกินเพื่อตัดวงจรทั้งหมดในกรณีที่มีกระแสไฟฟ้าเกิน ในโครงการวิจัยนี้เลือกใช้ตัวตรวจจับกระแสรุ่น HX10-NP ซึ่งต่อใช้งานแบบขนาน วัดกระแสไฟฟ้าได้สูงสุด 20 A ซึ่งแปลงกระแสไฟฟ้านี้เป็นแรงดันไฟฟ้าได้ 4 V

วงจรตรวจจับกระแสไฟฟ้าเกินแสดงดังรูปที่ 3.9 วงจรนี้จะต่อใช้งานอยู่ระหว่างแหล่งจ่ายไฟฟ้าจากการไฟฟ้ากับวงจรเรียงกระแส เมื่อมีกระแสไฟฟ้าเกินกว่าค่าที่ตั้งไว้ ชุดป้องกันนี้จะทำงานโดยตัดแหล่งจ่ายไฟฟ้ากับวงจรเรียงกระแสออกจากกัน ทำให้ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลเข้าไปสู่ระบบ

การทำงานของวงจรนี้ คือ ทำการเปรียบเทียบแรงดันอินพุตกับแรงดันอ้างอิง เมื่อแรงดันอินพุตมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง ชุดป้องกันก็จะทำการตัดวงจร เนื่องจากไอจีบีทีที่ใช้ทนกระแสไฟฟ้าได้สูงสุด 21 A เพื่อความปลอดภัยจึงตั้งค่าให้ชุดป้องกันทำงานที่ 17 A ซึ่งตัวตรวจจับกระแสจะแปลงแรงดันออกมาได้ 3.4 V ดังนั้นจึงตั้งค่าแรงดันอ้างอิงไว้ที่ 3.4 V

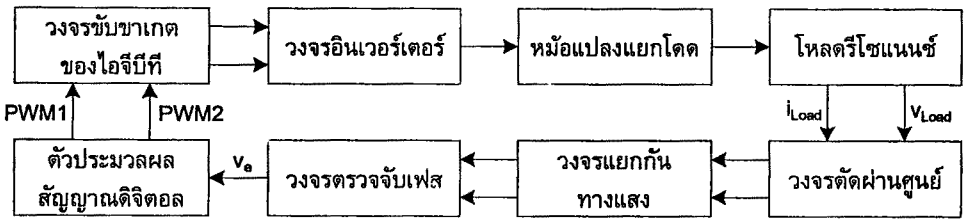


รูปที่ 3.9 วงจรตรวจจับกระแสไฟฟ้าเกิน

3.4 ออกแบบและสร้างระบบควบคุม

3.4.1 โครงสร้างของระบบควบคุม

โครงสร้างของระบบควบคุมแสดงดังรูปที่ 3.10 ตัวตรวจจับกระแสและตัวตรวจจับแรงดัน (Voltage Sensor) จะวัดค่ากระแสไฟฟ้า (i_{Load}) และแรงดันไฟฟ้า (v_{Load}) ของโหลดรีโซแนนซ์แล้วส่งให้วงจรตรวจจับเฟสผ่านวงจรตัดผ่านศูนย์และวงจรแยกกันทางแสง เอาต์พุตของวงจรตรวจจับเฟส (v_e) จะมีค่าแปรผันตรงกับความต่างเฟสระหว่าง i_{Load} และ v_{Load} [14] ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอลจะวิเคราะห์ค่า v_e ที่ได้เพื่อผลิตสัญญาณ PWM1 และ PWM2 ให้มีความถี่ซึ่งจะทำให้ความต่างเฟสระหว่าง i_{Load} และ v_{Load} มีค่าลดลงแล้วส่งไปยังวงจรอินเวอร์เตอร์ผ่านวงจรขับขาเกตของไอจีบีที เมื่อความถี่ในการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์และความถี่ของโหลดรีโซแนนซ์มีค่าใกล้เคียงกัน ความต่างเฟสระหว่าง i_{Load} และ v_{Load} จะมีค่าน้อยที่สุดซึ่งจะทำให้ได้กำลังไฟฟ้าสูงสุด

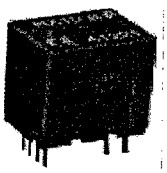


รูปที่ 3.10 โครงสร้างของระบบควบคุม

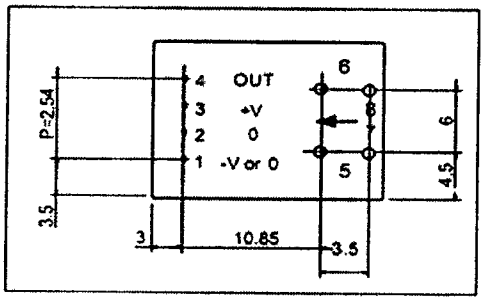
3.4.2 โครงสร้างทางฮาร์ดแวร์

3.4.2.1 วงจรวัดกระแสไฟฟ้าที่โหลด

ในการวัดกระแสนั้น จะใช้ตัวตรวจจับกระแสในการแปลงสัญญาณกระแสให้เป็นสัญญาณแรงดันเพื่อที่จะป้อนสัญญาณให้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอล โดยตัวตรวจจับกระแสที่เลือกใช้คือ HX 05-NP ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.11 และมีแผนผังแสดงดังรูปที่ 3.12 ในการใช้งานตัวตรวจจับกระแสนั้นสามารถต่อใช้งานได้ดังรูปที่ 3.13 โดยที่ I+ คือกระแสไฟฟ้าขาเข้า และ I- คือกระแสไฟฟ้าขาออก เพื่อให้มีกระแสไหลผ่านหม้อแปลง และแปลงออกมาเป็นแรงดัน V_{out} โดยต่อตัวต้านทานขนาด 10 kΩ คร่อมระหว่างขา 4 และขา 2 ซึ่งจะทำให้ อัตราการแปลงกระแสไฟฟ้าเป็นแรงดันของวงจรนี้คือ วัดที่พิกัดสูงสุด 10 A จะแปลงออกมาเป็นแรงดัน V_{out} เท่ากับ 4 V



รูปที่ 3.11 ตัวตรวจจับกระแส HX 05-NP

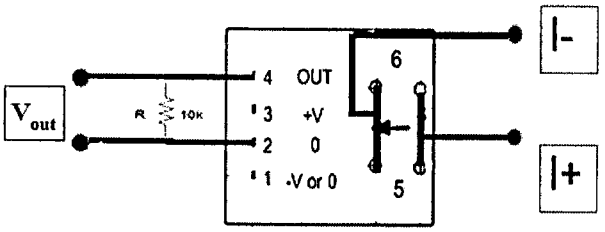


Terminal Pin Identification

1.....0V
2.....0V
3.....+12V to +15V
4.....Output

5.....Primary input Current(+)
6.....Primary input Current(-)

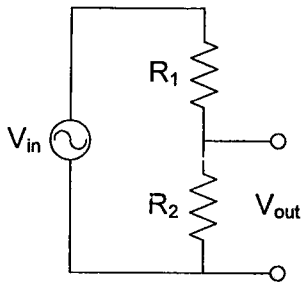
รูปที่ 3.12 แผนผังตัวตรวจจับกระแส HX 05-NP



รูปที่ 3.13 การต่อใช้งานตัวตรวจจับกระแส HX 05-NP

3.4.2.2 วงจรวัดแรงดันไฟฟ้าที่โหลด

ในการวัดแรงดันนั้น จะใช้หลักการแบ่งแรงดันซึ่งมีวงจรดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 วงจรแบ่งแรงดัน

จากรูปที่ 3.14 สามารถหาค่าแรงดัน V_{out} ได้จากสมการ

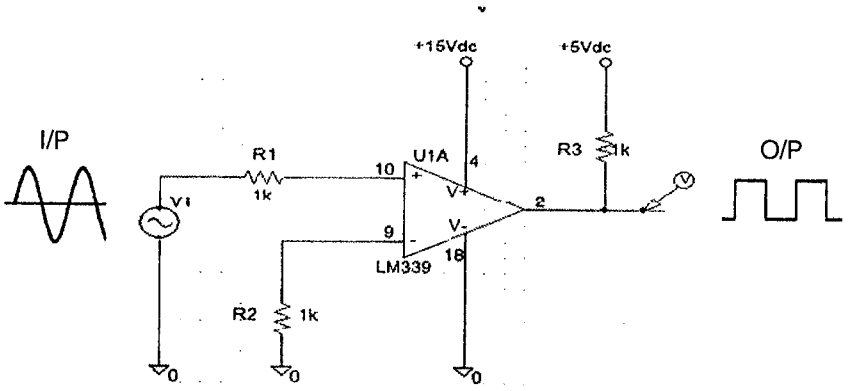
$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{in}$$

เช่น ถ้าต้องการวัดแรงดันที่อินพุต 50 V ให้ออกมาเป็นแรงดันต่ำไม่เกิน 3 V ซึ่งเป็นแรงดันสูงสุดที่ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอลรับได้ เลือก R_1= 470 kΩ, R_2= 30 kΩ จะได้

$$V_{out} = \frac{30}{470+30} 50 = 3\,\text{V}$$

3.4.2.3 วงจรตัดผ่านศูนย์

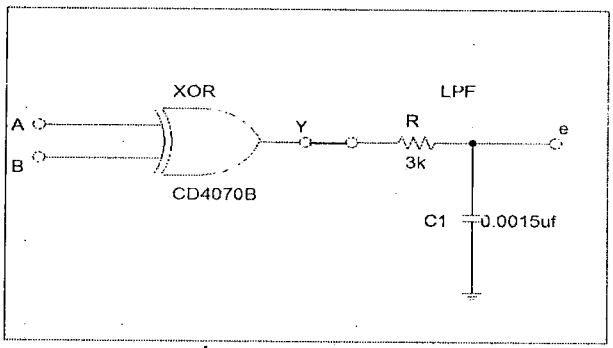
วงจรตัดผ่านศูนย์หรือวงจร zero crossing ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณอินพุตซึ่งเป็นสัญญาณรูปไซน์ให้เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม โดยประยุกต์ใช้ไอซีเบอร์ LM339N ซึ่งมีรายละเอียดการต่อใช้งานดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 วงจรตัดผ่านศูนย์

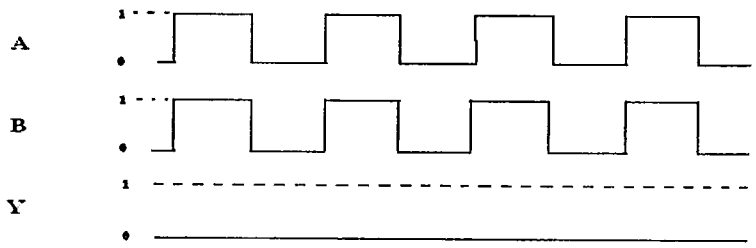
3.4.2.4 วงจรตรวจจับเฟส

วงจรตรวจจับเฟสจะให้เอาต์พุตซึ่งมีค่าแปรผันตรงกับความต่างเฟสระหว่าง i_{Load} และ v_{Load} โดยใช้ XOR Gate ดังรูปที่ 3.16

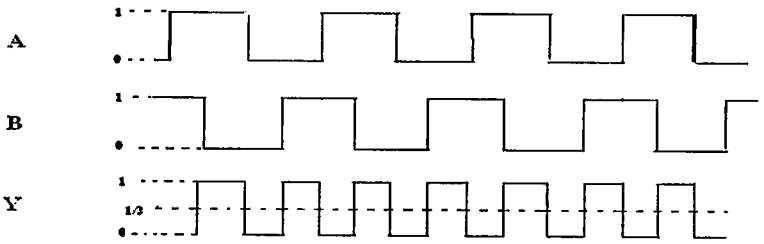


รูปที่ 3.16 วงจรตรวจจับเฟส

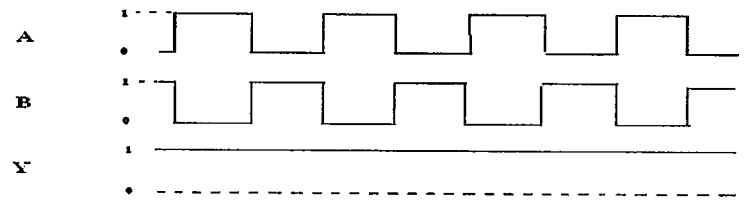
เอาต์พุต Y ของ XOR Gate เมื่ออินพุต A และ B มีความต่างเฟสกันสามแบบแสดงดังรูปที่ 3.17 จะเห็นว่าเมื่ออินพุตมีความต่างเฟสกัน 0 องศา, 90 องศา และ 180 องศา เอาต์พุตจะมีค่าเฉลี่ย 0, 1/2, และ 1 ตามลำดับ ซึ่งได้เอาต์พุตแปรผันตรงกับความต่างเฟสของอินพุตตามต้องการ จากนั้นนำเอาต์พุตไปเข้าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คัตออฟ $=1/(2\pi RC)=1/(2\pi\times 3k\Omega\times 0.0015uF)=35$ kHz เพื่อกำจัดองค์ประกอบที่เป็นไฟสลับแล้วส่งให้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอลต่อไป



(ก) A กับ B มีเฟสต่างกัน 0 องศา



(ข) A กับ B มีเฟสต่างกัน 90 องศา



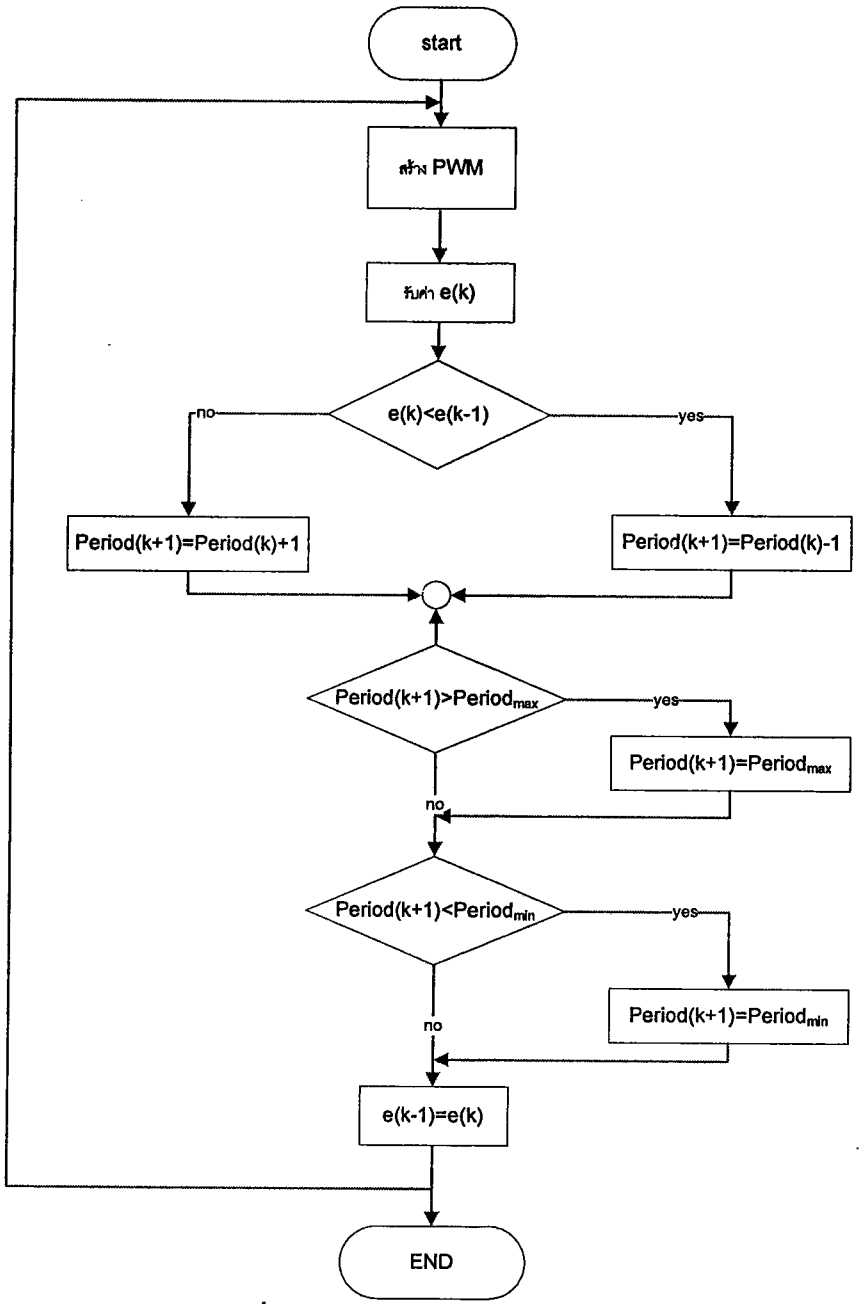
(ค) A กับ B มีเฟสต่างกัน 180 องศา

รูปที่ 3.17 เอาต์พุตของ XOR Gate เมื่ออินพุตมีความต่างเฟสกันแบบต่าง ๆ

3.4.3 โครงสร้างทางซอฟต์แวร์

3.4.3.1 อัลกอริทึม

อัลกอริทึมของระบบควบคุมแสดงดังรูปที่ 3.18 โปรแกรมเริ่มต้นโดยการสร้างสัญญาณ PWM ออกไปควบคุมอินเวอร์เตอร์ และรับค่า phase error e(k) จากนั้นทำการตรวจสอบค่า e(k) กับค่า e(k-1) เพื่อทำการปรับ Period ในรอบถัดไปของสัญญาณ PWM โดยการปรับ Period นั้นจะปรับเพิ่มขึ้นทีละ 1 หรือปรับลดทีละ 1 หลังจากที่ปรับ Period แล้วก็ทำการตรวจสอบว่า Period ที่ปรับนั้นมากกว่าค่าสูงสุด ($Period_{max}$) หรือน้อยกว่าค่าต่ำสุด ($Period_{min}$) ที่กำหนดไว้หรือไม่ ถ้า Period > $Period_{max}$ ก็ให้ Period = $Period_{max}$ หรือถ้า Period < $Period_{min}$ ก็ให้ Period = $Period_{min}$ หลังจากนั้นก็จะทำการแทนที่ค่า e(k-1) ด้วยค่า e(k) แล้วโปรแกรมก็จะกลับไปสร้างสัญญาณ PWM และรับค่า phase error e(k) รอบต่อไป



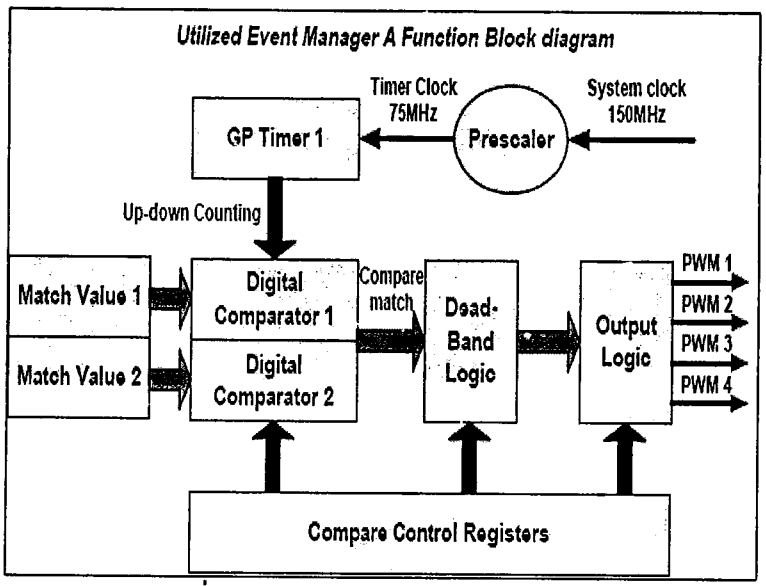
รูปที่ 3.18 อัลกอริทึมของระบบควบคุม

3.4.3.2 การสร้างสัญญาณ PWM ด้วย TMS320F2812

สัญญาณ PWM จากบอร์ด eZdsp F2812 อยู่ที่เอาต์พุตพอร์ต PWM1-PWM12 ของ I/O interface P8 ซึ่งมีรายละเอียดแสดงดังตารางที่ 3.1 และแผนผังการสร้างสัญญาณ PWM แสดงดังรูปที่ 3.19 การสร้างสัญญาณ PWM ทำได้โดยการกำหนดค่าให้กับรีจิสเตอร์บางตัวของ Event Manager ซึ่งตัวอย่างรีจิสเตอร์ของ Event Manager A แสดงดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.1 รายละเอียดของ I/O interface P8

Pin #	P8 Signal	Pin #	P8 Signal	Pin #	P8 Signal	Pin #	P8 Signal
1	+5 Volts	11	PWM3	21	No connect	31	PWM8
2	+5 Volts	12	PWM4	22	XINT1N/XBIOn	32	PWM9
3	SCITXDA	13	PWM5	23	SPISIMOA	33	PWM10
4	SCIRXDA	14	PWM6	24	SPISOMIA	34	PWM11
5	XINT1n/XBI On	15	T1PWM	25	SPICLKA	35	PWM12
6	CAP1/QEP1	16	T2PWM	26	SPISTEA	36	CAP4/QEP3
7	CAP2/QEP2	17	TDIRA	27	CANTXA	37	T1CTRIP
8	CAP3/QEPI1	18	TCLKINA	28	CANRXA	38	T3CTRIP
9	PWM1	19	GND	29	XCLKOUT	39	GND
10	PWM2	20	GND	30	PWM7	40	GND



รูปที่ 3.19 แผนผังการสร้างสัญญาณ PWM

ตารางที่ 3.2 รีจิสเตอร์ของ Event Manager A

Name	Address	Description
		Timer Registers
GPTCONA	0x7400	Overall GP Timer Control Register A
T1CNT	0x7401	Timer 1 Counter Register
T1CMPR	0x7402	Timer 1 Compare Register
T1PR	0x7403	Timer 1 Period Register
T1CON	0x7404	Timer 1 Control Register
T2CNT	0x7405	Timer 2 Counter Register
T2CMPR	0x7406	Timer 2 Compare Register
T2PR	0x7407	Timer 2 Period Register
T2CON	0x7408	Timer 2 Control Register
EXTCONA	0x7409	Extension Control Register A
		Compare Registers
COMCONA	0x7411	Compare Control Register A
ACTRA	0x7413	Compare Action Control Register A
DBTCONA	0x7415	Dead-Band Timer Control Register A
CMPR1	0x7417	Compare Register 1
CMPR2	0x7418	Compare Register 2
CMPR3	0x7419	Compare Register 3
		Capture Registers
CAPCONA	0x7420	Capture Control Register A
CAPFIFOA	0x7422	Capture FIFO Status Register A
CAP1FIFO	0x7423	Two-Level Deep Capture FIFO Stack 1
CAP2FIFO	0x7424	Two-Level Deep Capture FIFO Stack 2
CAP3FIFO	0x7425	Two-Level Deep Capture FIFO Stack 3

สำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ ห้องสมุดงานวิจัย

1) <u>การกำหนดความถี่ของสัญญาณ PWM</u> ทำได้โดยการกำหนดค่าให้กับ Timer Period Register เช่น T1PR ตัวอย่างเช่นต้องการ f_s = 25 kHz

$$\text{T1PR} = \frac{\text{TimerClockFrequency}}{2f_s} = \frac{75MHz}{2(25kHz)} = 1500$$

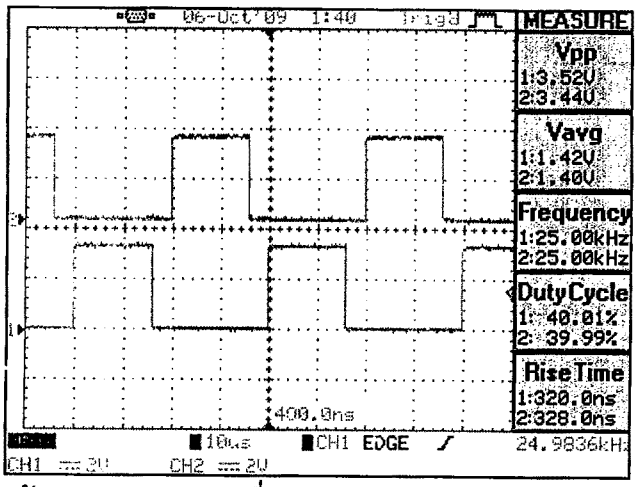
2) <u>การกำหนด duty cycle ของสัญญาณ PWM</u> ทำได้โดยการกำหนดค่าให้กับ Compare Register เช่น CMPR1 ตัวอย่างเช่นต้องการ duty cycle 40%

$$\text{CMPR1} = (\text{T1PR})\left(\frac{\%\text{DutyCycle}}{100}\right) = (1500)\left(\frac{40}{100}\right) = 600$$

3) <u>การกำหนด dead band ของสัญญาณ PWM</u> ทำได้โดยการกำหนดค่าให้กับ Dead-Band Timer Control Register เช่น DBTCONA ตัวอย่างเช่นต้องการ dead band 10% สำหรับสัญญาณ PWM ความถี่ 25 kHz

$$\text{DBTCONA} = 2(\text{T1PR})\left(\frac{\%\text{DeadBand}}{100}\right) = 2(1500)\left(\frac{10}{100}\right) = 300$$

สัญญาณ PWM ความถี่ 25 kHz, duty cycle 40%, dead band 10% แสดงดังรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.20 สัญญาณ PWM ความถี่ 25 kHz, duty cycle 40%, dead band 10%