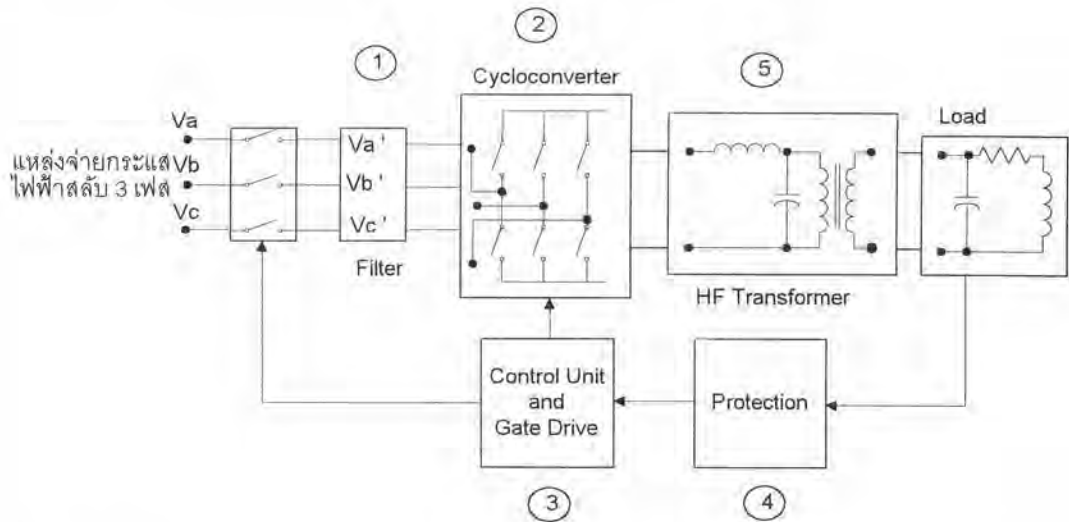


บทที่ 4

การออกแบบและสร้างเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

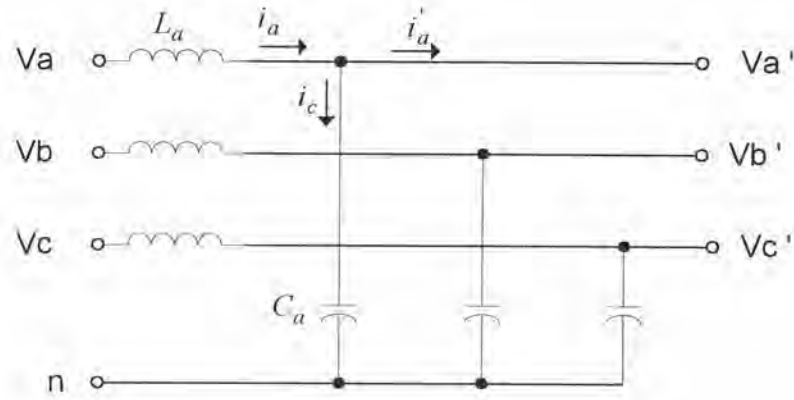
เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ได้พัฒนาและวิจัยขึ้นนี้ ประกอบด้วยวงจรสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงประมาณ 30 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งใช้สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำประเภท IGBT (insulated gate bipolar transistor) เป็นสวิตช์ มีความสามารถในการสวิตช์ที่ความถี่สูง และมีพิกัดแรงดันและกระแสสูง นอกจากนี้ยังสามารถขับนำได้ง่าย เนื่องจากทางด้านขาเกต (Gate) ของ IGBT มีคุณสมบัติคล้ายกับขาเกตของ MOSFET ในบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างและการออกแบบของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ โครงสร้างทางไฟฟ้าของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงส่วนประกอบของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

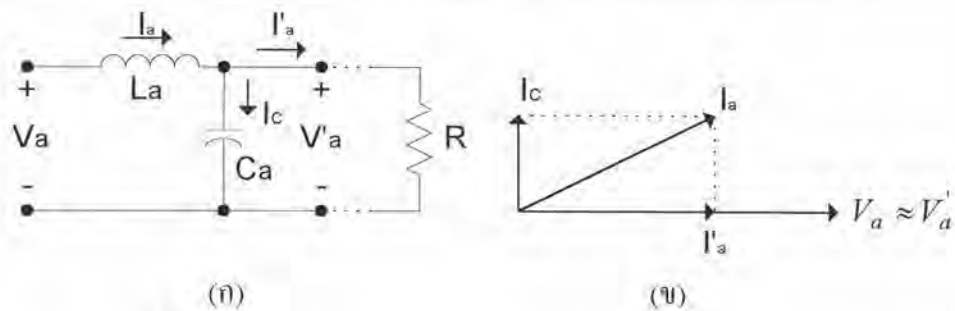
4.1 วงจรฟีดเตอร์

วงจรนี้เป็นวงจรในบล็อกไดอะแกรมที่ 1 ดังรูปที่ 4.1 ในวงจรส่วนนี้จะประกอบด้วยวงจรของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุทั้ง 3 เฟส แสดงได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 วงจรฟิลเตอร์ทั้ง 3 เฟส

วงจรส่วนนี้จะทำหน้าที่กรองค่าระลอกที่เกิดจากการสวิตช์ ในการออกแบบ ค่าของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำแสดงได้ดังนี้คือ สมมติว่า i'_a และ v'_a มีเฟสตรงกัน ดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 นั่นคือ $v'_a = Ri'_a$ รูปที่ 4.3 แสดงวงจรสมมูลหนึ่งเฟส และแผนภาพเฟสเซอร์



รูปที่ 4.3 (ก) วงจรฟิลเตอร์เฟส a

(ข) แผนภาพเฟสเซอร์ของกระแสและแรงดันในวงจรฟิลเตอร์เฟส a

จากความต้องการให้กระแสและแรงดันขาเข้ามีเฟสตรงกัน นั่นคือ I_a จะต้อง มีเฟสเกือบตรงกันกับ V_a ด้วย หมายความว่ากระแส I_c จะต้อง มีผลน้อยต่อเฟสของ I'_a ดังนั้น

$$C_a \ll 1/(R\omega_1) \quad (4.1)$$

โดยที่ ω_1 คือความถี่เชิงมุมของระบบไฟฟ้ากำลัง

สมมติให้กำลังด้านเข้า P_1 มีค่าประมาณ 4.6 kW ความต้านทาน R ในรูปที่ 4.3 มีค่าเท่ากับ

$$R = \frac{3V_a^2}{P_i} = \frac{3 \times 220^2}{4.6 \times 10^3} = 31.6 \quad \Omega \quad (4.2)$$

จากเงื่อนไข (4.1) จะได้ $C_s \ll 100 \mu\text{F}$ (4.3)

เลือกความถี่เรโซแนนซ์ระหว่าง 50 Hz และ 30 kHz แต่เนื่องจากต้องการให้วงจรกรองมีผลน้อยที่ความถี่ของสายกำลัง จึงเลือกความถี่เรโซแนนซ์ ω_r เท่ากับ 4 kHz ถ้าเลือก C_s ตามเงื่อนไข (4.3) ให้เท่ากับ 7.5 μF จะได้

$$L_a = \frac{1}{C_s \omega_r^2} = \frac{1}{7.5 \times 10^{-6} \times 4\pi^2 \times 16 \times 10^6} \approx 211 \mu\text{H} \quad (4.4)$$

แรงดันตกคร่อม L_a มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} I_a L_a \omega_i &= \frac{V_a}{R} L_a \omega_i = \frac{220 \times 2.1 \times 10^{-4} \times 100\pi}{31.6} \\ &= 0.5 \text{ V} \end{aligned}$$

สังเกตว่าสามารถละเลยแรงดันตกคร่อม L_a ได้

สำหรับวงจรที่เป็นโหลดของไซโคลคอนเวอร์เตอร์ สมมติว่าต้องการตัวประกอบกำลังเท่ากับ $\cos\theta$ โดยที่โหลดเป็นวงจร R_L และ L_L ที่มีแรงดันตกคร่อม ซึ่งจะพิจารณาเฉพาะองค์ประกอบหลักมูลที่มีค่าเท่ากับ

$$V_{01} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\sqrt{2}\pi} = 364 \text{ V}$$

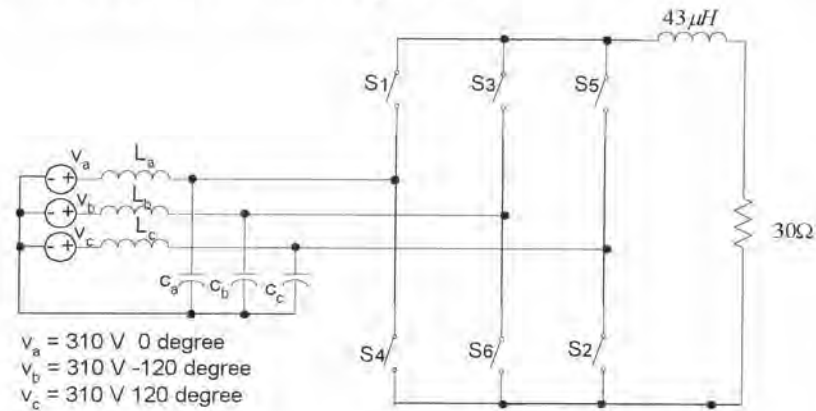
ให้ P_0 เป็นกำลังด้านออก ดังนั้น

$$R_L = \frac{V_{01}^2 \cos^2 \theta}{P_0} \quad \text{และ} \quad L_L = \frac{R \tan \theta}{\omega_0} \quad (4.5)$$

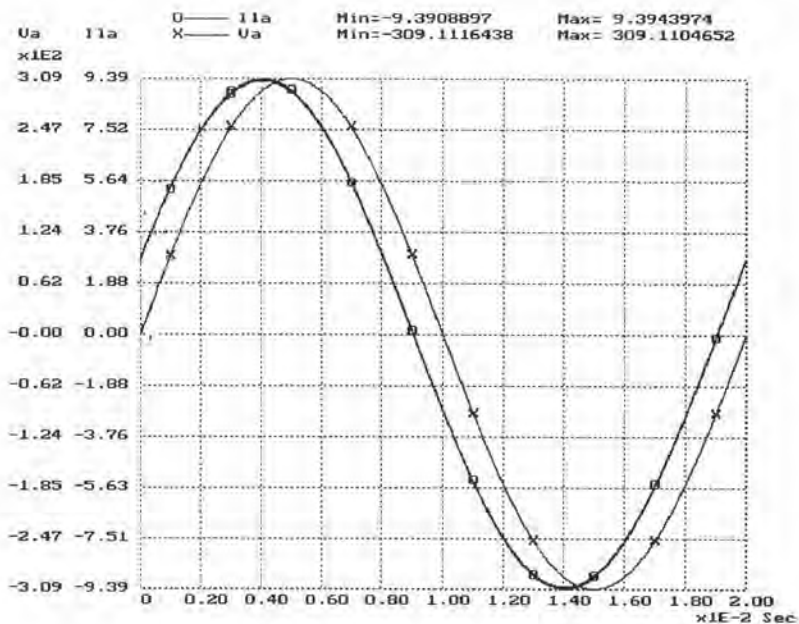
โดยที่ ω_0 คือความถี่เชิงมุมของการสวิตช์ ถ้าเลือก $\cos\theta = 0.966$ และสมมติประสิทธิภาพของไซโคลคอนเวอร์เตอร์เท่ากับ 90% ซึ่งให้ $P_0 = 4140 \text{ W}$ จากสมการ (4.5) จะได้

$$R_L = 30 \Omega \quad \text{และ} \quad L_L = 43 \mu\text{H}$$

เมื่อทำการทดลองซิมูเลตวงจรในรูปที่ 4.4 ด้วยโปรแกรมวิเคราะห์ห้วงจร TLEK ผลจากการทดลอง เลือกค่าที่สอดคล้องกับสมการที่ (4.3) และ (4.4) พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ ตัวเก็บประจุขนาด 7.5 ไมโครฟารัด และตัวเหนี่ยวนำขนาด 220 ไมโครเฮนรี ซึ่งผลการซิมูเลต ได้รูปร่างกระแสและแรงดันขาเข้าของแต่ละเฟสดังรูปที่ 4.5

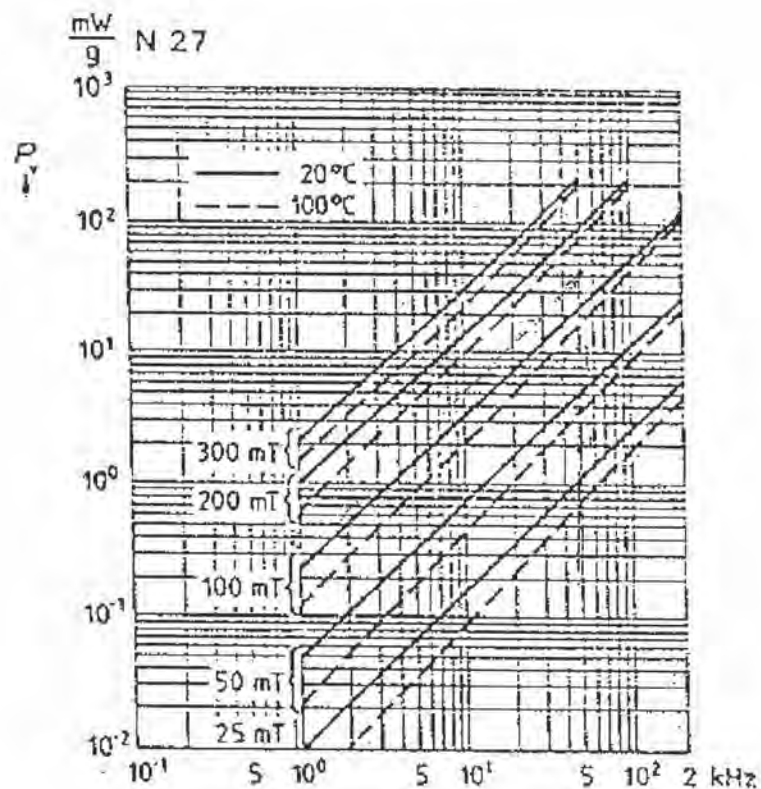


รูปที่ 4.4 วงจรที่ใช้วิเคราะห์หาค่า L , C ในวงจรฟิลเตอร์

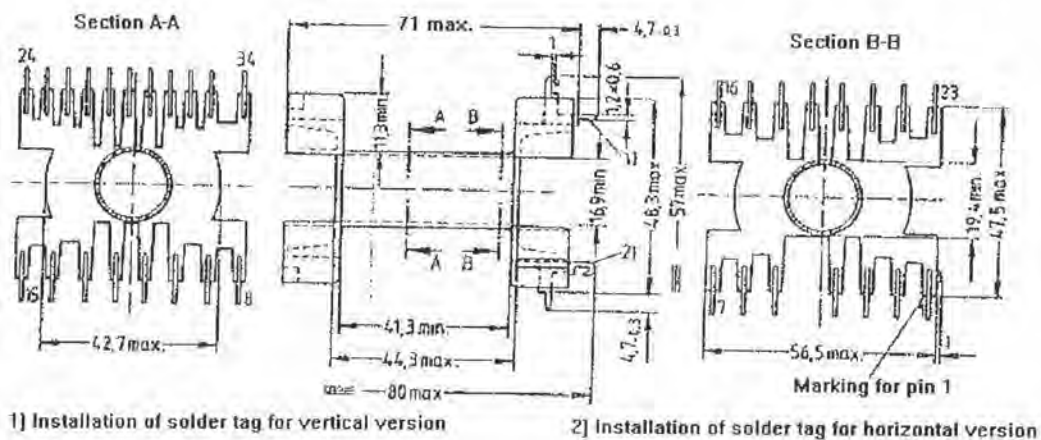


รูปที่ 4.5 รูปคลื่นของกระแสที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำ I_{L_a} และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v'_a ในวงจรฟิลเตอร์ของเฟส a

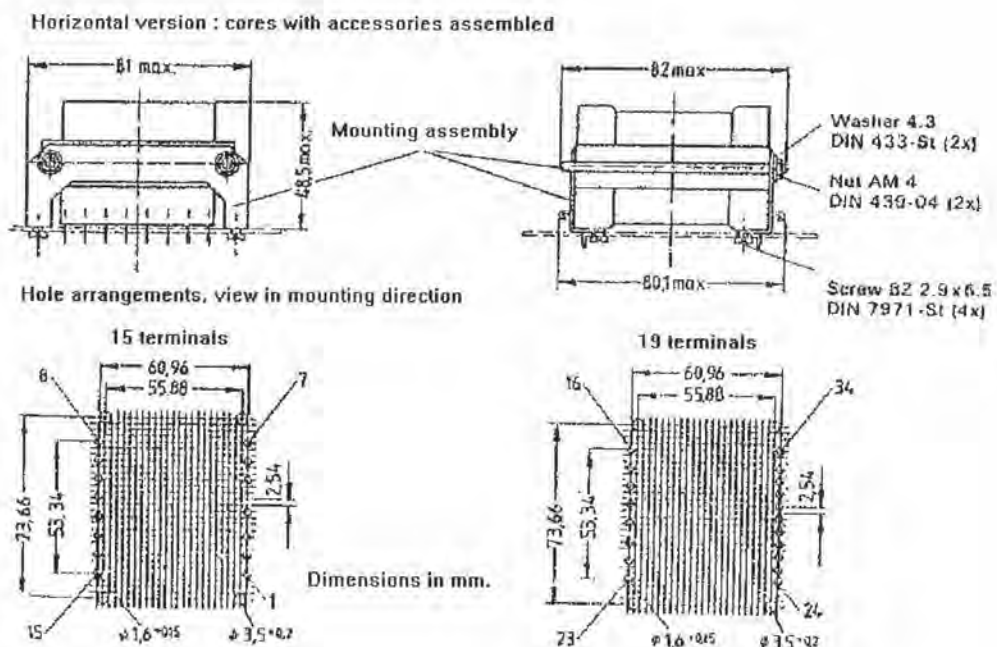
จากผลการซิมูเลตต์รูปที่ 4.5 จะเห็นว่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_a มีค่า ยอดเท่ากับ 310 โวลต์ ซึ่งก็ใกล้เคียงกับ v_a ตามที่ต้องการจริงและมีความถี่เท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ ดังนั้น ในการออกแบบ จึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุขนาด 7.5 μF 500 V ส่วนในการออกแบบตัว เหนี่ยวนำ จากผลการซิมูเลตต์ พบว่าแรงดันตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำในวงจรฟีดเตอร์ มีทั้ง องค์ประกอบความถี่ 50 Hz และความถี่การสวิตช์ 30 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นจึงเลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ ให้ B_{max} เป็นค่าความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุด ซึ่งการเลือกค่าที่เหมาะสม จะต้องพิจารณา ประกอบกำลังสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์และความถี่ ดังรูปที่ 4.6 [Siemens Component Service, 1983] จะเห็นว่าที่ความถี่ 30 กิโลเฮิร์ตซ์ และ B_{max} มีค่าเท่ากับ 0.15 เทสลา จะมีกำลังสูญเสียใน แกนเท่ากับ 20 มิลลิวัตต์ต่อกรัม และแกน EC-70 มีน้ำหนัก 126 กรัม ดังนั้นกำลังสูญเสียในแกน ประมาณ 2.52 วัตต์ ซึ่งมีค่าไม่มากนัก จึงเลือกใช้ B_{max} เท่ากับ 0.15 เทสลา และจากผลการซิมูเลตต์ ดังรูปที่ 4.5 เห็นว่าค่ายอดกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ 9.4 แอมแปร์ และจากรูปที่ 4.7(ก) - 4.7(ง) และตารางที่ 4.1 [Siemens Ferrites Self-Magnetics Material Data Book, 1986/87] แกน EC-70 มีค่าพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ 469 ตารางมิลลิเมตร



รูปที่ 4.6 กราฟแสดงกำลังสูญเสียของแกนเฟอร์ไรต์ต่อน้ำหนักกับความถี่

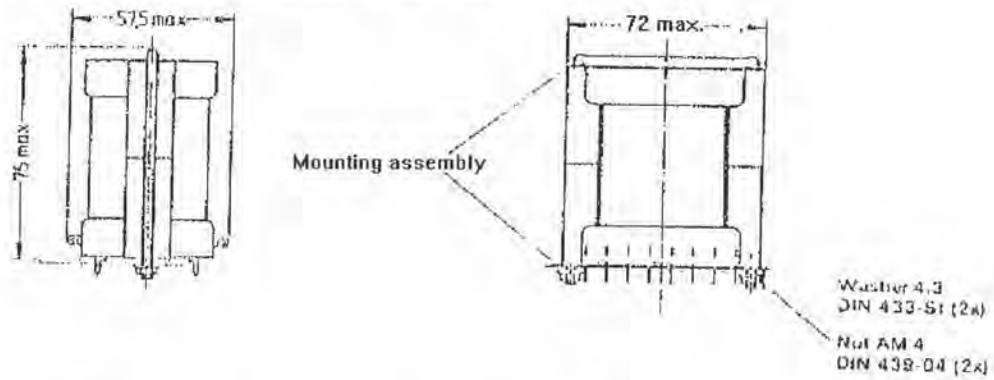


รูปที่ 4.7(ก) ข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์ EC-70 เนื้อสาร N27

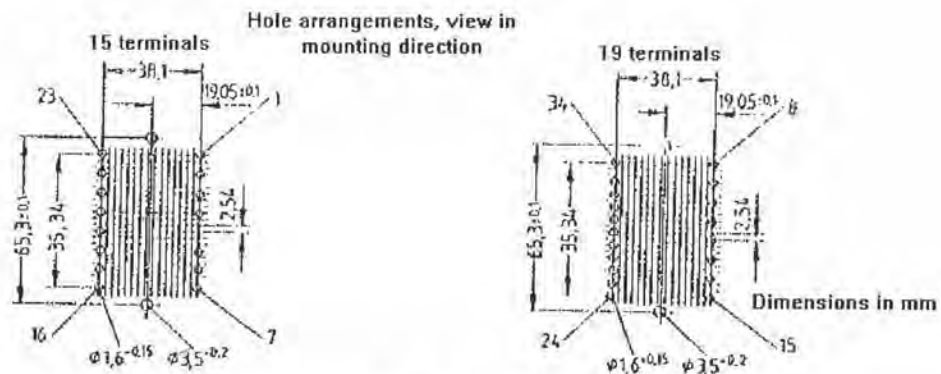


รูปที่ 4.7(ข) ข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์ EC-70 เนื้อสาร N27

Vertical version: cores with accessories assembled



รูปที่ 4.7(ก) ข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์ EC-70 เนื้อสาร N27



รูปที่ 4.7(ง) ข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์ EC-70 เนื้อสาร N27

ตารางที่ 4.1 ข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์ EC-70 เนื้อสาร N27

Coil former B 66278

Useful winding cross section A_N mm^2	Average length of turn l_N mm	A_R value ¹⁾ $\mu\Omega$	Approx. weight g	version	Number of terminals
469	97	7.1	30	Horizontal	15
					19
				Vertical	15
					19

* 1) $R_{cu} = A_R \cdot N^2$ (dc resistance = A_R · number of turns²)

จากข้อมูลข้างต้น ดังนั้น กำลังสะสมสูงสุดในตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} W_{LM} &= \frac{1}{2} LI^2 & (4.6) \\ &= 0.5 \times 220 \times 10^{-6} \times (9.4)^2 \\ &= 9.7 \text{ mJ} \end{aligned}$$

จากนั้นสามารถคำนวณหาความยาวของช่องอากาศได้จากสมการ

$$\begin{aligned} l_g &= \frac{W_{LM} \times 2\mu_0}{B_m^2 S} & (4.7) \\ &= \frac{9.7 \times 10^{-3} \times 2 \times 4 \times 10^{-7}}{(0.15)^2 \times 469 \times 10^{-6}} = 2.31 \text{ mm} \end{aligned}$$

โดย μ_0 คือ สภาพซึมซาบได้ของอากาศ = $4\pi \times 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$

S คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน EC-70 = 469×10^{-6} ตารางเมตร

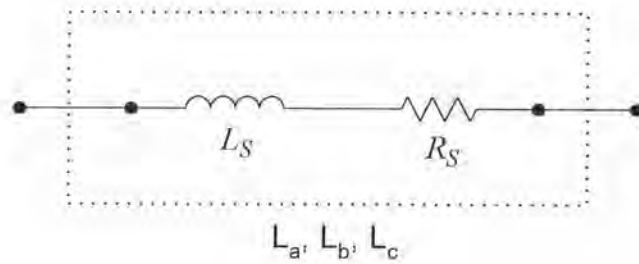
ส่วนจำนวนรอบในการพันสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$NSB_m = LI_p \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned} N &= \frac{LI_p}{SB_m} = \frac{220 \times 10^{-6} \times 9.4}{469 \times 10^{-6} \times 0.15} \\ &= 29.4 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

ในการเลือกขนาดเส้นลวดในการใช้พันตัวเหนี่ยวนำ เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีความถี่ต่ำ คือ 50 เฮิร์ตซ์ ดังนั้นในการออกแบบจึงไม่คำนึงเรื่องการไหลของกระแสที่ผิวมากนัก ในการสร้างตัวเหนี่ยวนำจึงเลือกใช้สายตัวนำธรรมดาขนาด 3 มิลลิเมตร (พร้อมฉนวน) พันรอบแกนเฟอร์ไรต์ EC-70 จากการคำนวณที่ได้กล่าวมาแล้วจะเห็นได้ว่าจะต้องพันตัวนำรอบแกน 29.4 รอบ และเปิดช่องว่างระหว่างแกน 2.31 มิลลิเมตร ในทางปฏิบัติ เลือกเปิดช่องว่างอากาศ เท่ากับ 2 มิลลิเมตร โดยพันสายไฟรอบแกนเฟอร์ไรต์ 26.5 รอบ เพื่อให้เต็ม

พื้นที่หน้าตัดของหม้อแปลง ผลจากการทดลองวัดค่าตัวเหนี่ยวนำโดยเลือกวงจรสมมูลแบบอนุกรมดัง รูปที่ 4.8 แสดงได้ดังตารางที่ 4.2



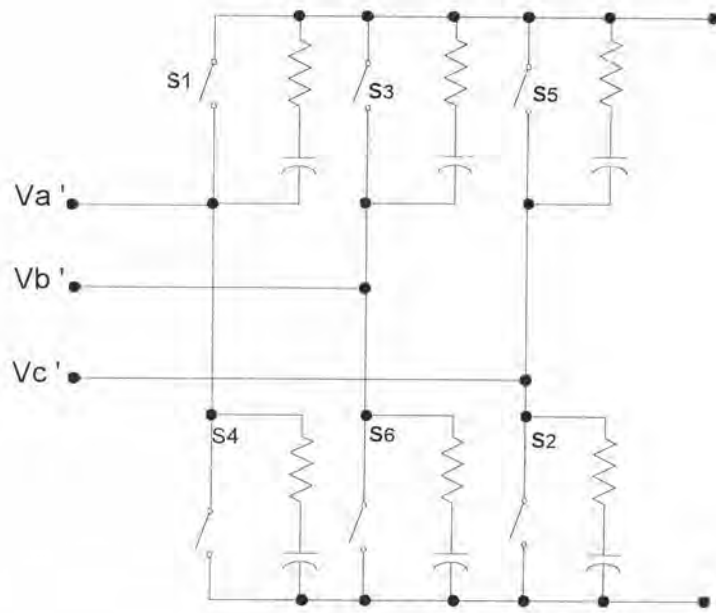
รูปที่ 4.8 วงจรสมมูลที่ใช้ในการวัดค่าตัวเหนี่ยวนำ

ตารางที่ 4.2 ผลจากการวัดค่าตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่ 30 kHz

	L_s (μH)	R_s ($\text{m}\Omega$)
L_a	219.5	19.58
L_b	222.1	19.6
L_c	220.8	19.48

4.2 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง

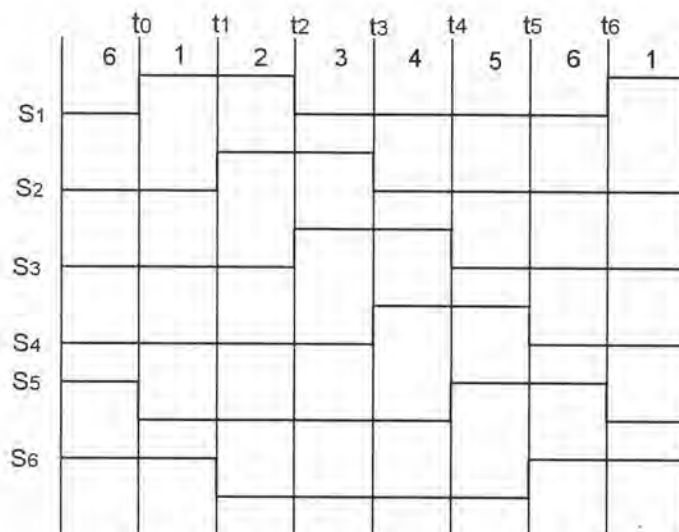
ภาคนี้อาจแสดงไว้ในบล็อกที่ 2 ของรูปที่ 4.1 วงจรในส่วนนี้ทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ต่ำ 3 เฟส ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่ความถี่สูงประมาณ 30 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยใช้วงจรไซโคลคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ โดยผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งลักษณะของวงจรในภาคนี้อาจประกอบด้วยสวิตช์ทั้งหมด 6 ตัว พร้อมวงจรสับเบรคแรงดัน ดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 ภาคจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง

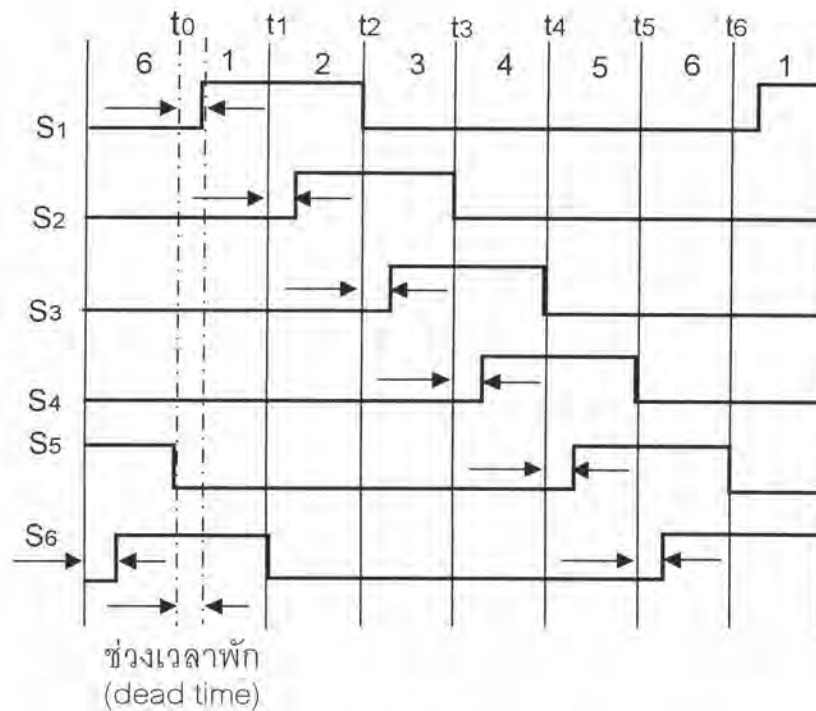
4.2.1 หลักการทำงาน

การทำงานของภาคจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงนี้ จะต้องมียุทธศาสตร์การสวิตช์ เพื่อให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกในสายส่งกำลังต่ำ ตามที่ได้คำนวณไว้แบบที่ 3 ซึ่งสามารถแสดงรูปแบบการสวิตช์ได้อีกครั้งในรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 รูปแบบการขับนำสวิตช์ ของสวิตช์ทั้ง 6 ชุด

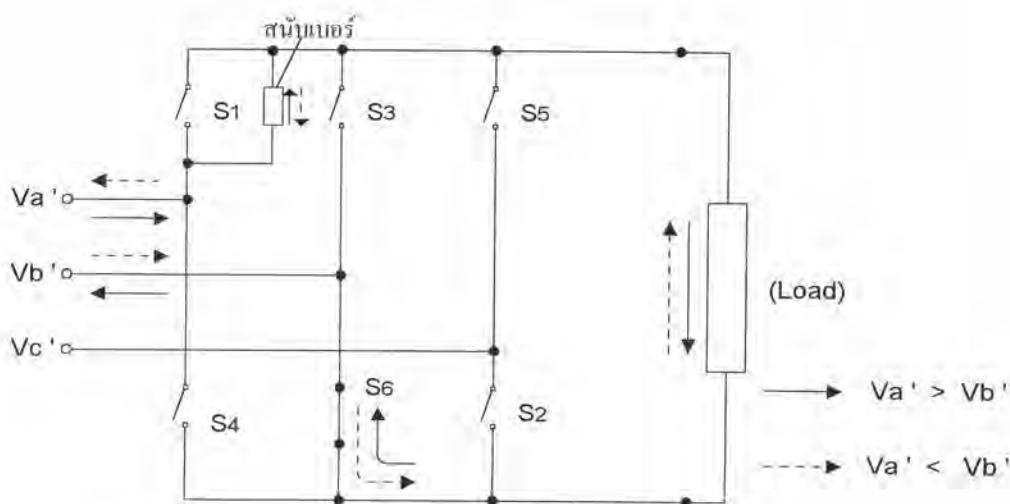
จากรูปที่ 4.10 จะสังเกตเห็นว่าการทำงานของสวิตช์ จะทำงานเป็นคู่ๆ ระหว่างชุดบนและชุดล่าง ดังนี้ $S_6 - S_1$, $S_1 - S_2$, $S_2 - S_3$, $S_3 - S_4$, $S_4 - S_5$, $S_5 - S_6$, โดยสวิตช์ชุดบนและชุดล่างจะทำงานได้เพียงครั้งละ 1 ตัว ดังนั้นในการนำไปใช้ในการขับนำจริง ทั้งในสวิตช์ชุดบนและชุดล่าง จะต้องรอให้สวิตช์ตัวเก่าที่ทำงานอยู่ หยุดทำงานให้สนิทเสียก่อน สวิตช์ตัวใหม่จึงจะเริ่มทำงานได้ มิฉะนั้นจะเกิดการลัดวงจรของแรงดันสาย เป็นเหตุให้เกิดยอดแหลมของกระแสผ่านสวิตช์ ดังนั้น รูปแบบการสวิตช์ที่จะใช้ขับนำสวิตช์ในการทำงานจริง จะต้องมีช่วงเวลาพัก (dead time) ในรูปแบบการสวิตช์ด้วย ดังแสดงได้ในรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 รูปแบบการขับนำสวิตช์ที่มีช่วงเวลาพัก (dead time)

ดังนั้น เมื่อนำรูปแบบการสวิตช์ดังรูปที่ 4.11 ไปใช้ในการขับนำสวิตช์ $S_1 - S_6$ ในรูปที่ 4.9 การทำงานของวงจรในช่วงเวลาพักของช่วงเวลา $t_0 - t_1$ ของการสวิตช์เป็นดังนี้

ช่วงนี้สวิตช์ S_1 ยังคงไม่นำกระแสในช่วงเวลาพัก ในขณะที่สวิตช์ S_5 กำลังหยุดนำกระแสให้สนิท อาจจะต้องเผื่อช่วงเวลาพักไว้บ้าง เพราะอาจเกิดกรณีที่ S_5 หยุดนำกระแสแล้ว แต่ S_1 ยังไม่เริ่มนำกระแส จึงต้องใส่สแน็บเบอร์ไว้เพื่อให้เป็นทางไหลของกระแสไหลคืน ดังแสดงในรูปที่ 4.12 สแน็บเบอร์จะช่วยลดยอดแหลมของแรงดันตกคร่อมสวิตช์



รูปที่ 4.12 เส้นทางกระแสของกระแสในช่วงเวลาพักของช่วงเวลา $t_0 - t_1$

4.2.2 การคำนวณกระแสด้านเข้า

จากหัวข้อ 3.3.2 พบว่าองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันขาออกมีค่าเท่ากับ $\frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos(\omega_0 t + \phi)$ ซึ่งการออกแบบโหลดได้เลือกตัวประกอบกำลัง $\cos\theta = 0.966$ โดยมีค่าความต้านทานสมมูลและตัวเหนี่ยวนำสมมูลประมาณ 30 โอห์มและ 43 ไมโครเฮนรีตามลำดับ ดังนั้น

$$\text{กำลังขาออก } P_o = \frac{(3\sqrt{3} V_m)^2 \cos^2 \theta}{2\pi^2 R}$$

$$= \frac{(3\sqrt{3} \times 310)^2 0.966^2}{2\pi^2 \times 30}$$

$$= 4.1 \text{ kW}$$

ประมาณว่าไซโคลคอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพ 90 % กำลังด้านเข้าเท่ากับ

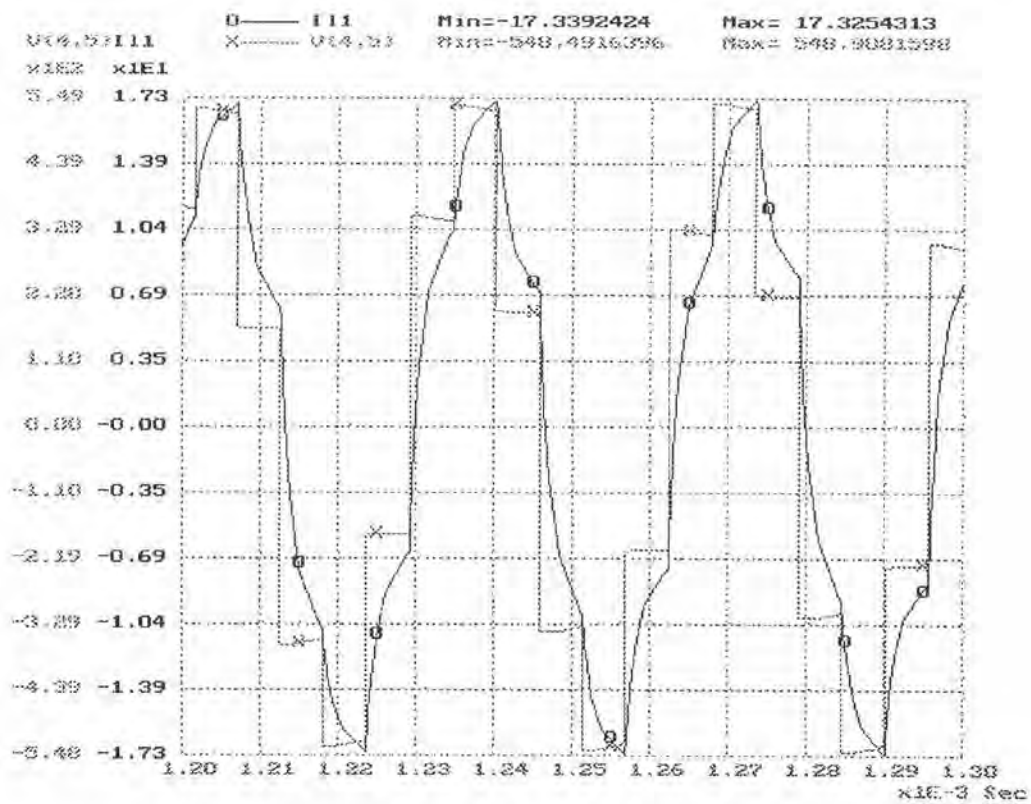
$$P_i = P_o / 0.9 \cong 4.5 \text{ kW}$$

จะได้ค่ากระแสด้านเข้าแต่ละเฟสดังนี้

$$I_a = \frac{P_i}{3V_a} = 6.8 \text{ A}$$

4.2.3 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันด้านออก

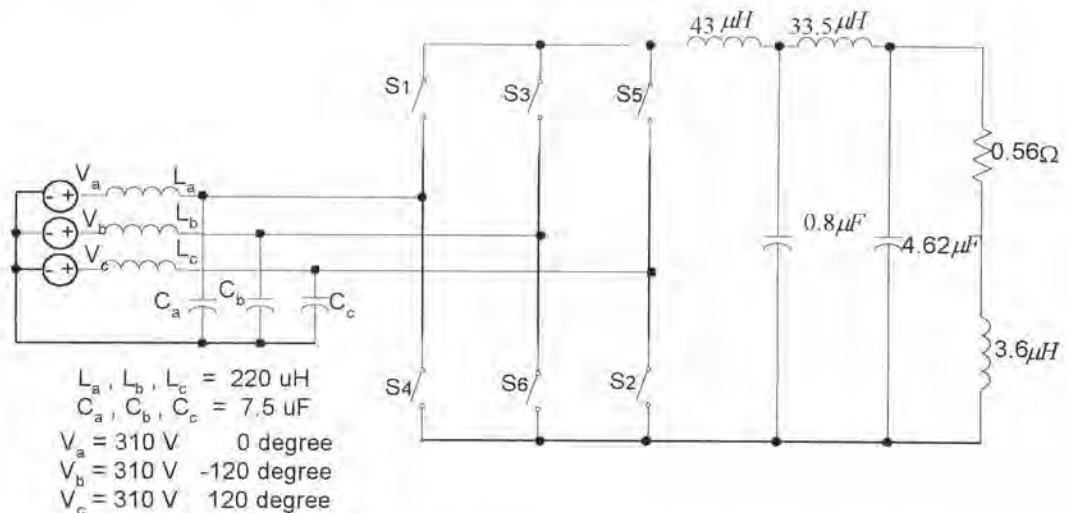
รูปที่ 4.13 แสดงผลการซิมูเลตรูปคลื่นของกระแส i_o และแรงดัน v_o ทางด้านออกของไซโคลคอนเวอร์เตอร์ สังเกตว่ากระแสจะล่าหลังแรงดันเล็กน้อย ตามที่ได้ออกแบบไว้



รูปที่ 4.13 รูปสัญญาณระหว่างกระแสและแรงดันด้านออกของไซโคลคอนเวอร์เตอร์

4.2.4 การเลือกสวิตช์ใช้งาน

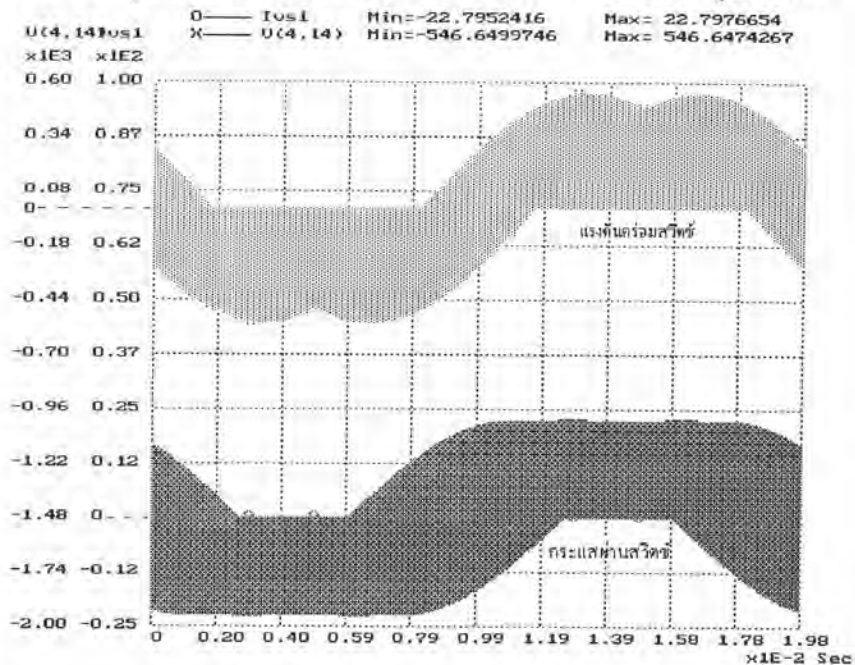
สวิตช์ที่ใช้ในวงจรมีหลายประเภท ซึ่งแต่ละประเภทมีข้อดี ข้อเสีย และข้อจำกัดแตกต่างกัน และยังมีคุณสมบัติในการประยุกต์ใช้งานที่แตกต่างกันด้วย ตัวอย่างเช่น SCR และ GTO มีข้อดีในแง่ของการทนกระแสและแรงดันได้สูง แต่ควบคุมการตัดวงจรไม่สะดวกและทำงานได้ในย่านความถี่ต่ำเท่านั้น คือ ไม่เกิน 10 กิโลเฮิร์ตซ์ จึงมีข้อจำกัดในเรื่องของความเร็ว ส่วน MOSFET มีข้อดีในเรื่องความเร็ว ซึ่งสามารถใช้งานในย่านความถี่สูงได้ถึง 200 กิโลเฮิร์ตซ์ [Fuji Semiconductor Catalog, 1988] และยังสามารถควบคุมการตัดต่อวงจรได้ง่าย แต่จะมีปัญหาในด้านพิกัดของกระแสและแรงดันที่ค่อนข้างต่ำ ซึ่งอาจต้องนำมาชดเชยกันเพื่อรับกระแสสูง หรือต่ออนุกรมโดยใช้วงจร Tri-state Bridge เพื่อให้รับแรงดันได้สูงขึ้น [ชนากร สุภจินตกุล, 2535] อย่างไรก็ตามวงจรที่ได้ก็จะซับซ้อนขึ้น



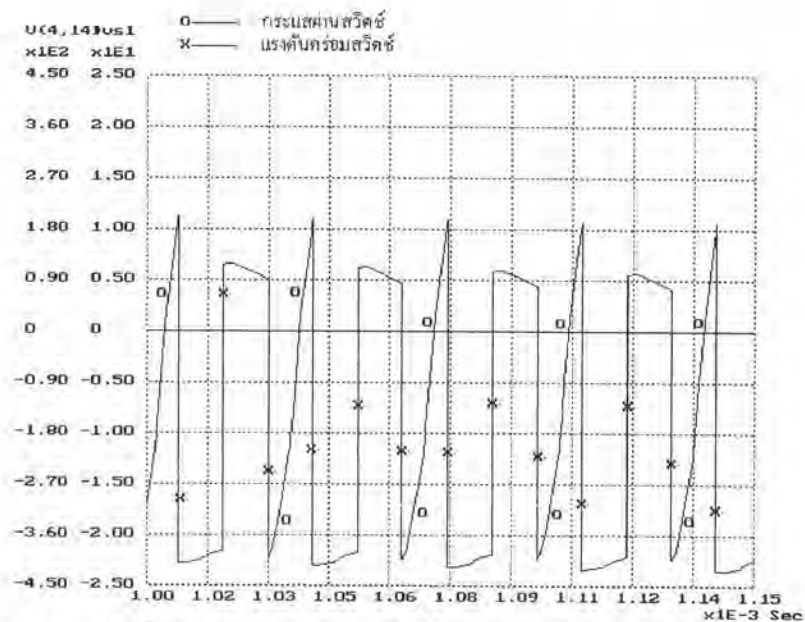
รูปที่ 4.14 วงจรที่ใช้ในการซิมูเลตที่กำลังด้านออก 4140 วัตต์

สำหรับโครงการวิจัยชิ้นนี้ วงจรกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงทำงานอยู่ในย่านความถี่ 30 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งความถี่ในย่านนี้ SCR และ GTO ไม่สามารถทำงานได้ ส่วน MOSFET จะต้องใช้วงจรที่ซับซ้อน โครงการวิจัยจึงเลือกใช้ IGBT เป็นสวิตช์ ซึ่งอุปกรณ์ IGBT มีข้อดีคือมีความสามารถในการตัดต่อ หรือขับนำวงจรง่าย และสามารถทนกระแสและแรงดันได้สูง แต่มีพิกัดความถี่ไม่เกิน 30 กิโลเฮิร์ตซ์ สำหรับ Ultra Fast IGBT [International Rectifier, 1994] ในการเลือกพิกัดของ IGBT จะใช้วิธีวิเคราะห์โดยการซิมูเลต (Simulate) วงจรด้วยโปรแกรมวิเคราะห์วงจรไฟฟ้า TLEK โดยการป้อนรูปแบบการขับนำสวิตช์ $S_1 - S_6$ ดังรูปที่ 4.10 ให้แก่สวิตช์ $S_1 - S_6$ ในวงจร รูปที่ 4.9 ซึ่งแสดงเป็นวงจรได้ดังรูปที่ 4.14 ส่วนวงจรไฟฟ้าทางด้านโหลดของ

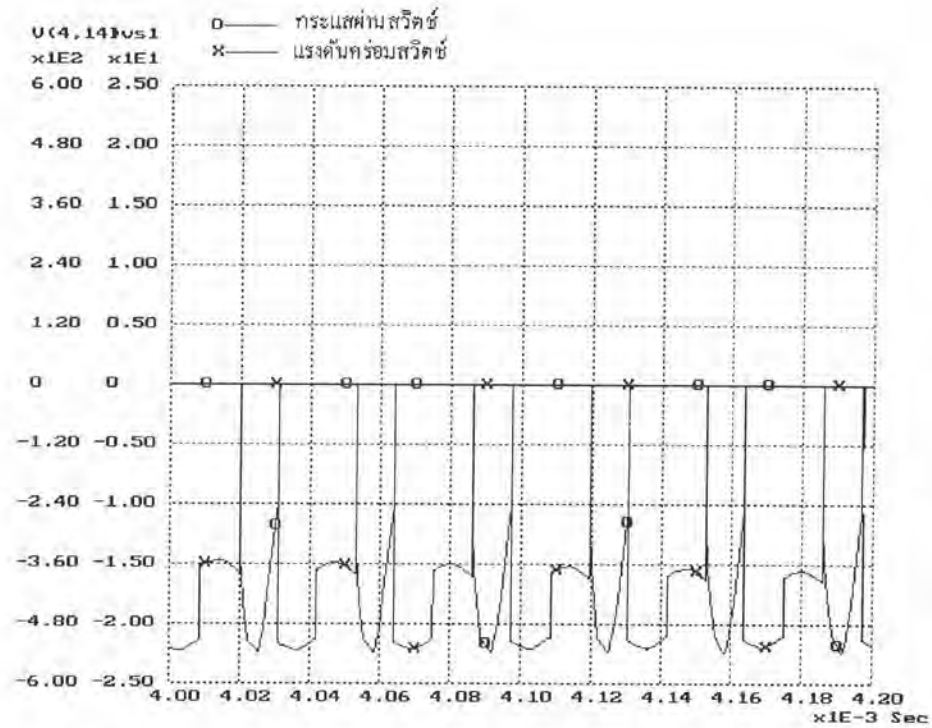
วงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์เป็นวงจรสมมูลของขดลวดแบบมีโหนดประกอบด้วยตัวเก็บประจุขดลวด
ตัวประกอบกำลัง ซึ่งค่าที่ใช้ในการวิเคราะห์ เป็นค่าที่ได้ทำการทดลองวัดขดลวดในขณะที่มีการะที่
ความถี่ 30 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยใช้ turn ratio ของหม้อแปลงที่ออกแบบไว้ ซึ่งจะได้อีกในข้อ 4.5.1.3
(ดูรูปที่ 4.37) รูปคลื่นของกระแสผ่านสวิตช์ และแรงดันคร่อมสวิตช์แต่ละชุด แสดงได้ดังรูปที่
4.15(ก) - 4.15(ข) ส่วนรูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่โหนด แสดงได้ดังรูปที่ 4.16



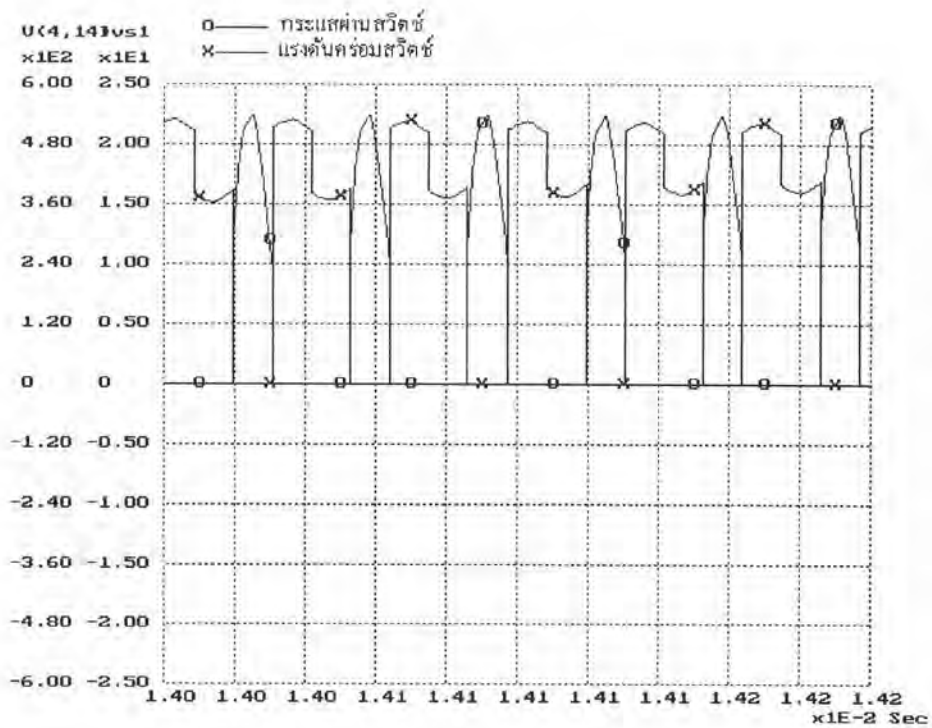
รูปที่ 4.15(ก) รูปคลื่นของกระแสผ่านสวิตช์และแรงดันคร่อมสวิตช์ในช่วงเวลา 20 มิลลิวินาที



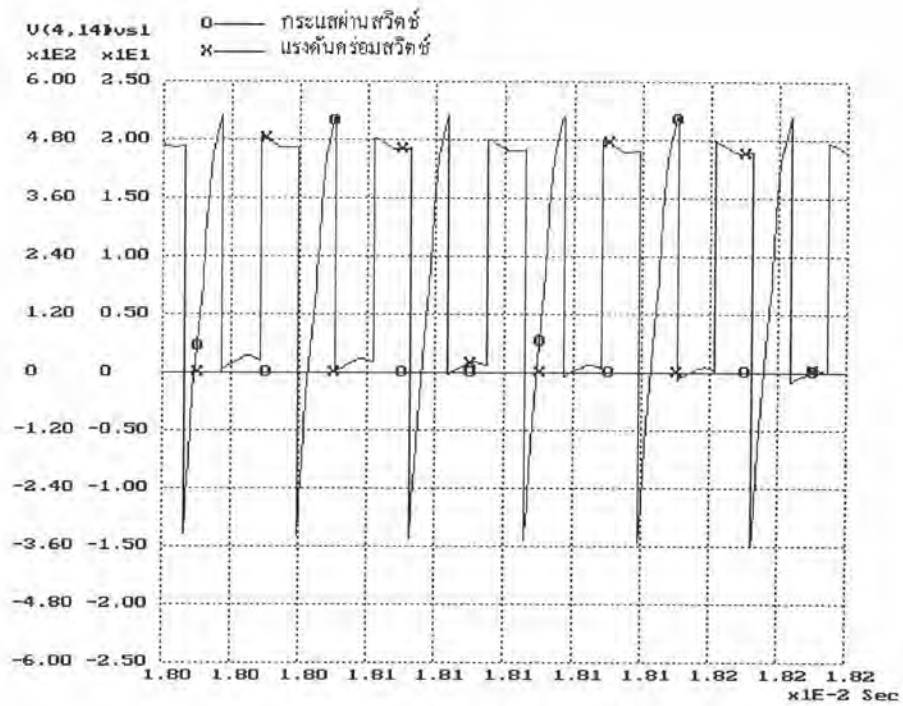
รูปที่ 4.15(ข) รูปคลื่นของกระแสผ่านสวิตช์ และแรงดันคร่อมสวิตช์ ในช่วงเวลาต่างๆ



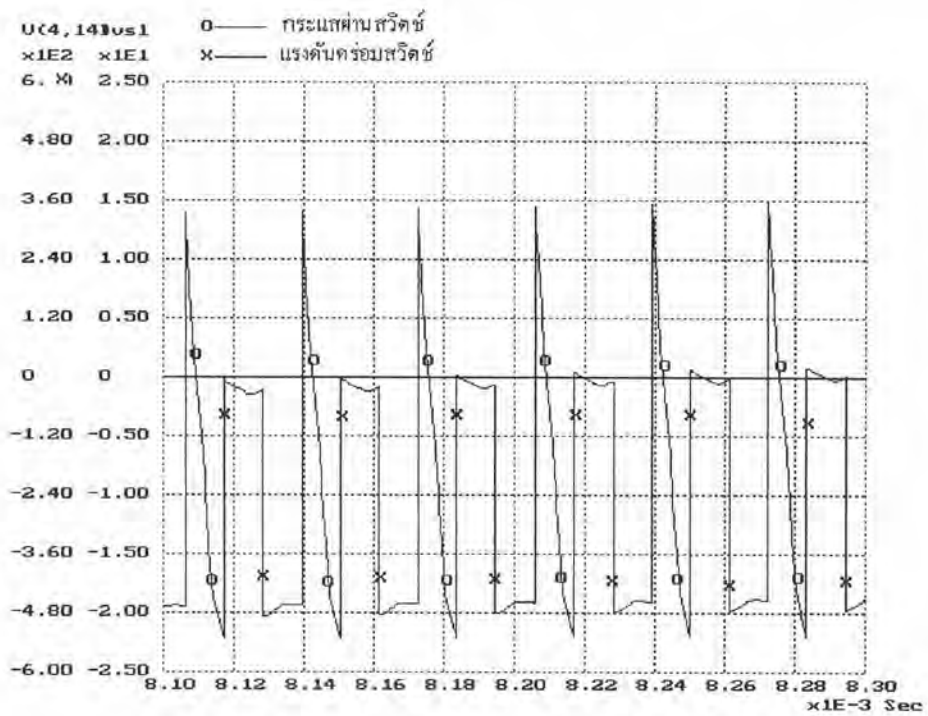
รูปที่ 4.15(ค) รูปคลื่นของกระแสผ่านสวิตช์ และแรงดันคร่อมสวิตช์ ในช่วงเวลาต่างๆ



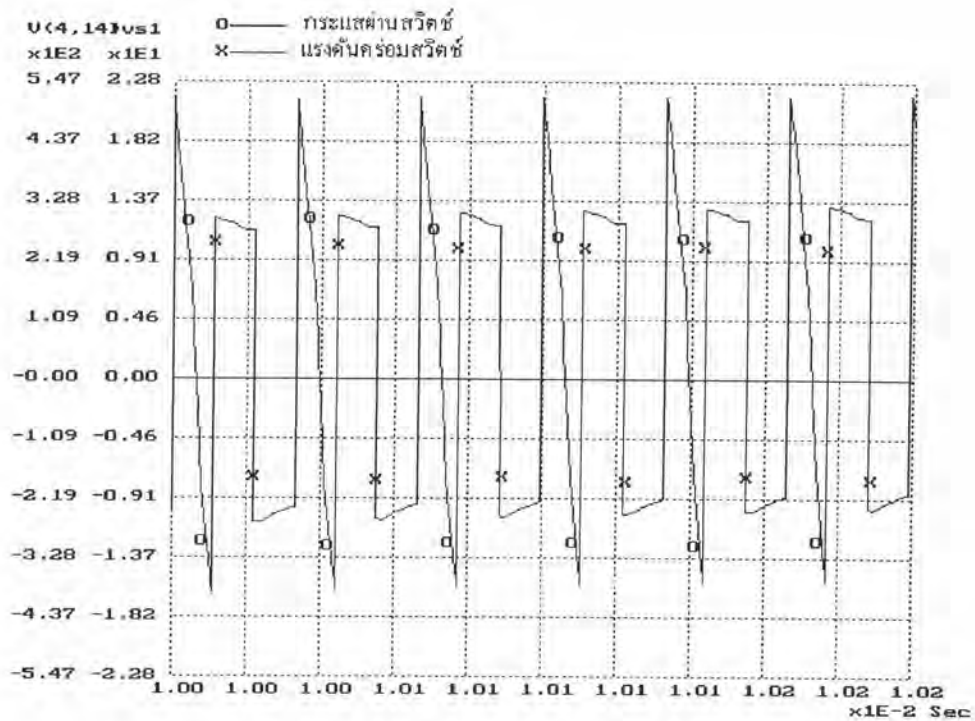
รูปที่ 4.15(ง) รูปคลื่นของกระแสผ่านสวิตช์ และแรงดันคร่อมสวิตช์ ในช่วงเวลาต่างๆ



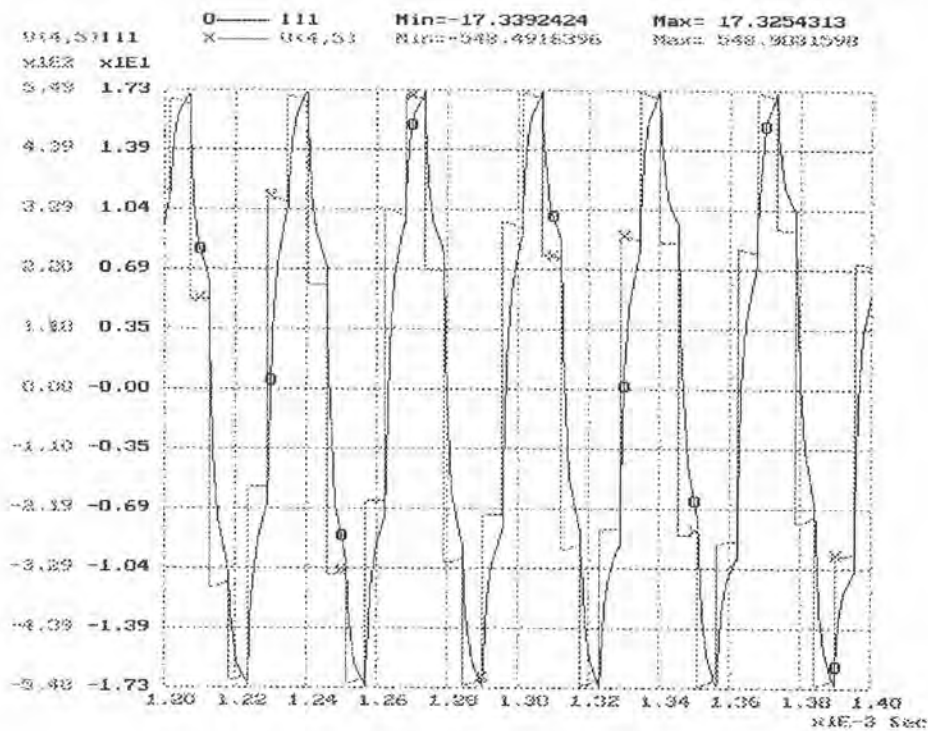
รูปที่ 4.15(จ) รูปคลื่นของกระแสผ่านสวิตช์ และแรงดันคร่อมสวิตช์ ในช่วงเวลาต่างๆ



รูปที่ 4.15(ข) รูปคลื่นของกระแสผ่านสวิตช์ และแรงดันคร่อมสวิตช์ ในช่วงเวลาต่างๆ

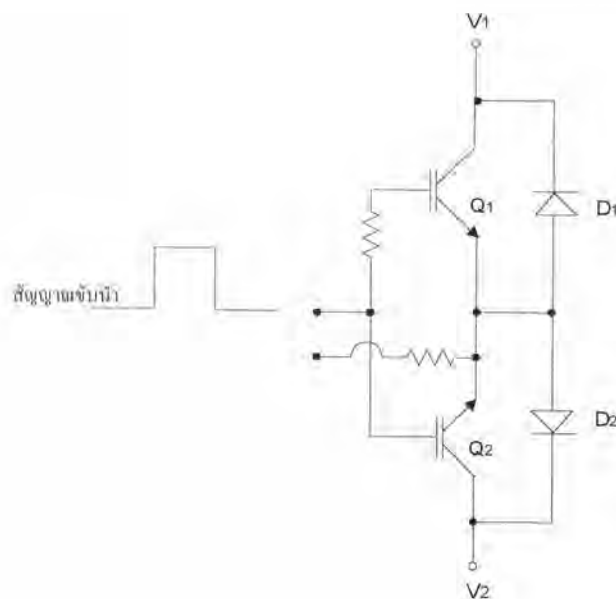


รูปที่ 4.15(ข) รูปคลื่นของกระแสผ่านสวิตช์ และแรงดันคร่อมสวิตช์ ในช่วงเวลาต่างๆ



รูปที่ 4.16 รูปคลื่นของกระแส และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำขณะมีโหลด

จากผลของการซิมูเลต ในรูปที่ 4.15 (ก) พบว่าค่ายอดของกระแสมีค่าเท่ากับ 22.3 แอมแปร์ ส่วนค่ายอดของแรงดันมีค่าเท่ากับ 546 โวลต์ และจากรูปแบบของการสวิทช์ จะเห็นว่าช่วงขั้วนำกระแส สวิทช์แต่ละตัวจะมีวัฏจักรงาน (duty cycle) 33.33 เปอร์เซ็นต์ จากข้อดีของ IGBT ในการตัดต่อได้รวดเร็ว ซึ่ง IGBT กำลังสูงจะมีช่วง turn-off delay time ประมาณ 400-1500 ns ดังนั้นในการขั้วนำสวิทช์ที่ความถี่ 30 กิโลเฮิร์ตซ์ ช่วงเวลา turn-off delay time คิดเป็น 3 เปอร์เซ็นต์ ของวัฏจักรงานเท่านั้น การเลือกใช้จึงเลือก ultra fast IGBT ขนาด 1500 โวลต์ 40 แอมแปร์ แบบ discretes (IGBT Only) เบอร์ GT40T101 ของ Toshiba โดยต่อไดโอดฟื้นตัวเร็ว (fast recovery diode) เพิ่ม ในการเลือกไดโอดฟื้นตัวเร็ว จะเลือกขนาดพิคค 1200 โวลต์ 28 แอมแปร์ โดยใช้เบอร์ DSEI 2 x 31 - 12B ของ IXYS สวิทช์ที่ใช้งาน $S_1 - S_0$ ต้องสามารถนำกระแสได้ทั้งสองทิศทาง และในช่วงเวลาไม่นำกระแส สวิทช์จะต้องทนแรงดันได้ทั้งสองทิศทางด้วย จากคุณสมบัติของสวิทช์ลักษณะนี้ จึงเลือกใช้ IGBT 2 ตัวและไดโอดฟื้นตัวเร็ว 2 ตัว โดย IGBT จะต่ออนุกรมกันในลักษณะอิมิตเตอร์ร่วม (common emitter) และไดโอดต่อขาอาโนดร่วมกันดังรูปที่ 4.17

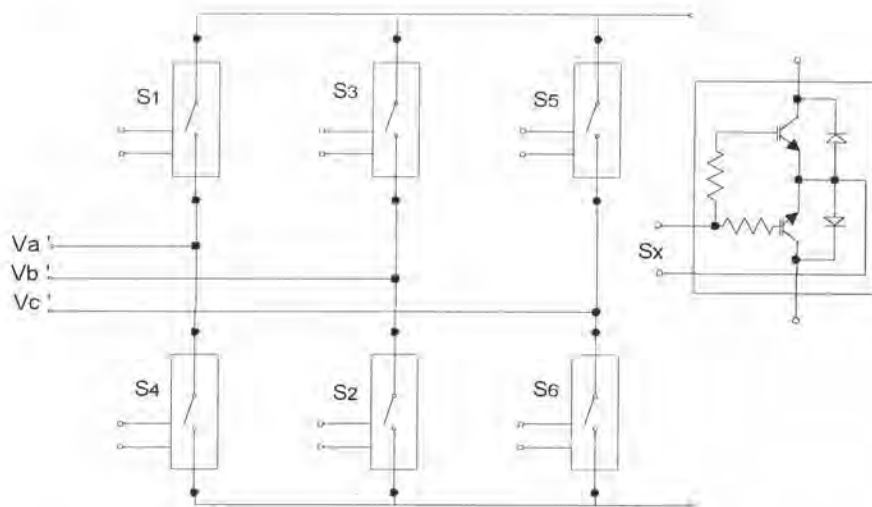


รูปที่ 4.17 การต่อ IGBT และ ไดโอด เป็นสวิทช์สำหรับกระแสและแรงดันสองทิศทาง

จากรูป 4.17 จะเห็นได้ว่า เมื่อมีสัญญาณขั้วนำเกิด กระแสอาจไหลได้ 2 ทาง แล้วแต่เงื่อนไขของวงจร คือ กระแสจะสามารถไหลจากขั้ว V_1 ผ่าน Q_1 และ D_2 ไปยังขั้ว V_2 ในขณะที่ Q_2 และ D_1 หยุดทำงาน หรือกระแสจะสามารถไหลจากขั้ว V_2 ผ่าน Q_2 และ D_1 ไปยังขั้ว V_1 ได้ ในขณะที่ Q_1 และ D_2 หยุดทำงาน และเมื่อไม่มีสัญญาณขั้วนำเกิด Q_1 , Q_2 , D_1 , D_2 จะ

หยุดทำงาน ในสภาวะนี้ สวิตช์จะต้องทนแรงดันได้ทั้งสองทิศทาง โดยเมื่อแรงดัน $V_1 > V_2$ จะเห็นว่าสวิตช์สามารถทนแรงดันได้ตามทิศทางที่แรงดันย้อนกลับของ D1 ในทำนองเดียวกัน เมื่อ $V_2 > V_1$ สวิตช์จะสามารถทนแรงดันได้ตามทิศทางที่แรงดันย้อนกลับของ D2

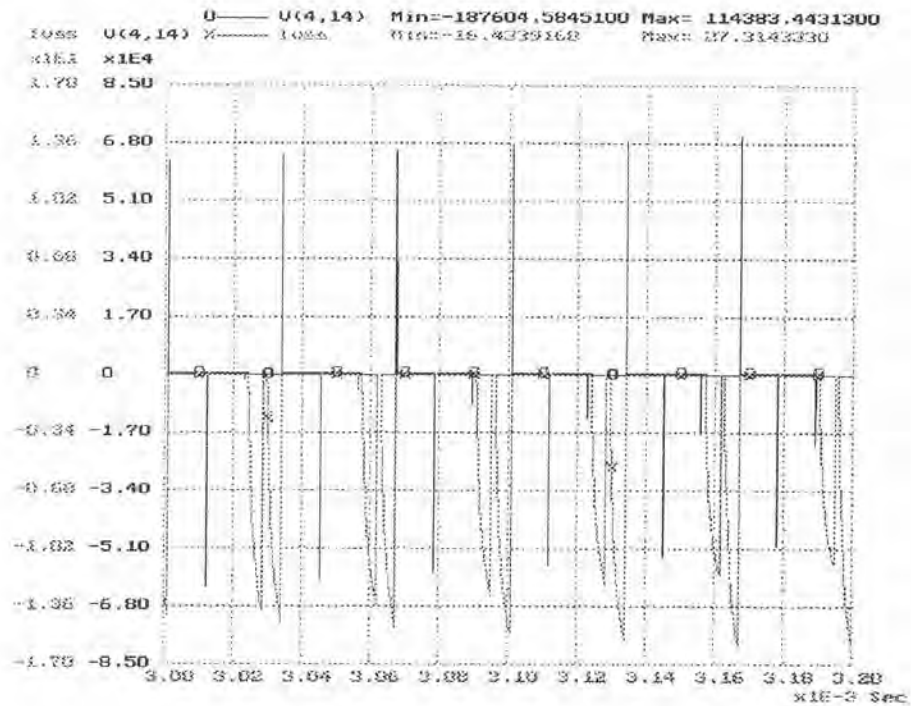
ดังนั้นลักษณะของวงจรกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่ใช้ในการส่งผ่านกำลังนี้ จะใช้สวิตช์สองทิศทางทั้งหมด 6 ชุด ประกอบด้วย IGBT 12 ตัว และไดโอด 12 ตัว สามารถแสดงได้ดังรูป 4.18



รูปที่ 4.18 การต่อไดโอดและ IGBT เป็นสวิตช์ในวงจรกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง

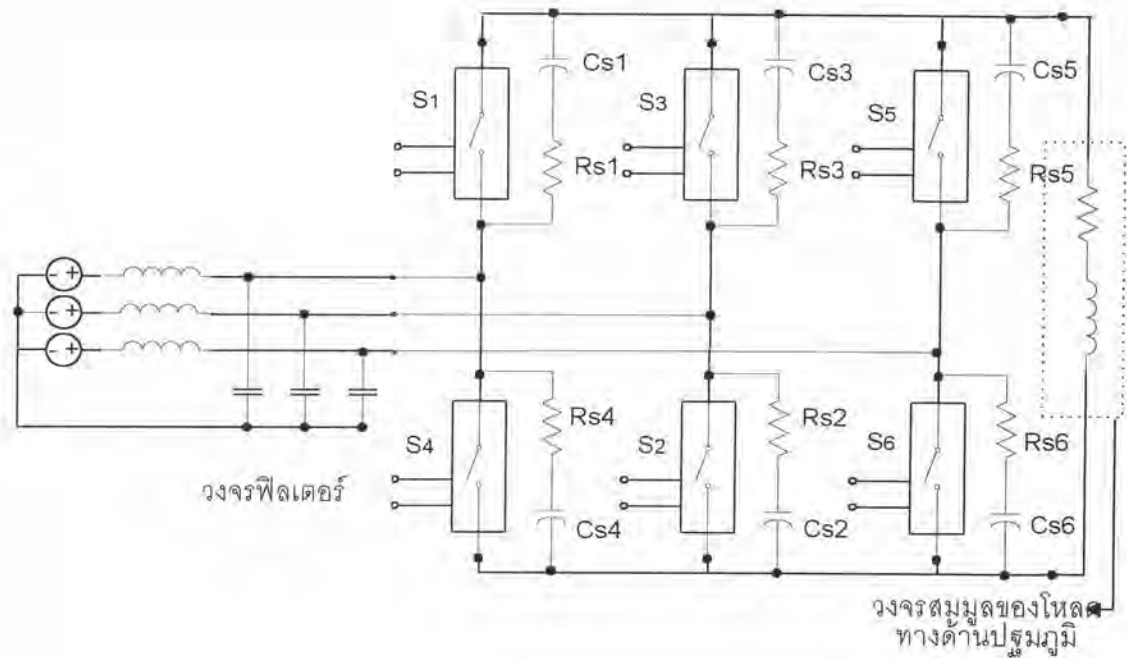
4.2.5 วงจร snubber (Snubber Circuit)

เนื่องจากวงจรมีการตัดต่อที่ความถี่สูง ทำให้มีการตัดกระแสออกจากตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งอยู่ในสายส่งกำลัง ทำให้เกิดแรงดันเกินชั่วครู่ การป้องกันแรงดันเกินชั่วครู่นี้ สามารถทำได้หลายวิธี เช่น การออกแบบวงจรใหม่เพื่อขจัดแรงดันเกินชั่วครู่ การต่อวงจร snubber ครอบสวิตช์การต่อสิ่งประดิษฐ์ไม่เชิงเส้นครอบสิ่งประดิษฐ์ที่ต้องการป้องกันแรงดันเกิน หรือใช้วงจรชะแลง (crowbar) ทำหน้าที่คล้ายฟิวส์ คือตัดสายกำลังออกชั่วครู่ [โททม อารียา, 2530]



รูปที่ 4.19 แรงดันคร่อมสวิตช์ และกระแสผ่านสวิตช์ ขณะไม่ต่อวงจรสับเบออร์

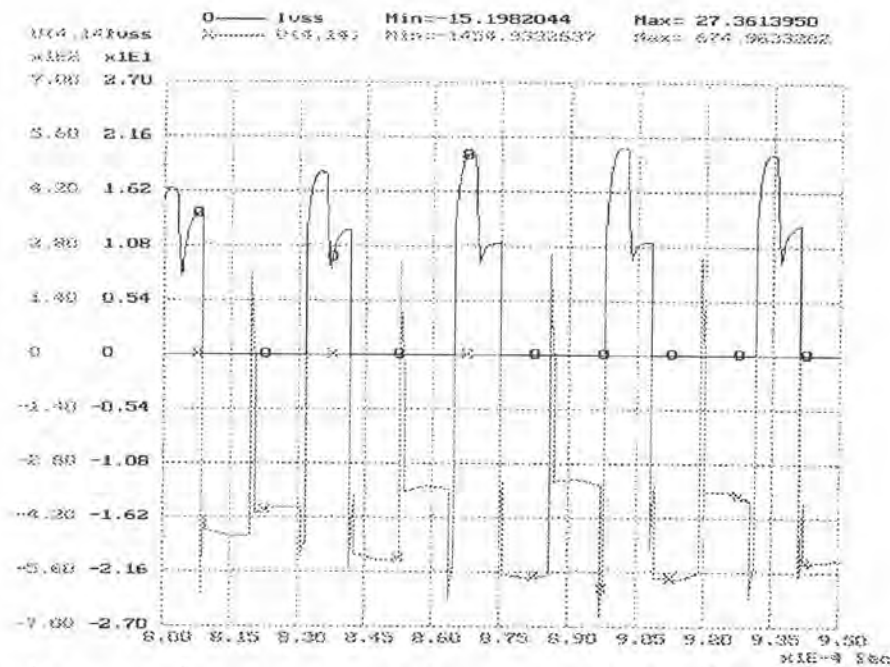
จากรูปที่ 4.19 จะเห็นว่าแรงดันคร่อมสวิตช์ จะมีค่าแรงดันสูง ในจังหวะที่สวิตช์ ถูกบังคับให้หยุดนำกระแส เนื่องจากในการใช้งานจริง การขั้มนำสวิตช์จะต้องมีช่วงเวลาพักของ สวิตช์ ดังรูปที่ 4.11 ในขณะที่สวิตช์ตัวหนึ่งอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส และสวิตช์อีกตัวหนึ่งยังไม่ ทันขั้มนำวงจร จะทำให้เกิดยอดแหลมของแรงดันชั่วขณะขึ้น ซึ่งส่งผลให้สวิตช์เสียหายได้เนื่อง จากการทลาย (Breakdown) ดังนั้น เพื่อลดยอดแหลมของแรงดัน จึงต้องมีวงจรสับเบออร์แรงดัน ซึ่งประกอบด้วยตัวเก็บประจุ และตัวต้านทาน ดังแสดงในรูป 4.20 อนึ่งเนื่องจากสวิตช์เป็นสวิตช์ สองทิศทาง จึงไม่อาจใช้ไดโอดในวงจรสับเบออร์ เหมือนกรณีที่สวิตช์ต้องทนแรงดัน ในทิศทาง เดียว



รูปที่ 4.20 วงจรสับเบอรั้งแรงดันในวงจรกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง

ในที่นี้สับเบอรั้งมีไว้เพื่อเป็นทางไหลของกระแสโหลด ในช่วงเวลาสั้นๆของเวลาพัก ตัวเก็บประจุ C_s ของสับเบอรั้ง จะช่วยหน่วงแรงดันในระหว่างการหยุดนำกระแสของ IGBT ให้ขึ้นช้า ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ ขึ้นอยู่กับกระแสโหลดและยอดแหลมของแรงดันที่ยอมรับได้ และค่าความต้านทานที่เหมาะสมนั้น กำหนดโดยค่าคงตัวของวงจรสับเบอรั้ง เพื่อให้ตัวเก็บประจุสามารถคายประจุได้ในช่วงเวลาการนำกระแสของสวิตช์ ในที่นี้อาจเลือกค่าคงตัวของเวลาให้ให้มีค่า $\frac{1}{3}$ ของช่วงเวลาการนำกระแสของสวิตช์ นั่นคือ $\frac{1}{3} \times 11.11 = 3.37$ ไมโครวินาที

ผลจากการทดลองซิมูเลต โดยเปลี่ยนค่า R และ C ของวงจรสับเบอรั้ง แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อม R, C ของวงจรสับเบอรั้งและสวิตช์ ได้ดังรูปที่ 4.21 โดยที่เวลาพักในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ 1 ไมโครวินาที



รูปที่ 4.21 รูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ และกระแสผ่านสวิตช์เมื่อต่อวงจรสับเบอร์

ตัวเก็บประจุที่ใช้ต่อในวงจรจะต้องเป็นชนิดที่ใช้งานได้ดีที่ความถี่สูง และสามารถทนแรงดันและกระแสได้สูง จากกราฟรูปที่ 4.38 จะเห็นว่า ที่ความถี่ 30 กิโลเฮิร์ตซ์ ตัวเก็บประจุค่าน้อยๆสามารถทนแรงดันได้เท่าอัตราปกติที่ความถี่ต่ำ ดังนั้น ในการออกแบบ เลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิด MKP ซึ่งมีค่าเท่ากับ 22 นาโนฟารัด มีอัตราทนแรงดันได้ 1600 โวลต์ ส่วนค่าความต้านทานที่เหมาะสม จากการทดลองมีค่าเท่ากับ 133 โอห์ม ซึ่งให้ค่าคงตัวเวลาประมาณ 2.9 ไมโครวินาที สับเบอร์จะช่วยจำกัดค่ายอดแหลมของแรงดันไม่ให้มีค่าสูง ในขณะที่สวิตช์นำกระแส ทำให้เกิดการคายประจุค่าสูงไหลผ่านสวิตช์ ความต้านทานจะจำกัดค่ากระแส โดยกำลังสูญเสียที่เกิดในตัวต้านทานมีค่าเท่ากับ $1/2(CV^2f)$ จึงเลือกใช้ความต้านทาน 133 Ω 150 W โดยใช้ตัวต้านทานแบบอะลูมิเนียม 50 วัตต์ 3 ตัว ติดตั้งบนแผงระบายความร้อน

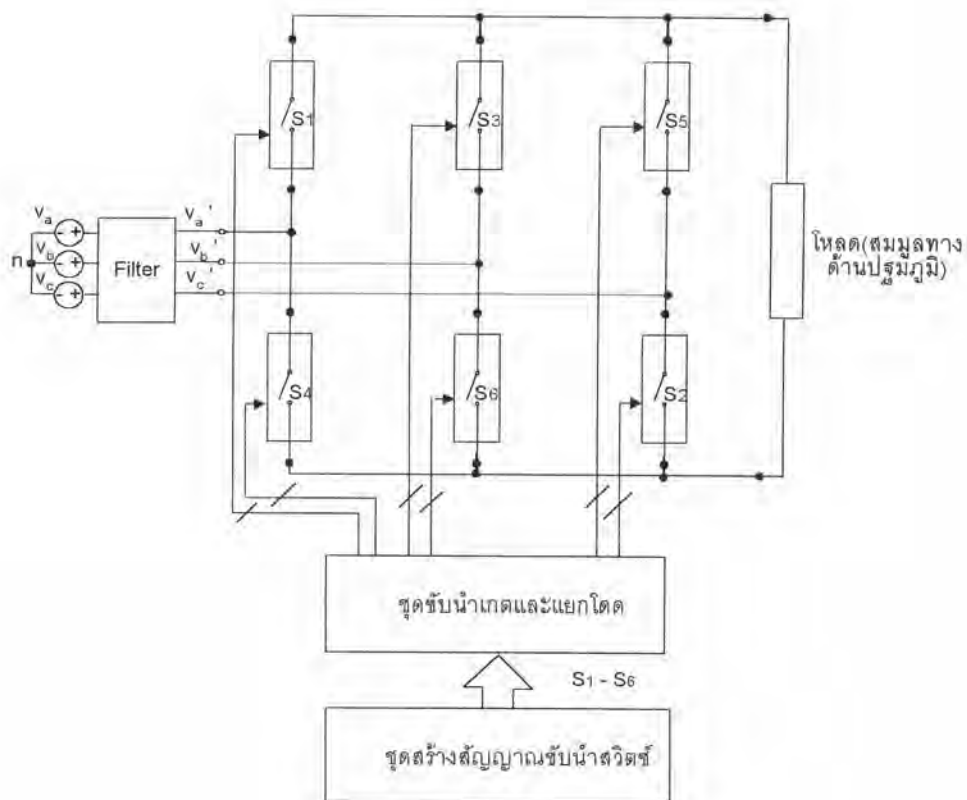
4.3 วงจรควบคุมทางอิเล็กทรอนิกส์

วงจรอิเล็กทรอนิกส์ในส่วนนี้ เป็นวงจรซึ่งแสดงไว้ในบล็อกที่ 3 ของรูปที่ 4.1 วงจรนี้ นอกจากมีหน้าที่หลักในการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์และควบคุมการทำงานของสวิตช์ให้ถูกต้องแล้ว ยังมีหน้าที่แยกโคจรของวงจรอิเล็กทรอนิกส์แรงดันต่ำ ออกจากชุดวงจรอิเล็กทรอนิกส์แรงดันสูง นอกจากนี้ยังมีวงจรที่ทำหน้าที่ตรวจจับความผิดพลาดเนื่องจากกระแสและแรงดันเกิน ที่อาจจะเป็นอันตรายต่อวงจรกำลัง เมื่อเกิดกระแสและแรงดันเกิน วงจรควบคุมจะทำการส่งสัญญาณเพื่อหยุดการขับนำสวิตช์ทุกตัว พร้อมตัดแหล่งจ่ายไฟออกจากวงจรกำลัง และวงจรจะ

สามารถกลับมาทำงานใหม่ได้หลังจากได้รับสัญญาณรีเซต และทำการต่อแหล่งจ่ายไฟ เข้ากับเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำตามเดิม ในการออกแบบการควบคุมการทำงานของสวิตช์ จะออกแบบให้สามารถเปลี่ยนความถี่ที่ใช้งานได้ เพื่อปรับให้เหมาะสมตามค่าความถี่เรโซแนนซ์ของโหลด

จากที่กล่าวโดยรวมข้างต้น วงจรอิเล็กทรอนิกส์ในส่วนนี้สามารถแบ่งได้เป็นชุดขับนำและแยกโคค และชุดสร้างสัญญาณขับนำ

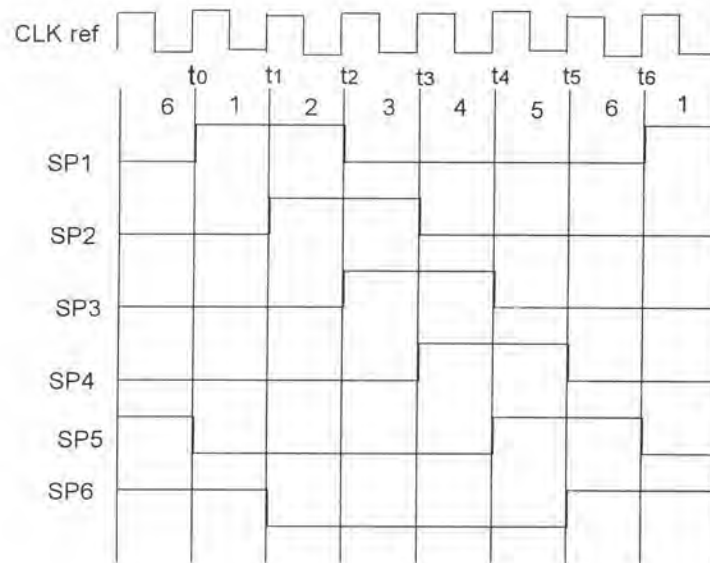
4.3.1 วงจรสร้างสัญญาณขับนำเกต



รูปที่ 4.22 วงจรกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงพร้อมชุดขับนำเกตและแยกโคค

วงจรส่วนนี้แสดงในรูปที่ 4.22 และจะสร้างสัญญาณที่ใช้ในการขับนำเกต ดังรูปที่ 4.11 แสดงให้เห็นได้ว่า 1 คาบการสวิตช์ แบ่งออกเป็น 6 ช่วงเวลา แต่ละสัญญาณจะทำให้มีการขับนำสวิตช์ เพียง 2 ช่วงเวลาเท่านั้น และสวิตช์แต่ละตัวจะมีการขับนำเหลื่อมกันอยู่ 1 ช่วงเวลา

ดังนั้น ในการออกแบบจะแบ่งคาบการสวิตช์ 1 คาบ ออกเป็น 6 ช่วงเวลาต่างๆ กันโดยอ้างอิงจากสัญญาณนาฬิกา ดังรูปที่ 4.23



รูปที่ 4.23 รูปแบบการสวิตช์ เปรียบเทียบกับสัญญาณนาฬิกา

จากรูปที่ 4.23 สามารถถอดสัญญาณใน 1 คาบเวลาเป็น ลอจิก (logic) ได้ดัง ตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 ลอจิกของสัญญาณขั้วนำสวิตช์

ช่วงที่	1	2	3	4	5	6
SP1	1	1	0	0	0	0
SP2	0	1	1	0	0	0
SP3	0	0	1	1	0	0
SP4	0	0	0	1	1	0
SP5	0	0	0	0	1	1
SP6	1	0	0	0	0	1

ตารางที่ 4.4 ตารางแสดงค่านอกของวงจรมับ 4 บิต

ค่านอกของวงจรมับ			
Q_4	Q_3	Q_2	Q_1
0	0	0	0
0	0	0	1
0	0	1	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	0	1
0	1	1	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	0	1
1	1	1	0
1	1	1	1

การเปลี่ยนแปลงของ Q_4 , Q_3 , Q_2 , Q_1 จะเกิดขึ้นเมื่อมีสัญญาณนาฬิกาเข้ามา 1 ลูก

ในการออกแบบ จะนำสัญญาณนาฬิกาไปอนให้วงจรมับ ซึ่งการทำงานแสดงได้ดังตารางที่ 4.4 ในการใช้งาน จะเลือกใช้ค่านอกของวงจรมับ 3 ชุด คือ Q_3 , Q_2 , Q_1 โดยวงจรมับจะมีการไหลค่านับเริ่มต้นอัตโนมัติ เท่ากับ 0010B ทุกครั้ง เมื่อการนับถึงค่า 0111B ดังนั้น คาบของสัญญาณนับนำ จึงมีค่าเป็น 6 เท่าของคาบสัญญาณนาฬิกา และเราสามารถเขียนเป็นตารางของค่านอก และ ค่านับเข้าของวงจรมับนำเกิดได้ดังตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 ตารางแสดงการเลือกใช้ด้านออกบางส่วนของวงจรมาใช้เป็นตัวนำเข้าในการสร้างสัญญาณขั้วนำเกต

ด้านเข้า			ด้านออก					
Q_3	Q_2	Q_1	SP1	SP2	SP3	SP4	SP5	SP6
0	1	0	1	0	0	0	0	1
0	1	1	1	1	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1	0	0	0
1	0	1	0	0	1	1	0	0
1	1	0	0	0	0	1	1	0
1	1	1	0	0	0	0	1	1

จากตารางที่ 4.5 สามารถได้ว่า

$$SP_1 = \bar{Q}_3$$

$$SP_2 = \bar{Q}_1\bar{Q}_2Q_3 + Q_1Q_2\bar{Q}_3$$

$$SP_3 = \bar{Q}_2$$

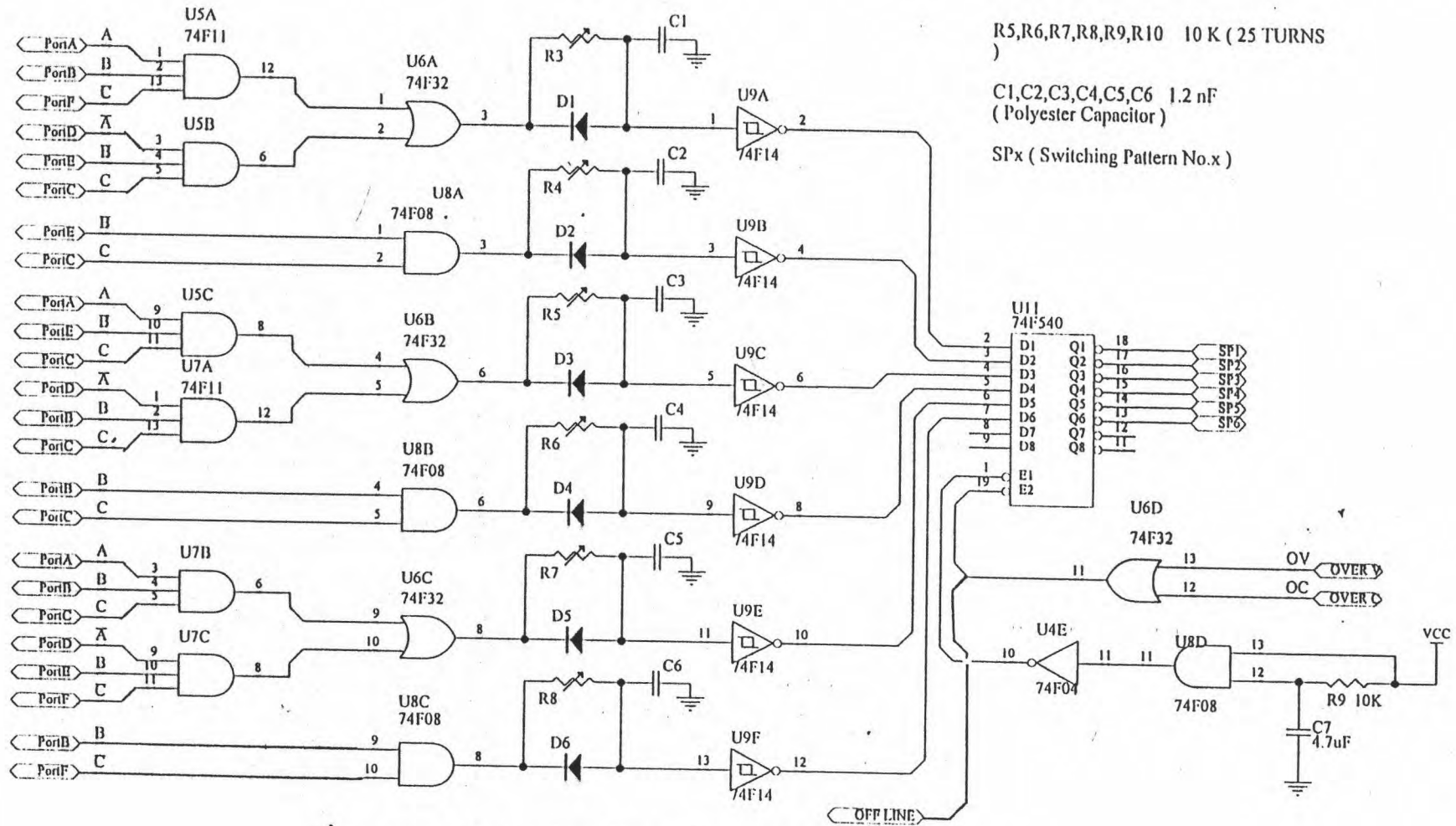
$$SP_4 = \bar{Q}_1Q_2Q_3 + Q_1\bar{Q}_2Q_3$$

$$SP_5 = Q_2Q_3$$

$$SP_6 = Q_1Q_2Q_3 + \bar{Q}_1Q_2\bar{Q}_3$$

นำสมการตรรกะไปเขียนเป็นวงจรถลอจิกได้ดังรูปที่ 4.24

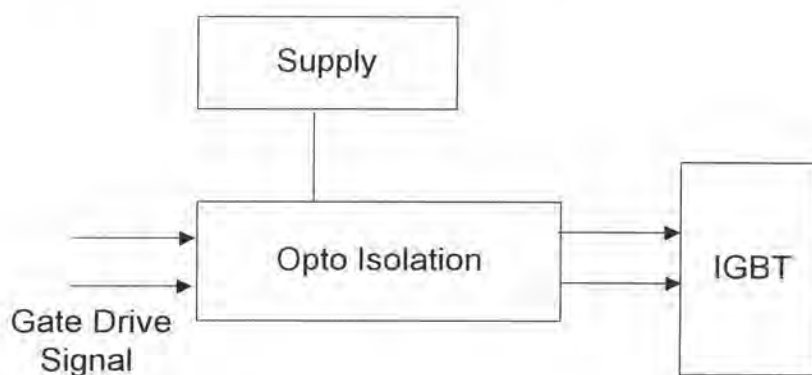
จากรูปที่ 4.24 จะเห็นว่าสัญญาณที่ได้ จะผ่านชุดหน่วยสัญญาณเพื่อสร้างช่วงเวลาพักในการสวิตช์ด้วยชุดความต้านทานและตัวเก็บประจุที่ NOT GATE แบบ Schmitt Trigger ซึ่งเป็นไอซีเบอร์ 74F14 แล้วจึงป้อนให้กับไอซีเบอร์ U11(74F540) เป็น octal 3-state driver, inverting ซึ่งไอซีเบอร์นี้มีขา enable อยู่ 2 ขา ซึ่งใช้ในการ ตัด/ต่อ สัญญาณขั้วนำ โดยควบคุมจากส่วนวงจรป้องกัน เมื่อส่วนวงจรป้องกันส่งสัญญาณ OV หรือ OC ในสภาวะลอจิก 1 เข้าที่ขา I2 หรือ I3 ของ OR GATE ของไอซี U6D(74F32) จะทำให้ด้านออก ที่ได้จากขา I1 มีสภาวะเป็น 1 พร้อมกันกับขา E2 ซึ่งเป็นขา 9 ของไอซี U11(74F540) ซึ่งจะทำให้ด้านออกของไอซี U11 (74F540) มีสภาวะเป็นสามสถานะ (3-state) พร้อมกันนั้นสัญญาณ 1 จากขา I1 ของไอซี U6D ที่ได้จะนำไปยกเลิกการขั้วนำรีเลย์ ที่ใช้ควบคุมหน้าสัมผัสของแมกเนติกสวิตช์ เพื่อให้ตัดแหล่งจ่ายไฟออกจากระบบ และหน้าสัมผัสจะกลับมาทำงานใหม่ หลังจากกดสวิตช์รีเซต



รูปที่ 4.24 วงจรกำเนิดรูปแบบสัญญาณในการขับนำเกต ของ IGBT

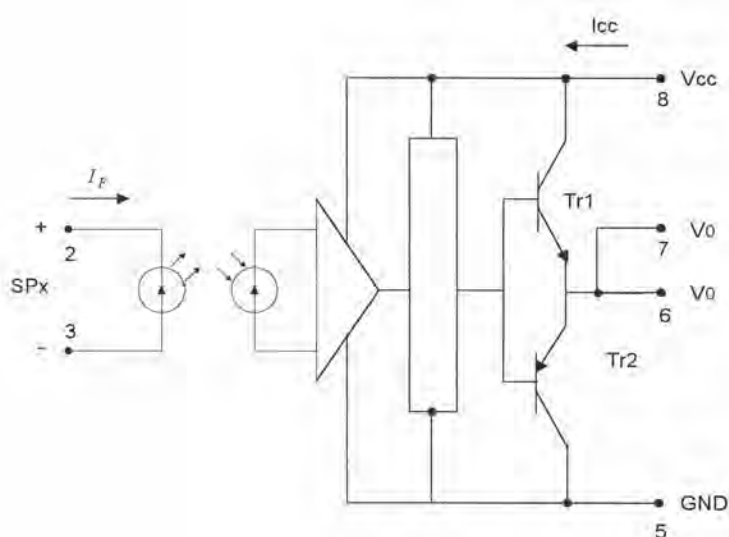
4.3.2 วงจรขับนำเกตและการแยกโคตด้วยอุปกรณ์ Opto - coupler

เนื่องจากวงจรกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงใช้สวิตช์ทั้งหมด 6 ชุด ซึ่งในแต่ละชุดประกอบด้วย IGBT กำลัง 2 ตัว ต่อแบบอิมิตเตอร์เข้าด้วยกัน แต่ขาเกตต่อแยกกันด้วย R_G การขับสวิตช์ทั้ง 6 ชุด ต้องแยกกราวด์ของสัญญาณ หรือทำการแยกโคต โดยใช้วงจร Opto - coupler เนื่องจากมีความสามารถในการแยกโคตที่ดี และถูกสัญญาณรบกวนก่อนข้างยาก แต่จะต้องนำ Opto - coupler ที่มีความเร็วสูงมาใช้งาน (ดูรูปที่ 4.25)



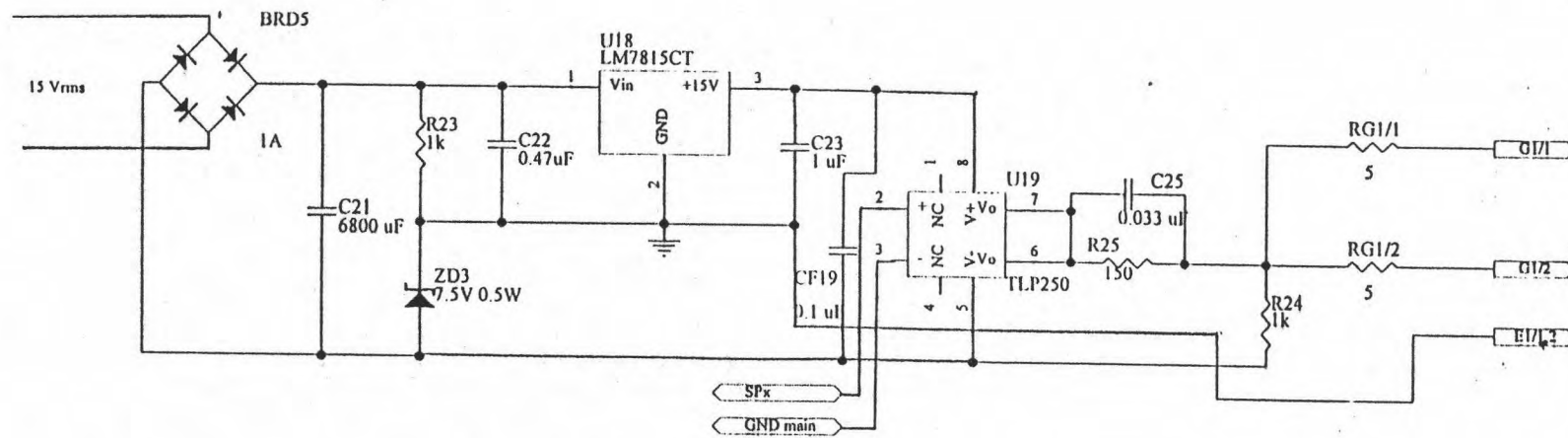
รูปที่ 4.25 บล็อกไดอะแกรมวงจรขับนำเกตแบบแยกโคต

ในการเลือก opto - coupler ใช้เบอร์ TLP250 ซึ่งมีความเร็วในการสวิตช์สูงและมีวงจรภายในดังรูปที่ 4.26 สามารถเขียนวงจรขับนำเกตที่สมบูรณ์ 1 ชุดจากทั้งหมด 6 ชุด ได้ดังรูปที่ 4.27



รูปที่ 4.26 วงจรภายในของวงจรขับนำเกตและแยกโคตแบบ opto isolation ของไอซี TLP250

จากรูปที่ 4.26 และ 4.27 สามารถอธิบายการทำงานของวงจรขับนำเกตได้ดังนี้ สัญญาณ $SP_1 - SP_6$ ถูกป้อนให้กับด้านเข้าของไอซี TL250 ที่ขา 2 ทำให้เกิดกระแสด้านเข้า I_F ซึ่งขึ้นอยู่กับค่า R ที่ต่ออนุกรมทางด้านเข้า เลือกร I_F มีค่าเท่ากับ 8 มิลลิแอมแปร์ (รายละเอียดอุปกรณ์ภาคผนวก) เมื่อมีสัญญาณลอจิก "1" (+5V) ที่ทางด้านเข้า ทรานซิสเตอร์ Tr1 ทางด้านออกของไอซี TL250 จะทำงาน และนำกระแสออกทางขา 6 และ 7 ของไอซี ผ่านชุดตัวต้านทาน เพื่อแบ่งแรงดันไปใช้ขับนำเกตของ IGBTกำลัง โดยผ่าน R_G มีค่า 5 โอห์ม โดยแรงดันที่ใช้ในการขับนำเกตระหว่าง ขาเกต-อิมิตเตอร์ มีค่าประมาณ 15 โวลต์ เมื่อสัญญาณควบคุมมีลอจิกเป็น "0" (0 โวลต์) ที่ทางด้านเข้า ทรานซิสเตอร์ Tr2 ทางด้านออก ของไอซี TL250 จะทำงาน ทำให้ IGBTกำลัง หยุดทำงาน ในช่วงนี้ แรงดันตกคร่อม เกต-อิมิตเตอร์ของ IGBTกำลัง จะมีค่าเท่ากับ -7.5 โวลต์ เนื่องจากซีเนอร์ไดโอดที่ทำการแบ่งระดับแรงดันเอาไว้เพื่อเป็นแรงดัน reverse bias ให้แก่ขาเกต-อิมิตเตอร์ ในขณะที่ต้องการให้หยุดขับนำกระแส ตามรูปที่ 4.27



ชุดขับนำมีทั้งหมด 6 ชุด
 รูปที่ 4.27 แสดงวงจรขับนำเกิดโดยใช้ไอซี TLP250

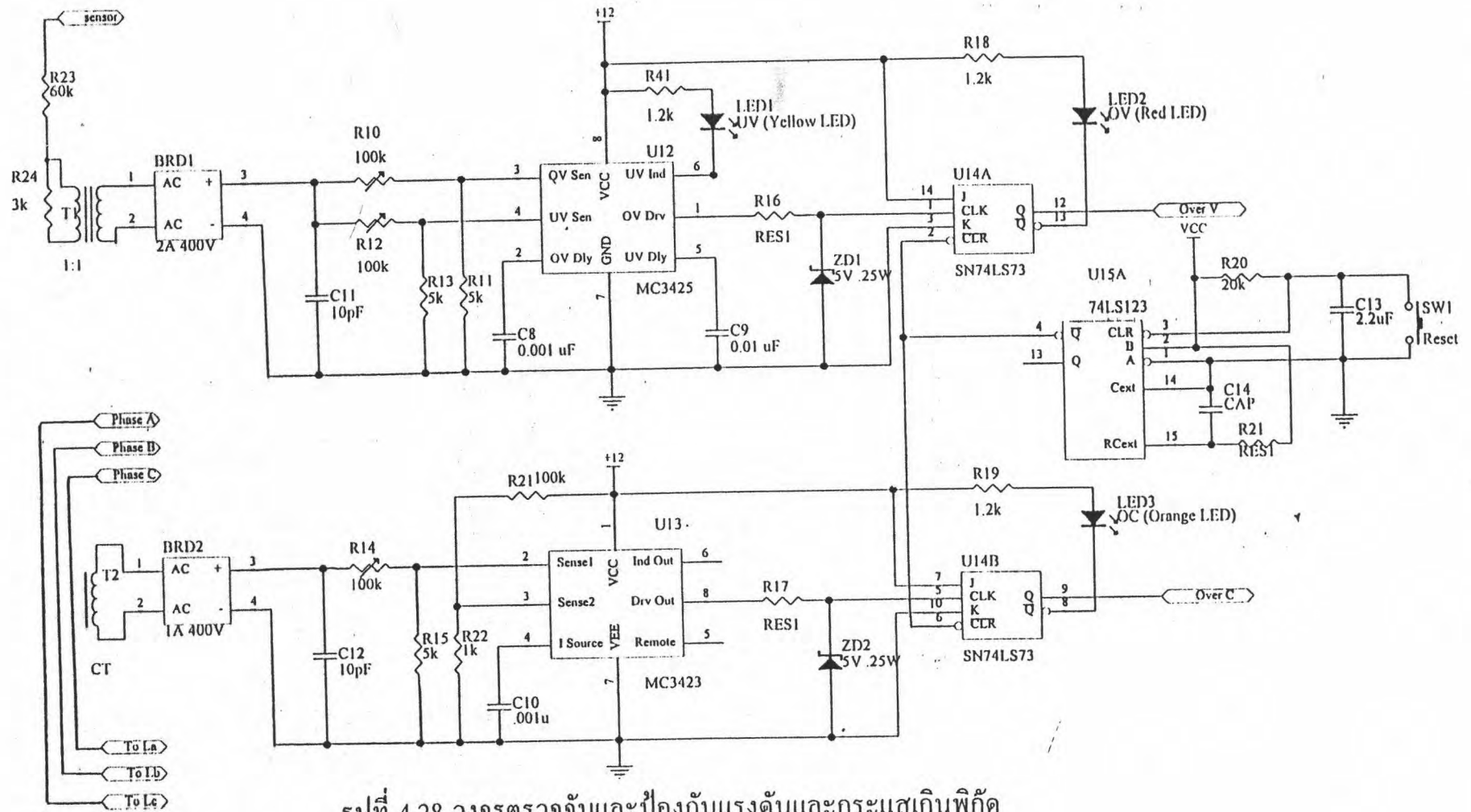
4.4 วงจรป้องกันและควบคุม

วงจรนี้เป็นวงจรรายละเอียดของรูปที่ 4.1 ในบล็อกที่ 4 เนื่องจากอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำมีราคาแพงและเสียหายง่าย จึงต้องมีการป้องกันอุปกรณ์ IGBTกำลัง ในกรณีที่มีกระแสไหลผ่านเกินพิกัด หรือได้รับแรงดันเกินพิกัดในขณะหยุดนำกระแส วงจรป้องกันแบ่งได้เป็น 2 ส่วน ดังนี้

4.4.1 วงจรป้องกันแรงดันเกินพิกัด

ในการป้องกันแรงดันเกินพิกัด จะใช้วิธีตรวจจับแรงดันทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงกำลัง ในลักษณะของการตรวจจับค่ายอดโดยใช้ความต้านทานแบ่งแรงดันในอัตราเท่ากับ 20 : 1

ในที่นี้ หม้อแปลงตรวจจับแรงดันจะใช้แกน EI-26 โดยพันให้มีอัตราเท่ากับ 1 : 1 โดยต่อที่ชุดแรงดันต่ำของวงจรแบ่งแรงดัน จากแรงดันกระแสสลับที่ได้จากขดทุติยภูมิของหม้อแปลงตรวจจับแรงดัน และนำไปผ่านวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ โดยใช้ตัวเก็บประจุขนาด 1นาโนฟารัด เป็นตัวกรอง แล้วทำการแบ่งแรงดัน เพื่อทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง โดยใช้ไอซีเบอร์ MC3425 [Motorola Analog / Interface Ics Device Data Vol I] ถ้าหากการตรวจจับพบว่าแรงดันสูงกว่าพิกัด ไอซี MC3425 จะส่งสัญญาณพัลส์ออกมาที่ขา 1 เป็นลอจิก "1" โดยมีค่าแรงดัน 12 โวลต์ สัญญาณนี้จะถูกส่งให้กับไอซี 74LS73 ซึ่งเป็น J-K Flip Flop ซึ่งต่อเป็นวงจร latch เพื่อคงสถานะแรงดันเกินไว้ พร้อมกับส่งสัญญาณให้วงจรควบคุมหยุดขั้วนำเกตของ IGBTกำลัง และวงจรจะทำการตัดแหล่งจ่ายออกจากวงจรกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงทันที พร้อมกับแสดงสถานะแรงดันเกินด้วยหลอด LED ความสามารถในการตรวจจับ สามารถปรับแต่งให้เร็วหรือช้า ได้ตามสมการ $t_{DLY} = 12500C_{DLY}$ [Motorola Analog/Interface ICs Device Data Vol I] โดย C_{DLY} มีหน่วยเป็นพิโคฟารัด ต่ออยู่ที่ขา 2 โดยเลือก $C_{DLY} = 20$ พิโคฟารัด



รูปที่ 4.28 วงจรตรวจจับและป้องกันแรงดันและกระแสเกินพิกัด

4.4.2 วงจรป้องกันกระแสเกินพิกัด

วงจรป้องกันนี้ใช้วิธีตรวจจับค่ากระแสที่ไหลผ่าน IGBT กำลังทางอ้อม โดยจะตรวจจับจากค่ากระแสที่ไหลผ่านสายกำลังแทน

จากรูปที่ 4.28 การตรวจจับกระแสที่ผ่านสายกำลัง จะใช้หม้อแปลงกระแส ซึ่งเป็นหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์แบบโทรอยด์เบอร์ 32 ให้กระแสด้านเข้าที่ต้องการวัดคล้อยผ่านหม้อแปลงกระแสจำนวน 1 รอบทั้ง 3 เฟส ส่วนขดทุติยภูมิจะใช้ลวด SWG#26 พันให้มีจำนวนรอบเป็น 80 รอบ กระแสทุติยภูมิของหม้อแปลงกระแส จะไหลผ่านตัวต้านทาน 50 โอห์ม 10 วัตต์ ซึ่งทำให้เกิดแรงดันที่นำมาเรียงกระแส โดยใช้วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ และกรองให้เรียบโดยใช้ตัวเก็บประจุขนาด 1 นาโนฟารัด แล้วนำมาแบ่งแรงดันเพื่อทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงโดยใช้ไอซีเบอร์ MC3423 [Motorola Analog / Interface ICs Device Data Vol I] เมื่อเกิดกระแสเกินแรงดันที่ขา 6 ของไอซี MC3423 ซึ่งเดิมมีค่าแรงดันประมาณ 12 โวลต์ ลดลงเป็น 0 โวลต์ และที่ขา 8 จะส่งสัญญาณเป็นพัลส์ ออกมา 1 ลูก แต่เนื่องจากพัลส์ที่เกิดขึ้นเป็นพัลส์แคบๆ ดังนั้น สัญญาณดังกล่าวจึงถูกส่งให้วงจร latch เพื่อคงค่าสถานะกระแสเกินไว้ สัญญาณจากวงจร latch จะปิดกั้นสัญญาณขั้วนำเกิดของสวิตช์ทุกชุด

4.5 ภาคกำลังด้านออก

วงจรส่วนนี้เป็นการออกแบบวงจรภายในบล็อกที่ 5 ของรูปที่ 4.1 ซึ่งประกอบด้วย 2 ส่วนคือ ส่วนหม้อแปลงความถี่สูง และส่วนขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงานที่มีตัวเก็บประจุชดเชยตัวประกอบกำลัง

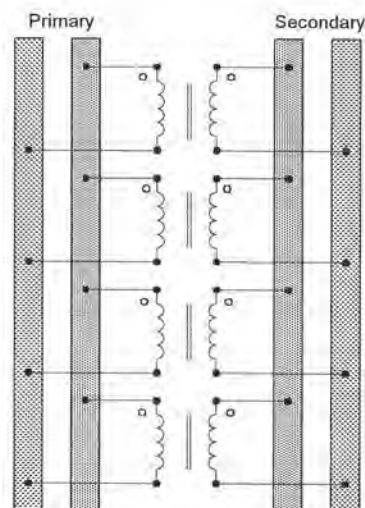
4.5.1 หม้อแปลงแยกโหนดความถี่สูงและส่งผ่านกำลัง

หม้อแปลงนี้ มีหน้าที่ปรับอิมพีแดนซ์ของขดลวดเหนี่ยวนำให้เหมาะกับวงจรไซโคลคอนเวอร์เตอร์ ทั้งนี้เพื่อให้ได้กำลังที่ต้องการ นอกจากนี้ยังทำให้เกิดการแยกโหนดวงจรทางด้านโหลดเพื่อความปลอดภัยของผู้ใช้เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำนี้ หม้อแปลงจะต้องใช้แกนเฟอร์ไรต์ อย่างไรก็ตาม แกนเฟอร์ไรต์ขนาดใหญ่ที่เพียงพอกับงานกำลังสูงไม่สามารถหาได้ในท้องตลาด จึงจำเป็นจะต้องออกแบบโดยใช้แกนหม้อแปลงขนาดใหญ่ที่สุดที่สามารถหาซื้อได้แล้วนำมาต่อกันหลายๆตัว เพื่อให้ความสามารถในการส่งผ่านกำลังรวมมีค่ามากขึ้นตามต้องการ

4.5.1.1 การออกแบบหม้อแปลง

ในการออกแบบหม้อแปลง ประมาณให้กำลังที่รับงานได้รับเป็น 5 กิโลวัตต์ และขดลวดเหนี่ยวนำมีประสิทธิภาพค่อนข้างสูงประมาณ 90 เปอร์เซ็นต์ กำลังที่ขดลวดให้ความร้อนจะมีขนาด 5.5 กิโลวัตต์ และถ้าให้ตัวประกอบกำลังของวงจรทางด้านโหลด(ขดลวดเหนี่ยวนำกับรับงาน พร้อมทั้งตัวเก็บประจุชดเชย) มีค่าประมาณ 0.96 กำลังที่หม้อแปลงต้องจ่ายได้จะเท่ากับ 5.78 กิโลวัตต์แอมแปร์ และถ้าให้ประสิทธิภาพของหม้อแปลงความถี่สูงมีค่าประมาณ 95 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นกำลังที่เข้าสู่ขดปฐมภูมิจะมีขนาดประมาณ 6.4 กิโลวัตต์แอมแปร์

เนื่องจากแกนเฟอร์ไรต์ขนาดใหญ่ที่สุดที่หาได้ในท้องตลาด คือเบอร์ EE-80/76 แกนแม่เหล็กเป็นวัสดุชนิด H45A ซึ่งจากข้อมูล พบว่าหม้อแปลงความถี่สูงที่มีแกนขนาดนี้ สามารถส่งผ่านกำลังงานได้ประมาณ 4 กิโลวัตต์แอมแปร์ ที่ความถี่ 30 กิโลเฮิรตซ์ ดังนั้นจึงเลือกใช้หม้อแปลงทั้งหมดเพื่อไว้เป็น 4 ตัว ในการส่งผ่านกำลังจากภาคอินเวอร์เตอร์ไปยังโหลด สำหรับอัตราส่วนการแปลงแรงดัน จากการวิเคราะห์และได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 4.5.1.3 จะต้องมีค่าเท่ากับ 12 : 1 ดังนั้นเพื่อให้สะดวกในการต่อวงจรและลดความซับซ้อนในการพันหม้อแปลงและเพื่อให้การเปลี่ยนแปลงอัตราส่วนการแปลงแรงดันทำได้ง่าย จึงใช้วิธีพันหม้อแปลงแต่ละตัวเป็นแบบ 30 รอบ : 2.5 รอบ โดยพันขดทุติยภูมิไปก่อนแล้วจึงพันขดปฐมภูมิทับอีกชั้น โดยใช้แผ่นทองแดงหนาประมาณ 0.1 มิลลิเมตรแทนลวดทองแดง แล้วนำขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิของหม้อแปลงทั้ง 4 ตัวมาต่อขนานกัน ดังรูปที่ 4.29 ซึ่งจะทำให้หม้อแปลงทั้ง 4 ตัว ยังคงมีอัตราส่วนการแปลงแรงดันรวมเป็น 12 : 1 และสามารถส่งผ่านกำลังงานได้ประมาณ 16 กิโลวัตต์แอมแปร์



รูปที่ 4.29 การต่อหม้อแปลง 4 ตัว ให้มีอัตราส่วนการแปลงแรงดันเป็น 12 : 1

4.5.1.2 การคำนวณขนาดของแกนแม่เหล็ก

สำหรับการคำนวณขนาดของแกนแม่เหล็ก ก็มีวิธีในการคำนวณหลายวิธี แต่ในที่นี้จะใช้วิธี core geometry K_g approach [Slobodan Cuk and R.D.Middlebrook, 1983] ซึ่งเป็นวิธีการออกแบบที่ใช้กำลังสูญเสียในทองแดง (P_{cu}) ของขดลวดเป็นพารามิเตอร์สำคัญในการออกแบบ กล่าวคือ จะใช้วิธีกำหนดค่า P_{cu} ให้กับหม้อแปลงเลย ซึ่งการออกแบบขนาดของหม้อแปลงด้วยวิธีนี้ ก็คือ การกำหนดว่าจะยอมให้หม้อแปลงร้อนได้เพียงใด ถ้าต้องการให้กำลังสูญเสียต่ำ หรือร้อนไม่มาก หม้อแปลงก็จะมีขนาดใหญ่ ในทางกลับกันถ้ายอมให้หม้อแปลงร้อนได้หรือยอมให้กำลังสูญเสียในตัวได้มาก หม้อแปลงก็จะมีขนาดเล็ก ซึ่งสูตรในการคำนวณของ K_g approach เป็นดังนี้

$$K_g = \frac{WS^2}{t} = \frac{\rho [V_1^2 I_{1rms}^2 + V_2^2 I_{2rms}^2]}{8kB_{max}^2 f^2 P_{cu}} \quad (4.9)$$

$$K_g = \frac{WS^2}{t} = \rho \frac{P_{out}^2}{4kB_{max}^2 f^2 P_{cu}} \quad (4.10)$$

โดยที่	w	คือ พื้นที่ช่องหน้าต่างของแกนหม้อแปลง
	S	คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลง
	t	คือ ความยาวเฉลี่ยของเส้นลวดที่ใช้พันแกนหนึ่งรอบ
	ρ	คือ ค่าต้านทานจำเพาะของทองแดง
	P_{out}	คือ กำลังงานที่หม้อแปลงส่งผ่าน = $V_1 I_{1rms} \approx V_2 I_{2rms}$
	k	คือ ตัวประกอบการใช้หน้าต่างของแกน
	B_{max}	คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด
	f	คือ ความถี่ที่ใช้งาน
	P_{cu}	คือ ค่ากำลังสูญเสียในทองแดงของขดลวด

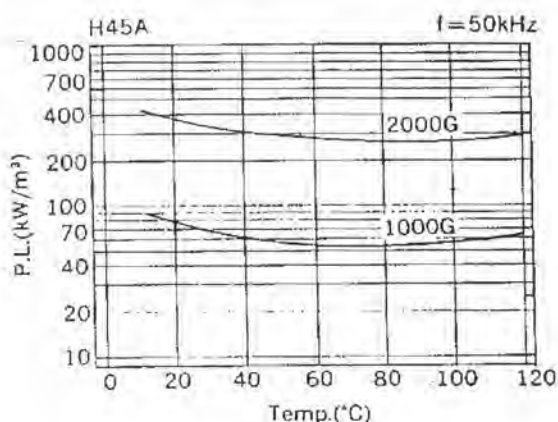
ถ้า K_g ที่คำนวณได้จะบ่งบอกถึงขนาดของหม้อแปลงโดยประมาณ ตารางที่ 4.6 แสดงค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของหม้อแปลง

ตารางที่ 4.6 ตารางแสดงค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของหม้อแปลงเฟอร์ไรต์แกน ชนิด EE

Shape Code	Magnetic Parameter				Center leg area A_c (mm^2)	Minimum cross sectional area A_{min} (mm^2)	Window area A_w (mm^2)	Approx weight (g/pr)
	C_l (mm^{-1})	A_c (mm^2)	l_c (mm)	V_c (mm^3)				
EE12.6//13	2.4057	12.4	29.7	367	12.6	12.1 L	26.3	1.90
EE13/138	1.1934	25.1	30.0	752	24.9	23.8 B	26.6	3.70
EE16/14K	1.8862	18.9	35.2	663	18.2	18.2 C	42.6	3.20
EE18/16K	1.7168	23.1	39.6	915	22.8	22.8 C	55.7	4.58
EE19/16Z	1.7715	22.7	40.1	909	22.7	22.7 LBC	55.9	4.56
EE22/20	1.9594	26.1	51.2	1340	24.4	24.4 C	102	13.8
EE25/19A	1.2387	39.8	49.2	1960	41.1	37.1 B	85.6	9.96
EE25/19Z	1.1970	40.2	48.1	1940	40.3	40.0 B	81.0	10.3
EE25/20	1.1561	42.6	49.3	2100	41.0	41.0 C	80.5	10.3
EE30/26K	0.52756	110	57.9	6360	114	107 L	75.8	32.2
EE30/30	1.1538	57.3	66.1	3790	47.6	47.6 C	134	20.7
EE34/28A	0.85153	82.1	69.9	5750	85.9	79.7 B	164	29.5
EE40/34B	0.54389	142	77.5	11000	137	137 C	167	52.0
EE40/34K	0.60782	127	77.4	9860	114	114 C	178	52.0
EE40/35A	0.52569	149	78.1	11600	155	145 L	178	58.8
EE40/44	0.66917	145	97.2	14100	137	137 C	248	71.7
EE42/42/15W	0.54243	180	97.8	17600	180	180 BC	276	86.9
EE42/42/20W	0.41512	236	97.8	23000	235	235 BC	276	118
EE43/34	0.44780	165	78.7	13000	159	159 C	171	65.0
EE47/39A	0.38520	232	89.5	20800	243	223 B	206	106
EE50/42K	0.42677	226	96.3	21700	213	213 C	261	113
EE55/55A	0.34989	353	124	43700	352	352 C	400	218
EE56/47A	0.31597	339	107	36400	352	329 B	292	186
EE80/76	0.49137	377	185	69700	392	352 L	1480	154

Note Minimum cross sectional area B ; Back area C ; Center leg area L ; Side leg area

4.5.1.2.1 การเลือกค่า B_{max} การเลือกค่านี้จะเป็นการเลือกค่าความหนาแน่นฟลักซ์สนามแม่เหล็กสูงสุดที่จะยอมให้มีได้ในแกนหม้อแปลง ซึ่งการเลือกค่าที่เหมาะสมจะพิจารณาประกอบกับกำลังสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์และอุณหภูมิ ดังกราฟอุณหภูมิกับกำลังสูญเสียในแกนต่อปริมาตรแกนในรูปที่ 4.30 [Ferrite Cores For Power Supply & Telecommunications, 1995] จากรูปจะเห็นได้ว่า ที่ความถี่ 40 กิโลเฮิร์ตซ์ และกำหนดให้ B_{max} มีค่าเท่ากับ 0.15 เทสลา จะมีกำลังสูญเสียในแกนประมาณ 150 กิโลวัตต์ต่อลูกบาศก์เมตรที่อุณหภูมิแกน 60 องศาเซลเซียส และจากตารางที่ 4.6 แกน EE-80 มีปริมาตร 69700 ลูกบาศก์มิลลิเมตร ดังนั้นกำลังสูญเสียในแกนจะประมาณ 10.4 วัตต์ ค่า B_{max} ที่ออกแบบมานี้ จะนำไปใช้ในการคำนวณหาจำนวนรอบของขดปฐมภูมิ และขดทุติยภูมิต่อไป



รูปที่ 4.30 กราฟแสดงกำลังสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่อปริมาตรกับอุณหภูมิ ที่ความถี่ 50 kHz

4.5.1.2.2 กำลังที่หม้อแปลงส่งผ่าน เนื่องจากกำลังที่ต้องส่งผ่านไปยังภาคของโหลดทั้งหมดประมาณ 6.4 กิโลวัตต์แอมแปร์ และจากการออกแบบให้ใช้หม้อแปลงจำนวน 4 ตัว ดังนั้น กำลังที่ส่งผ่านหม้อแปลงแต่ละตัวประมาณ 1.6 กิโลวัตต์แอมแปร์

4.5.1.2.3 ให้ k เป็นตัวประกอบการใช้ช่องหน้าต่าง โดยปกติแล้ว k จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0.3-0.6 แล้วแต่วิธีการพัน และขนาดของเส้นลวดที่ใช้พัน เนื่องจากในที่นี้ได้ออกแบบให้พันหม้อแปลงในลักษณะ พันขดทุติยภูมิก่อน แล้วพันขดปฐมภูมิทับ โดยใช้แผ่นทองแดงซึ่งมีแผ่นไมลาร์เป็นฉนวนในแต่ละชั้น เพื่อป้องกันปัญหาแผ่นทองแดงบาดฉนวนฉีกขาด จึงใช้แผ่นไมลาร์สองชั้นสำหรับขดทุติยภูมิ และใช้ไมลาร์เพียงชั้นเดียวสำหรับขดปฐมภูมิ ดังนั้น จึงเลือกให้ค่า k มีค่าดังนี้

$$k = 0.3$$

4.5.1.2.4 การเลือกความถี่ ความถี่ที่ใช้ในงานเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญในการกำหนดขนาดของหม้อแปลง จากสมการที่ (4.9) และ (4.10) ขนาดของหม้อแปลงจะแปรผันกับส่วนกลับของความถี่กำลังสอง ดังนั้น ถ้าความถี่ที่ใช้งานมีค่าสูง จะทำให้ขนาดของหม้อแปลงเล็กลง แต่อย่างไรก็ตาม วงจรกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง สามารถปรับความถี่ได้ในช่วง 20-40 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นค่าความถี่ที่น่าไปใช้ในการคำนวณหาค่า K_g จึงเป็น 20 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อให้หม้อแปลงที่ออกแบบสามารถทำงานได้ในช่วงความถี่ต่ำที่สุด

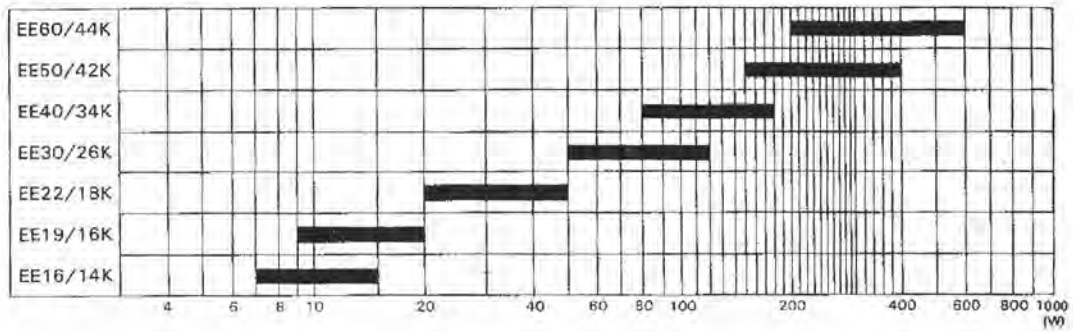
4.5.1.2.5 การเลือกค่ากำลังสูญเสียในทองแดง (P_{cu}) ค่านี้เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญของการคำนวณแบบ K_g ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในตอนต้น ค่า P_{cu} ที่ยอมให้มีได้ในหม้อแปลงโดยทั่วไปแล้วมักจะออกแบบให้มีค่าอยู่ในช่วง 0.5 - 1 % ของกำลังที่หม้อแปลงส่งผ่าน สำหรับในที่นี้ได้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 11.2 วัตต์ ซึ่งคิดเป็น 0.70 % ของกำลังปรากฏที่หม้อแปลงส่งผ่าน (1.6 กิโลวัตต์แอมแปร์)

4.5.1.2.6 ค่าสภาพความต้านทานของทองแดง ค่านี้เป็นคุณสมบัติเฉพาะตัวของทองแดงซึ่งขึ้นอยู่กับอุณหภูมิด้วย ถ้ากำหนดให้อุณหภูมิของหม้อแปลงขณะทำงานแบบภาระเต็มมีค่าประมาณ 60 องศาเซลเซียส ค่า ρ_{cu} จะมีค่าเท่ากับ 2×10^{-8} โอห์มเมตร เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆลงใน สมการ (4.10) จะได้ดังนี้

$$\begin{aligned} P_{out} &= 5 \text{ kW} \\ k &= 0.3 \\ B_{max} &= 0.15 \text{ T} \\ f &= 20 \text{ kHz} \\ P_{cu} &= 0.007 P_{out} \\ \rho_{cu} &= 2 \times 10^{-8} \Omega\text{m} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น } K_g &= \frac{WS^2}{t} = \frac{\rho_{cu} P_{out}^2}{4 B^2 f^2 P_{cu}} \\ &= 3.7 \times 10^{-10} \text{ m}^4 \end{aligned}$$

เนื่องจากไม่มีกราฟการส่งผ่านกำลังของแกน EE-80/76 จึงใช้วิธีอ้างอิงด้วยค่า K_g แทน เนื่องจาก ค่า K_g แปรผันตามขนาดหม้อแปลงและกำลังที่ส่งผ่านหม้อแปลง



รูปที่ 4.31 กราฟแสดงความสามารถในการส่งผ่านกำลังของแกนขนาดต่างๆ

จากรูปที่ 4.31 จะเห็นว่า แกน EE40/34k ส่งกำลังได้ 100 W

จากตารางที่ 4.5 แกน EE-40/34k มีค่า $W = 178 \text{ mm}^2$

$$S = 127 \text{ mm}^2$$

$$t = 76.2 \text{ mm}$$

$$\therefore K_g = 3.778 \times 10^{-11} \text{ m}^4$$

แกน EE-80/76 มีค่า $W = 1480 \text{ mm}^2$

$$S = 377 \text{ mm}^2$$

$$t = 162 \text{ mm}$$

$$\therefore K_g = 1.30 \times 10^{-9} \text{ m}^4$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า แกนหม้อแปลงขนาด EE-80/76 มีค่า K_g ใกล้เคียงกับที่คำนวณไว้ข้างต้นด้วยสมการ (4.10) ดังนั้นจึงเลือกใช้แกน EE-80/76 ทั้งหมด 4 ตัวในการส่งผ่านกำลัง

$$\text{EE-80/76 1 ตัว ส่งกำลังได้ } \frac{1.30 \times 10^{-9}}{3.778 \times 10^{-11}} \times 100 = 3.5 \text{ kW}$$

ดังนั้น เลือกใช้ EE-80/76 4 ตัว รวมส่งกำลังได้ $3.5 \times 4 = 14 \text{ kW}$

4.5.1.3 การคำนวณจำนวนรอบของขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิ จำนวนรอบของขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิ มีความสำคัญต่อการอิมตัวของแกนแม่เหล็กของหม้อแปลง ในการคำนวณจำนวนรอบนี้จะใช้สมการที่ (4.11) ซึ่งเป็นสมการที่ใช้ในการคำนวณ และจะให้ค่าจำนวนรอบที่ต่ำที่สุดที่ใช้งานได้โดย B_{max} ไม่เกินค่าที่กำหนดไว้ และจะพิจารณาเฉพาะในกรณี

ที่ไม่มีกระแสไฟตรงไหลเข้าห้อมแปลง อีกทั้งแรงดันที่คร่อมห้อมแปลงจะต้องเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่สมมาตร

$$N = \frac{V}{4B_{max}Sf} \quad (4.11)$$

โดยที่	V	คือ	ค่ายอดของแรงดันที่ตกคร่อมห้อมแปลง
	B_{max}	คือ	ค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดในแกนเหล็ก
	S	คือ	พื้นที่หน้าตัดของแกนแม่เหล็กของห้อมแปลง
	f	คือ	ความถี่ที่ใช้งาน

เมื่อพิจารณาห้อมแปลงทั้งหมด 4 ตัว ที่ต่อกันดังรูปที่ 4.29 จะเห็นว่า ขดปฐมภูมิ และขดทุติยภูมิของห้อมแปลงแต่ละตัวจะต่อขนานกันหมด จึงทำให้กระแสที่ห้อมแปลงแต่ละตัวจะต้องรับเป็น 1/4 เท่าของกระแสทั้งหมด

จากข้อมูลในตารางที่ 4.6 แกนแม่เหล็กของห้อมแปลงเบอร์ EE-80/76 มีขนาดพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ 1480 ตารางมิลลิเมตร ส่วนความถี่จะต้องแทนค่าความถี่ที่ต่ำสุดที่ใช้งาน ซึ่งมีค่าเท่ากับ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ สำหรับค่า B_{max} ในที่นี้กำหนดให้มีค่า 0.15 จากนั้นแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในสมการที่ (4.11) จะได้ค่า N เท่ากับ 8.4 ดังนั้นจึงเลือกให้จำนวนรอบของขดปฐมภูมิเป็น 30 รอบ เพื่อให้ค่า B_{max} มีค่าน้อยลงอันจะลดกำลังสูญเสียในแกน และเนื่องจากห้อมแปลงแต่ละตัวมีอัตราส่วนเป็น 12 : 1 ดังนั้น จำนวนรอบของขดทุติยภูมิจึงเป็น 2.5 รอบเพื่อให้เต็มพื้นที่หน้าต่างของห้อมแปลง

4.5.1.4 การคำนวณขนาดของเส้นลวด ถ้ากำหนดให้อัตราสูญเสียในทองแดง P_{cu} มีค่า 0.7 % ของ P_{out} นั่นคือ $P_{cu} = 0.007P_{out}$ ในการคำนวณขนาดของเส้นลวดใช้สูตรดังต่อไปนี้

$$kW = N_p A_{wp} + N_s A_{ws} \quad (4.12)$$

ประมาณได้ว่าพื้นที่หน้าตัดที่ใช้สำหรับขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิมิค่าเท่าๆกัน

$$kW = 2N_p A_{wp} \quad (4.13)$$

โดยที่	k	คือ	ตัวประกอบการใช้หน้าตัด
	W	คือ	พื้นที่ช่องหน้าตัดของแกนหม้อแปลง
	N_p	คือ	จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ
	N_s	คือ	จำนวนรอบของขดทุติยภูมิ
	A_{wp}	คือ	พื้นที่หน้าตัดเส้นลวดตัวนำของขดปฐมภูมิ
	A_{ws}	คือ	พื้นที่หน้าตัดเส้นลวดตัวนำของขดทุติยภูมิ

จากตารางที่ 4.6 แกนขนาด EE-80/76 มี $W = 1480$ ตารางมิลลิเมตร แต่เนื่องจากไม่สามารถใช้พื้นที่หน้าตัดได้เต็ม 100 % ดังนั้น จึงเลือกเพียง 75% ของพื้นที่หน้าตัดทั้งหมด ดังนั้นเลือกให้ $W = 1480 \times 0.75 = 1110$ ตารางมิลลิเมตร และจากหัวข้อที่แล้วจะได้ว่า $N_p = 30$ รอบ และสมมติให้ $k = 0.3$ เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (4.13) จะได้ค่า $A_{wp} = 5.5$ ตารางมิลลิเมตร

จากพื้นที่หน้าตัดของขดลวดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิที่คำนวณได้จะมีขนาดค่อนข้างใหญ่ ในทางปฏิบัติจะไม่ใช้ลวดตัวนำที่มีขนาดพื้นที่หน้าตัดดังกล่าว เนื่องจากลวดตัวนำกระแสมีความถี่สูง จึงเกิดปรากฏการณ์การนำกระแสเฉพาะที่ผิวลวดตัวนำ

เนื่องจากความถี่ผิวของทองแดงที่ 30 kHz มีค่าประมาณ 0.382 มม. ในการพันจะเลือกใช้แผ่นตัวนำแบนซึ่งมีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ $52 \times 0.1 = 5.2$ ตารางมิลลิเมตร ซึ่งใกล้เคียงกับค่า $A_{wp} = 5.5$ ตารางมิลลิเมตรที่คำนวณไว้ ใช้แผ่นทองแดง จำนวน 18 แผ่น พันชั้นในเป็นขดทุติยภูมิเป็นจำนวน 2.5 รอบ และใช้แผ่นตัวนำแบนขนาด 52×0.1 มิลลิเมตร 1 แผ่นพันทับขดทุติยภูมิเพื่อสร้างขดปฐมภูมิจำนวน 30 รอบ ดังที่ได้คำนวณไว้แล้ว และค่ากำลังสูญเสียในทองแดง (P_{cu}) ของหม้อแปลงแต่ละตัวสามารถคำนวณได้โดยใช้ สมการต่อไปนี้

$$P_{cu} = 2 \left[\frac{I_{rms}^2 \rho_{cu} l}{A} \right] \quad (4.14)$$

- โดยที่ I_{rms} คือ ค่ากระแสอาร์เอ็มเอสที่ ไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลง
 l คือ ความยาวของขดลวดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิ
 A คือ พื้นที่หน้าตัดของทองแดงของขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิ

ค่ากระแสอาร์เอ็มเอส (I_{rms}) ที่ไหลผ่านหม้อแปลงแต่ละตัว ก็คือ $1/4$ เท่าของค่ากระแสอาร์เอ็มเอสที่ไหลออกจากวงจร ไซโคลคอนเวอร์เตอร์เพราะว่าขดปฐมภูมิของหม้อแปลงทุกตัวต่อขนานกันหมด และจากการวิเคราะห์โดยการจำลอง ในหัวข้อที่ 4.2.3 ดังรูปที่ 4.13 ซึ่งคำนวณว่าค่ากระแสอาร์เอ็มเอสโดยประมาณได้ค่าเท่ากับ 12 แอมแปร์(ค่ายอดเท่ากับ 17 แอมแปร์)

ส่วนความยาวของขดลวด (l) สามารถคำนวณได้โดยใช้ค่าความยาวเฉลี่ยต่อรอบ (τ) ที่แสดงไว้ในตารางที่ 4.6 ของแกน EE-80/76 ซึ่งจะได้ว่า

$$l = 162 \times 30 \times 10^{-3} = 4.86 \text{ เมตร}$$

สำหรับพื้นที่หน้าตัดของทองแดง (A) ค่าที่นำมาใช้แทนในสมการนี้จะต้องเป็นพื้นที่หน้าตัดของเนื้อทองแดงที่ใช้นำกระแสจริง ไม่นับรวมส่วนที่เป็นฉนวน ซึ่งจากข้อมูลของลวดตัวนำแบนที่ใช้ดังกล่าวแล้วตอนต้น จะมีพื้นที่หน้าตัดของทองแดง $A = 5.2$ ตารางมิลลิเมตร

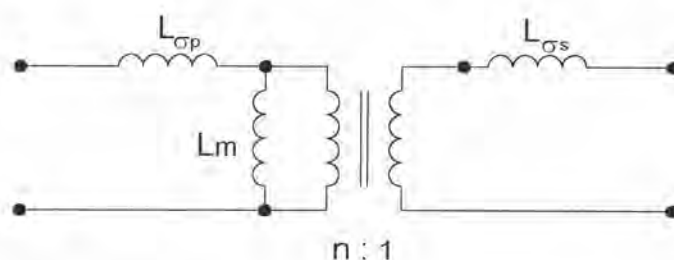
แทนค่าดังกล่าวลงในสมการที่ (4.14)

$$P_{cu} = 2 \left[\frac{(12)^2 \times (2 \times 10^{-8}) \times (4.86)}{16 \times (5.2 \times 10^{-6})} \right]$$

$$P_{cu} = 0.34 \text{ W}$$

จากค่ากำลังสูญเสียในทองแดง เมื่อรวมกับกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนแม่เหล็ก (core loss) จากหัวข้อที่ 4.5.1.2.1 ซึ่งเท่ากับ 10.4 วัตต์ จะได้กำลังสูญเสียรวมของหม้อแปลงเท่ากับ 10.74 วัตต์ ซึ่งคิดเป็น 0.67 % ของกำลังที่ส่งผ่านหม้อแปลง และเป็นค่าที่ไม่มากนักสำหรับหม้อแปลงขนาด EE-80/76 นี้

4.5.1.5 การหาพารามิเตอร์ของหม้อแปลง เนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล และค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กของหม้อแปลง จะมีผลต่อการทำงานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ โดยเฉพาะค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลเป็นค่าที่ต้องสนใจมาก เพราะในวงจรกำลังทางด้านเอาต์พุต จะต้องมีความเหนี่ยวนำมาต่ออนุกรมขดปฐมภูมิของหม้อแปลง ซึ่งค่าของตัวเหนี่ยวนำที่นำมาต่อเพิ่มนี้ จะต้องรวมกับค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลงที่มีอยู่แล้ว สำหรับการวัดค่าพารามิเตอร์ของหม้อแปลง จะวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ (impedance analyzer) ซึ่งสามารถวัดค่าได้ตามความถี่ที่ต้องการ และวงจรสมมูลของหม้อแปลงแสดงได้ดังรูปที่ 4.32



รูปที่ 4.32 วงจรสมมูลของหม้อแปลงส่งผ่านกำลัง

- โดยที่
- L_{op} คือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลทางด้านปฐมภูมิ
 - L_{os} คือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลทางด้านทุติยภูมิ
 - L_m คือ ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กที่อ้างอิงไว้ทางด้านปฐมภูมิ
 - n คือ อัตราส่วนการแปลงแรงดัน

ในการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรสมมูล ทำได้โดยการวัดที่จุดต่างๆ ดังต่อไปนี้

- วัดทางด้านขดปฐมภูมิ ในขณะที่เปิดวงจรทางด้านทุติยภูมิ กำหนดให้เป็น L_{11}
- วัดทางด้านขดทุติยภูมิ ในขณะที่เปิดวงจรทางด้านปฐมภูมิ กำหนดให้เป็น L_{22}
- วัดทางด้านขดปฐมภูมิ ในขณะที่ลัดวงจรทางด้านทุติยภูมิ กำหนดให้เป็น $L_{11,s}$
- วัดทางด้านขดทุติยภูมิ ในขณะที่ลัดวงจรทางด้านปฐมภูมิ กำหนดให้เป็น $L_{22,s}$

ค่าที่วัดได้แต่ละค่าจะมีความสัมพันธ์กันกับวงจรสมมูลของหม้อแปลงดังสมการต่อไปนี้ [Slobodan Cuk and R. D. Middlebrook, 1983]

$$L_{11} = L_{op} + L_M \quad (4.16)$$

$$L_{22} = L_{\sigma s} + \frac{L_M}{n^2} \quad (4.17)$$

$$L_{11,S} = L_{\sigma p} + \frac{L_M n^2 L_{\sigma s}}{L_M + n^2 L_{\sigma s}} \quad (4.18)$$

$$L_{22,S} = L_{\sigma s} + \left[\frac{L_M L_{\sigma p}}{L_M + L_{\sigma p}} \right] \frac{1}{n^2} \quad (4.19)$$

$$n = \sqrt{\frac{L_{11}}{L_{22}}} \quad (4.20)$$

จากผลการวัดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของหม้อแปลง 1 ตัว ที่ความถี่ 30 กิโลเฮิรตซ์ ได้ค่าออกมาดังนี้

$$L_{11} = 4.025 \quad \text{mH}$$

$$L_{22} = 27.4 \quad \mu\text{H}$$

$$L_{11,S} = 293.0 \quad \mu\text{H}$$

$$L_{22,S} = 2.0 \quad \mu\text{H}$$

แทนค่าที่วัดได้ลงในสมการที่ (4.15) - (4.19) แล้วแก้สมการจะได้ผลเฉลยที่เป็นค่าพารามิเตอร์ในวงจรสมมูลของหม้อแปลงดังต่อไปนี้

$$L_M = 3.88 \quad \text{mH}$$

$$L_{\sigma p} = 145 \quad \mu\text{H}$$

$$L_{\sigma s} = 986.5 \quad \text{nH}$$

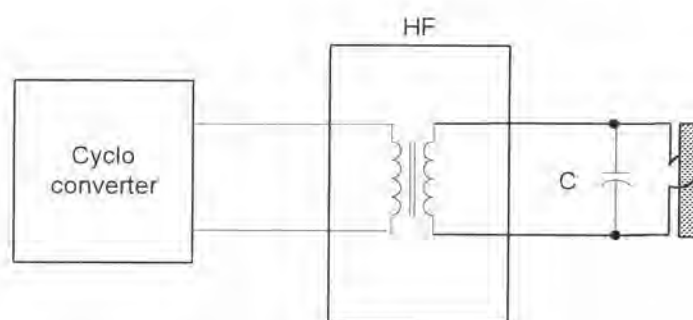
$$n = 12.12$$

สำหรับหม้อแปลง 4 ตัว ต่อขนานกัน จะได้

$$L_M = 0.97 \quad \text{mH}, \quad L_{\sigma p} = 36 \quad \mu\text{H}, \quad L_{\sigma s} = 0.25 \quad \mu\text{H} \quad (4.21)$$

4.5.2 ขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงานที่มีตัวเก็บประจุชดเชยตัวประกอบกำลัง

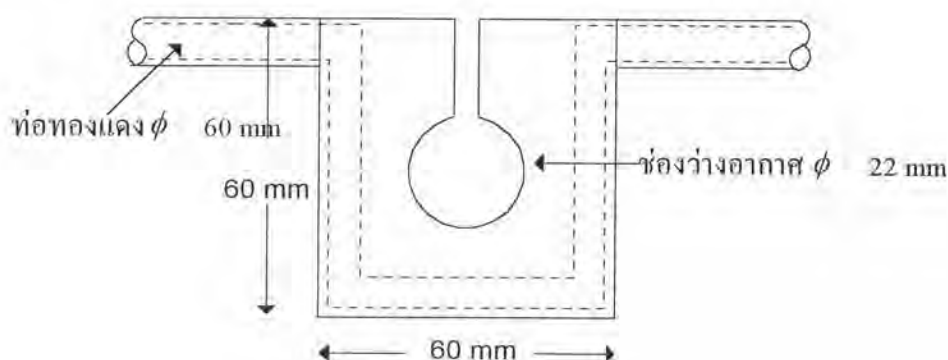
จากผลการคำนวณวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำ มุมประกอบกำลังของขดลวดเหนี่ยวนำกับชิ้นงานจะเป็นแบบล้าหลังค่อนข้างมาก คือ ตัวประกอบกำลังจะมีค่าอยู่ในช่วง 0.4 - 0.6 การที่ตัวประกอบกำลังทางด้านโหลดนี้มีค่าต่ำ จะทำให้กำลังปรากฏที่ต้องให้แก่ขดลวดเหนี่ยวนำ (เพื่อให้ได้กำลังที่โหลดเท่าเดิม) มีค่าสูงมาก เป็นผลให้หม้อแปลงแยกโคดและส่งผ่านกำลังต้องมีขนาดใหญ่ เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว จึงต้องใส่ตัวเก็บประจุชดเชยตัวประกอบกำลังให้แก่ขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งในที่นี้ได้เลือกการชดเชยตัวประกอบกำลังให้เป็นแบบขนาน โดยการต่อตัวเก็บประจุ ขนานกับขดลวดเหนี่ยวนำ ดังรูปที่ 4.33



รูปที่ 4.33 การต่อตัวเก็บประจุชดเชยตัวประกอบกำลัง

4.5.2.1 ขดลวดเหนี่ยวนำ

ขดลวดเหนี่ยวนำที่ออกแบบเป็นแบบง่าย ก็เป็นขดเดียวเพราะต้องการเพิ่มค่าของกำลังต่อพื้นที่ผิว ขดลวดทำจากทองแดงตันมีขนาดหนา 6 มิลลิเมตร เจาะรูตรงกลางเพื่อให้เป็นรูสำหรับชิ้นงาน โดยมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 22 มิลลิเมตร ปกติที่ขดลวดเหนี่ยวนำจะมีความร้อนค่อนข้างสูง เนื่องจากกระแสที่ผ่านขดลวดให้ความร้อนจะมีปริมาณมาก และยังได้รับความร้อนจากการแผ่รังสีจากชิ้นงานอีกด้วย ขดลวดให้ความร้อนจึงไม่สามารถระบายความร้อนออกได้รวดเร็วพอ ในทางปฏิบัติ จึงต้องใช้น้ำช่วยในการระบายความร้อนออกจากขดลวด ขดลวดที่ออกแบบ จะมีรูให้น้ำสามารถไหลระบายความร้อนได้ ขดลวดให้ความร้อนที่สร้างขึ้นแสดงดังรูปที่ 4.34 [ธนากร สุภจินตกุล, 2535]



รูปที่ 4.34 รูปร่างของขดลวดให้ความร้อน

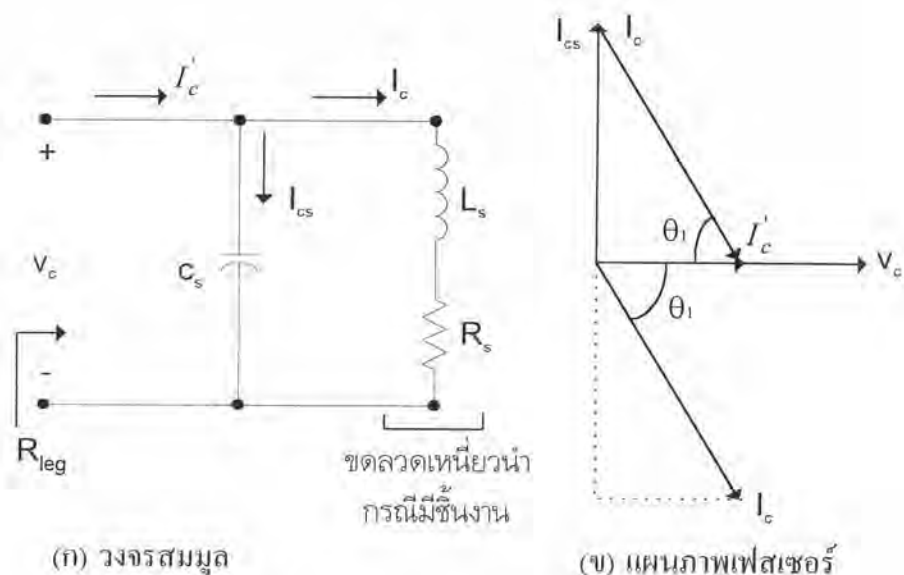
ในการวัดค่าพารามิเตอร์ของขดลวด จะวัดในขณะที่ขดลวดให้ความร้อนมี โหลดเป็นชิ้นงานทรงกระบอก ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 20 มิลลิเมตร ในการทดลอง จะเลือก เหล็กผสมคาร์บอน มีชื่อทางการค้าว่า เหล็กแดง หรือ S50C มีส่วนประกอบดังนี้ คาร์บอน 0.5 เปอร์เซ็นต์ ซิลิคอน 0.25 เปอร์เซ็นต์ แมงกานีส 0.75 เปอร์เซ็นต์ โครเมียม 0.03 เปอร์เซ็นต์ และ โมลิบดีนัม 0.035 เปอร์เซ็นต์ ใช้ทำอะไหล่ โดยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของขดลวดให้ความร้อนที่ สภาวะมีโหลดที่ความถี่ 30 กิโลเฮิร์ตซ์ แสดงได้ดังตารางที่ 4.7

ตารางที่ 4.7 ผลการวัดค่าพารามิเตอร์ของขดลวดเหนี่ยวนำที่สภาวะมีโหลด

ความถี่ (kHz)	ความเหนี่ยวนำ (nH)	ความต้านทาน (mΩ)	มุมประกอบ กำลัง (Degree)
30	24.9	3.9	50

4.5.2.2 การออกแบบค่าตัวเก็บประจุชดเชยตัวประกอบกำลัง

การเลือกค่าตัวเก็บประจุชดเชยตัวประกอบกำลัง C_s เลือกค่า C_s เพื่อให้ตัวประกอบกำลังเท่ากับ 1 หรือให้กระแส I_c' ในรูปที่ 4.35 มีเฟสตรงกับแรงดัน V_c ในกรณีที่มี ชิ้นงานในขดลวดเหนี่ยวนำ



รูปที่ 4.35 การชดเชยตัวประกอบกำลังที่ขดลวดเหนี่ยวนำ

กระแส I_c จะล่าหลังแรงดันเป็นมุม θ_1 โดยที่

$$\theta_1 = \tan^{-1} \frac{L_s \omega}{R_s} \quad (4.22)$$

จากแผนภาพเฟสเซอร์ในรูปที่ 4.35(ข) จะเห็นว่าต้องเลือก C_s เพื่อให้กระแส I_{cs} มีขนาดเท่ากับ $I_c \sin \theta_1$ นั่นคือ

$$C_s = \frac{I_c \sin \theta_1}{V_c \omega}$$

แต่ $\sin \theta_1 = L_s \omega / |Z|$ และ $V_c / I_c = |Z|$

โดยที่ $Z^2 = L_s^2 \omega^2 + R_s^2$

$$\text{ดังนั้น } C_s = \frac{L_s}{Z^2} \quad (4.23)$$

สังเกตว่ากรณีนี้ที่ตัวประกอบคุณภาพของขดลวดเหนี่ยวนำ หรือ $L_s \omega / R_s$ มีค่าสูง C_s มีค่าใกล้เคียงกับ $1 / L_s \omega^2$

ความต้านทานสมมูลด้านเข้าของวงจรในรูปที่ 4.36 มีค่าเท่ากับ

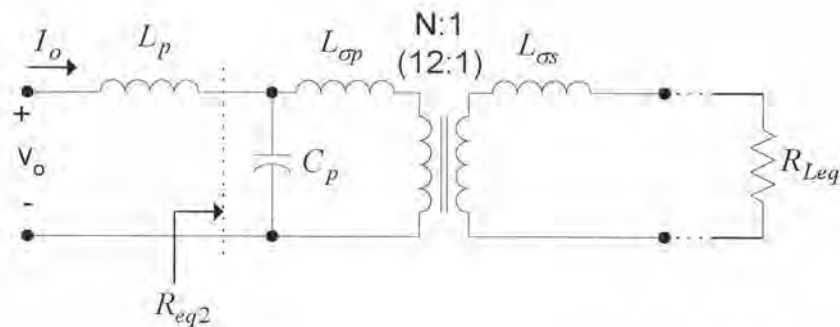
$$R_{Leq} = V_c / I_c' = Z / \cos \theta_1 = Z^2 / R_x \quad (4.24)$$

4.5.2.3 การเลือกตัวเก็บประจุด้านปฐมภูมิ

ในบางกรณี อาจเลือกตัวเก็บประจุด้านปฐมภูมิ C_p เพื่อแก้ตัวประกอบกำลังและความเหนี่ยวนำรั่วไหลรวมทางด้านปฐมภูมิ $(L_{\sigma p} + N^2 L_{\sigma s})$ อาจมีค่าสูงและทำให้เกิดการล้าหลังของกระแสมากเกินไป ในการคำนวณค่าของ C_p อาจนำสมการที่ (4.23) มาปรับใช้ กรณีต่อ C_p ไว้จะได้วงจร ดังรูปที่ 4.36

เรากำหนดค่าของ C_p ได้ดังนี้

$$C_p = \frac{L_{\sigma p} + N^2 L_{\sigma s}}{(L_{\sigma p} + N^2 L_{\sigma s})^2 \omega^2 + N^4 R_{Leq}^2} \quad (4.25)$$



รูปที่ 4.36 การต่อตัวเก็บประจุด้านปฐมภูมิ

R_{Leq} คือความต้านทานสมมูลของวงจรในรูปที่ 4.36 จากค่าในตารางที่ 4.7 ใช้สมการที่ (4.24) คำนวณได้ว่า $R_{Leq} = 9.5 \text{ m}\Omega$

4.5.2.4 การเลือกความเหนี่ยวนำอนุกรม

ถ้าต่อตัวเก็บประจุ C_p เพื่อแก้ตัวประกอบกำลังที่ ปฐมภูมิให้เท่ากับ 1 เรายังนิยมต่อความเหนี่ยวนำ L_p ดังในรูปที่ 4.36 เพื่อให้กระแสด้านออกของไซโคลคอนเวอร์เตอร์ I_o ล้าหลังแรงดันด้านออก V_o อยู่เล็กน้อย เช่น 15 องศา ทั้งนี้ให้โหลดมีลักษณะเป็นกึ่งกระแสและเพื่อให้อิมพีแดนซ์ที่มองจากด้านออกของไซโคลคอนเวอร์เตอร์มีความไวต่อความถี่น้อยลง

ในที่นี้ เลือกให้ I_o ล้าหลัง V_o เป็นมุม θ_2 สามารถคำนวณค่าความเหนี่ยวนำอนุกรมทางด้านปฐมภูมิ (L_p) จากรูปที่ 4.37 ได้คือ

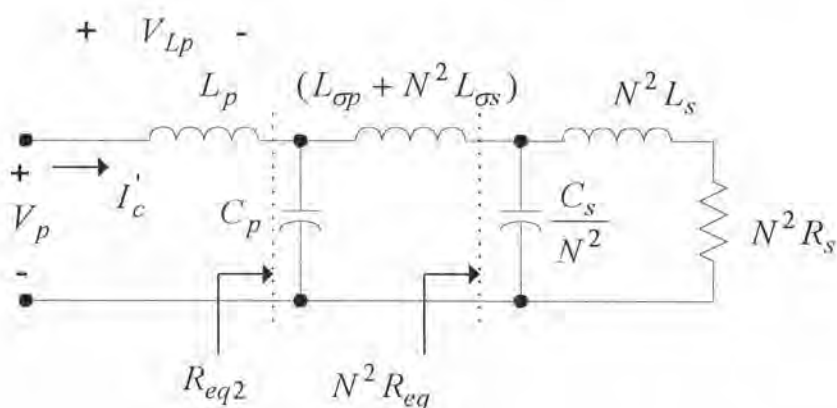
$$\frac{\omega L_p}{R_{eq2}} = \tan \theta_2 \tag{4.26}$$

โดยที่ $R_{eq2} = \left[(L_{\sigma p} + N^2 L_{\sigma s})^2 \omega^2 + N^4 R_{Leq}^2 \right] / N^2 R_{Leq}$

จากค่าของความเหนี่ยวนำรั่วไหลในสมการ (4.21) ประมาณค่า R_{eq2} และ C_p ได้ดังนี้ $R_{eq2} = 133 \Omega$, $C_p = 0.39 \mu F$

กำหนดให้ $\theta_2 = 15^\circ$ ดังนั้น $L_p = 189 \mu H$

สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลของโหลดรวมหม้อแปลงทั้งหมด ได้ดังรูปที่ 4.37



รูปที่ 4.37 วงจรสมมูลของโหลดรวมหม้อแปลง

4.5.2.5 การสร้างตัวเก็บประจุชดเชยตัวประกอบกำลัง

จากสมการ(4.21) และพารามิเตอร์ L_s , R_s ที่ได้จากการวัด กำหนดค่าตัวเก็บประจุ C_s ให้เท่ากับ 669 ไมโครฟารัด และเป็นตัวเก็บประจุที่ต้องทำงานที่ความถี่สูงถึง 30 กิโลเฮิร์ตซ์ จากการขมิวดวงจรในรูปที่ (4.14) ในภาวะโหลดเต็มที่ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่ความถี่ 30 กิโลเฮิร์ตซ์นี้จะมีค่าสอดคล้องกับ 6.6 โวลต์ ดังนั้น จึงสามารถคำนวณกระแสที่ผ่านตัวเก็บประจุจากค่าแรงดันได้ตามสมการ ดังต่อไปนี้

$$V = I \frac{1}{\omega C}$$

$$I = V \omega C$$

แทนค่า

$$I = 6.6 \times 2 \times \pi \times 30 \text{ K} \times 669 \times 10^{-6}$$

$$= 832 \text{ A}$$

จากค่าของกระแสที่คำนวณได้ จะเห็นว่าเป็นปริมาณที่สูง ดังนั้นในการสร้างตัวเก็บประจุชดเชย จะต้องเลือกตัวเก็บประจุชนิดที่ใช้ได้กับความถี่สูง และทนพิกัดของกระแสได้สูง และใช้ตัวเก็บประจุหลายๆตัวมาต่อขนานกัน หรือต่ออนุกรม เพื่อให้ได้ค่าความจุและพิกัดตามต้องการ ซึ่งในทางปฏิบัติได้เลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิด metalized plastic film ที่มีสารไดอิเล็กตริกเป็น polypropylene (MKT) ตัวเก็บประจุชนิดนี้มีค่าความเหนียวและมีความต้านทานในตัวต่ำ จึงสามารถใช้ได้กับความถี่สูง และทนพิกัดกระแสได้สูง นอกจากนั้นยังมีค่าแม่นยำ ไม่ค่อยเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ

แต่อย่างไรก็ตาม ตัวเก็บประจุชนิดนี้ ค่าความจุต่อตัวค่อนข้างต่ำ เมื่อเทียบกับค่าที่ต้องการใช้งาน ดังนั้นจึงใช้วิธีนำตัวเก็บประจุหลายๆตัว นำมาต่อขนานกันเพื่อให้ได้ค่าความจุตามที่ต้องการ ในที่นี้ได้เลือกใช้ตัวเก็บประจุยี่ห้อ BENIC ชนิด MKT ซึ่งเป็นชนิดที่สามารถทนพิกัดกระแสได้สูง ในการเลือกตัวเก็บประจุว่าจะใช้ค่าอะไร และขนาดพิกัดแรงดันเท่าไรนั้น จะใช้รูปกราฟพิกัดแรงดันอาร์เอ็มเอสกับความถี่ ซึ่งมีค่าความจุเป็นพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุแต่ละขนาดในการพิจารณา ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.38

จากการพิจารณารูปกราฟดังกล่าว ประกอบกับการสำรวจราคาและความ เป็นไปได้ในท้องตลาด จึงได้เลือกใช้ตัวเก็บประจุค่า 40 ไมโครฟารัด, 250 โวลต์ ดีซี ชนิด MKT มาต่ออนุกรมกันชุดละ 2 ตัว เพื่อให้ได้ตัวเก็บประจุขนาด 20 ไมโครฟารัด 500 โวลต์ ดีซี แล้ว

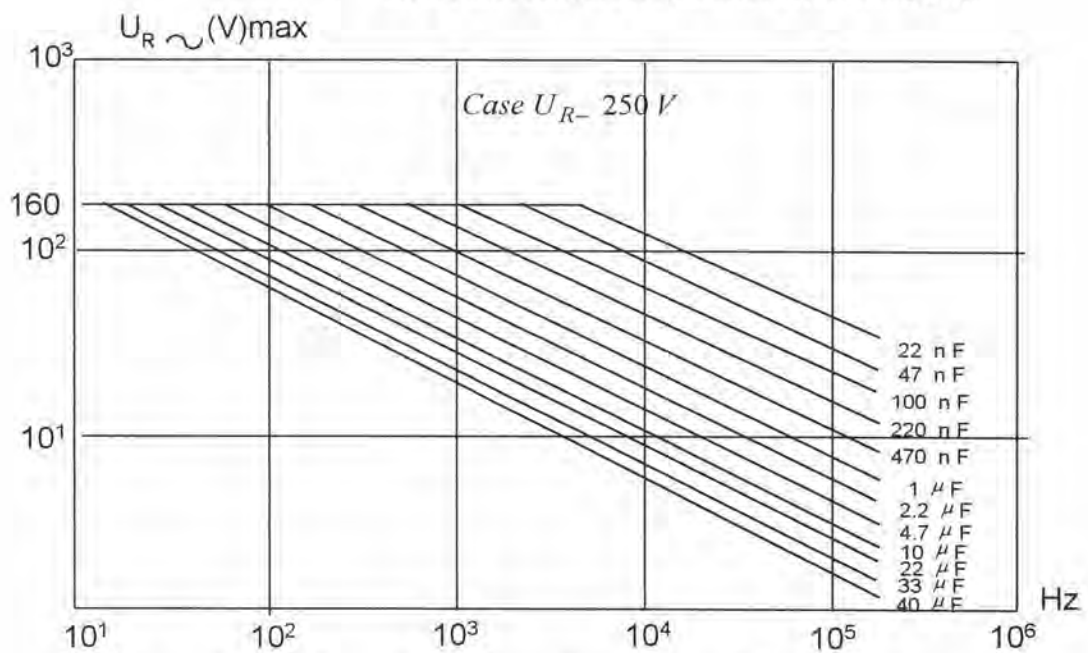
จึงนำมาต่อขนานกันอีกครั้งหนึ่ง เพื่อให้ได้ค่าความจุ 669 ไมโครฟารัด ตามที่ต้องการ เนื่องจากในสายกำลังมีค่าความเหนี่ยวนำเพิ่มอยู่อีก ซึ่งเมื่อพิจารณาจากกราฟในรูปที่ 4.38 แล้ว จะเห็นว่าที่ความถี่ 30 กิโลเฮิร์ตซ์ ตัวเก็บประจุค่านี้ จะมีพิกัดแรงดันอาร์เอ็มเอสสูงสุดเท่ากับ $9 \times 2 = 18$ โวลต์ และถ้าเปรียบเทียบกับค่ายอดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 6.6 โวลต์ ก็จะเห็นว่าพิกัดแรงดันของตัวเก็บประจุนี้ ยังมีค่ามากกว่าพอสมควร ซึ่งเพียงพอกับการทำงานได้เป็นอย่างดี

ในการนำตัวเก็บประจุมาต่อขนานกันเพื่อให้ได้ค่าความจุตามที่ต้องการนั้น ถ้าใช้วิธีต่อขนานด้วยลวดทองแดงธรรมดาซึ่งรูปที่ 4.39(ก) ก็จะทำให้เกิดความเหนี่ยวนำขึ้นในลวดทองแดงที่ใช้ต่อระหว่างตัวเก็บประจุแต่ละตัว ดังวงจรสมมูลที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.39(ข) ถึงแม้ว่าค่าความเหนี่ยวนำนี้จะเป็ค่าเล็กๆ แต่ตัวเก็บประจุนี้จะต้องทำงานที่ความถี่สูง อีกทั้งต้องต่อขนานกันเป็นจำนวนมาก จึงส่งผลให้ค่าความเหนี่ยวนำรวมมีค่าเพิ่มขึ้น จึงเกิดผลเสียกับค่าความจุของตัวเก็บประจุรวม ทำให้ตัวเก็บประจุรวมไม่สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง เพราะที่ความถี่สูงผลของความเหนี่ยวนำจะมากกว่าผลของความจุในตัวเก็บประจุ ทำให้ที่ความถี่สูง ตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกันแบบนี้กลายเป็นตัวเหนี่ยวนำไป

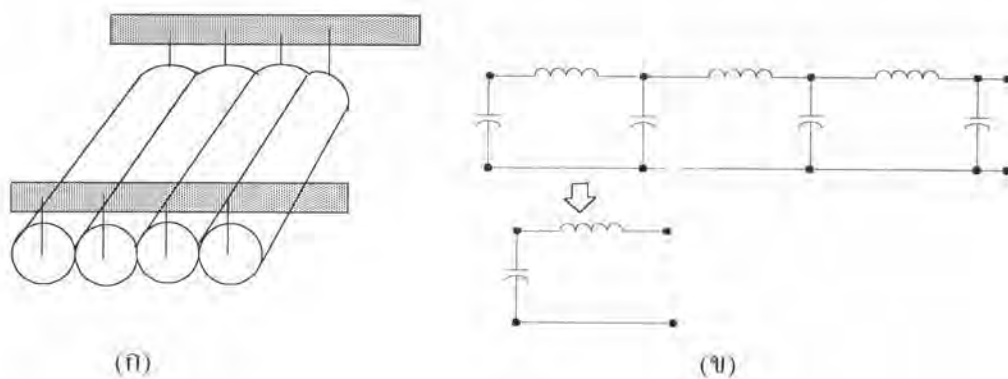
จากสูตรคำนวณค่าความเหนี่ยวนำ
$$L = \frac{N^2 \mu A}{l}$$

โดยที่ A คือ พื้นที่หน้าตัดที่ฟลักซ์ต้องผ่าน

l คือ ความยาวของเส้นทางแม่เหล็กที่ฟลักซ์ต้องผ่าน

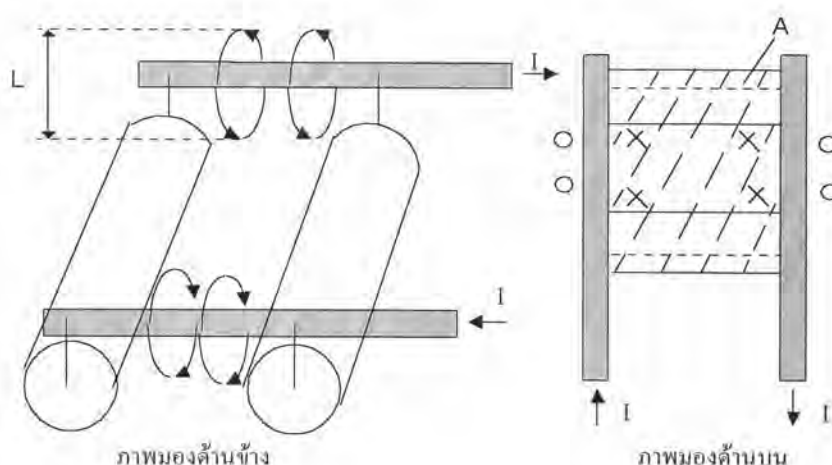


รูปที่ 4.38 รูปกราฟพิกัดแรงดันอาร์เอ็มเอสกับความถี่ของตัวเก็บประจุแต่ละขนาด



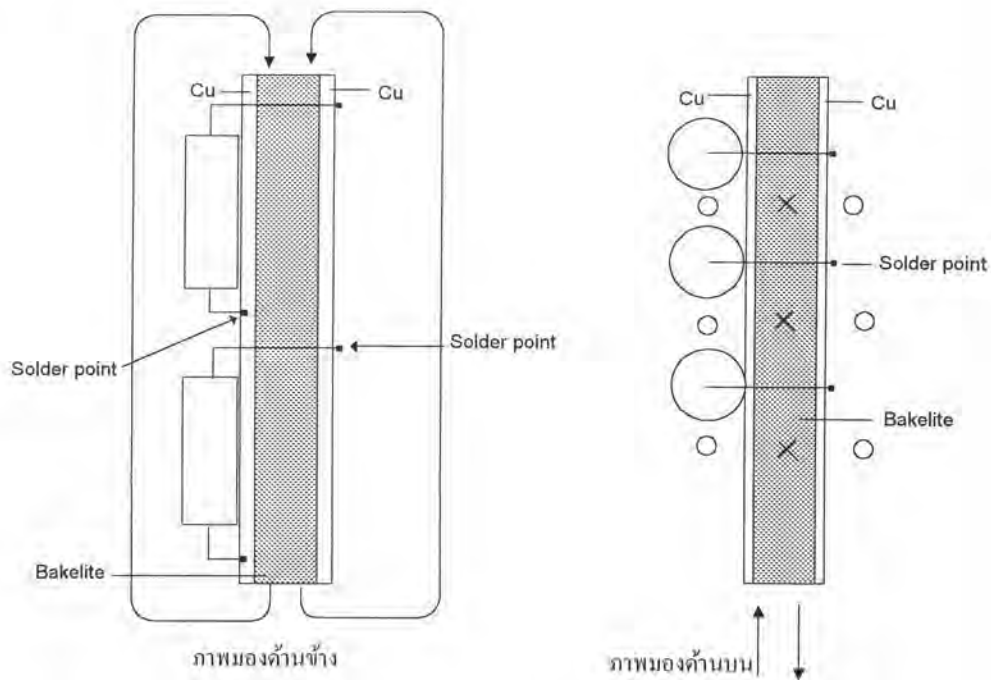
รูปที่ 4.39 (ก) แสดงการต่อตัวเก็บประจุแบบใช้ลวดทองแดงต่อธรรมดา
(ข) แสดงวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของตัวเก็บประจุและขดลวดเหนี่ยวนำ

ถ้าพิจารณาค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในลวดทองแดง ที่ใช้ต่อตัวเก็บประจุแต่ละตัว จากรูปที่ 4.40 จะเห็นได้ว่าค่าความเหนี่ยวนำจะขึ้นอยู่กับพื้นที่หน้าตัด A และความยาว l ดังนั้นในการต่อตัวเก็บประจุนานกัน ถ้าต้องการให้ค่าความเหนี่ยวนำนี้มีค่าต่ำสุด จะต้องออกแบบให้การต่อขนานกันมีพื้นที่หน้าตัดที่ฟลักซ์แม่เหล็กเคลื่อนผ่าน A มีค่าต่ำที่สุด หรือให้ความยาวของเส้นทางแม่เหล็ก l มีค่าสูงสุด ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบให้ตัวต่อเก็บประจุอยู่บนแผ่นทองแดงหนา 1 มิลลิเมตร 2 แผ่นที่ขนานกัน โดยมีแผ่นฉนวนเบเกไลต์กั้นกลาง ซึ่งแผ่นทองแดงแต่ละแผ่นจะทำหน้าที่เป็นขั้วของตัวเก็บประจุ และจะเชื่อมต่อกันด้วยการบัดกรี ดังรูปที่ 4.41



รูปที่ 4.40 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่เคลื่อนผ่านลวดทองแดงที่ใช้ต่อตัวเก็บประจุแต่ละตัว

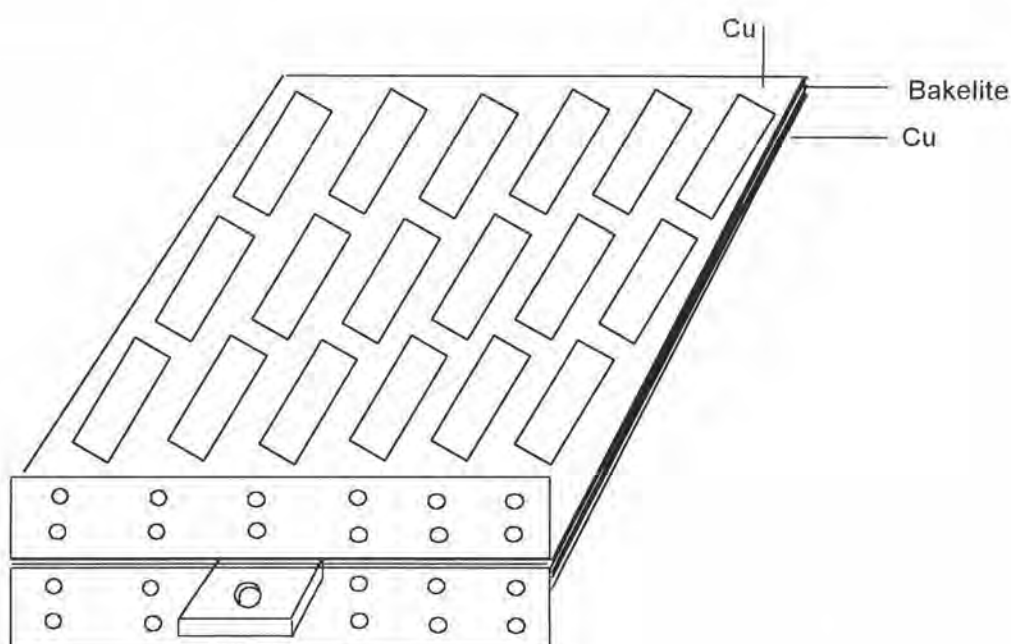
จากรูปที่ 4.41 จะเห็นได้ว่าการต่อตัวเก็บประจุขนานกัน จะช่วยลดพื้นที่หน้าตัดที่ฟลักซ์เคลื่อนผ่าน A มีค่าต่ำที่สุด (ดูภาพมองด้านบน) เพราะในทางปฏิบัติ แผ่นเบเกไลต์ที่เป็นฉนวนกั้นกลางระหว่างแผ่นทองแดงทั้งสองแผ่น จะมีขนาดบางประมาณ 0.8 มิลลิเมตร และนอกจากนั้น ความสูงของแผ่นทองแดงยังส่งผลให้ความยาวของเส้นทางแม่เหล็ก L มีค่าเพิ่มขึ้นได้มากด้วย (ดูภาพมองด้านข้าง) เพราะฟลักซ์แม่เหล็กจะถูกบังคับให้เคลื่อนผ่านไปตามช่องว่างที่อยู่ระหว่างแผ่นทองแดงทั้งสองแผ่น ทำให้การต่อตัวเก็บประจุขนานกันด้วยวิธีนี้ช่วยลดค่าความเหนี่ยวนำที่จะเกิดขึ้นอย่างได้ผล



รูปที่ 4.41 ภาพการต่อตัวเก็บประจุบนแผ่นทองแดงที่ขนานกัน

เนื่องจากตัวเก็บประจุที่นำมาต่อขนานกันมีจำนวนทั้งสิ้น 66 ตัว ทำให้แผ่นทองแดงที่ใช้ต่อตัวเก็บประจุขนานกันต้องมีขนาดใหญ่ ดังนั้น จึงออกแบบให้พับแผ่นทองแดงที่ขนานกันเป็นดังรูปที่ 4.42 เพื่อให้เป็นโครงสร้างที่แข็งแรงสำหรับการบัดกรีตัวเก็บประจุจำนวนมาก ซึ่งตัวเก็บประจุจะต่ออยู่ในตำแหน่งดังรูป ส่วนด้านล่างบริเวณฐานใช้เป็นที่วางหม้อแปลงส่งผ่านกำลังทั้ง 4 ตัว

สำหรับด้านหน้าของแผงตัวเก็บประจุ ออกแบบไว้สำหรับใช้ยึดติดกับขดลวดเหนี่ยวนำ โดยการขันน็อตทองเหลืองยึดแผ่นของขดลวดเหนี่ยวนำ ให้ติดกับแผงด้านหน้าของตัวเก็บประจุ ในการต่อขั้วของตัวเก็บประจุกับขั้วของขดลวดเหนี่ยวนำแบบนี้ จะช่วยให้ค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นที่จุดต่อมีค่าต่ำ นอกจากนี้ยังสามารถถอดเปลี่ยนขดลวดเหนี่ยวนำเข้าออกได้ตามต้องการ



รูปที่ 4.42 แผงตัวเก็บประจุที่ยึดติดกับขดลวดเหนี่ยวนำ

การใช้แผ่นทองแดงเป็นขั้วต่อของตัวเก็บประจุ ยังช่วยให้การนำกระแสทำได้ดีขึ้น เพราะปริมาณกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุนี้มีค่าสูงมาก แต่อย่างไรก็ตาม ในบริเวณด้านในตำแหน่งที่ใกล้จุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุกับขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งเป็นบริเวณที่กระแสจำนวนมากไหลมารวมกัน จะมีความร้อนที่เกิดจากกำลังสูญเสียในทองแดงเกิดขึ้น จึงจำเป็นต้องมีการระบายความร้อนที่บริเวณนี้ออกไป ซึ่งในการปฏิบัติได้ใช้การระบายความร้อนด้วยน้ำ โดยใช้วิธีเดินท่อทองแดงขดไปมาในบริเวณดังกล่าว แล้วใช้มอเตอร์สูบน้ำเพื่อระบายความร้อนตลอดเวลาที่เครื่องทำงาน