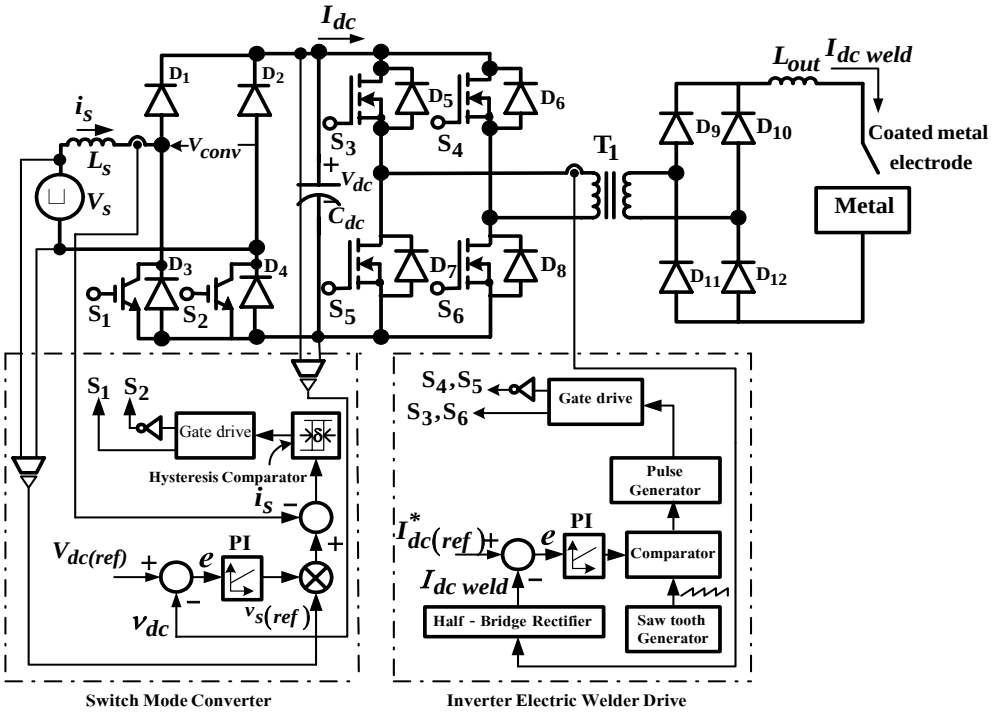
บทที่ 4
การสร้างและออกแบบ

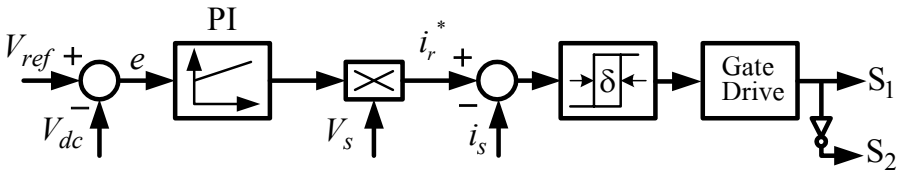
4.1 บทนำ

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงระบบควบคุมของเทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซีสที่ใช้ในวงจรสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบมีสวิทช์ต่อขนานกลับขั้ว (anti-parallel) กับไดโอดคู่ล่างในวงจรฟูลบริดจ์เร็กติฟายที่ใช้ในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสให้มีรูปคลื่นเป็นไซน์ และระบบควบคุมของเทคนิคการควบคุมชุดวงจรอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบ 2 ระดับที่ใช้ควบคุมกระแสเชื่อมทางด้านเอาต์พุตให้คงที่ โดยในระบบควบคุมการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสให้มีรูปคลื่นเป็นไซน์ ประกอบไปด้วย ส่วนที่เป็นวงจรตรวจจับกระแส , วงจรตรวจจับแรงดัน , วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ , วงจรควบคุมแบบพีไอ , วงจรคูณสัญญาณ , วงจรฮีสเตอร์รีซีสลูป วงจรขับเกท และวงจรป้องกันไอจีบีที ส่วนในระบบควบคุมกระแสเชื่อม ประกอบไปด้วยส่วนที่เป็น วงจรตรวจจับกระแส , วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ , วงจรควบคุมแบบพีไอ , วงจรผลิตสัญญาณควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์ , วงจรขับเกท และวงจรป้องกันมอสเฟต อีกทั้งยังมีการออกแบบตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุตในวงจรสวิทช์โหมดคอนเวอร์เตอร์และตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต , หม้อแปลงความถี่สูง , ชุดอินเวอร์เตอร์ , ชุดไดโอดเร็กติฟายทางด้านอินพุตและเอาต์พุต



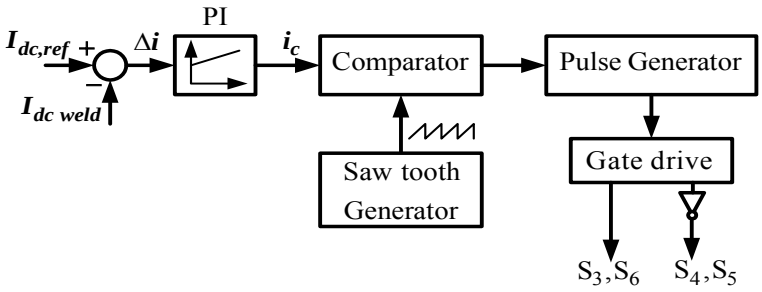
รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของชุดสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์และชุดอินเวอร์เตอร์

ที่ใช้ในการออกแบบเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมการสวิทช์ของไอจีบีทีในการใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซีสที่ใช้ในวงจรสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบมีสวิทช์ต่อขนานกลับขั้ว(anti-parallel) กับไดโอดคู่ล่างในวงจรฟูลบริดจ์เร็กติฟายที่ใช้ในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสให้มีรูปคลื่นเป็นไซน์ โดยการตรวจจับแรงดันดีซีเชื่อมโยง $\left(V_{dc}\right)$ มาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง จากนั้นนำค่าผิดพลาดที่ได้ไปผ่านตัวควบคุมแบบพีไอแล้วนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านวงจรคูณกับแรงดันไฟสลับอ้างอิง จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ $\left(i_r^*\right)$ ไปเปรียบเทียบกับกระแสจริงที่ไหลเข้าเครื่องเชื่อมทางด้านอินพุต $\left(i_s\right)$ แล้วนำสัญญาณจากการเปรียบเทียบไปผ่านวงจรฮีสเตอร์รีซีสลูปจากนั้นนำสัญญาณที่ได้ออกมาไปผ่านวงจรขับเกทเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของสวิทช์ไอจีบีที $\left(\mathrm{S}_1,\mathrm{S}_2\right)$ ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมแสดงการควบคุมดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 ระบบควบคุมแบบลูปปิดเพื่อควบคุมการสวิทช์ของไอจีบีทีในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส

บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมกระแสเชื่อม โดยการตรวจจับกระแสทางด้านอินพุตของหม้อแปลงความถี่สูง $\left(i_{ac\ weld}\right)$ ที่มีขนาดกระแสต่ำจึงประหยัดค่าใช้จ่ายในการตรวจจับและมีความปลอดภัยกว่าการตรวจจับกระแสทางด้านเอาต์พุตของเครื่องเชื่อม จากนั้นนำสัญญาณที่ได้มาผ่านวงจรฮาล์ฟบริดจ์เรกติฟายเพื่อแปลงเป็นไฟตรง $\left(i_{dc\ weld}\right)$ และนำมาเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง $\left(i_{dc\ ,ref}\right)$ แล้วผ่านตัวควบคุมแบบพีไอ(PI)แล้วนำมาเปรียบเทียบกับคลื่นฟันเลื่อยที่มีความถี่คงที่ซึ่งเป็นความถี่ของการสวิทช์มอสเฟส (f_{S2}) ในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะได้สัญญาณพัลส์พีดับบลิวเอ็ม(PWM)แบบ 2 ระดับที่มีความกว้างสัมพันธ์กับกระแสเอาต์พุตที่ใช้เชื่อมอาร์คชิ้นงานโลหะจากนั้นนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านวงจรขับเกทเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของสวิทช์มอสเฟส $\left(\mathrm{S}_3,\mathrm{S}_6\right)$ และ $\left(\mathrm{S}_4,\mathrm{S}_5\right)$ ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมแสดงการควบคุมดังรูปที่ 4.3

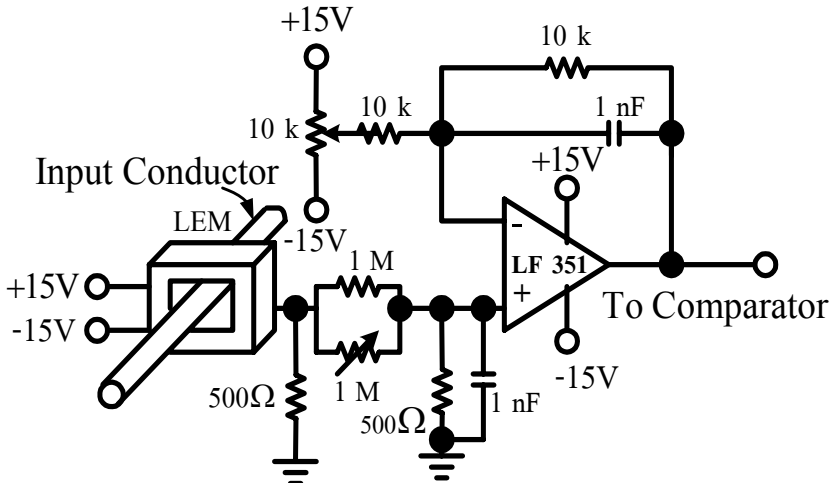


รูปที่ 4.3 ระบบควบคุมแบบลูปปิดเพื่อควบคุมการสวิทช์ของมอสเฟสในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

4.2 วงจรส่วนต่างๆ ในระบบควบคุมการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส

ประกอบไปด้วยวงจรต่างๆ ดังต่อไปนี้

4.2.1 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส



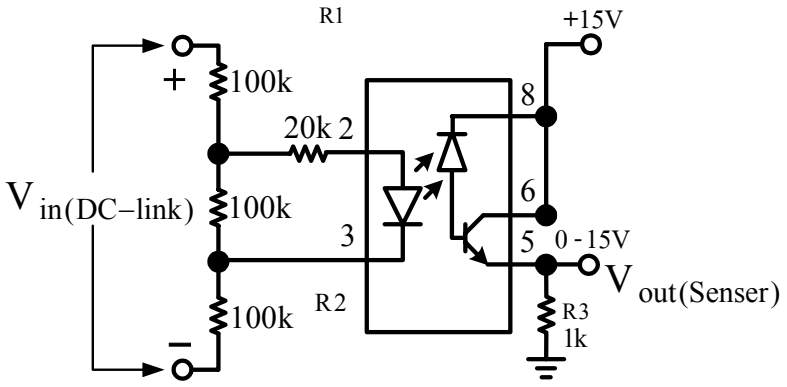
รูปที่ 4.4 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส

จากรูปที่ 4.4 เป็นวงจรตรวจจับสัญญาณกระแสจริง $\left(i_s\right)$ ที่ไหลเข้าทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอ เพื่อที่จะนำไปเข้าวงจรเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง $\left(i_r^*\right)$ และเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบฮีสเตอร์รีซีส ในการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซีสนั้น สัญญาณกระแสมีความถี่สูง จึงไม่เหมาะที่จะใช้หม้อแปลงตรวจจับกระแสแบบแกนเหล็กลามิเนทธรรมดาได้เพราะอาจทำให้แกนเหล็กอิ่มตัวได้ ดังนั้นจึงเลือกใช้ Hall Effect ยี่ห้อ LEM เบอร์ LA55-TP ซึ่งสามารถวัดสัญญาณกระแสได้ตั้งแต่ย่าน 0-200 KHz ทำให้สัญญาณกระแสมีความถูกต้อง ในวงจร

นี้จะต่อ Hall Effect มีอัตราส่วนแปลงกระแส(turn ratio) 1:1000 ดังนั้นกระแสที่เข้ามา 1 A จะออกจาก Hall Effect 1 mA กระแสนี้จะไหลผ่านตัวต้านทานขนาด 500 Ω จะทำให้ได้สัญญาณขนาด 1 V ต่อกระแส 0.5 A เป็นต้น โดยสัญญาณที่ได้จะมีค่าออฟเซต ดังนั้นจึงต้องมีการแก้ไขโดยการต่อวงจรลบที่มีการปรับได้ทั้งขนาดและค่าออปเซตดังแสดงในรูปที่ 4.4

4.2.2 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

ในวงจรตรวจจับแรงดันนี้จะต้องมีการแยกจากกันระหว่างวงจรกำลังใช้งานกับวงจรส่วนที่สร้างสัญญาณควบคุม ดังนั้นจึงได้นำไอซีออปโต้เบอร์ 6N136 มาประยุกต์ใช้งาน โดยอาศัยการทำงานของไดโอดเปล่งแสงให้แสงมากระทบตัวทรานซิสเตอร์รับแสงให้ทำงานในย่านแอกตีฟ โดยการควบคุมกระแสที่ไหลผ่านไดโอดเปล่งแสง โดยการต่อความต้านทานปรับค่า(R1) ได้ที่ขา 2 ของตัวออปโต้ ซึ่งตัวต้านทานนี้จะตัวกับขั้วบวก(+) ของแรงดันดีซีเชื่องโยง($V_{dc\text{-}link}$) และที่ขา 3 ของตัวออปโต้จะต่อเข้าที่ขั้วลบ(-) ของแรงดันดีซีเชื่องโยง($V_{dc\text{-}link}$) ดังแสดงในรูปที่ 4.5

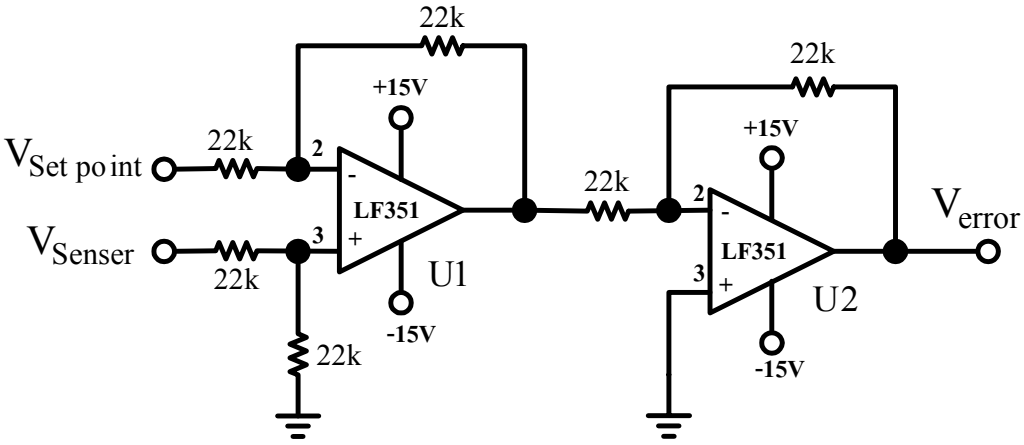


รูปที่ 4.5 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

4.2.3 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

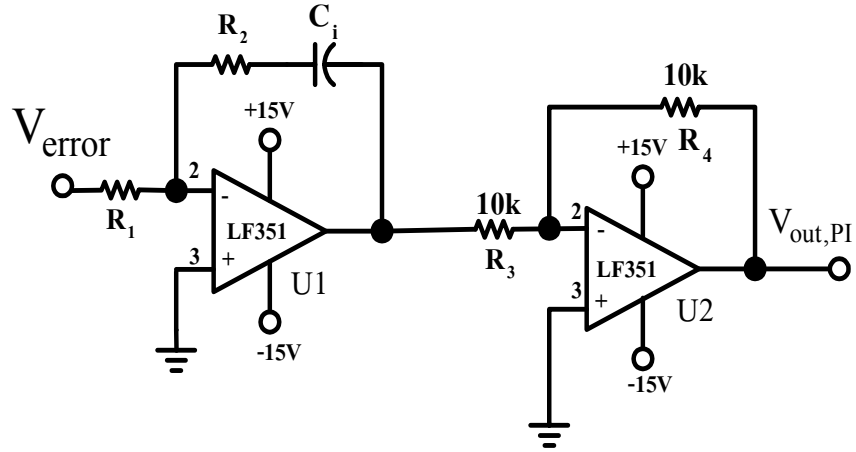
ในวงจรเปรียบเทียบสัญญาณนี้จะใช้ไอซีเบอร์ LF351 ซึ่งเป็นไอซีขยายสัญญาณที่มีการกินกำลังไฟฟ้าต่ำเป็นแบบ Single J-Fet ซึ่งมีแถบความถี่ใช้งานกว้าง โดยนำสัญญาณแรงดันอ้างอิงที่ตั้งไว้ป้อนเข้าที่ขา $V_{Set\ point}$ และนำสัญญาณแรงดันที่ตรวจจับมาป้อนเข้าที่ขา V_{Senser} ซึ่งในวงจรสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์จะใช้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณอยู่ 2 ชุด โดยชุดแรกเปรียบเทียบแรงดันอ้างอิงที่ตั้งไว้$\left(V_{ref}\right)$กับสัญญาณแรงดันดีซีเชื่อมโยง$\left(V_{dc}\right)$ ส่วนชุดที่สองเปรียบเทียบสัญญาณกระแสจริงที่ตรวจจับ$\left(i_s\right)$ซึ่งแปลงเป็นสัญญาณแรงดันโดย Hall Effect ยี่ห้อ LEM เบอร์ LA55-TP กับกระแสอ้างอิงที่สังเคราะห์ขึ้นมา$\left(i_r^*\right)$ ในรูปของสัญญาณแรงดัน

ที่มาจากเอาต์พุตของวงจรคูณสัญญาณแรงดันอ้างอิงกับเอาต์พุตของตัวควบคุมแบบพีไอ โดยมีการต่อวงจรเปรียบเทียบดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

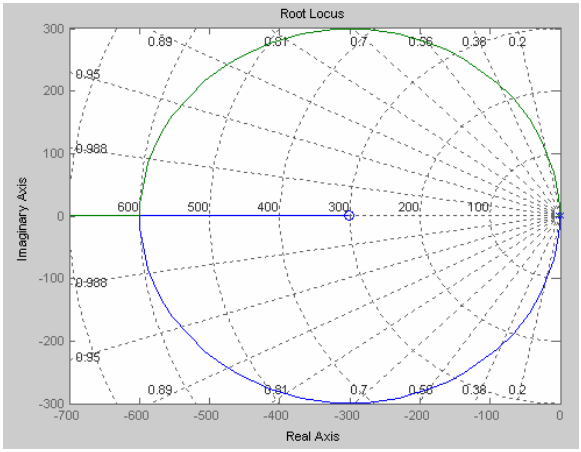
4.2.4 วงจรควบคุมแบบพีไอที่ใช้ในวงจรสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.7 วงจรควบคุมแบบพีไอที่ใช้ในวงจรสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์

จากบล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมในรูปที่ 4.7 กำหนดให้ค่า V_{dc} = 310 V , C_1 = 3,300 uF , R_{eq} = 130 Ω , V_s = 220V นำค่าที่กำหนดนี้แทนในสมการแล้วทำการหาคุณสมบัติของผลตอบสนองชั่วขณะ(Transient response) ของระบบแบบลูปปิด โดยการวิเคราะห์ทางเดินราก (Root locus) ของสมการลักษณะเฉพาะ 1+kG(S)H(S) ของระบบปิดเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราขยาย (k) โดยทำการพิจารณาค่า (k) ของระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงจากค่า 0 ถึง ∞ แล้วนำค่าของราก

สมการมาทำการพล็อตกราฟ เพื่อแสดงให้เห็นถึงผลการตอบสนองของระบบที่ค่าต่างๆ เมื่อค่า(k) เปลี่ยนแปลงไปในตำแหน่งต่างๆ ของโพลที่ถูกพล็อตลงบนระนาบ S แล้วทำการเลือกค่า (k) ที่เหมาะสมที่สุดตามการพล็อตตามรูปที่ 4.8



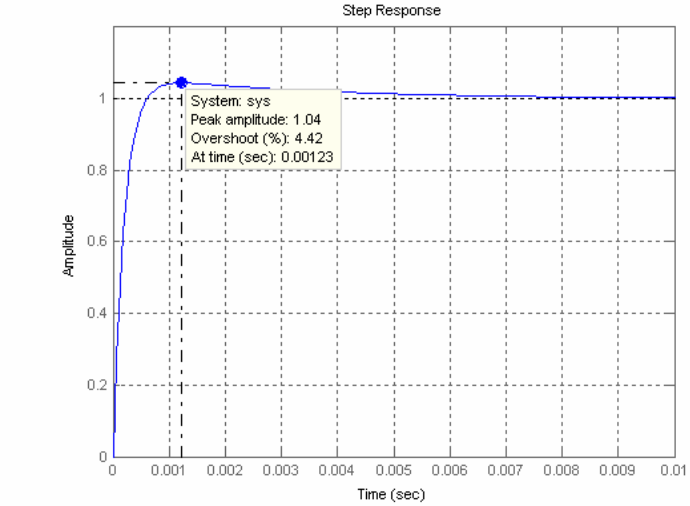
รูปที่ 4.8 เส้นทางเดินรากของฟังก์ชั่นถ่ายโอนสวิตช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบพีไอ

โปรแกรมที่ใช้ Plot เส้นทางเดินรากของฟังก์ชั่นถ่ายโอนและผลการตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตแบบยูนิตสเต็ปที่ค่า k = 25 ของสวิตช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ คือ

```
clc
% Set parameter.
Vdc = 310;
Vs = 220;
R = 48;
C = 3300e-6;
%L = 1.0e-3;
Gs = tf([R*Vs],[C*R 1]*Vdc);
% controller transfer function.
K  = 25;
Ti = 0.00333;
Gc = tf(K*[Ti 1],[Ti 0]);
%   Open loop transfer function.
Gop = Gc*Gs;
```

```
% feedback system.
sys = feedback(Gop,1);
% Show picture control with PI Controller.
figure(1)
step(sys);
axis([0 10e-3 0 1.2]);
grid
figure(2)
margin(Gop);
grid
```

จากผลการออกแบบ ในการเคลื่อนที่ของทางเดินรากมีสองเส้น โดยมีจุดเริ่มต้นที่ Open loop pole ที่ 0,0 โดยที่ k=0 ไปยัง Open loop zero -300 และที่ 0,0 ไปยัง ∞ ทางเดินของรากยังอยู่ในซีกซ้ายมือทั้งหมด จึงถือได้ว่าระบบนี้ยังคงมีเสถียรภาพอยู่ ในการออกแบบค่า k_p นั้นจะเลือกค่า k_p มีค่าเท่ากับ 25 ค่า τ = 0.00333 ที่ค่าอัตราหน่วง 0.707 จะพบว่าความถี่ธรรมชาติ (ω_n) จะมีค่าอยู่ที่ 5290 rad/s และเมื่อนำค่า k_p แทนเข้าในระบบเพื่อทำการทดสอบผลการตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตแบบยูนิตสเต็ป(Unit Step) ซึ่งจะได้สัญญาณตามรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 ผลการตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตแบบยูนิตสเต็ป(Unit Step) ที่ค่า k = 25

จากรูปที่ 4.9 เวลาในการเข้าสู่เสถียรภาพของระบบประมาณ 0.01 วินาที และค่าเปอร์เซ็นต์โอเวอร์ชูต (Percent Over Shoot) ประมาณ 4.31 % ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้ไม่เป็นอันตรายต่อระบบ ดังนั้นจึงนำค่าต่างๆ มาออกแบบระบบวงจรอนาล็อกโดยใช้ออปแอมป์สองตัว เมื่อกำหนดให้ $R_3 = R_4 = 10\ k\Omega$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการตัวควบคุมแบบ PI ได้ดังนี้

$$\left(k_P + \frac{k_i}{s}\right) = k_p\left(1 + \frac{\frac{k_i}{k_P}}{s}\right) = k\left(1 + \frac{1}{\tau s}\right) = k\left(\frac{\tau s + 1}{\tau s}\right) \qquad (4.1)$$

เมื่อให้

$$k_p = k = \frac{R_2}{R_1} = 25$$

$$\frac{k_p}{k_i} = \tau$$

หาค่า

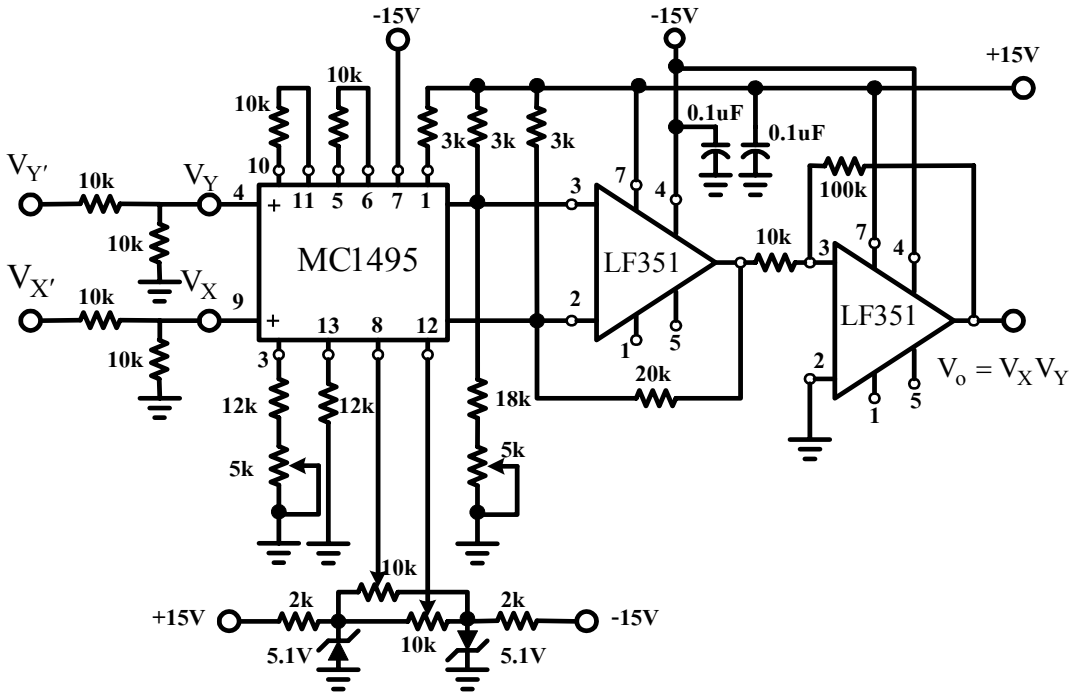
$$k_i = \frac{k_p}{\tau} = \frac{1}{0.00333} = 300$$

เมื่อให้ $R_2 = 33k$, $Ti = \tau = 0.00333$

จะหาค่า C_i ได้เท่ากับ $C_i = \frac{\tau}{R_2} = \frac{0.00333}{33k} = 100\ nF$

ดังนั้นค่า $R_1 = \frac{R_2}{k} = \frac{33\,k}{25} = 1.32\,k$

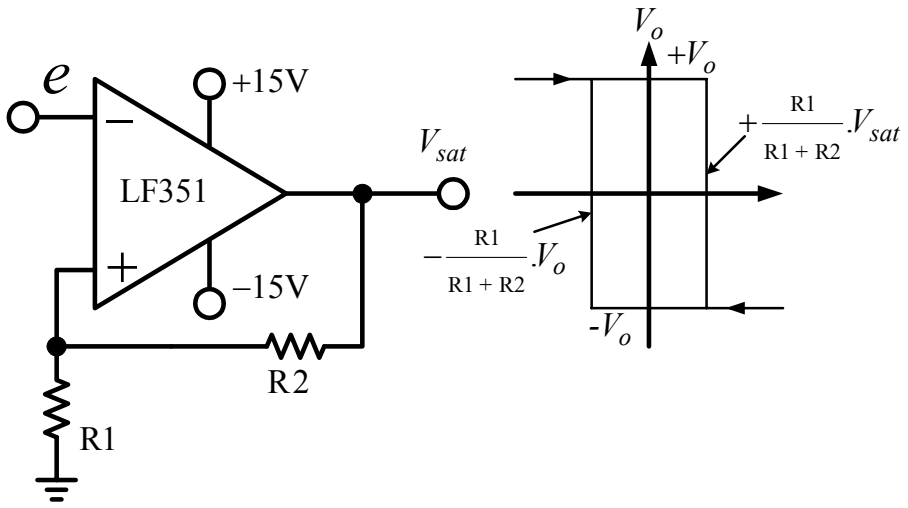
4.2.5 วงจรคูณสัญญาณ



รูปที่ 4.10 วงจรคูณสัญญาณ

ในวงจรนี้จะใช้ไอซีคูณเบอร์ MC1495 โดยไอซีเบอร์นี้เป็นไอซีที่สามารถนำมาใช้ในการคูณแบบ LINEAR FOUR-QUADRANT ได้ โดยมีวงจรการต่อดังในรูปที่ 4.10 ซึ่งสัญญาณที่ป้อนเข้าในการใช้คูณกันจะต้องไม่เกิน $\pm$ 10 V โดยป้อนสัญญาณแรงดันอ้างอิงเข้าที่ขา V_X' และป้อนสัญญาณที่ออกจากตัวควบคุมแบบพีไอเข้าที่ขา V_Y' และจ่ายไฟเลี้ยงวงจร $\pm$ 15 V โดยสัญญาณที่ออกจากไอซี MC1495 จะมีขนาดลดลง 10 เท่าและมีลักษณะกลับเฟส ดังนั้นจึงนำสัญญาณที่ออกจากไอซี MC1495 นี้มาทำการขยายสัญญาณขึ้น 10 เท่าด้วยวงจรกลับเฟส เพื่อให้ได้ค่าเอาต์พุตที่ถูกต้อง

4.2.6 วงจรเปรียบเทียบแบบฮิสเตอรีซิส



รูปที่ 4.11 วงจรฮีสเตอร์รีซีสลูป

ในการออกแบบความถี่สวิทช์เพื่อใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อร่วมกับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ที่ใช้กับเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง จากหลักการที่ได้นำเสนอในบทก่อนนี้นั้น ในการที่จะปรับเปลี่ยนความถี่การสวิทช์ของไอจีบีทีสามารถควบคุมตัวแปรได้หลายตัวแปร เช่น แหล่งจ่ายไฟสลับ $\left(v_s\right)$, แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง $\left(V_{dc}\right)$, ขอบเขตฮีสเตอร์รีซีส $\left(HB\right)$, ตัวเหนี่ยวนำ $\left(L_s\right)$, ขนาดของกระแสอ้างอิง $\left(i_r^*\right)$ ที่สังเคราะห์เป็นแรงดันในเทอมของ m ดังนั้นในการออกแบบเพื่อกำหนดความถี่สวิทช์ชิ่งสูงสุด $f_{s1(\max)}$ นั้นตัวที่ปรับเปลี่ยนง่ายที่สุดคือขอบเขตฮีสเตอร์รีซีส $\left(HB\right)$ โดยกำหนดให้ค่า V_{dc} = 310 V , ความถี่ 50 Hz ,ตัวเหนี่ยวนำ L_S = 1 mH, คาปาซิเตอร์ C_1 = 3,300 uF , ความถี่สวิทชิ่งสูงสุดของไอจีบีที $f_{s1,max}$ = 25 kHz

จากสมการที่ (3.42) นำมาออกแบบหาค่า R1 และ R2 ดังนี้

$$f_{s1(\max)}=\frac{0.25V_{\mathrm{m}}}{(HB)L_s}\left[1-\left(1-\frac{V_{dc}}{V_{\mathrm{m}}}\right)\right] \qquad \text{ที่ } \omega t=\frac{\pi}{2},\frac{3\pi}{2} \tag{4.2}$$

แทนค่าต่างๆ ที่กำหนดลงในสมการที่ (4.2) แล้วหาค่าขอบเขตฮีสเตอร์รีซีส $\left(HB\right)$

$$HB = \frac{0.25V_{\mathrm{m}}}{f_{s1(\max)}L_s}\left[\frac{V_{dc}}{V_{\mathrm{m}}}\right] \tag{4.3}$$

$$HB = \frac{0.25 \times 310V}{25\mathrm{kHz} \times 1\mathrm{mH}}\left[\frac{310V}{310V}\right]$$

$$HB = 3.1$$

จากรูปที่ 4.11 สามารถเขียนสมการขอบเขตฮีสเตอร์รีซีสลูปที่ออกมาจากเอาต์พุตของออปแอมป์ LF351 ได้ดังสมการที่ (4.4)

$$HB = \frac{\mathrm{R1}}{\mathrm{R1} + \mathrm{R2}} . V_{sat} \tag{4.4}$$

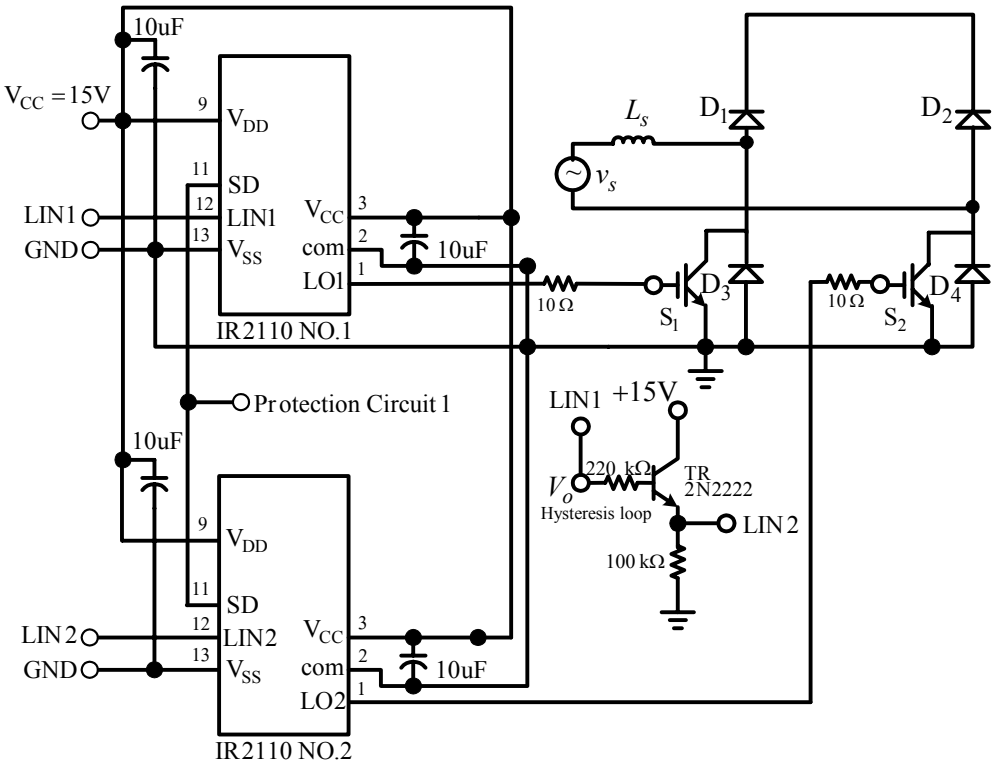
กำหนดให้ R1 = 25 KΩ โดยที่ V_{sat} = 14.3 Volt

$$\mathrm{R2} = \frac{HB \times \mathrm{R1}}{V_{sat} - HB} \tag{4.5}$$

$$\mathrm{R2} = \frac{3.1 \times 25\,\mathrm{k\Omega}}{14.3\mathrm{V} - 3.1} = 6.9\,\mathrm{k\Omega}$$

ดังนั้นสามารถกำหนดค่าพารามิเตอร์ได้ V_{dc} = 310 V , L_S = 1 mH, HB = 3.1 , R1 = 25kΩ , R2 = 6.9 kΩ และ $f_{s1(\max)}$ = 25 kHz

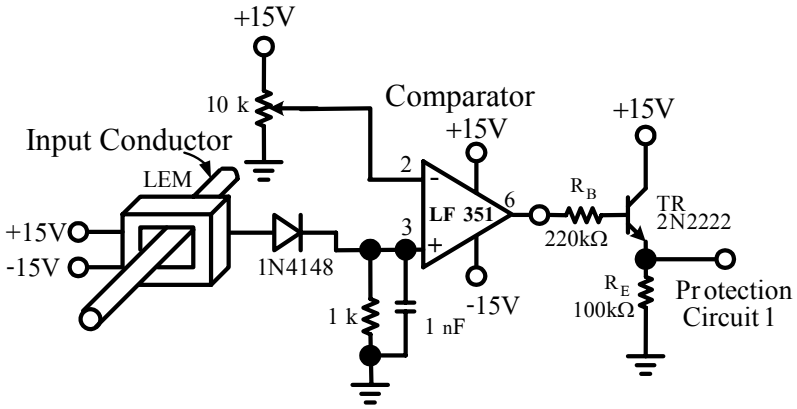
4.2.7 วงจรขับเกทไอจีบีที



รูปที่ 4.12 วงจรขับเกทไอจีบีที

ในวงจรขับเกทจะใช้ไอซีเบอร์ IR2110 จำนวน 2 ตัวกับทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 จำนวน 1 ตัวนำมาต่อวงจรตามรูปที่ 4.12 ซึ่งสัญญาณที่ป้อนเข้าขา LIN1 ขา 12 ของไอซี IR2110 ตัวที่ 1รับสัญญาณมาจากเอาต์พุตของวงจรฮีสเตอร์รีซีสลูป ส่วนสัญญาณที่ป้อนเข้าขา LIN2 ขา 12 ของไอซี IR2110 ตัวที่ 2 รับสัญญาณมาจากขาอิมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์เบอร์2N2222 ที่รับสัญญาณป้อนเข้าขาเบสมาจากเอาต์พุตของวงจรฮีสเตอร์รีซีสลูป โดยเอาต์พุตที่ออกมาจากขา 1 ของไอซี IR2110 ตัวที่ 1 จะถูกนำมาขับเกทไอจีบีทีตัวที่ 1 (S_1) และเอาต์พุตที่ออกมาจากขา 1 ของไอซี IR2110 ตัวที่ 2 จะถูกนำมาขับเกทไอจีบีทีตัวที่ 2 (S_2) ซึ่งมีการต่อวงจรขับเกทไอจีบีทีในวงจรสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอดังรูปที่ 4.12

4.2.8 วงจรป้องกันไอจีบีที(IGBT)เสียหาย



รูปที่ 4.13 วงจรป้องกันไอจีบีทีเสียหาย

วงจรในรูปที่ 4.13 เป็นวงจรป้องกันไอจีบีทีพังเสียหายเนื่องจากกระแสไหลเกินพิกัดที่ทนได้ โดยมีการนำลวดตัวนำไปพันรอบแกนตัวตรวจจับกระแส (LEM) แล้วนำไปต่อกับไดโอดสัญญาณเบอร์ 1N4148 แล้วผ่านตัวคาปาซิเตอร์ขนาด 10 uF กรองแรงดันให้เรียบขึ้น เพื่อนำสัญญาณแรงดันที่ตรวจจับได้ไปแปลงเป็นไฟตรง จากนั้นนำสัญญาณแรงดันที่ได้หลังจากกรองแรงดันไฟตรงให้เรียบแล้วไปเปรียบเทียบกับแรงดันไฟตรงที่ตั้งค่าไว้ที่ขา 2 ของออปแอมป์เบอร์ LF351 โดยเมื่อกระแสไหลผ่านตัวนำอินพุตทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอตัวตรวจจับกระแสก็จะทำหน้าที่ตรวจจับกระแสแล้วแปลงเป็นแรงดันไฟตรง ซึ่งจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามกระแสที่ตรวจจับจนถึงจุดที่ตั้งค่าเปรียบเทียบไว้ ตัวทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 ก็จะทำงานทำให้มีสัญญาณไปควบคุมขา Shunt Down (SD) ของไอซีขับเกทตัวที่ 1 และตัวที่ 2 ในวงจรขับเกทรูปที่ 4.12 ซึ่งสัญญาณที่ออกจากวงจรป้องกันนี้จะออกมาที่ขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ 2N2222 ที่เขียนไว้ว่า Protection Circuit 1 ดังในรูปที่ 4.13

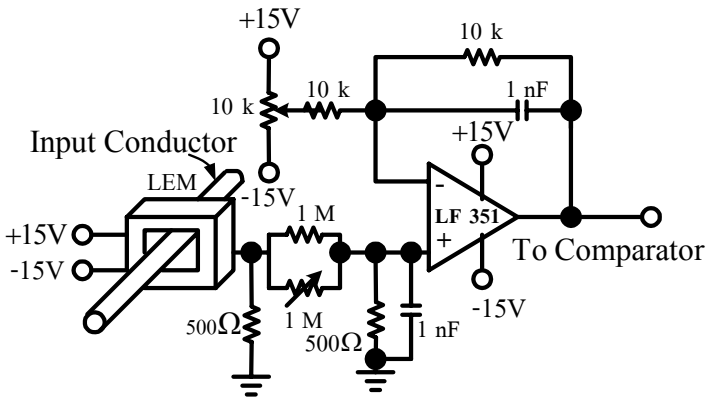
4.3 วงจรส่วนต่างๆ ในระบบควบคุมกระแสเชื่อม

ประกอบไปด้วยวงจรต่างๆ ดังต่อไปนี้

4.3.1 วงจรตรวจจับกระแสเชื่อม

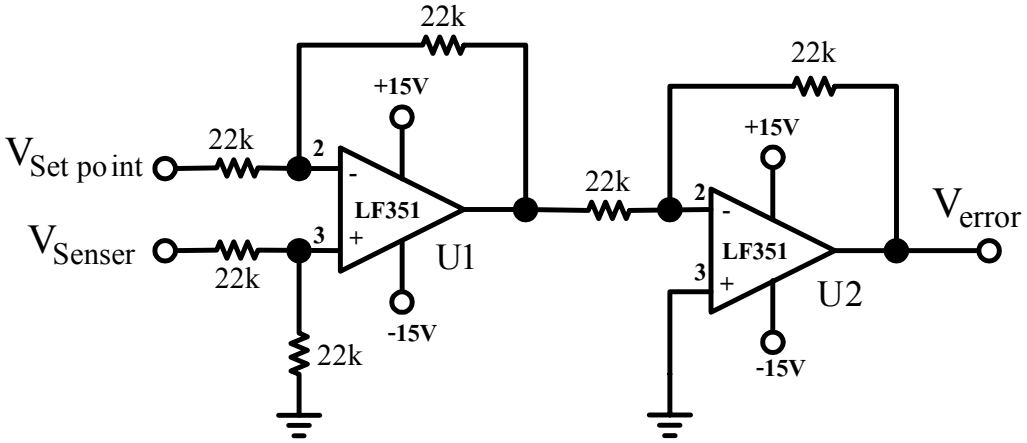
จากรูปที่ 4.14 เป็นวงจรตรวจจับสัญญาณกระแสเชื่อมจริง $\left(i_{dc\ weld}\right)$ ที่ไหลเข้าทางด้านอินพุตของหม้อแปลงความถี่สูงของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอ ซึ่งอยู่ในรูปของแรงดัน เพื่อที่จะนำไปเข้าวงจรเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง$\left(I_{ref}\right)$ซึ่งอยู่ในรูปของแรงดัน แล้วนำสัญญาณที่ออกจากวงจรเปรียบเทียบ$\left(\Delta i\right)$ซึ่งอยู่ในรูปของแรงดันไปผ่านตัวควบคุมแบบพีไอแล้วนำสัญญาณ

ที่ได้ไปเปรียบเทียบกับคลื่นฟันเลื่อยที่มีความถี่คงที่ $\left(50\ \text{kHz}\right)$ ซึ่งเป็นความถี่ของการสวิทช์ตัวมอสเฟส (f_{s2}) ในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ โดยจะได้พัลส์พีดับบลิวเอ็มที่มีความกว้างสัมพันธ์กับกระแสเอาต์พุตที่ใช้เชื่อมอาร์คชิ้นงานโลหะ โดยสัญญาณกระแสที่ตรวจจับนี้มีความถี่สูงจึงไม่เหมาะที่จะใช้หม้อแปลงตรวจจับกระแสแบบแกนเหล็กลามิเนทธรรมดาได้เพราะอาจทำให้แกนเหล็กอิ่มตัวได้ดังนั้น จึงเลือกใช้ Hall Effect ยี่ห้อ LEM เบอร์ LA55-TP ซึ่งสามารถวัดสัญญาณกระแสได้ตั้งแต่ย่าน 0-200 KHz ทำให้สัญญาณกระแสมีความถูกต้อง ในวงจรนี้จะต่อ Hall Effect มีอัตราส่วนแปลงกระแส(turn ratio) 1:1000 ดังนั้นกระแสที่เข้ามา 1 A จะออกจาก Hall Effect 1 mA กระแสนี้จะไหลผ่านตัวต้านทานขนาด 500 Ω จะทำให้ได้สัญญาณขนาด 0.5 V ต่อกระแส 1 A เป็นต้น โดยสัญญาณที่ได้จะมีค่าออฟเซต ดังนั้นจึงต้องมีการแก้ไขโดยการต่อวงจรลบที่มีการปรับได้ทั้งขนาดและค่าออปเซตดังแสดงในรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 วงจรตรวจจับกระแสเชื่อม

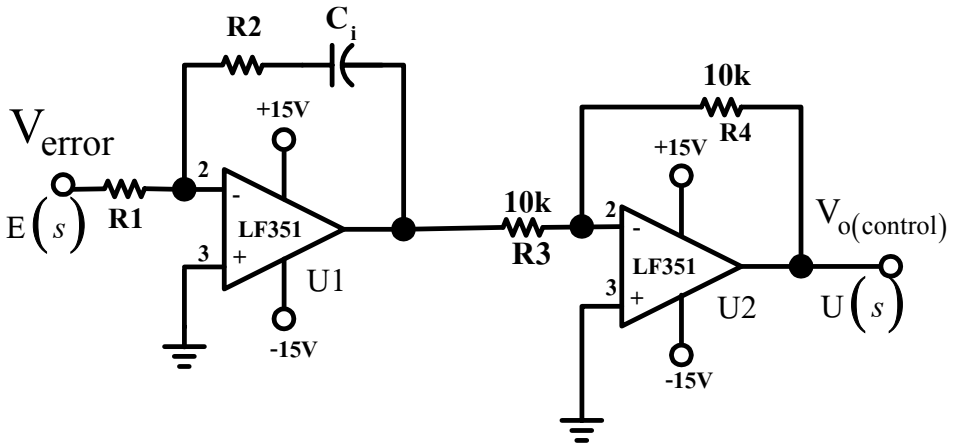
4.3.2 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ



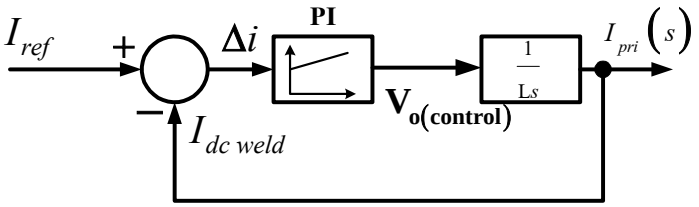
รูปที่ 4.15 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณกระแสเชื่อม

วงจรในรูปที่ 4.15 เป็นวงจรเปรียบเทียบสัญญาณกระแสจากวงจรตรวจจับสัญญาณกระแสเชื่อมจริง $\left(i_{dc\ weld}\right)$ ที่ไหลเข้าทางด้านอินพุตของหม้อแปลงความถี่สูงของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอ ซึ่งอยู่ในรูปของแรงดันนำมาป้อนเข้าที่ขา $V_{Set\ point}$ แล้วนำสัญญาณกระแสอ้างอิง $\left(I_{ref}\right)$ ซึ่งอยู่ในรูปของแรงดันอ้างอิงนำมาป้อนเข้าที่ขา V_{Senser} ก็จะได้สัญญาณออกมาที่ออปแอมป์ตัวที่ 2 ซึ่งเป็นสัญญาณความคลาดเคลื่อน $\left(V_{error}\right)$ โดยนำสัญญาณที่ได้นี้ไปผ่านตัวควบคุมแบบพีไอ

4.3.3 วงจรควบคุมแบบพีไอที่ใช้ในการควบคุมกระแส



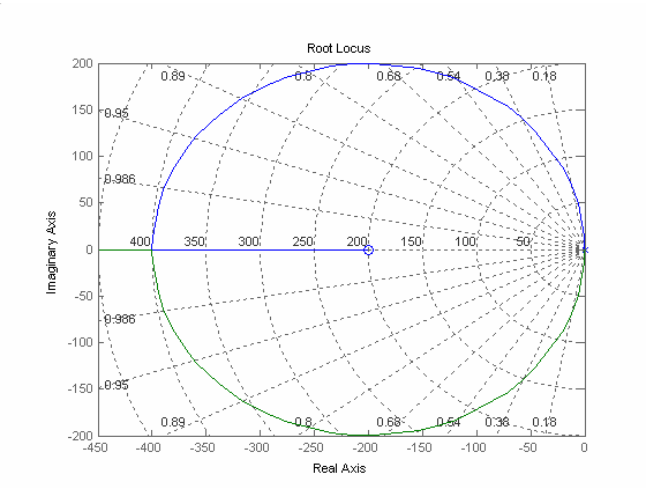
รูปที่ 4.16 วงจรควบคุมกระแสเชื่อมแบบพีไอ



รูปที่ 4.17 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมกระแสเชื่อมแบบพีไอ

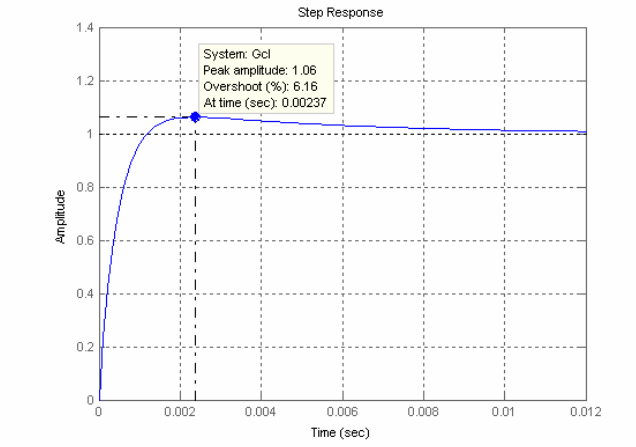
จากบล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมในรูปที่ 4.17 กำหนดให้ค่า V_{dc} = 310 V , L_{out} = 0.428mH นำค่าที่กำหนดนี้แทนในสมการแล้วทำการหาคุณสมบัติของผลตอบสนองชั่วขณะ (Transient response) ของระบบแบบลูปปิด โดยการวิเคราะห์ทางเดินราก(Root locus) ของสมการลักษณะเฉพาะ 1+kG(S)H(S) ของระบบปิดเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราขยาย (k) โดยทำการพิจารณาค่า (k) ของระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงจากค่า 0 ถึง ∞ แล้วนำค่าของรากสมการมาทำการพล็อตกราฟ เพื่อแสดงให้เห็นถึงผลการตอบสนองของระบบที่ค่าต่างๆ เมื่อค่า(k) เปลี่ยนแปลงไปในตำแหน่ง

ต่างๆ ของโพลที่ถูกพล็อตลงบนระนาบ S แล้วทำการเลือกค่า (k) ที่เหมาะสมที่สุดตามการพล็อตตามรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 เส้นทางเดินรากของฟังก์ชั่นถ่ายโอนสวิตช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบพีไอ

จากผลการออกแบบ ในการเคลื่อนที่ของทางเดินรากมีสองเส้น โดยมีจุดเริ่มต้นที่ Open loop pole ที่ 0,0 โดยที่ k=0 ไปยัง Open loop zero -200 และที่ 0,0 ไปยัง ∞ ทางเดินของรากยังอยู่ในซีกซ้ายมือทั้งหมด จึงถือได้ว่าระบบนี้ยังคงมีเสถียรภาพอยู่ ในการออกแบบค่า k_p นั้นจะเลือกค่า k_p มีค่าเท่ากับ 1 ค่า $\tau = 0.005$ ที่ค่าอัตราหน่วง 0.707 จะพบว่าความถี่ธรรมชาติ (ω_n) จะมีค่าอยู่ที่ 235 rad/s และเมื่อนำค่า k_p แทนเข้าในระบบเพื่อทำการทดสอบผลการตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตแบบยูนิตสเต็ป(Unit Step) ซึ่งจะได้สัญญาณตามรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 ผลการตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตแบบยูนิตสเต็ป(Unit Step) ที่ค่า k = 1

จากรูปที่ 4.19 เวลาในการเข้าสู่เสถียรภาพของระบบประมาณ 0.012 วินาที และค่าเปอร์เซ็นต์โอเวอร์ชูต(Percent Over Shoot) ประมาณ 6.16 % ซึ่งมีค่าต่ำไม่เป็นอันตรายต่อระบบ ดังนั้นจึงนำค่าต่างๆ มาออกแบบระบบวงจรอนาล็อกโดยใช้ออปแอมป์สองตัว เมื่อกำหนดให้ $R_3 = R_4 = 10\,k\Omega$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการตัวควบคุมแบบ PI ได้ดังนี้

$$\left(k_P + \frac{k_i}{s}\right) = k_p\left(1 + \frac{\frac{k_i}{k_P}}{s}\right) = k\left(1 + \frac{1}{\tau s}\right) = k\left(\frac{\tau s + 1}{\tau s}\right) \qquad (4.6)$$

เมื่อให้

$$k_p = k = \frac{R_2}{R_1} = 1 \quad ; \quad \frac{k_p}{k_i} = \tau$$

หาค่า

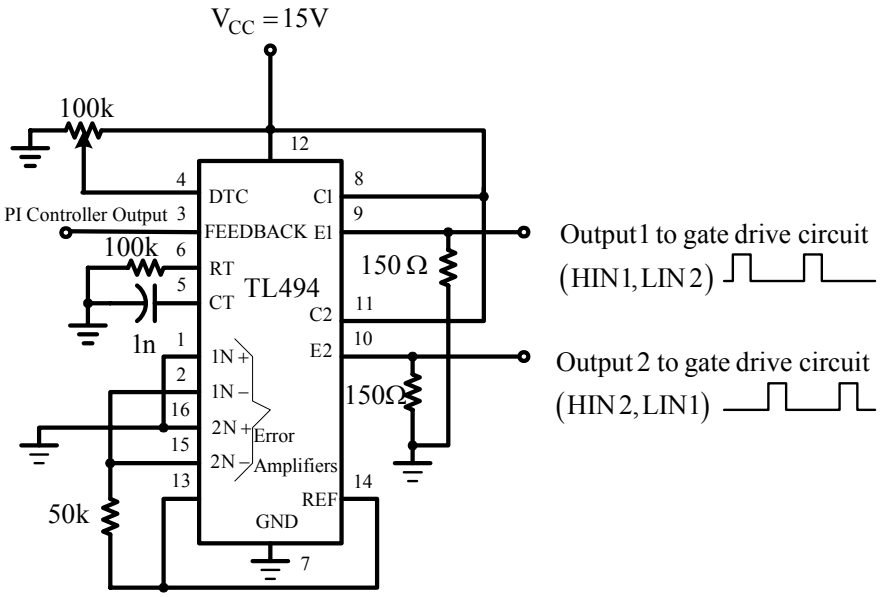
$$k_i = \frac{k_p}{\tau} = \frac{1}{0.005} = 200$$

เมื่อให้ $R_2 = 50\,k$, $Ti = \tau = 0.005$

จะหาค่า C_i ได้เท่ากับ $C_i = \frac{\tau}{R_2} = \frac{0.005}{50k} = 100\,nF$

ดังนั้นค่า $R_1 = \frac{R_2}{k} = \frac{50\,k}{1} = 50\,k$

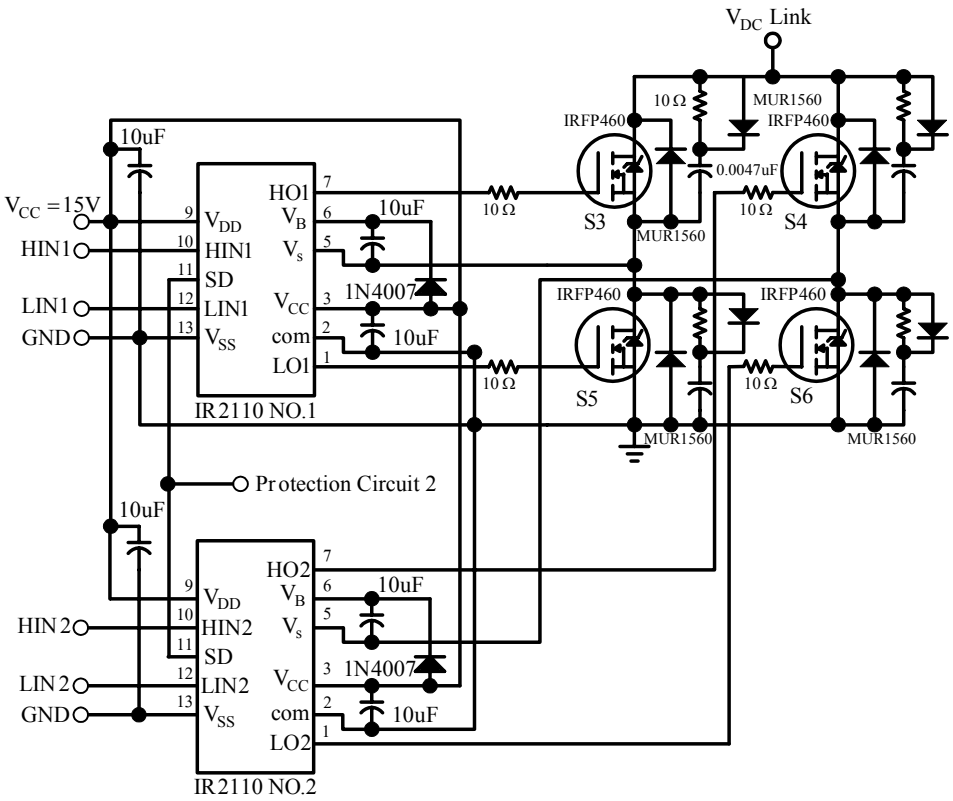
4.3.4 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.20 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 4.20 แสดงวงจรสร้างสัญญาณคลื่นฟันเลื่อยที่มีความถี่ 50 kHz สัญญาณออกที่ขา 5 ของไอซีสร้างสัญญาณพัลส์เบอร์ TL494 โดยการปรับความถี่ที่ตัวต้านทานขา 6 และขนาดตัวเก็บประจุที่ขา 5 โดยตั้งค่าเวลาเดดไทม์ที่แรงดันป้อนเข้าที่ขา 4 แล้วนำสัญญาณควบคุมที่ออกจากวงจรควบคุมแบบพีไอมาป้อนเข้าที่ขา 3(FEED BACK) จะได้สัญญาณพัลส์ออกที่ขา 9 (E1) ไปป้อนเข้าวงจรขับเกท HIN1 และ LIN2 เพื่อขับสวิทช์มอสเฟตตัวที่ 3(S_3) และตัวที่ 6(S_6) ส่วนสัญญาณพัลส์ออกที่ขา 10 (E2) จะนำไปป้อนเข้าวงจรขับเกท HIN2 และ LIN1 เพื่อขับสวิทช์มอสเฟตตัวที่ 4(S_4) และตัวที่ 5(S_5) ในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ โดยมีการต่อวงจรดังรูปที่ 4.20

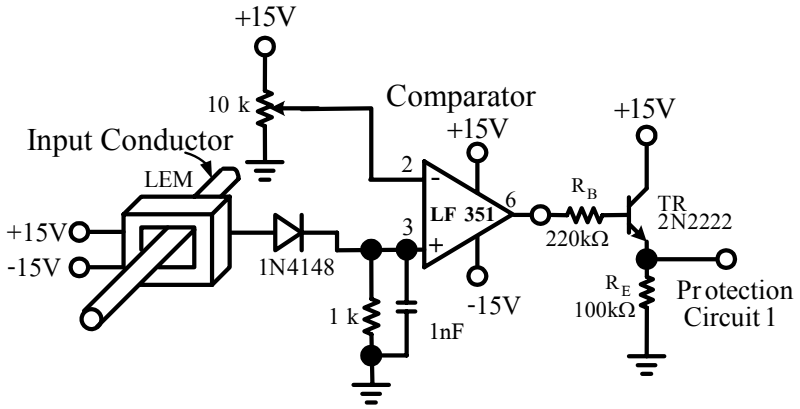
4.3.5 วงจรขับเกทมอสเฟส



รูปที่ 4.21 วงจรขับเกทมอสเฟส

จากรูปที่ 4.21 แสดงวงจรขับเกทมอสเฟส โดยนำสัญญาณพัลส์ที่ออกมาจากขา 9 (E1) ไปป้อนเข้าวงจรขับเกทที่ขา HIN1 และ LIN2 เพื่อขับสวิทช์มอสเฟตตัวที่ 3(S_3) และตัวที่ 6(S_6) ส่วนสัญญาณพัลส์ที่ออกมาจากขา 10 (E2) จะนำไปป้อนเข้าวงจรขับเกทที่ขา HIN2 และ LIN1 เพื่อขับสวิทช์มอสเฟตตัวที่ 4(S_4) และตัวที่ 5(S_5) ในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ โดยนำสัญญาณที่ออกมาจากขา HO1 ไปควบคุมการทำงานของสวิทช์มอสเฟสตัวที่ 3(S_3) และนำสัญญาณที่ออกมาจากขา HO2 ไปควบคุมการทำงานของสวิทช์มอสเฟสตัวที่ 4(S_4) ในทำนองเดียวกันนำสัญญาณที่ออกมาจากขา LO1 ไปควบคุมการทำงานของสวิทช์มอสเฟสตัวที่ 5(S_5) และนำสัญญาณที่ออกมาจากขา LO2 ไปควบคุมการทำงานของสวิทช์มอสเฟสตัวที่ 6(S_6)

4.3.6 วงจรป้องกันมอสเฟส(MOSFET)เสียหาย



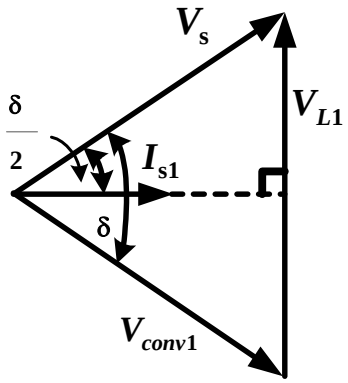
รูปที่ 4.22 วงจรป้องกันมอสเฟสเสียหาย

วงจรในรูปที่ 4.22 เป็นวงจรป้องกันมอสเฟสพังเสียหายเนื่องจากกระแสไหลเกินพิกัดที่ทนได้ โดยมีการนำลวดตัวนำไปพันรอบแกนตัวตรวจจับกระแส (LEM) แล้วนำไปต่อกับไดโอดสัญญาณเบอร์ 1N4148 แล้วผ่านตัวคาปาซิเตอร์ขนาด 10 uF กรองแรงดันให้เรียบขึ้น เพื่อนำสัญญาณแรงดันที่ตรวจจับได้ไปแปลงเป็นไฟตรง จากนั้นนำสัญญาณแรงดันที่ได้หลังจากกรองแรงดันไฟตรงให้เรียบแล้วไปเปรียบเทียบกับแรงดันไฟตรงที่ตั้งค่าไว้ที่ขา 2 ของออปแอมป์เบอร์ LF351 โดยเมื่อกระแสไหลผ่านตัวนำอินพุตทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอตัวตรวจจับกระแสก็จะทำหน้าที่ตรวจจับกระแสแล้วแปลงเป็นแรงดันไฟตรง ซึ่งจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามกระแสที่ตรวจจับจนถึงจุดที่ตั้งค่าเปรียบเทียบไว้ ตัวทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 ก็จะทำงานทำให้มีสัญญาณไปควบคุมขา Shunt Down (SD) ของไอซีขับเกทตัวที่ 1 และตัวที่ 2 ในวงจรขับเกทรูปที่ 4.21 ซึ่งสัญญาณที่ออกจากวงจรป้องกันนี้จะออกมาที่ขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ 2N2222 ที่เขียนไว้ว่า Protection Circuit 2 ดังในรูปที่ 4.22

4.4 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจรสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ทางด้านอินพุต

เมื่อสวิทช์โหมดทำงานกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_s จะมีเฟสที่ล้าหลังแรงดัน V_s อยู่ เมื่อทำงานในโหมดเร็กติฟาย์เพียงแต่ควบคุมมุม δ ตามการเปลี่ยนแปลงของโหลดเพื่อให้ได้กระแส I_{s1} ตามที่ต้องการจ่ายให้โหลด มีค่าไม่มากนักจากรูปที่ 4.23 ทำให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังยังคงมีค่าใกล้เคียงหนึ่งโดยมีค่าเท่ากับสมการที่(4.7)

$$\mathrm{PF} = \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \tag{4.7}$$



$$\mathrm{PF} = \cos\left(\frac{\delta}{2}\right)$$

รูปที่ 4.23 แผนภาพเฟสเซอร์ในกรณีที่ $V_s = V_{conv1}$ และ

ดังนั้นในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจรสวิทช์โหมดเอซี-ดีซี สามารถหาได้จากการกำหนดพิกัดกำลังสูงสุดมีค่าเท่ากับ $2\,\mathrm{kW}$, $V_s = 220\,\mathrm{V}$, $V_{DC} = 311\,\mathrm{V}$ และ

$$\mathrm{R} = \frac{\mathrm{P}}{\mathrm{V_{DC}}} \tag{4.8}$$

$$= 6.43\,\Omega$$

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 4.23 แผนภาพเฟสเซอร์ในกรณีที่ $V_s = V_{conv1}$ และกำหนดให้มุม δ ที่ส่งกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ 2 kW มีค่าเท่ากับ $\delta_{max} = 1°$ หรือ PF = 0.999 ดังสมการที่(4.8)

$$\mathrm{P} = V_s I_{s1} \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \tag{4.9}$$

ดังนั้น $I_{s1} = 9.09\,\mathrm{A}$

$$I_s = \left|\frac{V_{L1}}{L_s \omega}\right| \tag{4.10}$$

$$I_s = \frac{2V_s \sin\left(\frac{\delta_{max}}{2}\right)}{L_s \omega} \tag{4.11}$$

จากสมการที่ (4.9) สามารถหาค่าตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุต(L_s) ได้เท่ากับ 1.345 mH $\approx$ 1.5 mH ดังนั้นในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตจะเลือกใช้ที่ค่า 1.5 mH โดยพันลวดตัวนำทองแดงบนแกนเฟอร์ไรต์ที่มีพื้นที่หน้าตัด 1.96 cm^2 และค่าความซึมซาบสัมพัทธ์ของแกนเฟอร์ไรต์เท่ากับ 2000 ซึ่งคำนวณหาจากสูตร

$$L = \frac{2\pi A_m N^2 \mu_r}{5l_m \times 10^8} \quad H \tag{4.12}$$

$$N = \sqrt{\left(\frac{L\left(5l_m \times 10^8\right)}{2\pi A_m N^2 \mu_r} \right)} \tag{4.13}$$

เมื่อ

L = ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันด้วยแกนอากาศ (มีหน่วยเป็น H)

N = จำนวนรอบของตัวนำที่พัน (มีหน่วยเป็นรอบ)

A_m = ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ที่ลวดตัวนำพันอยู่ (มีหน่วยเป็นตารางเซ็นติเมตร)

l_m = ความยาวเฉลี่ยของแกนเฟอร์ไรต์ที่ลวดตัวนำพันอยู่ (มีหน่วยเป็นเซ็นติเมตร)

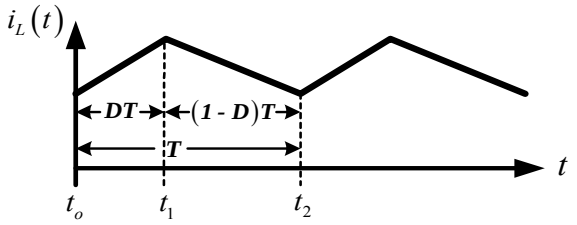
μ_r = ความซึมซาบสัมพัทธ์ของแกนเฟอร์ไรต์

แทนค่า $L = 1.5$ mH , $A_m = 1.96$ cm^2 , $\mu_r = 2000$ และ $l_m = 13$ cm^2 ลงในสมการ (4.13) จะได้

$$N = \sqrt{\left(\frac{0.0015\left(5 \times 13 \times 10^8\right)}{2\pi \times 1.96 \times 2000} \right)}$$

N = 20 รอบ

4.5 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต $\left(L_{out} \right)$



รูปที่ 4.24 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านเอาต์พุต

จากรูปที่ 4.24 พิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านเอาต์พุต โดยไม่คิดแรงดันตกคร่อมไดโอดเร็กติฟาย เขียนได้ดังสมการที่ (4.10) และ (4.11) ดังนี้

$$i_{\mathrm{L,\,out}}\left(t\right) = \frac{1}{L_{\mathrm{out}}}\left(v_{\mathrm{sec}} - v_{\mathrm{out}}\right)\left(DT\right) + I_{\mathrm{L,\,out}}\left(0\right) \qquad t_0 \le t \le t_1 \tag{4.14}$$

$$i_{\mathrm{L,\,out}}\left(t\right) = \frac{1}{L_{\mathrm{out}}}\left(v_{\mathrm{sec}} - v_{\mathrm{out}}\right)\left(1 - D\right)T + I_{\mathrm{L,\,out}}\left(DT\right) \qquad t_1 \le t \le t_2 \tag{4.15}$$

เมื่อ $I_{\mathrm{L,out}}\left(0\right)$ = กระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านเอาต์พุตที่เวลา t = 0

v_{sec} = แรงดันทุติยภูมิชั่วขณะของหม้อแปลงความถี่สูง

v_{out} = แรงดันเอาต์พุตชั่วขณะของเครื่องเชื่อม

D = ช่วงเวลานำกระแสของหม้อแปลงทางด้านทุติยภูมิ

T = คาบเวลาในการนำและหยุดนำกระแสของหม้อแปลงทางด้านทุติยภูมิ

เมื่อกำหนดค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 0.015 mH ดังนั้นจะพันขดลวดด้วยลวดเบอร์ 10 ซึ่งทนกระแสได้ 70 A และตัวนำมีเส้นผ่าศูนย์กลางเท่ากับ 4.06 mm ดูได้จากตารางที่ 4.1 โดยพันจำนวน 8 รอบ 3 ชั้น และรัศมีขดลวดแกนอากาศจากกึ่งกลางด้านในถึงลวดตัวนำด้านในสุดกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 15 mm ซึ่งคำนวณหาจากสูตร

$$\mathrm{L} = \frac{0.315\mathrm{r}^2\mathrm{N}^2}{6\mathrm{r} + 9\mathrm{L}_{\mathrm{c}} + 10\mathrm{d}} \quad \mu\mathrm{H} \tag{4.16}$$

เมื่อ

L = ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันด้วยแกนอากาศ (มีหน่วยเป็น μH)

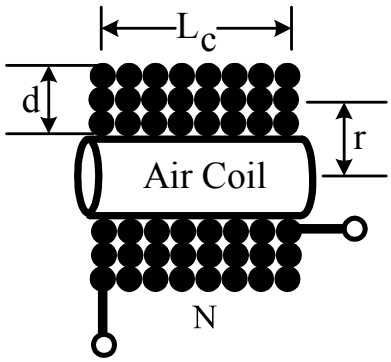
r = รัศมีของขดลวดแกนอากาศที่พันจากกึ่งกลางแกนถึงความหนาเฉลี่ยของลวดตัวนำที่พันหลายชั้น (มีหน่วยเป็น cm)

N = จำนวนรอบของตัวนำที่พัน((มีหน่วยเป็นรอบ)

d = ช่วงความหนาของลวดตัวนำที่พันด้านใดด้านหนึ่ง (มีหน่วยเป็น cm)

ตารางที่ 4.1 ตารางเทียบขนาดลวดสายไฟฟ้า

พันทรานฟอร์มเมอร์ แอมแปร์	เบอร์ S.W.G.	เส้นผ่าศูนย์กลาง		เนื้อที่หน้าตัด		ทานกระแส แอมแปร์		ใช้เป็นฟิวส์ทน	น้ำหนักเปล่าลวด กก./ 100 เมตร	ค.ต.ท. (25 C) โอห์ม กก. / 100 เมตร	เบอร์ A.W.G
		นิ้ว	ม.ม	เซอคูล่า มิล	ตาราง มิลลิเมตร	หุ้ม ยาง	ลวด เปล่า				
		S.W.G	S.W.G	A.W.G	S.W.G	A.W.G		S.W.G	A.W.G	A.W.G	
-	0000	0.400	10.16	-	107.197	-	-	-	-	-	0000
-	000	0.372	9..45	-	85.007	-	-	-	-	-	000
-	00	0.344	8.84	-	67.428	-	-	-	-	-	00
-	19/12 0	0.324	8.23	106,500	54.186	125	200	-	17.925	0.033	0
-	1	0.300	7.62	90,000	45,451	-	-	-	-	-	-
-	19/13 -	-	-	83,690	42.397	100	150	-	37.995	0.042	1
-	2	0.276	7.06	77,176	39.874	-	-	-	-	-	-
-	19/15 3	0.252	6.40	66,370	32.768	90	125	-	30.185	0.052	2
-	19/16 4	0.232	5.89	52,630	27.753	-	-	-	23.895	0.0066	3
-	5	0.212	5.38	41,740	23.155	70	90	-	18.960	0.078	4
-	19/18 6	0.192	4.88	33,100	18.215	-	-	-	15.030	0.105	5 7/14
-	7	0.176	4.47	30,975	15,913	-	-	-	-	-	-
-	8	0.160	4.06	26,250	13.025	50	70	-	11.925	0.133	6
-	9	0.144	3.66	20.766	10.716	-	-	-	9.450	0.167	7
-	7/16 10	0.128	3.25	16,510	8,398	35	50	-	7.500	0.211	8
-	11	0.116	2.95	13,090	6.914	-	-	-	5.945	0.266	9
-	7/18 12	0.104	2.64	10,816	5.584	25	30	-	4.175	0.335	10
-	13	0.092	2.34	8,234	4.365	-	-	-	3.738	0.424	11
-	7/20 14	0.080	2.03	6,530	3.296	20	25	232	2.965	0.534	12
-	15	0.072	1.83	5,178	2.683	-	-	-	2.352	0.673	13
-	7/22 16	0.064	1.63	4,107	2.112	15	20	165	1.864	0.850	14 3/18
7.1	17	0.056	1.42	3,257	1.617	-	-	-	1.479	1.070	14 3/20
-	-	-	-	2,583	1.309	6	10	-	1.173	1.350	14 3/22
4.5	18	0.048	1.22	2,048	1.188	-	-	107	0.930	1.703	17
3.5	19	0.040	1.02	1,624	0.825	3	5	-	0.738	2.148	18
2.7	20	0.036	0.914	1,288	0.668	-	-	70	0.585	2.706	19
2.1	21	0.032	0.813	1,022	.527	-	-	-	0.464	3.412	20
1.7	22	0.028	0.711	810.1	.404	-	-	48	0.368	4.303	21
1.3	23	0.024	0.610	624.4	.297	-	-	-	0.292	5.425	22
1.1	24	0.022	0.559	509.5	.249	-	-	33.4	0.231	6.847	23
0.89	25	0.020	0.503	404.0	.206	-	-	-	0.183	8.630	24
0.70	26	0.018	0.457	320.4	.167	-	-	24.7	0.145	10.890	25
0.55	27	0.0166	0.417	254.1	.131	-	-	-	0.115	13.728	26



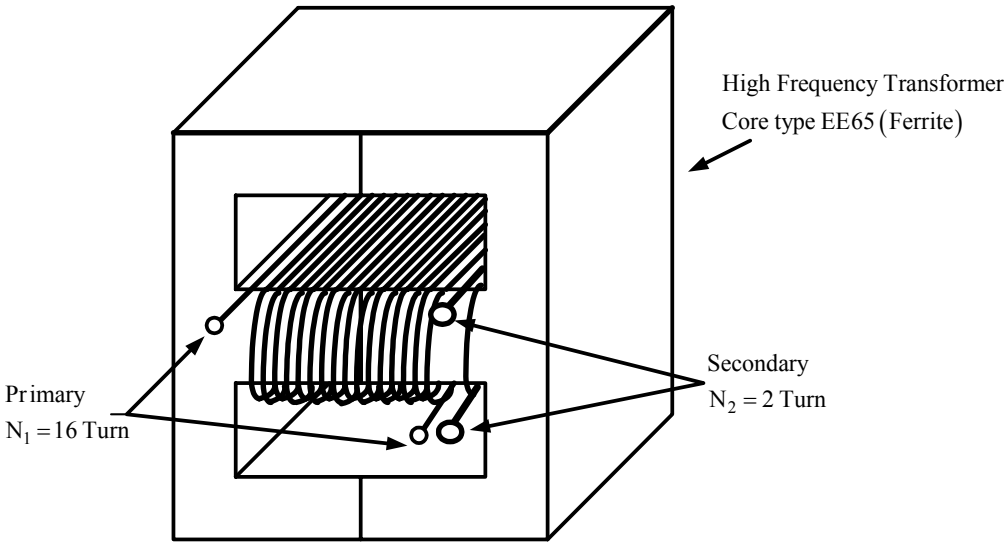
รูปที่ 4.25 ค่าต่างๆ ที่ใช้ในการคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำเมื่อพันตัวนำรอบแกนอากาศ

จากรูปที่ 4.25 และพิจารณาจากสมการที่(4.16) หาค่าความเหนี่ยวนำได้ดังนี้

$$L = \frac{0.315 \times 2.109^{2} \times 24^{2}}{\left(6 \times 2.109\right) + \left(9 \times 3.248\right) + \left(10 \times 1.218\right)} \quad \mu H$$

$$L = 15\,\mu H = 0.015\,mH$$

4.6 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง[11]



รูปที่ 4.26 การพันตัวนำบนแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

จากรูปที่ 4.26 แสดงการลงลวดตัวนำบนแกนกลางแกนเฟอร์ไรต์(EE-65) ของหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ เมื่อกำหนดพิกัดในการคำนวณหาจำนวนรอบและขนาดตัวนำในการพันขดลวดทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิดังต่อไปนี้

แรงดันด้านออก V_o = 24 V

ระลอกคลื่นด้านออก 1%

กระแสด้านออก I_o = 100 A

ความถี่สวิทชิ่ง f_s = 50 kHz

แรงดันด้านเข้า V_{in} = 310 V $\pm$ 10 %

แรงดันตกคร่อมความต้านทานสมมูลของขอลวดทุติยภูมิ = 1.2 V

แรงดันตกคร่อมไดโอดแบบฟื้นตัวเร็ว(Fast-recovery diodes หรือ high speed diode) = 1.5 V

<u>วิธีคิด</u>

(ก) กำลังไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ (P_{o2})

$$P_{o2} = \left(V_o + V_{rl} + 2V_D\right).I_o \qquad (4.17)$$
$$= \left(24 + 1.2 + 3\right) \times 100$$
$$= 2{,}820 \text{ W}$$

เมื่อ

P_{o2} = ค่ากำลังไฟฟ้าจริงด้านทุติยภูมิ

V_o = แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออก

V_{rl} = แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมความต้านทานในขดลวดด้านทุติยภูมิ

V_D = แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอดด้านทุติยภูมิ

(ข) การเลือกขนาดของแกนเหล็กจากวิธีผลคูณพื้นที่จะได้

$$A_p = A_c A_w = \frac{P_{02}\left(\sqrt{2} + \frac{1}{\eta}\right)}{4Jk_w B_m f_s} \qquad (4.18)$$

เมื่อ

A_c = พื้นที่หน้าตัดของแกน(Core area)

A_w = พื้นที่ภายในกรอบว่างของแกน(Window area)

η = ประสิทธิภาพของหม้อแปลงความถี่สูง

J = ความหนาแน่นของกระแส (A/m^2)

k_w = Window utilization factor

B_m = ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด (wb/m^2)

f_s = ค่าความถี่สวิทชิ่งของมอสเฟสของภาคอินเวอร์เตอร์ (Hz)

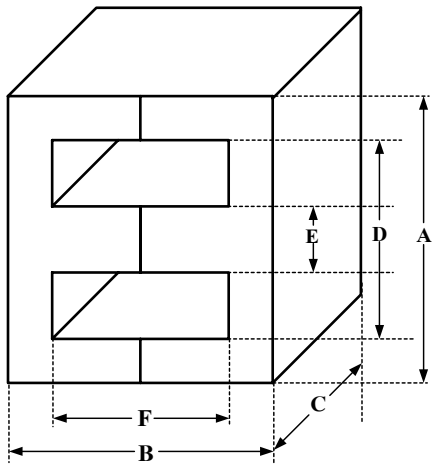
โดยเลือกความถี่สวิทชิ่ง $f_s = 50$ kHz และเลือกค่าต่างๆ ดังนี้

- ในทางปฏิบัติจะเลือกค่าความหนาแน่นของกระแส (J) เท่ากับ 2-5 A/mm^2 สำหรับในงานวิจัยนี้ออกแบบที่ 3 A/mm^2
- แกนเหล็กที่ใช้คือแกนเฟอร์ไรต์ ซึ่งจะมีค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กอิ่มตัว (B_s)ประมาณ 0.3 เทสล่า ดังนั้นเพื่อความปลอดภัยจะกำหนดให้ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด(B_m) มีค่าเท่ากับ 0.2 เทสล่า
- เนื่องจากค่าดิ้วตี้ไซเคิ้ลสูงสุด (D_{max}) จะต้องปรับให้ไม่เกิน 50% เพื่อป้องกันการอิ่มตัวของแกนแม่เหล็ก ดังนั้นเลือกค่า D_{max} = 0.45 ซึ่งค่า Window utilization factor (k_w) มีค่าเท่ากับ 0.4 และประสิทธิภาพ (η) ของหม้อแปลงความถี่สูงประมาณให้เท่ากับ 0.8

แทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จะได้

$$A_p = \frac{\mathbf{2{,}820}\left(\sqrt{2}+\frac{1}{0.8}\right)}{4\times\left(3\times10^{6}\times0.4\times0.2\times50\times10^{3}\right)}$$

$$= 156.522\times10^{-9} \quad m^4 \quad = 156{,}522 \ mm^4$$



รูปที่ 4.27 แสดงด้านต่างๆ ของแกนแม่เหล็กเฟอร์ไรต์(EE-65) ที่ใช้ออกแบบ

รูปที่ 4.27 แสดงด้านต่างๆ ของแกนเหล็กเฟอร์ไรต์(EE-65) และทำการเลือกค่าด้านต่างๆ ของแกนเหล็กเฟอร์ไรต์จากตารางที่ 4.2 โดยต้องเลือกค่า A_p ในตารางให้มีค่ามากกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าด้านต่างๆ ของแกนแม่เหล็กเฟอร์ไรต์(EE-65)

A (mm)	B (mm)	C (mm)	D (mm)	E (mm)	F (mm)
65.2 $\pm$ 1.3	65.0 $\pm$ 0.6	27.0 $\pm$ 0.4	44.2 min	19.65 $\pm$ 0.35	45.1 $\pm$ 0.7

เมื่อทำการวัดขนาดจริงของด้านต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์จะได้ค่า A = 64 mm , B = 64 mm , C = 27 mm , D = 44 mm , E = 20 mm และ F = 44 mm โดยหาค่าพื้นที่ภายในกรอบว่างของแกน(A_w) จากสมการที่(4.19)

$$A_w = F \times \left(\frac{D - E}{2} \right) \tag{4.19}$$

แทนค่าต่างๆ ที่วัดได้ลงในสมการที่ (4.19)

$$A_w = 44 \times \left(\frac{44 - 20}{2} \right) = 528 \text{ mm}^2$$

และหาพื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็กเฟอร์ไรต์(A_c) ได้จากนำขนาดด้าน E $\times$ C จะได้เท่ากับ

$$A_c = 20 \times 27 = 540 \text{ mm}^2$$

ดังนั้น

$$A_p = A_w A_c$$

$$A_p = 528 \text{ mm}^2 \times 540 \text{ mm}^2$$

$$A_p = 285{,}120 \text{ mm}^2$$

(ค) หาจำนวนรอบ

จำนวนรอบด้านปฐมภูมิหาจากสมการที่ (4.20)

$$N_1 = \frac{V_{ss,max}}{4A_c B_m f_s} \tag{4.20}$$

แทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จะได้

$$N_1 = \frac{310 + 31}{4 \times \left(540 \times 10^{-6}\right)\left(0.2\right)\left(50 \times 10^{3}\right)} = 15.78 \text{ รอบ}$$

ดังนั้นเลือกพันขดลวดทางด้านปฐมภูมิจำนวน 16 รอบ

จากสมการ

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_o'}{V_{ss,min}\left(2D_{max}\right)} \tag{4.21}$$

เมื่อให้ $V_{ss} = V_{in}$ แทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จะได้

$$n = \frac{24 + 1.2 + 1.4}{\left(310 - 31\right)\left(2 \times 0.45\right)} = 0.106$$

จำนวนรอบด้านทุติยภูมิจะหาได้จากสมการที่ (4.22)

$$N_2 = n.N_1 \tag{4.22}$$

$$N_2 = 0.106 \times 16 = 1.696 \quad \text{รอบ}$$

ดังนั้นเลือกพันขดลวดทางด้านทุติยภูมิจำนวน 2 รอบ

(ง) การเลือกขนาดตัวนำ

ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของกระแสจะมีค่าเท่ากับ

$$I_2 = I_o \sqrt{D_{max}} \tag{4.23}$$

$$= 100A \times \sqrt{0.45}$$

$$= 67 \text{ A}$$

$$I_1 = nI_o = 0.106 \times 100 = 10.6\ A \tag{4.24}$$

คำนวณพื้นที่หน้าตัดของขดลวดจาก $a_1 = \frac{I_1}{J}$ และ $a_2 = \frac{I_2}{J}$

แทนค่าพารามิเตอร์โดยเลือกค่าความหนาแน่นของกระแส $J = 5\ A/mm^2$

$$a_1 = \frac{10.6\ A}{\mathbf{5}\ A/mm^2} = 2.12\ mm^2$$

จากตารางที่ 4.1 ทำการเลือกขนาดของตัวนำที่ใช้พันขดลวดที่มีค่าสูงกว่าหรือใกล้เคียงค่าที่ได้จากการคำนวณ หากใช้งานไม่ถึงพิกัดจะได้ลวดตัวนำเบอร์ SWG16 ($a_1 = 2.112\ mm^2$)

$$a_2 = \frac{67\ A}{\mathbf{5}\ A/mm^2} = 13.4\ mm^2$$

จากตารางที่ 4.1 ทำการเลือกขนาดของตัวนำที่ใช้พันขดลวดที่มีค่าสูงกว่าหรือใกล้เคียงค่าที่ได้จากการคำนวณ หากใช้งานไม่ถึงพิกัดจะได้ลวดตัวนำเบอร์ SWG 8 ($a_1 = 13.025\ mm^2$)

(จ) ตรวจสอบความถูกต้อง

จากสมการที่ (4.25)

$$A_w k_w \geq \sum_{i=1}^{m} a_i N_i \tag{4.25}$$

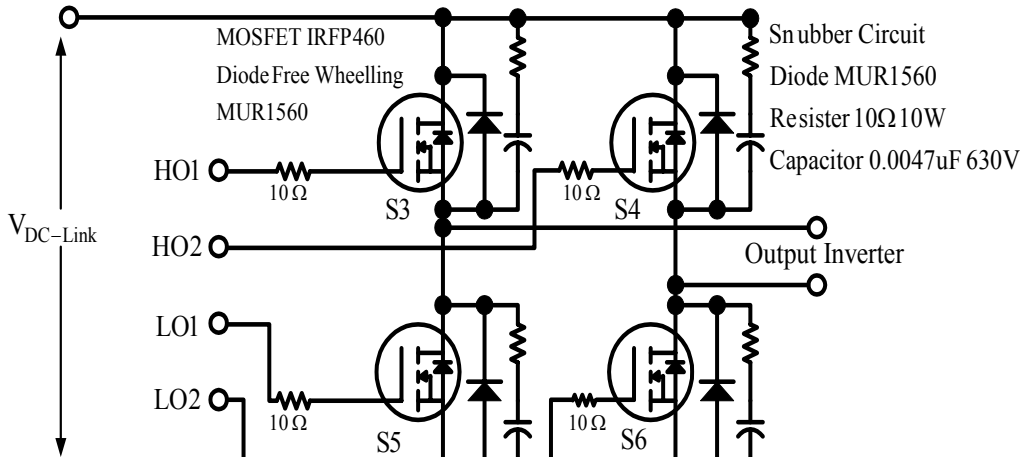
แทนค่าพารามิเตอร์ของขดลวดตัวนำและแกนเหล็กที่ใช้จริงจะได้

$$a_1 N_1 + a_2 N_2 = \left(2.112 mm^2 \times 16 turn\right)\left(13.025 mm^2 \times 2 turn\right) \tag{4.26}$$

$$A_w k_w = 528\ mm^2 \times 0.4 = 211\ mm^2 \tag{4.27}$$

ดังนั้นลวดตัวนำทั้ง 2 ชุด สามารถพันลงในช่องว่างหน้าต่างของแกนเหล็กหม้อแปลงความถี่สูงได้

4.7 การออกแบบชุดอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.28 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 4.28 แสดงชุดอินเวอร์เตอร์ที่ใช้มอสเฟสเป็นอุปกรณ์สวิทชิ่ง โดยใช้มอสเฟสเบอร์ IRFP460 จำนวน 2 ตัวขนานกันในแต่ละชุด ซึ่งทนกระแสขณะทำงานที่ 25°c ได้ 20 A และที่ 100°c ได้ 13 A ต่อตัว โดยมีการคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุสนับเบอร์ และตัวต้านทานสนับเบอร์ ดังนี้

เมื่อกำหนดให้แรงดัน $V_{DC-Link}$ เท่ากับ 310 โวลต์ในขณะใช้งาน และกระแสโหลด I_L สูงสุดเท่ากับ 15 A ความถี่สวิทชิ่ง f_s = 50 kHz และดิวตี้ไซเคิลเท่ากับ 30 % โดยช่วงเวลาโดยออกแบบวงจรสนับเบอร์ที่ทำให้แรงดันตกคร่อมมอสเฟสมีค่าเท่ากับ $V_{DC-Link}$ ณ. เวลาเดียวกับที่กระแสมีค่าลดลงเป็นศูนย์ โดยหาค่าตัวเก็บประจุสนับเบอร์ได้จากสมการที่ (4.28) ดังนี้

$$C = \frac{I_L t f}{V_s} \tag{4.28}$$

แทนค่าจะได้

$$C = \frac{(15)\left(0.5 \times 10^{-6}\right)}{(310)} = 0.024\ \mu F$$

เลือกใช้ตัวเก็บประจุสนับเบอร์ 0.0047 μF ขนาดทนแรงดัน 630 V

สำหรับตัวต้านทานสนับเบอร์จะหาได้จากสมการที่ (4.29) โดยที่คาบเวลาในการสวิทช์จะมีค่าเท่ากับ

$$R < \frac{t_{on}}{5C} \tag{4.29}$$

โดยจะประมาณช่วงเวลาในการนำกระแส (on time)ของสวิทช์ที่ดิวตี้ไซเคิล 30 % เท่ากับ 6 μs ดังนั้นค่าความต้านทานสนับเบอร์ที่ต้องการจะมีค่าเท่ากับ

$$R < \frac{t_{on}}{5C} < \frac{6 \times 10^{-6}}{5 \times 0.0047 \times 10^{-6}} < 255\Omega$$

ถ้าเลือกใช้ตัวต้านทานสนับเบอร์ขนาด $10\,\Omega$ จะหาขนาดกำลังไฟฟ้าของตัวต้านทานได้จากสมการที่(4.30)

$$P_R = CV_s^2 f \tag{4.30}$$

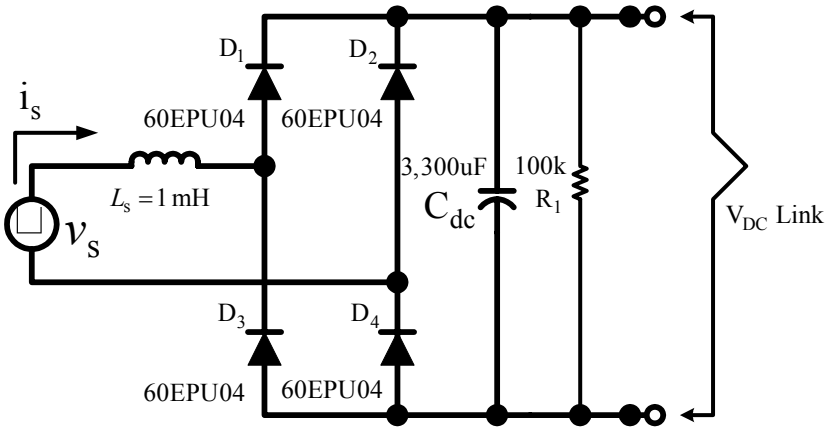
แทนค่าจะได้

$$P_R = \left(0.0047 \times 10^{-6}\right)\left(310\right)^2\left(50 \times 10^3\right)$$

$$P_R = 15.85 \text{ W}$$

ดังนั้นเลือกใช้ตัวทานทานสนับเบอร์ขนาด 10 Ω 20 W

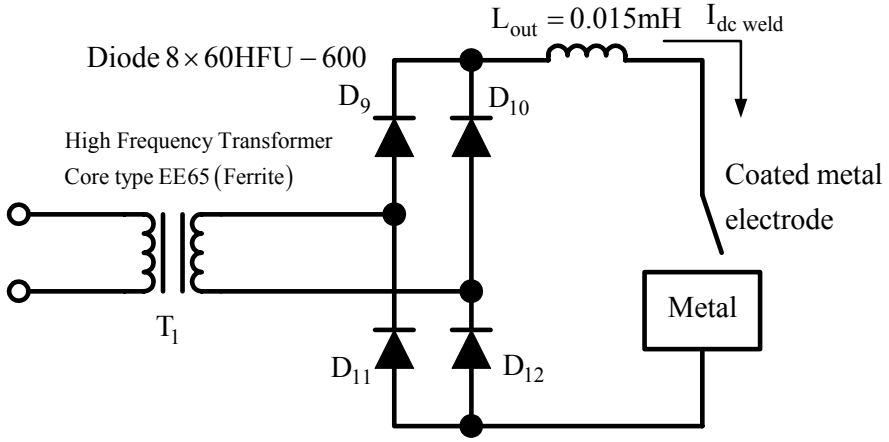
4.8 การออกแบบชุดไดโอดเร็กติฟาย์ทางด้านอินพุต



รูปที่ 4.29 วงจรฟูลบริดจ์เร็กติฟาย์ทางด้านอินพุต

จากรูปที่ 4.29 แสดงวงจรฟูลบริดจ์เร็กติฟาย์ทางด้านอินพุตซึ่งใช้ไดโอดเบอร์ 60EPU04 จำนวน 4 ตัวต่อกันแบบบริดจ์ดังในรูปที่ 4.29 ซึ่งทนกระแสต่อตัวได้ 20 A ที่อุณหภูมิ 100 °C

4.9 การออกแบบชุดไดโอดเร็กติฟาย์ทางด้านเอาต์พุต



รูปที่ 4.30 วงจรฟูลบริดจ์เร็กติฟาย์เออร์ทางด้านเอาต์พุต

จากรูปที่ 4.30 แสดงวงจรฟูลบริดจ์เร็กติฟาย์เออร์ทางด้านเอาต์พุต ซึ่งใช้ไดโอดเบอร์ 60 HFU-600 จำนวนทั้งหมด 8 ตัว นำมาต่อขนานกันจำนวน 2 ตัวต่อแต่ละส่วนในวงจรเร็กติฟาย์แบบบริดจ์ ซึ่งทนกระแสต่อตัวได้ 60 A ที่อุณหภูมิ 82 °C

4.10 สรุป

ในบทนี้ได้ออกแบบและสร้างระบบควบคุมชุดปรับปรุงรูปคลื่นกระแสให้เป็นไซน์และชุดควบคุมกระแสเชื่อมทางด้านเอาต์พุตให้คงที่ โดยมีการแสดงรูปวงจรประกอบคำอธิบายในแต่ละวงจรพร้อมทั้งบอกรายละเอียดต่างๆ ที่เกี่ยวข้องในการสร้าง