

บทที่ 3

ทฤษฎีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า และการวิเคราะห์การควบคุมกระแส

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า เทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส และเทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมชุดฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ควบคุมกระแสเชื่อมทางด้านเอาต์พุต โดยในบทนี้จะเป็นการวิเคราะห์ตามหลักการทางคณิตศาสตร์เพื่อที่จะใช้ในการออกแบบความถี่ในการสวิตช์ไอจีบีทีเพื่อปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตและความถี่ในการสวิตช์มอสเฟตเพื่อสร้างสัญญาณในการทำงานของชุดฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

3.1 ทฤษฎีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า[9],[10]

การวิเคราะห์การส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า ระหว่างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ v_s ไปยังแรงดันตกคร่อมสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ v_{conv} สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลแสดงดังรูปที่ 3.1(a) เฟสเซอร์ไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 3.1(b) และรูปที่ 3.1(c) แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าในโหมคเรียงกระแสที่มีตัวประกอบกำลังมูลฐานเท่ากับ 1 (DPF ; Displacement power factor) [4]

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.1(a) สามารถเขียนสมการได้ดังสมการที่ (3.1) และ (3.2)

$$v_s = v_{conv} + v_L \quad (3.1)$$

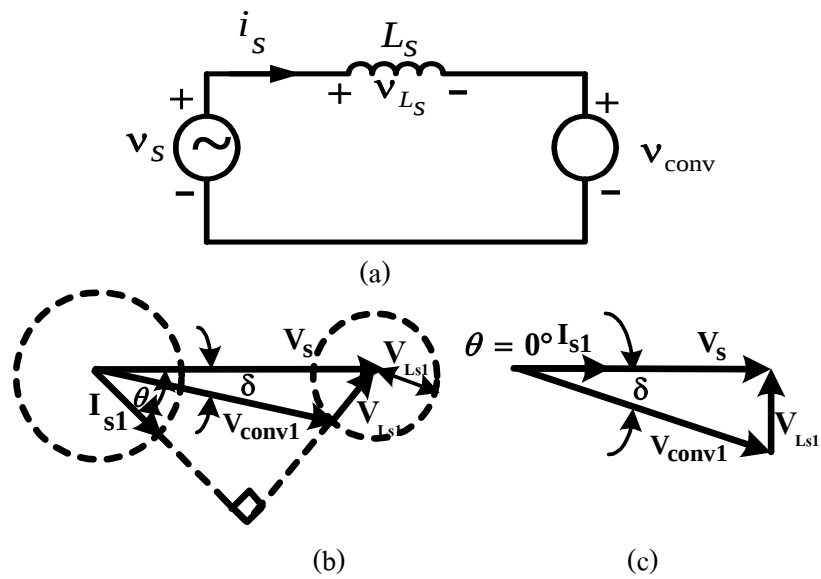
$$v_L = L_s \frac{di_s}{dt} \quad (3.2)$$

เมื่อกำหนดให้ v_s เป็นสัญญาณไซน์ และเป็นค่าอ้างอิงโดยพิจารณาที่องค์ประกอบมูลฐานดังสมการที่ (3.3) และ (3.4)

$$V_s = V_{conv1} + V_{Ls1} \quad (3.3)$$

เมื่อ

$$V_{Ls1} = j\omega L_s I_{Ls1} \quad (3.4)$$



รูปที่ 3.1 (a) วงจรสมมูลการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า
 (b) เฟสเซอร์ไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า
 (c) เฟสเซอร์ไดอะแกรมในโหมดเรียงกระแสที่มีตัวประกอบกำลังของฟีดแบคเท่ากับ 1

จากเฟสเซอร์ไดอะแกรม รูปที่ 3.1(b) สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.5) และ (3.6)

$$V_{Ls1} \cos \theta = \omega L_s I_{s1} \cos \theta = V_{conv1} \sin \delta \quad (3.5)$$

$$V_{Ls1} \sin \theta = \omega L_s I_{s1} \sin \theta = V_s - V_{conv1} \cos \delta \quad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.5) และ (3.6) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังสมการที่ (3.7) และ (3.8)

$$I_{s1} \cos \theta = \frac{V_{conv1} \sin \delta}{\omega L_s} \quad (3.7)$$

$$I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s - V_{conv1} \cos \delta}{\omega L_s} \quad (3.8)$$

จากกำลังไฟฟ้าจริง $P = V_s I_{s1} \cos \theta \quad (3.9)$

$$\text{จากกำลังงานไฟฟ้าเสมือน} \quad Q = V_s I_{s1} \sin \theta \quad (3.10)$$

นำสมการที่ (3.7) แทนในสมการที่ (3.9) และนำสมการที่ (3.8) แทนในสมการที่ (3.10) และจัดรูปใหม่จะได้สมการกำลังงานไฟฟ้าจริงที่ส่งผ่านจากแหล่งจ่ายไปยังคอนเวอร์เตอร์ดังสมการที่ (3.11)

$$P = V_s I_{s1} \cos \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(\frac{V_{conv1}}{V_s} \sin \delta \right) \quad (3.11)$$

และสมการกำลังงานไฟฟ้าเสมือนที่ส่งผ่านจากแหล่งจ่ายไปยังคอนเวอร์เตอร์เป็นดังสมการที่ (3.12)

$$Q = V_s I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(1 - \frac{V_{conv1}}{V_s} \cos \delta \right) \quad (3.12)$$

โดยที่

$$I_{s1} = \frac{V_s - V_{conv1}}{j\omega L_s} \quad (3.13)$$

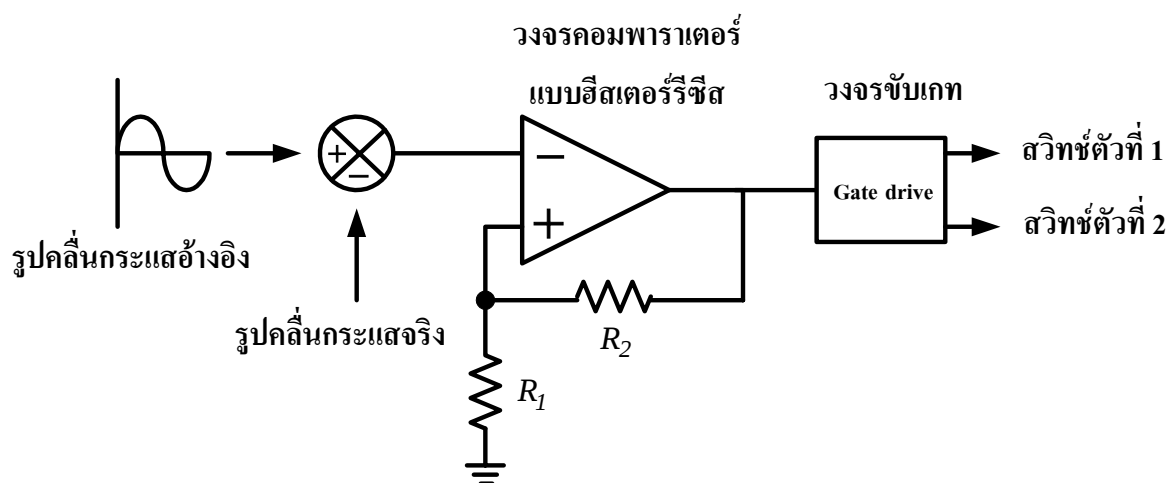
จากหลักการข้างต้นสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในวงจรสวิตช์โหมดเอช-ดีซีคอนเวอร์เตอร์เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ เพื่อนำไปใช้กับเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง โดยสามารถที่จะควบคุมกระแสทางด้านอินพุต (i_s) ให้มีเฟสตรงกันกับแรงดันทางด้านอินพุต (v_s) ซึ่งจะทำการกำลังงานไฟฟ้าถูกส่งผ่านจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับไปยังเอาต์พุตของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าและทำให้ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตมีค่าเข้าใกล้หนึ่ง (ในทางปฏิบัติ)

3.2 การควบคุมกระแสโดยใช้เทคนิคพีดับบลิวเอ็มที่สร้างจากการปรับตัวของกระแส (Adaptive Current Control PWM)

อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันจะมีค่าแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงไม่คงที่ โดยจะเกิดริบเปิ้ลในทางปฏิบัติเนื่องจากค่าของ LC หรือ C filter มีค่าไม่มากพอ ดังนั้นเทคนิคพีดับบลิวเอ็มที่สามารถควบคุมกระแสโดยของเขตของฮิสเตอร์รีชีส หรือมีการปรับตัวเองโดยอัตโนมัติก็จะแก้ปัญหานี้ได้เป็นอย่างดี เทคนิคนี้จะใช้เป็นวงจรควบคุมกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อม

โดยวงจรควบคุมจะสร้างกระแสไซน์อ้างอิงซึ่งมีขนาดและความถี่ตามต้องการ ซึ่งจะนำมาเปรียบเทียบกับกระแสเฟสจริงตามรูปที่ 3.2

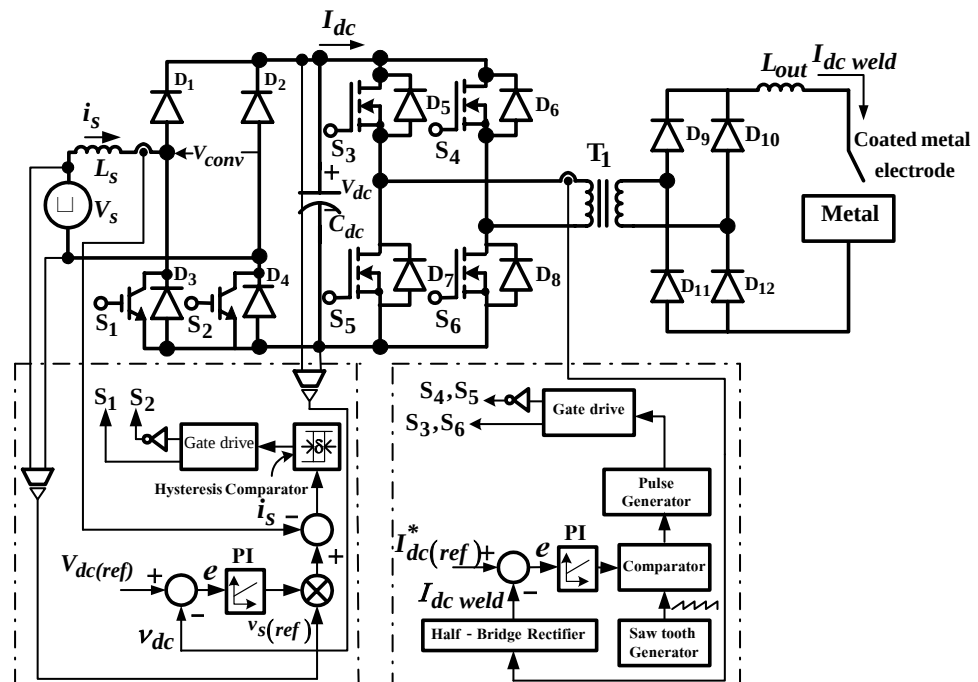
เมื่อกระแสทางโหลดทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมน้อยกว่ากระแสอ้างอิงที่กำหนดไว้ ไอจีบีทีตัวที่ 1 หรือสวิตช์ S_1 จะนำกระแส (turn on) เป็นผลให้กระแสอินพุตเปลี่ยนแปลงจากลบเป็นบวกและกระแสโหลดทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมจะเพิ่มขึ้นจนกระทั่งถึงขอบเขตบนของฮิสเตอร์รีซิสต์จะมีการเปลี่ยนการสวิตช์ โดยไอจีบีทีตัวที่ 2 หรือสวิตช์ S_2 จะนำกระแสส่วนไอจีบีทีตัวที่ 1 หรือสวิตช์ S_1 จะหยุดนำกระแส (turn off) เป็นผลให้กระแสอินพุตเปลี่ยนแปลงจากบวกเป็นลบและกระแสโหลดทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมจะลดลงขึ้นอยู่กับกระแสเชื่อมอาร์คทางด้านเอาต์พุตของเครื่องเชื่อม ซึ่งเป็นการครอบรอบของการสวิตช์ ในวงจรรูปที่ 3.3 จะมีวงจรจับเกทให้ไอจีบีทีหรือสวิตช์ตัวที่ 1 และตัวที่ 2 ทำงานสลับกัน โดยกระแสจริงจะถูกบังคับให้ติดตามสัญญาณไซน์อ้างอิงให้อยู่ในขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสต์ที่ต้องการโดยการสวิตช์กลับไปกลับมาของไอจีบีทีหรือสวิตช์ตัวที่ 1 และตัวที่ 2 ดังนั้นกระแสรีปเปิล ฟิค-ทู-ฟิค จึงถูกควบคุมให้ปรับตัวอยู่ในขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสต์ตามค่าแรงดันเชื่อมโยงไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการกระเพื่อม ถ้ากำหนดค่าความกว้างของขอบเขตของฮิสเตอร์รีซิสต์ให้มีขนาดแคบ (โดยกำหนดได้จากค่าความต้านทาน R_1 และ R_2 ดังรูปที่ 3.2) จะทำให้กระแสเข้าใกล้รูปไซน์มากยิ่งขึ้นส่งผลให้ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกส์ต่ำลง การสูญเสียในเครื่องเชื่อมไฟฟ้าเนื่องจากฮาร์มอนิกส์ก็จะมีค่าน้อยลง



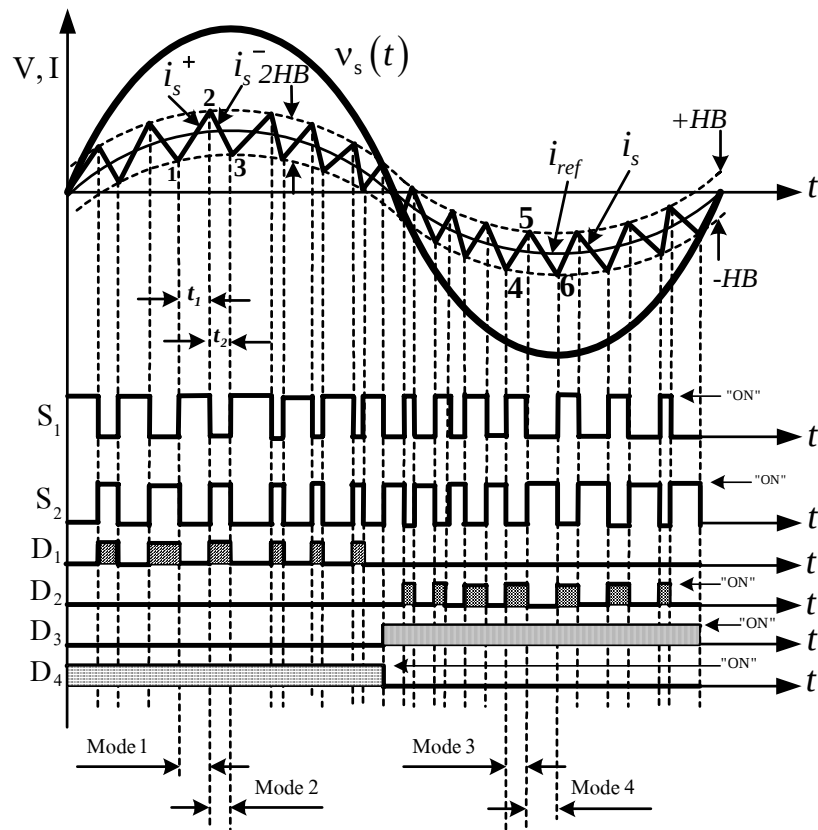
รูปที่ 3.2 วงจรสร้างสัญญาณฟีดแบคด้วยการปรับตัวของกระแส

3.3 หลักการทำงานสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสร่วมกับเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง

จากรูปที่ 3.4 คือระบบควบคุมกระแสเชื่อมอาร์คโลหะของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่ประกอบด้วยภาคคอนเวอร์เตอร์และภาคอินเวอร์เตอร์ โดยภาคคอนเวอร์เตอร์นั้นทำงานแบบสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบมีสวิตช์ต่อขนานกลับขั้วกับไดโอดคู่ล่างในวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟาย ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ



รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมของชุดสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์และชุดอินเวอร์เตอร์ที่ใช้กับเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง



รูปที่ 3.4 สัญญาณพัลส์ควบคุมสวิทช์ไอจีบีที (S_1 และ S_2) ที่ได้จากตัวเปรียบเทียบกระแสแบบฮิสเตอร์รีซีต

ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง และภาคอินเวอร์เตอร์นี้ประกอบด้วยมอสเฟต 4 ตัวที่ต่อเป็นแบบฟูลบริดจ์ (Full-bridge) โดยมีมอสเฟตทั้ง 4 ตัวทำงานเป็นสวิทช์ และใช้หลักการควบคุมกระแสทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงเป็นการทำงานแบบอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับ ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงผ่านให้หม้อแปลงไฟฟ้า ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้าให้มีขนาดลดลงแต่ความถี่ยังคงเดิม จากนั้นนำแรงดันต่ำไฟสลับความถี่สูงไปผ่านวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟาย ทำให้ได้แรงดันไฟตรงออกมา แล้วนำไปเชื่อมอาร์คขึ้นงานโลหะโดยผ่านตัวเหนี่ยวนำสะสมพลังงานทางด้านเอาต์พุต ซึ่งจะทำให้ได้กระแสเชื่อมมีลักษณะค่อนข้างคงที่โดยมีการกระเพื่อมของกระแสทางด้านเอาต์พุตน้อย ในการวิเคราะห์การทำงานของสวิทช์ไอจีบีทีที่ใช้ในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมจะมีอยู่ 4 สถานะอธิบายตามรูปที่ 3.4 คือ

สถานะที่ 1 เมื่อแรงดันแหล่งจ่าย v_s อยู่ในซีกบวกแล้วสวิทช์ S_1 'ON', S_2 'OFF' ดังรูปที่ 3.5(a) ตัวเหนี่ยวนำ L_s จะเก็บสะสมพลังงานจากแหล่งจ่ายผ่านสวิทช์ S_1 และไดโอด D_3 ทำให้

กระแสอินพุต i_s เพิ่มขึ้นจากจุดที่ 1 ไปถึงจุดที่ 2 ในรูปที่ 3.2 และ V_{conv} จะมีค่าเท่ากับศูนย์โวลต์ โดยแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_s มีค่าตามสมการที่ (3.14)

$$V_L = L_s \frac{di_s}{dt} = v_s(t) \quad (3.14)$$

สถานะที่ 2 เมื่อกระแส i_s เพิ่มขึ้นถึงขอบเขตบนจุดที่ 2 สวิตช์ S_1 'OFF', S_2 'ON' จะทำให้ตัวเหนี่ยวนำ L_s คายพลังงานที่เก็บสะสมแล้วทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_1 ดังรูปที่ 3.5(b) กระแสอินพุตจะลดลงจากจุดที่ 2 ไปถึงขอบเขตล่างจุดที่ 3 ในรูปที่ 3.2 และ V_{conv} จะมีค่าเท่ากับ V_{dc} โดยแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_s มีค่าตามสมการที่ (3.15)

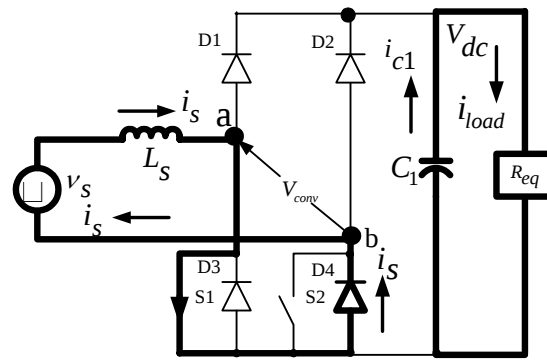
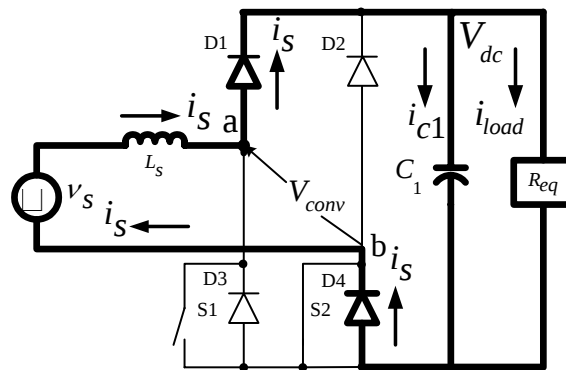
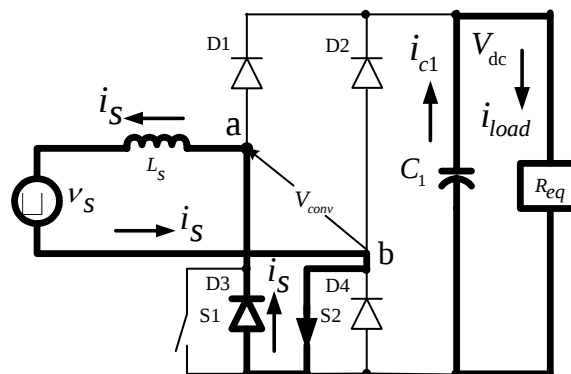
$$V_L = L_s \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - V_{dc} \quad (3.15)$$

สถานะที่ 3 เมื่อแรงดันแหล่งจ่าย v_s อยู่ในซีกลบแล้วสวิตช์ S_1 'OFF', S_2 'ON' ดังรูปที่ 3.5(c) ตัวเหนี่ยวนำ L_s จะเก็บสะสมพลังงานจากแหล่งจ่ายผ่านสวิตช์ S_2 และไดโอด D_3 ทำให้กระแสอินพุต i_s เพิ่มขึ้นจากจุดที่ 3 ไปถึงจุดที่ 5 ในรูปที่ 3.2 และ V_{conv} จะมีค่าเท่ากับศูนย์โวลต์ โดยแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_s มีค่าตามสมการที่ (3.16)

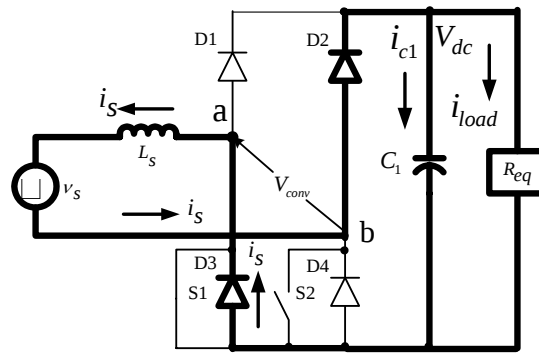
$$V_L = L_s \frac{di_s}{dt} = v_s(t) \quad (3.16)$$

สถานะที่ 4 เมื่อกระแส i_s เพิ่มขึ้นถึงขอบเขตบนจุดที่ 5 สวิตช์ S_1 'ON', S_2 'OFF' จะทำให้ตัวเหนี่ยวนำ L_s คายพลังงานที่เก็บสะสมแล้วทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_1 ดังรูปที่ 3.5(d) กระแสอินพุตจะลดลงจากจุดที่ 5 ไปถึงจุดที่ 6 ในรูปที่ 3.2 และ V_{conv} จะมีค่าเท่ากับ $-V_{dc}$ โดยแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_s มีค่าตามสมการที่ (3.17)

$$V_L = L_s \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - V_{dc} \quad (3.17)$$

(a) MODE 1 ($V_{conv} = 0$)(b) MODE 2 ($V_{conv} = V_{dc}$)(c) MODE 3 ($V_{conv} = 0$)

รูปที่ 3.5 สถานะการทำงานของสวิตช์ไอจีบีทีที่ใช้ปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมทั้ง 4 สถานะ

(d) MODE 4 ($V_{conv} = -V_{dc}$)

รูปที่ 3.5 (ต่อ)

จากการวิเคราะห์ในรูปที่ 3.4 สามารถที่จะเขียนเป็นสมการที่เกิดจากการสวิตช์ที่เวลา t_1 และ t_2 ช่วงจุดที่ 1 ถึง 2 โดยที่เวลา t_1 อุปกรณ์สวิตชิงกำลัง(IGBT) หรือสวิตช์ตัวที่ 1 ทำงาน ส่วนตัวที่ 2 หยุดทำงาน สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$L_s \frac{di_s^+}{dt} = v_s \quad (3.18)$$

และเมื่อเวลา t_2 อุปกรณ์สวิตชิงกำลัง(IGBT) หรือสวิตช์ตัวที่ 1 หยุดทำงาน ส่วนตัวที่ 2 ทำงาน ช่วงจุดที่ 2 ถึง 3 สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$L_s \frac{di_s^-}{dt} = v_s - V_{dc} \quad (3.19)$$

ดังนั้นเมื่อนำ $t_1 + t_2$ จะได้

$$\frac{di_s^+}{dt} + \frac{di_s^-}{dt} = \frac{2v_s - V_{dc}}{L_s} \quad (3.20)$$

เมื่อกำหนดให้

L_s = ตัวเหนี่ยวนำที่ต่อระหว่างแหล่งจ่ายไฟกับทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อม

i_s^+ = กระแสที่ไหลเข้าเครื่องเชื่อมทางด้านอินพุตที่มีความชันเป็นบวกเมื่อกระแสเดินทางขนบขอบเขตบน (HB^+)

i_s^- = กระแสที่ไหลเข้าเครื่องเชื่อมทางด้านอินพุตที่มีความชันเป็นลบเมื่อกระแสเดินทางขนบขอบเขตล่าง (HB^-)

HB^+ = ฮีสเตอร์รีซิสแบบขนบขอบเขตบน

HB^- = ฮีสเตอร์รีซิสแบบขนบขอบเขตล่าง

i_r^* = กระแสอ้างอิงที่สังเคราะห์ขึ้นมา

f_{sl} = ความถี่สวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง(IGBT)

m = $\frac{di_r^*}{dt}$ = ความชันของกระแสอ้างอิงที่สังเคราะห์ขึ้นมา

V_s = แรงดันของแหล่งจ่ายไฟที่เวลาใดๆ ที่ป้อนให้เครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรง

HB = ขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสรวมแบบบนและล่าง

V_{dc} = แรงดันทางด้านเอาต์พุตของวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟร์ทางด้านหน้าชุดอินเวอร์เตอร์

t_1 = เวลาในการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง(IGBT) จากจุดที่ 1 ไปจุดที่ 2

t_2 = เวลาในการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง(IGBT) จากจุดที่ 2 ไปจุดที่ 3

จากหลักตรีโกณมิติในรูปที่ (3.2) สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\frac{di_s^+}{dt}t_1 - \frac{di_r^*}{dt}t_1 = 2HB \quad (3.21)$$

$$\frac{di_s^-}{dt}t_2 - \frac{di_r^*}{dt}t_2 = -2HB \quad (3.22)$$

$$t_1 + t_2 = T_c = \frac{1}{f_c} \quad (3.23)$$

นำสมการ (3.21) และสมการ (3.22) มาบวกกันแล้วแทนในสมการ (3.23) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$t_1 \frac{di_s^+}{dt} + t_2 \frac{di_s^-}{dt} - \frac{1}{f_{sl}} \frac{di_r^*}{dt} = 0 \quad (3.24)$$

นำสมการ (3.21) มาลบกับสมการ (3.22) จะได้

$$t_1 \frac{di_s^+}{dt} - t_2 \frac{di_s^-}{dt} - (t_1 - t_2) \frac{di_r^*}{dt} = 4HB \quad (3.25)$$

นำสมการ (3.20) แทนในสมการ (3.25) จะได้

$$t_1 \frac{di_s^+}{dt} - t_2 \left[\frac{-di_s^+}{dt} + \left(\frac{2v_s - V_{dc}}{L_s} \right) \right] - (t_1 - t_2) \frac{di_r^*}{dt} = 4HB \quad (3.26)$$

$$t_1 \frac{di_s^+}{dt} + t_2 \frac{di_s^+}{dt} - t_2 \left(\frac{2v_s - V_{dc}}{L_s} \right) - (t_1 - t_2) \frac{di_r^*}{dt} = 4HB \quad (3.27)$$

$$(t_1 + t_2) \frac{di_s^+}{dt} - t_2 \left(\frac{2v_s - V_{dc}}{L_s} \right) - (t_1 - t_2) \frac{di_r^*}{dt} = 4HB \quad (3.28)$$

$$\left[\left(\frac{1}{f_{s1}} \right) \left(\frac{di_s^+}{dt} \right) \right] - t_2 \left(\frac{2v_s - V_{dc}}{L_s} \right) - (t_1 - t_2) \frac{di_r^*}{dt} = 4HB \quad (3.29)$$

เมื่อนำสมการ(3.20) แทนในสมการ(3.24) จะได้

$$t_1 \frac{di_s^+}{dt} + t_2 \left[-\frac{di_s^+}{dt} + \left[\frac{2v_s - V_{dc}}{L_s} \right] \right] - \frac{1}{f_{s1}} \frac{di_r^*}{dt} = 0 \quad (3.30)$$

$$t_1 - t_2 = \frac{\left[\left(\frac{di_r^*}{dt} \right) \right]}{\frac{di_s^+}{dt}} + t_2 \left[\frac{(2v_s - V_{dc})}{L_s} \right] \quad (3.31)$$

เมื่อนำสมการ (3.31) แทนในสมการ (3.29) จะได้

$$\left[\left(\frac{1}{f_{s1}} \right) \left(\frac{di_s^+}{dt} \right) \right] - t_2 \left(\frac{2v_s - V_{dc}}{L_s} \right) - \left(\frac{\left[\left(\frac{di_r^*}{dt} \right) \right]}{f_{s1}} + t_2 \left[\frac{(2v_s - V_{dc})}{L_s} \right]}{\frac{di_s^+}{dt}} \right) \frac{di_r^*}{dt} = 4HB \quad (3.32)$$

เมื่อแทน $\frac{di_s^+}{dt} = \frac{v_s}{L}$ และ $\frac{di_r^*}{dt} = m$ ในสมการ(3.32) จะได้

$$\left[\left(\frac{1}{f_{s1}} \right) \left(\frac{v_s}{L_s} \right) \right] - t_2 \left(\frac{2v_s - V_{dc}}{L_s} \right) - \left(\frac{\left[\frac{m}{f_{s1}} \right] - t_2 \left[\frac{(2v_s - V_{dc})}{L_s} \right]}{\frac{v_s}{L_s}} \right) (m) = 4HB \quad (3.33)$$

$$\left[\left(\frac{v_s}{f_{s1}L_s} \right) \right] - t_2 \left(\frac{2v_s - V_{dc}}{L_s} \right) - \left(\left[\frac{m}{f_{s1}} \right] - t_2 \left(\frac{(2v_s - V_{dc})}{L_s} \right) \right) \left(\frac{L_s}{v_s} \right) (m) = 4HB \quad (3.34)$$

แทน $t_2 = \frac{v_s - V_{dc}}{L_s}$ และ $\frac{1}{f_{s1}} = \frac{2v_s - V_{dc}}{L_s}$ ในสมการ(3.34) จะได้

$$\left(\frac{v_s}{f_{s1}L_s} \right) - \left(\frac{v_s - V_{dc}}{L_s} \right) \left(\frac{1}{f_{s1}} \right) - \left(\frac{m^2 L_s}{f_{s1} v_s} \right) - \left(\frac{v_s - V_{dc}}{L_s} \right) \left(\frac{1}{f_{s1}} \right) \left(\frac{L_s}{v_s} \right) m = 4HB \quad (3.35)$$

$$\left(\frac{v_s}{f_{s1}L_s} \right) - \left(\frac{v_s - V_{dc}}{f_{s1}L_s} \right) - \left(\frac{m^2 L_s}{f_{s1} v_s} \right) - \left(\frac{v_s - V_{dc}}{f_{s1}L_s} \right) \left(\frac{mL_s}{v_s} \right) = 4HB \quad (3.36)$$

$$4HB = \frac{v_s}{f_{s1}L_s} \left[1 - \left(1 - \frac{V_{dc}}{v_s} \right) - \frac{m^2 L_s^2}{v_s^2} - \left(1 - \frac{V_{dc}}{v_s} \right) mL_s \right] \quad (3.37)$$

$$HB = \frac{0.25v_s}{f_{s1}L_s} \left[1 - \left(1 - \frac{V_{dc}}{v_s} \right) - \frac{m^2 L_s^2}{v_s^2} - \left(1 - \frac{V_{dc}}{v_s} \right) mL_s \right] \quad (3.38)$$

ดังนั้น f_{s1} มีค่าเท่ากับ

$$f_{s1} = \frac{0.25v_s}{(HB)L_s} \left[1 - \left(1 - \frac{V_{dc}}{v_s} \right) - \frac{m^2 L_s^2}{v_s^2} - \left(1 - \frac{V_{dc}}{v_s} \right) mL_s \right] \quad (3.39)$$

เมื่อกำหนดให้ $m = \frac{di_r^*}{dt} = \frac{d(I_m^* \sin \omega t)}{dt}$ คือความชันของกระแสอ้างอิงที่สังเคราะห์ขึ้นมา และ

I_m^* คือขนาดสูงสุดของกระแสอ้างอิงที่สังเคราะห์ขึ้นมา

จากสมการที่ (3.38) คือฟังก์ชันของฮิสเตอร์รีซิสแบน ซึ่งขึ้นอยู่กับฟังก์ชันของ m และความถี่สวิทชิงของไอจีบีที (f_{s1}) แรงดันชั่วขณะของแหล่งจ่าย (v_s) ตัวเหนี่ยวนำทางดำนอินพุต (L_s) และแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงชั่วขณะ (v_{dc}) ทางเอาต์พุตของวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟายแบบมีสวิทช์ต่อขนานกลับขั้วอยู่กับไดโอดคู่ล่าง

เมื่อ $i_r^* = I_m^* \sin \omega t$

$$\text{ดังนั้น} \quad m^2 = \left[\frac{d(I_m^* \sin \omega t)}{dt} \right]^2 = 0.5 \omega^2 I_m^2 (1 + \cos 2\omega t) \quad (3.40)$$

และจากสมการ

$$v_s = V_m \sin \omega t = 310 \sin \omega t \quad (3.41)$$

จากสมการที่(3.39) มีความสัมพันธ์กับความถี่สูงสุดและความถี่ต่ำสุด ซึ่งเขียนได้ดังนี้

$$f_{sl(\max)} = \frac{0.25V_m}{(HB)L_s} \left[\frac{V_{dc}}{V_m} \right] \quad \text{ที่ } \omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2} \quad (3.42)$$

และ

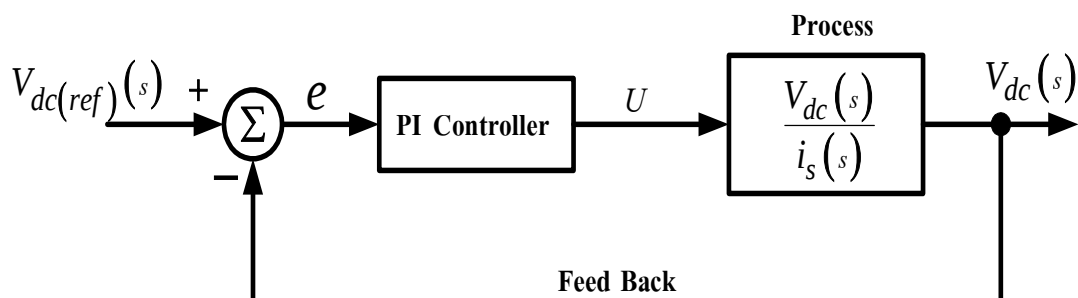
$$f_{sl(\min)} \quad \text{ที่ } \omega t = 0, \pi \quad (3.43)$$

เมื่อควบคุมฮิสเตอร์รีชีสแบนให้คงที่นั่นที่ ความถี่สูงสุด $f_{sl(\max)}$ เมื่อ m เท่ากับ 0 ที่ $\omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$ เรเดียน และที่ความถี่ต่ำสุด $f_{sl(\min)}$ เมื่อ m เท่ากับ $\omega t = 0, \pi$ เรเดียน

3.4 การจำลองเชิงคณิตศาสตร์ของสวิตช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับ

ในการวิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุมโดยทั่วไป จะต้องมีการจำลองระบบควบคุมให้อยู่ในรูปแบบจำลองเชิงคณิตศาสตร์[10] ซึ่งในงานวิจัยนี้ในการจำลองเชิงคณิตศาสตร์จะต้องมีการคำนวณค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของสวิตช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบมีสวิตช์ต่อขนานกลับเข้ากับไดโอดคู่ล่างในวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟายที่มีการป้อนกลับ

ในการควบคุมนั้นจะประกอบไปด้วยตัวควบคุมและตัวกระบวนการทำงานของระบบ ซึ่งจะเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่าง i_s กับ V_{dc} ดังแสดงในบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมควบคุมทั่วไปของสวิตช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับ

เมื่อพิจารณาสมมุติให้ระบบของสวิตช์โหมดมีประสิทธิภาพ 100 % และไม่พิจารณาถึงรีปเปิลของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจากการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายไฟ v_s ไปสู่ทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง และเพื่อจัดรูปสมการให้ง่ายต่อการแก้ปัญหาระบบคณิตศาสตร์สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$V_s i_s = \frac{V_{dc}^2}{R_{eq}} + C_{dc} V_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (3.44)$$

กำหนดให้ $R_{eq} = \frac{V_{dc}}{i_{dc}}$

$$V_s i_s - \frac{V_{dc}^2}{R_{eq}} = C_{dc} V_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (3.45)$$

$$\frac{V_s i_s}{C_{dc} V_{dc}} - \frac{V_{dc}}{C_{dc} R_{eq}} = \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (3.46)$$

ทำการแปลงลาปลาซสมการ(3.46) เพื่อที่จะให้ง่ายต่อการค้นหาคำตอบของสมการอนุพันธ์เชิงเส้นและง่ายต่อการหาความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของระบบ ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\frac{V_s i_s(s)}{C_{dc} V_{dc}} - \frac{V_{dc}(s)}{C_{dc} R_{eq}} = s V_{dc}(s) \quad (3.47)$$

จะได้ว่า

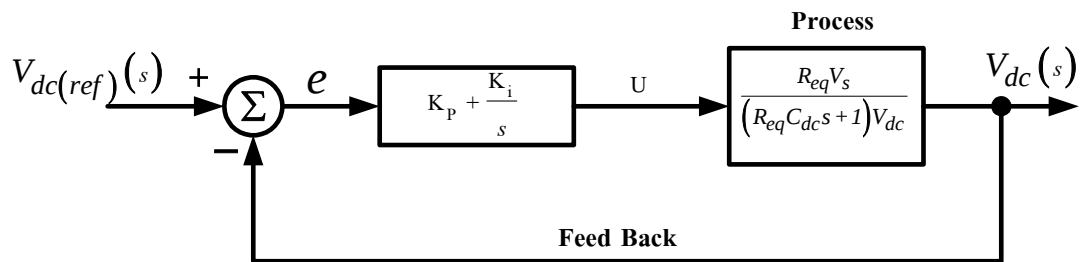
$$\frac{V_s i_s(s)}{C_{dc} V_{dc}} = \frac{V_{dc}(s)}{C_{dc} R_{eq}} + s V_{dc}(s) \quad (3.48)$$

$$\frac{V_s i_s(s)}{C_{dc} V_{dc}} = V_{dc}(s) \left(s + \frac{1}{R_{eq} C_{dc}} \right) \quad (3.49)$$

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_s(s)} = \frac{R_{eq} V_s}{\left(R_{eq} C_{dc} s + 1 \right) V_{dc}} \quad (3.50)$$

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนระบบจะมีค่าเท่ากับสมการ (3.50) และตัวควบคุมแบบฟีดโอบา

จาก $K_p + \frac{K_i}{s}$ จากนั้นนำไปออกแบบหาระบบควบคุมตามบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.7



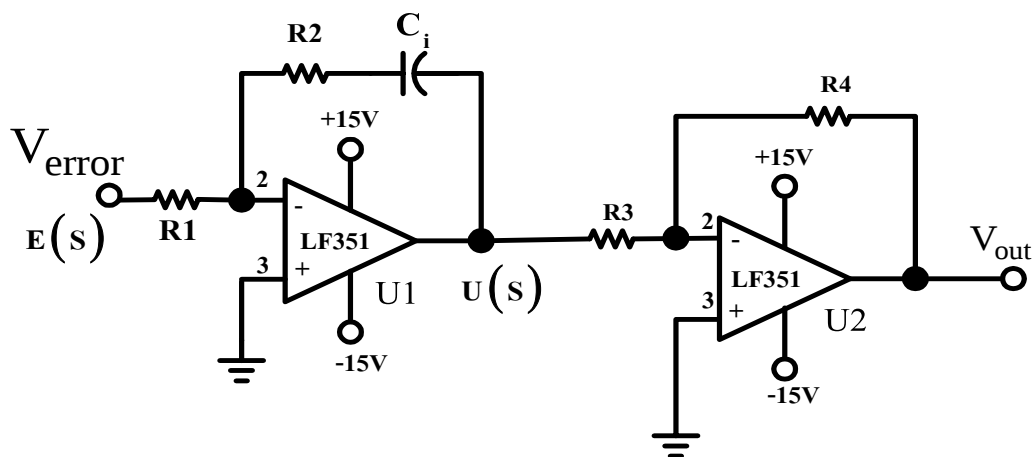
รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมของสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับ

เมื่อ

e คือ ความคลาดเคลื่อนในการควบคุม

U คือ สัญญาณควบคุม

ในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอินทิกรัล (Proportional plus Integral Controller) หรือตัวควบคุมแบบพีไอ (PI) ซึ่งเป็นการรวมตัวควบคุมแบบพี (P) เข้ากับแบบไอ (I) โดยมีการต่อวงจรดังในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 ตัวควบคุมแบบพีไอ (PI)

ในรูปที่ 3.8 เป็นการต่อตัวควบคุมแบบพีไอ โดยแรงดันไฟฟ้าคลาดเคลื่อน (V_{error}) จะได้จากแรงดันไฟฟ้าที่ตั้งค่า (V_{SP}) ไล่ลบด้วยแรงดันไฟฟ้าที่ตรวจจับมา (V_{PV}) ดังสมการที่ (3.51)

$$V_{error} = V_{SP} - V_{PV} \quad (3.51)$$

ตัวควบคุมแบบพีจะมีอัตราขยายสัดส่วน (K_p) ดังสมการที่ (3.52)

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.52)$$

ตัวควบคุมแบบพีไอจะมีแรงดันเอาต์พุตที่ออกมา ตามสมการที่ (3.53)

$$U(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (3.53)$$

เมื่อ

$$K_I = \frac{1}{R_i C_i} \quad (3.54)$$

สัญญาณที่ออกมาจากตัวควบคุมแบบพีไอ จะถูกกลับสัญญาณที่เอาต์พุตของออปแอมป์ ตัวที่ 2 (U_2)

จะสามารถเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอน ได้ดังสมการที่ (3.55)

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (3.55)$$

โดย T_i คือช่วงเวลาอินทิกรัล

จากฟังก์ชันถ่ายโอนของสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ดังแสดงในสมการ(3.50)

เมื่อนำการควบคุมแบบพีไอ(PID) มาใช้กับกระบวนการจะพบว่าการควบคุมแบบนี้ทำให้คุณสมบัติของกระบวนการเปลี่ยนไป ทำให้กระบวนการมีอันดับสูงขึ้นเนื่องจากการควบคุมแบบไอ กระบวนการจะเข้าสู่เป้าหมายเสมอเนื่องมาจากการควบคุมแบบไอ การเพิ่มค่า K_p จะทำให้มีการตอบสนองเร็วขึ้นแต่กระบวนการจะมีการแกว่งมากขึ้น ทำให้ค่าการตอบสนองสูงสุดเพิ่มขึ้นและเสถียรภาพของกระบวนการลดลงเนื่องมาจากการควบคุมแบบไอ และเมื่อลดค่า T_i จะทำให้การตอบสนอง

ของกระบวนการเร็วขึ้นและกระบวนการจะมีการแกว่งมากขึ้น ดังนั้นการออกแบบตัวควบคุมแบบ
พีไอให้เหมาะสมกับกระบวนการจะทำให้ระบบมีเวลาการตอบสนองที่ดีและระบบมีเสถียรภาพที่ดี

3.5 สรุป

ในบทนี้ได้พูดถึงหลักการวิเคราะห์กระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสที่ใช้ในการ
ควบคุมสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบมีสวิตช์ต่อขนานกลับขั้วกับไดโอดคู่ล่าง
ในวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟาย และการออกแบบโมเดลเชิงคณิตศาสตร์ของสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอน
เวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับ ที่นำมาใช้ปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมไฟฟ้า
กระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง