

บทที่ 5

การออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน

5.1 บทนำ

ระบบควบคุมสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ดังนั้นในบทนี้จึงเป็นการนำเสนอการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน รวมถึงออกแบบโครงสร้างการควบคุม และค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม สมรรถนะการทำงานของวงจรรอกำลังแอกทีฟที่ดี จะขึ้นอยู่กับแนวทางการออกแบบที่เหมาะสม ด้วยเหตุนี้ในบทนี้จึงเริ่มต้นนำเสนอ การออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ โดยอ้างอิงวิธีการออกแบบ 4 วิธี ได้แก่ วิธีการของ Ingram และ Round (Ingram, D.M.E. and Round, S.D., 1997) วิธีการของ Benchaita, Saadate และ Nia (Benchaita, Saadate, and Nia, 1999) วิธีการของ Thomas (Thomas, T., Haddad, K., Joos, G. and Jaafari, A., 1998) และวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ (T. Narongrit, K-L. Areerak and A. Srikaew, 2009) รายละเอียดของแต่ละวิธีจะนำเสนอในหัวข้อที่ 5.2 ส่วนการออกแบบโครงสร้างและตัวควบคุมสำหรับควบคุมการฉีดกระแสชดเชยบนแกนดีคิวด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม จะนำเสนอในหัวข้อที่ 5.3 และหัวข้อที่ 5.4 ตามลำดับ การออกแบบตัวควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 5.5 โดยที่การออกแบบระบบควบคุมในหัวข้อที่ 5.3 และหัวข้อที่ 5.5 ได้พึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานบนแกนดีคิว ดังรายละเอียดที่อธิบายไว้แล้วในบทที่ 4 นอกจากนี้ได้นำเสนอการจำลองสถานการณ์เพื่อตรวจสอบผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าที่พิจารณา

5.2 การออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน

ค่าพารามิเตอร์ในวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน มีวิธีการออกแบบในแต่ละส่วนแตกต่างกัน ประกอบด้วย ส่วนที่หนึ่ง คือ การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำ (L_c) ด้วยวิธีการของ Ingram และ Round ส่วนที่สอง คือ การออกแบบค่าแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) ด้วยวิธีการของ Benchaita, Saadate และ Nia ส่วนสุดท้าย คือ การออกแบบค่าความเก็บประจุ (C_{dc}) ด้วยวิธีการของ Thomas สำหรับวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search: ATS) ถูกนำมาใช้เพื่อระบุค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของค่า L_c และ V_{dc} ทั้งนี้เนื่องจากการออกแบบค่าพารามิเตอร์

ดังกล่าว ส่งผลต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งรายละเอียดการออกแบบได้นำเสนอไว้ดังนี้

การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำ (L_c) ด้วยวิธีการของ Ingram และ Round ได้นำเสนอขึ้นในปี ค.ศ. 1997 ซึ่งผลลัพธ์ของการออกแบบค่า L_c จะได้ขอบเขตที่มีขนาดไม่เกินขนาดของค่าความเหนี่ยวนำสูงสุด ($L_{c(max)}$) ซึ่งค่าดังกล่าวสามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (5-1) ดังนี้

$$L_{c(max)} = \frac{V_{dc} - v_m}{\max(\frac{di_c^*}{dt})} \quad (5-1)$$

โดยที่ v_m คือ ค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (V)

$\max(\frac{di_c^*}{dt})$ คือ ค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสอ้างอิงสูงสุดต่อเวลา (A/s)

จากสมการที่ (5-1) ค่า V_{dc} ควรออกแบบให้มีค่ามากกว่า 1.5 เท่าของค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก ($v_m \approx 312$ V) (Benchaita, Saadate, and Nia, 1999) และค่า $\max(\frac{di_c^*}{dt})$ สามารถได้จากองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกในระบบ ดังรูปที่ 5.1 โดยพิจารณาอันดับฮาร์มอนิกที่มีขนาดกระแสมากที่สุด ซึ่งมีที่มาจากสมการที่ (5-2) และสมการที่ (5-3)

$$i_{h(max)}(t) = I_h \sin(2\pi ft) \quad (5-2)$$

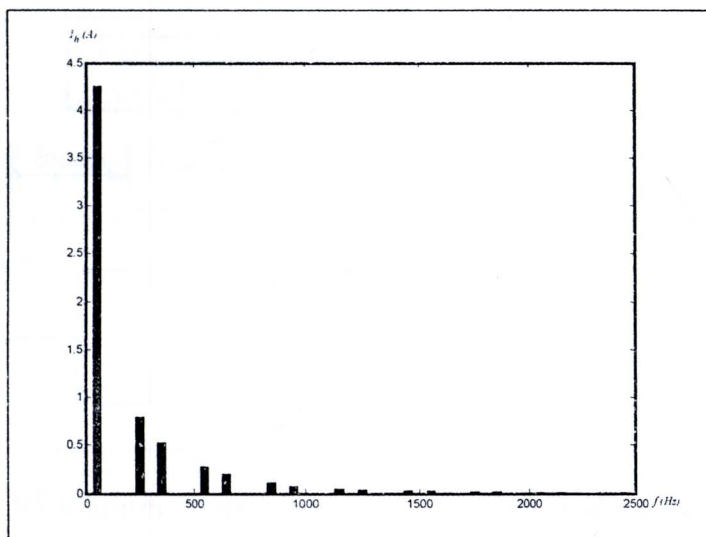
$$\max(\frac{di_c^*}{dt}) = 2\pi f I_h \quad (5-3)$$

โดยที่ I_h คือ แอมพลิจูดของกระแสฮาร์มอนิกลำดับที่มีขนาดของกระแสสูงสุด (A)

f คือ ความถี่ของอันดับฮาร์มอนิกที่มีขนาดกระแสสูงสุด (Hz)

ตารางที่ 5.1 ขนาดกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบที่พิจารณา

ความถี่ (Hz)	50	250	350	550	650	850	950	1150
ขนาดกระแส (A)	4.2500	0.8000	0.5338	0.2820	0.2095	0.1145	0.0836	0.0449
ความถี่ (Hz)	1250	1450	1550	1750	1850	2050	2150	2350
ขนาดกระแส (A)	0.0350	0.0272	0.0257	0.0221	0.0199	0.0148	0.0127	0.0098



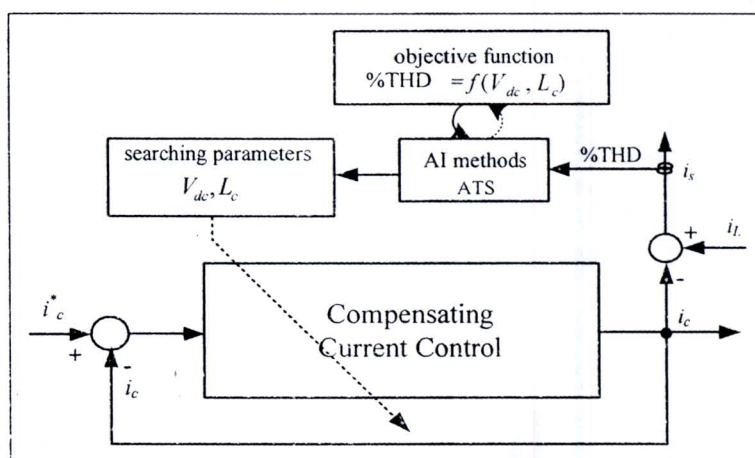
รูปที่ 5.1 ขนาดของกระแสฮาร์โมนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง

จากตารางที่ 5.1 แสดงปริมาณของกระแสฮาร์โมนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้า สังเกตได้ว่า กระแสฮาร์โมนิกลำดับที่ 5 ($f = 250$ Hz) มีค่าแอมพลิจูดสูงสุด เท่ากับ 0.8 A จากตาราง ดังกล่าวแสดงด้วยสเปกตรัม ดังรูปที่ 5.1 ทำให้สามารถหาขอบเขตการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำ สูงสุด ดังสมการที่ (5-4)

$$L_{c,\max} = \frac{V_{dc} - v_m}{2\pi f_h I_h} = \frac{V_{dc} - (\sqrt{2} \times 220)}{2\pi \times 250 \times 0.8} \text{ mH}; \quad V_{dc} \geq 1.5v_m \quad (5-4)$$

จากสมการที่ (5-4) สังเกตได้ว่าไม่สามารถระบุค่าพารามิเตอร์ V_{dc} และ L_c อย่างชัดเจน ว่า ควรมีค่าเท่าใดจึงจะส่งผลให้สมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยดีที่สุด ดังนั้นในการระบุค่าพารามิเตอร์ ดังกล่าวให้เหมาะสมกับวงจรรองกำลังแอททีฟ มีความจำเป็นต้องทบทวนงานวิจัยของ ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ (2553) ที่ออกแบบค่าดังกล่าวไว้โดยใช้การค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว ซึ่ง สามารถแสดงโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมขั้นตอนการออกแบบ ได้ดังรูปที่ 5.2

ขั้นตอนการออกแบบดังรูปที่ 5.2 เริ่มต้นพิจารณา ค่ากระแสอ้างอิง (i_c^*) ที่ได้จากการ ตรวจจับสนาร์โมนิก เพื่อนำมาหักลบกับค่ากระแสชดเชย (i_c) ที่คำนวณได้จากกระบวนการในระบบ ควบคุมกระแสชดเชย (Compensating Current Control) ซึ่งค่ากระแสชดเชยดังกล่าวสามารถ คำนวณหาค่ากระแสไฟฟ้ทางด้านแหล่งจ่ายภายหลังการชดเชย (i_s) ดังสมการที่ (5-5) และทำการ วัดค่า %THD ของรูปสัญญาณ i_s เพื่อนำค่า %THD ไปประเมินคำตอบในรูปแบบของฟังก์ชัน วัตถุประสงค์ (objective function) จากขั้นตอนนี้สังเกตได้ว่า กระบวนการค้นหาแบบตาบู่เชิง ปรับตัว หรือ วิธี ATS

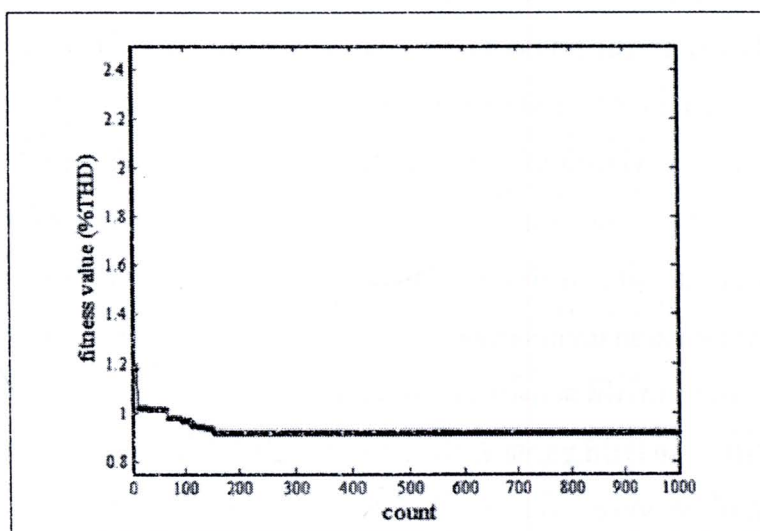


รูปที่ 5.2 บล็อกไดอะแกรมการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธี ATS

เข้ามาช่วยในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ V_{dc} และ L_c โดยมีวัตถุประสงค์ของการค้นหา คือ ค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิก (%THD) ที่น้อยที่สุดทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก

$$i_s = i_L - i_c \quad (5-5)$$

จากการอธิบายขั้นตอนการออกแบบในเบื้องต้น ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 5.3 จากรูปดังกล่าว แสดงการลู่เข้าของค่า %THD น้อยที่สุด เท่ากับ 0.9159 เปอร์เซ็นต์ ในจำนวนการค้นหา 1000 รอบ โดยค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ได้จากการค้นหา คือ ค่า V_{dc} เท่ากับ 750 V และค่า L_c เท่ากับ 0.039 H ซึ่งค่าดังกล่าวอยู่ในเงื่อนไขการออกแบบด้วยวิธีการดั้งเดิม และส่งผลให้มีสมรรถนะการบิดกระแสชดเชยของวงจรกรองที่ดีอีกด้วย ดังนั้น ในงานวิจัยนี้ จึงเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

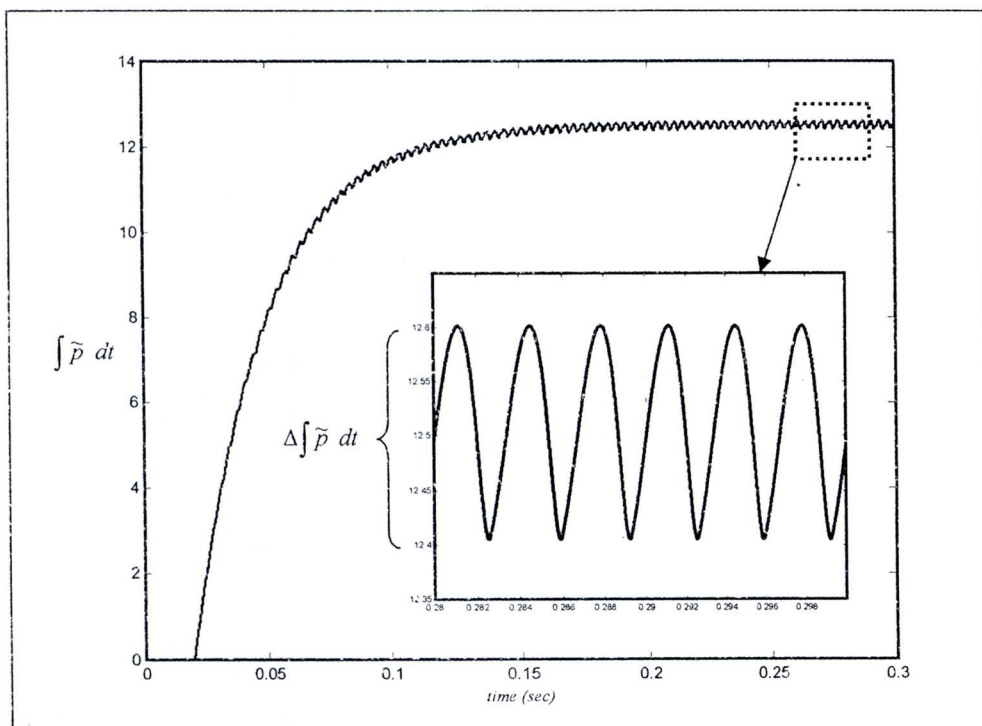


รูปที่ 5.3 การลู่เข้าของค่า %THD

สำหรับรายละเอียดต่าง ๆ เช่น การกำหนดค่าขอบเขตการค้นหา พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของ อัลกอริทึม และฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ดูเพิ่มเติมได้จากบทความตีพิมพ์ของ Narongrit , Areerak และ Srikaew ในปี 2009 เรื่อง Design of an Active Power Filter using Adaptive Tabu Search ในที่ประชุมวิชาการ The 8th WSEAS Conference on Artificial Intelligence, Knowledge Engineering and Data Bases (AIKED'09) หน้าที่ 314 ถึง 318

การออกแบบค่าความเก็บประจุ (C_{dc}) ได้จากการเลือกค่าโดยใช้วิธีของ Thomas ที่ได้ นำเสนอไว้ในปี ค.ศ. 1998 ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จากการออกแบบ คือ ขอบเขตต่ำสุดของค่าความเก็บ ประจุ ($C_{dc,min}$) สำหรับเป็นแหล่งสะสมพลังงานเพื่อจ่ายแรงดันให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ดัง สมการที่ (5-6) การออกแบบค่าดังกล่าว ส่งผลต่อการควบคุมค่าแรงดันกระเพื่อม (ΔV_{dc}) ให้อยู่ใน เกณฑ์ที่ยอมรับได้ และมีผลต่อระยะเวลาการเข้าสู่สภาวะคงตัวของค่าแรงดันบัสไฟตรง เท่ากับ 750 V ดังนั้น ในงานวิจัยนี้ ผู้วิจัยกำหนดให้ ΔV_{dc} มีค่าไม่เกิน 3 V หรือไม่เกิน 0.4 เปอร์เซ็นต์ ของ ค่าแรงดันบัสไฟตรงที่กำหนด

$$C_{dc,min} = \frac{\Delta \int \tilde{p} dt}{\Delta V_{dc} \times V_{dc}^*} = \frac{0.2}{3 \times 750} = 88.89 \mu F \quad (5-6)$$



รูปที่ 5.4 ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ

จากการออกแบบค่าความเก็บประจุในสมการที่ (5-6) พบว่า แนวทางการออกแบบไม่ได้
อ้างอิงถึงค่าพลังงานในตัวเก็บประจุ ส่งผลให้ค่า $C_{dc,min}$ ที่ได้จากสมการข้างต้น ไม่สามารถยืนยันได้
ว่ามีพลังงานเพียงพอต่อการนำไปใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ด้วยเหตุนี้จึงมีการ
ออกแบบโดยคำนึงถึงค่าพลังงานที่ตัวเก็บประจุ ดังสมการที่ (5-7) จากสมการดังกล่าว ค่ากำลังงาน
 $\tilde{p}(t)$ คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของพลังงาน ($\frac{dE}{dt}$) ที่ตัวเก็บประจุ เมื่อจัดเทอมสมการเชิงอนุพันธ์
อยู่ในเทอมอินทิเกรต จะได้ดังสมการที่ (5-8) และได้ขอบเขตต่ำสุดของค่าตัวเก็บประจุ ($C_{dc,min}$) ดัง
สมการที่ (5-9) โดยที่ ค่า $\int \tilde{p}(t)dt$ คือ ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟในสภาวะคงตัว ดังนั้น จากการ
ออกแบบทั้งสองวิธี การระบุค่าความเก็บประจุ ควรมีค่าน้อย เท่ากับ $88.89 \mu F$ ผู้วิจัยจึงเลือกใช้
ค่าความเก็บประจุ (C_{dc}) เท่ากับ $200 \mu F$ เนื่องจากคำนึงถึงระยะเวลาการเข้าสู่สภาวะคงตัวของค่า
 V_{dc} ที่รวดเร็ว และแรงดันพลิว (ripple voltage: ΔV_{dc}) ที่ต่ำ นอกเหนือไปจากการที่ค่าดังกล่าวอยู่
ในเงื่อนไขการออกแบบ

$$\tilde{p}(t) = V_{dc} i_{dc} = \frac{dE}{dt} \quad (5-7)$$

$$E = \int \tilde{p}(t)dt = \int (V_{dc} \cdot C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt})dt = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \quad (5-8)$$

$$C_{dc,min} = \frac{2 \cdot \int \tilde{p}(t)dt}{V_{dc}^2} = \frac{2(12.5)}{750^2} = 44.44 \mu F \quad (5-9)$$

สรุปค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ที่ใช้ในงานวิจัย ประกอบด้วย ค่าความ
เหนี่ยวนำ (L_c) เท่ากับ 39 mH ค่าแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) เท่ากับ 750 V และค่าความเก็บประจุ
(C_{dc}) เท่ากับ $200 \mu F$ ซึ่งค่าทั้งหมดคนนอกจากนำมาใช้จำลองสถานการณ์ทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิก
ในระบบแล้ว ยังนำไปใช้เพื่อออกแบบตัวควบคุมให้กับการฉีดกระแสชดเชยบนแกนดีคิว และการ
ควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ซึ่งจะได้นำเสนอในหัวข้อที่ 5.3 และหัวข้อที่ 5.5 ตามลำดับ

5.3 การออกแบบโครงสร้างและตัวควบคุมสำหรับการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว

ระบบควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานบนแกนดีคิว
ได้รับการออกแบบโดยอาศัยสมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชยบนแกนดีคิว ดังสมการที่ (5-10)
และสมการที่ (5-11) ตามลำดับ ซึ่งรายละเอียดที่มาของสมการได้นำเสนอไว้แล้วในบทที่ 4

$$L_c \frac{di_{cd}}{dt} + R_c i_{cd} = \omega L_c i_{cq} + v_{dl} - v_{pcc,d} \quad (5-10)$$

$$L_c \frac{di_{cq}}{dt} + R_c i_{cq} = -\omega L_c i_{cd} + v_{ql} - v_{pcc,q} \quad (5-11)$$

$$\text{โดยที่ } v_{dl} = d_d V_{dc}, v_{ql} = d_q V_{dc}$$

จากสมการดังกล่าว ผลคูณระหว่างฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนดีคิว (d_d , d_q) กับค่าแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) ถูกแทนเป็นแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์บนแกนดีคิว (v_{dl} , v_{ql}) และทำการปรับรูปสมการจะได้สมการแรงดันเชิงอนุพันธ์ที่จุด PCC บนแกนดีคิว ($v_{pcc,d}$, $v_{pcc,q}$) ดังสมการที่ (5-12) และสมการที่ (5-13)

$$v_{pcc,d} = -R_c i_{cd} - L_c \frac{di_{cd}}{dt} + \omega L_c i_{cq} + v_{dl} \quad (5-12)$$

$$v_{pcc,q} = -R_c i_{cq} - L_c \frac{di_{cq}}{dt} - \omega L_c i_{cd} + v_{ql} \quad (5-13)$$

จากเหตุผลการกำหนดมุมเฟสเริ่มต้นของระบบในบทที่ 4 ทำให้ สมการที่ (5-12) และสมการที่ (5-13) สามารถเขียนได้ใหม่ ดังสมการที่ (5-14) และสมการที่ (5-15) และจัดเทอมสมการเชิงอนุพันธ์ใหม่อีกครั้ง ดังสมการที่ (5-16) และสมการที่ (5-17) เพื่อแสดงให้เห็นถึงวัตถุประสงค์ในการที่จะควบคุมแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์บนแกนดีคิว เป็นสัญญาณอ้างอิง (v_{dl}^* , v_{ql}^*) ให้กับส่วนควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot v_m = -R_c i_{cd} - L_c \frac{di_{cd}}{dt} + \omega L_c i_{cq} + v_{dl} \quad (5-14)$$

$$0 = -R_c i_{cq} - L_c \frac{di_{cq}}{dt} - \omega L_c i_{cd} + v_{ql} \quad (5-15)$$

$$v_{dl}^* = -\omega L_c i_{cq} + u_d + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot v_m \quad (5-16)$$

$$v_{ql}^* = \omega L_c i_{cd} + u_q \quad (5-17)$$

จากสมการที่ (5-16) และสมการที่ (5-17) สามารถนำมาใช้อธิบายการออกแบบโครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว ซึ่งจะนำเสนอในส่วนต่อไป โดยในส่วนนี้ตัวแปร u_d และ u_q คือ สัญญาณเอาต์พุตที่มาจากพลาเน็ตของระบบ ซึ่งมีตัวควบคุมแบบพีไอทำหน้าที่ควบคุมปริมาณเอาต์พุตของระบบที่พิจารณาให้ได้ตามที่ต้องการ ซึ่งอธิบายได้ดังนี้

$$u_d = L_c \frac{di_{cd}}{dt} + R_c i_{cd} \quad (5-18)$$

$$u_q = L_c \frac{di_{cq}}{dt} + R_c i_{cq} \quad (5-19)$$

จากสมการที่ (5-18) และสมการที่ (5-19) นำสมการดังกล่าวมาหาฟังก์ชันถ่ายโอนเพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยการแปลงลาปลาซ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับพลาเน็ตดังสมการที่ (5-20) หลังจากนั้นจะดำเนินการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบพีไอ โดยเริ่มต้นจากการพิจารณาสัญญาณควบคุมแบบพีไอในรูปทั่วไปบนแกนดี และแกนคิว แสดงไว้ดังสมการที่ (5-21) และสมการที่ (5-22) ตามลำดับ โดยที่ตัวแปร $\tilde{i}_d$ คือ ค่าผลต่างระหว่าง i_{dh} กับ i_{cd} และตัวแปร $\tilde{i}_q$ คือค่าผลต่างระหว่าง i_{qh} กับ i_{cq} ตามลำดับ เมื่อดำเนินการแปลงลาปลาซของสมการที่ (5-21) และสมการที่ (5-22) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับตัวควบคุมแบบพีไอ ดังสมการที่ (5-23)

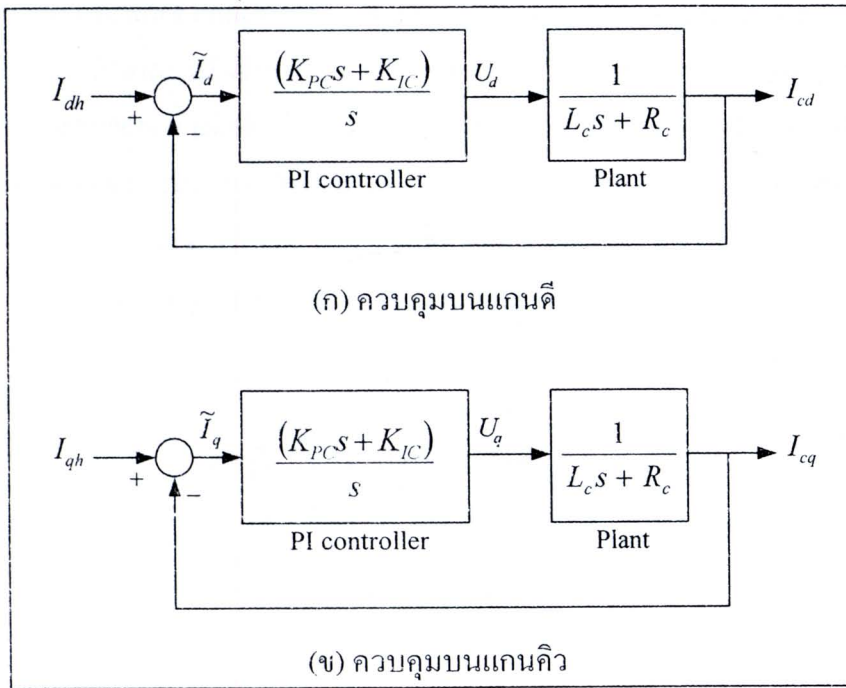
$$\frac{I_{cd}}{U_d} = \frac{I_{cq}}{U_q} = \frac{1}{L_c s + R_c} \quad (5-20)$$

$$u_d = K_{PC} \tilde{i}_d + K_{IC} \int \tilde{i}_d dt \quad (5-21)$$

$$u_q = K_{PC} \tilde{i}_q + K_{IC} \int \tilde{i}_q dt \quad (5-22)$$

$$\frac{U_d}{\tilde{I}_d} = \frac{U_q}{\tilde{I}_q} = \frac{(K_{PC}s + K_{IC})}{s} \quad (5-23)$$

สมการที่ (5-20) และสมการที่ (5-23) สามารถอธิบายเป็นแผนภาพโอดะแกรมสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว แสดงได้ดังรูปที่ 5.5 จากส่วนนี้จะสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ได้ดังสมการที่ (5-24)



รูปที่ 5.5 แผนภาพไดอะแกรมสำหรับระบบควบคุมกระแสขดลวด

$$\frac{I_{cd}}{I_{dh}} = \frac{I_{cq}}{I_{qh}} = \frac{K_{PC}}{L_c} \left(\frac{s + \frac{K_{IC}}{K_{PC}}}{s^2 + \left(\frac{R_c + K_{PC}}{L_c}\right)s + \frac{K_{IC}}{L_c}} \right) \quad (5-24)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} ของตัวควบคุมแบบพีไอ จะใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพหุนามลักษณะเฉพาะ (characteristic polynomial) ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของระบบตามสมการที่ (5-24) และพหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (5-25) จะได้ผลเฉลยของสมการ การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ ดังสมการที่ (5-26) และสมการที่ (5-27)

$$G(s) = \frac{\omega_{ni}^2}{s^2 + 2\xi\omega_{ni}s + \omega_{ni}^2} \quad (5-25)$$

$$K_{PC,d} = K_{PC,q} = 2\xi\omega_{ni}L_c - R_c \quad (5-26)$$

$$K_{IC,d} = K_{IC,q} = \omega_{ni}^2 L_c \quad (5-27)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} บนแกนคิกว จากสมการที่ (5-26) และสมการที่ (5-27) จะพิจารณาจากอันดับฮาร์มอนิกสูงสุดที่ต้องการกำจัดในระบบ ซึ่งผู้วิจัยได้พิจารณากำจัดฮาร์มอนิกถึงอันดับที่ 50 มีความถี่ เท่ากับ 2500 เฮิร์ตซ์ ดังนั้น ค่าความถี่ธรรมชาติ (ω_n) มีค่าเท่ากับ $2\pi \times 2500$ rad/s และกำหนดค่าอัตราส่วนการเข้าสู่สถานะคงตัว (damping ratio: ξ) เท่ากับ $\sqrt{2}/2$ เพื่อให้การตอบสนองของระบบเป็นแบบหน่วงต่ำกว่าวิกฤต (underdamped response) ดังนั้น จะสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ ได้ดังสมการที่ (5-28) และสมการที่ (5-29) ตามลำดับ

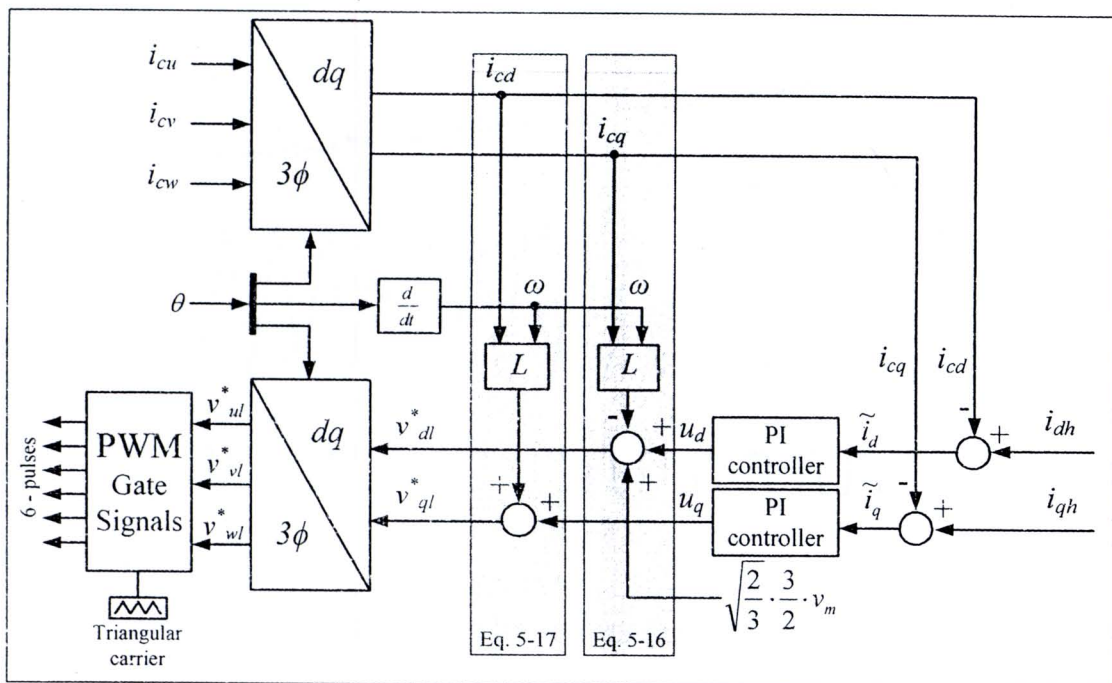
$$K_{PC,d} = K_{PC,q} = 2\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)(5000\pi)(0.039) - 0 = 866 \quad (5-28)$$

$$K_{IC,d} = K_{IC,q} = (5000\pi)^2(0.039) = 9.62 \times 10^6 \quad (5-29)$$

5.4 การควบคุมกระแสขดลวดของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

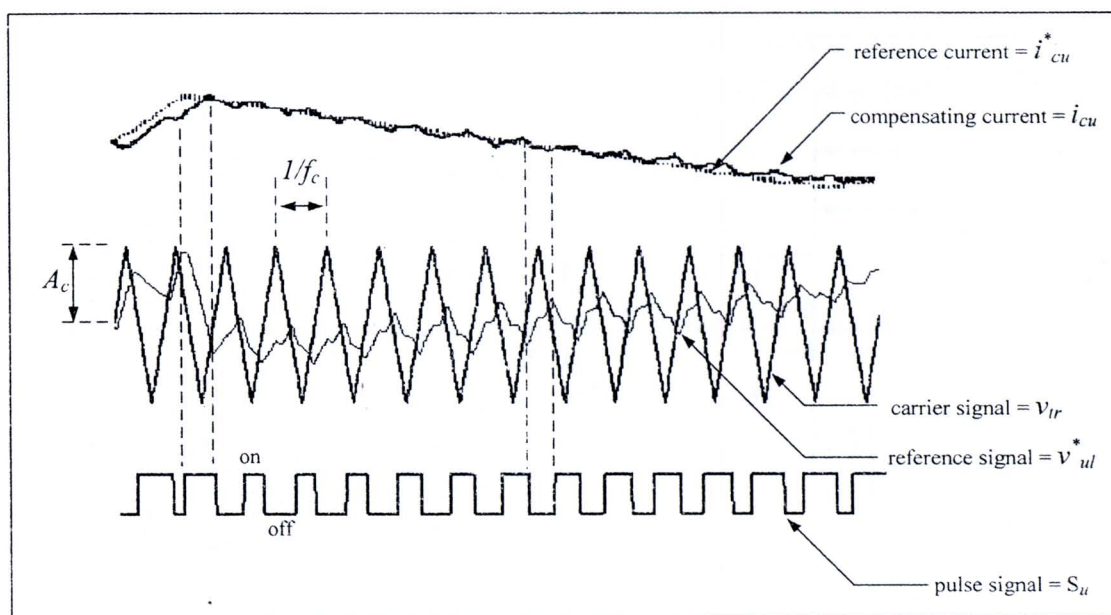
โครงสร้างการควบคุมกระแสขดลวด และพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ ที่ได้ออกแบบในหัวข้อที่ผ่านมาถูกนำมาใช้งานร่วมกับเทคนิคการสวิตช์ ซึ่งงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของสวิตช์ไอจีบีที เนื่องจากเทคนิคดังกล่าวมีความถี่การสวิตช์คงที่เท่ากับค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม เหมาะสำห้รับนำมาใช้ควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากวงจรอินเวอร์เตอร์ อีกทั้งมีโครงสร้างการควบคุมที่ไม่ซับซ้อนและให้ผลการควบคุมที่ดี (Kazmierkowski and Malesani, 1998) โดยที่ระบบการควบคุมกระแสขดลวด แสดงได้ดังรูปที่ 5.6

โครงสร้างของระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์การฉีดกระแสขดลวดที่ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ พิจารณาได้จากรูปที่ 5.6 จากรูปดังกล่าวกระแสอ้างอิง i_{dh} และ i_{qh} เป็นค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยวิธี DQF จากนั้นนำค่าดังกล่าวห้กลับกับค่ากระแสขดลวดจริง (i_{cd} , i_{cq}) จะได้เป็นค่าคลาดเคลื่อน- ($\tilde{i}_d$, $\tilde{i}_q$) สำหรับเป็นสัญญาณอินพุตให้กับตัวควบคุมแบบพีไอ เพื่อทำหน้าที่ควบคุมการฉีดกระแสขดลวดให้มีความใกล้เคียงกับค่ากระแสอ้างอิง โดยเอาต์พุตที่ออกจากตัวควบคุมแบบพีไอเป็นค่าแรงดันอ้างอิง (u_d , u_q) ซึ่งค่าดังกล่าวจะปรากฏในสมการที่ (5-16) และสมการที่ (5-17) และเพื่อให้ได้เป็นแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์บนแกนคิกว (v_{dl}^* , v_{ql}^*) จะต้องดำเนินการต่อบล็อกตามรูปที่ 5.6 ให้สอดคล้องกับสมการดังกล่าว หลังจากนั้นนำ v_{dl}^* และ v_{ql}^* แปลงให้อยู่บนปริมาณไฟฟ้าสามเฟส (v_{ul}^* , v_{vl}^* , v_{wl}^*) เพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิงให้กับการควบคุมการทำงานของไอจีบีทีด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม



รูปที่ 5.6 โครงสร้างการควบคุมกระแสเซชบนแกนดีควด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

ลักษณะของการใช้เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ให้กับไอจีบีที ดังรูปที่ 5.7 สังเกตได้ว่า v_{ul}^* , v_{vl}^* และ v_{wl}^* จะดำเนินการเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยม (v_r) ที่มีความถี่ (f_c) และแอมพลิจูด (A_c) คงที่ค่าหนึ่ง เพื่อสร้างเป็นสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมการสวิตช์ไอจีบีทีทั้ง 6 ตัว จากรูปดังกล่าว ได้ยกตัวอย่างการทำงานในกรณีเฟส u เพื่อดูผลการเปรียบเทียบเมื่อสัญญาณ v_{ul}^* มากกว่าสัญญาณ v_r ทำให้ไอจีบีทีตัวบนนำกระแส และตัวล่างหยุดนำกระแส กระแสเซชจริงจึงมีค่าเพิ่มขึ้น ในทางกลับกันหาผลการเปรียบเทียบสัญญาณ v_{ul}^* น้อยกว่าสัญญาณ v_r ทำให้ไอจีบีทีตัวบนหยุดนำกระแส และตัวล่างนำกระแส กระแสเซชจริงจึงมีค่าลดลง การเปรียบเทียบสัญญาณในลักษณะดังกล่าวตลอดย่านการทำงาน สังเกตได้ว่าการเปลี่ยนแปลงค่าของกระแสเซชจริง (i_{cu}) จะมีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณกระแสอ้างอิง (i_{cu}^*) โดยพบว่า ค่าความถี่ของสัญญาณ v_r มีผลกับค่าความถี่การสวิตช์ของสัญญาณพัลส์ ดังนั้น การออกแบบค่าความถี่ของสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยมที่เหมาะสม จึงมีนัยสำคัญต่อสมรรถนะการฉีดกระแสเซช เนื่องจากสัญญาณอ้างอิงที่ใช้ในการเปรียบเทียบนั้นมีรูปร่างสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งมีความแตกต่างกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์ปกติทั่วไป



รูปที่ 5.7 ลักษณะการควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

สำหรับการออกแบบความถี่ของสัญญาณพาห้รูปสามเหลี่ยม จะพิจารณาจากอันดับฮาร์มอนิกสูงสุดที่ต้องการกำจัด โดยความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมต้องมากกว่าความถี่ฮาร์มอนิกอันดับสูงสุดที่พิจารณาเป็นสองเท่า (Thomas, 1998) ดังนั้น สามารถหาความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมได้ดังสมการที่ (5-30)

$$f_c = 2 \times f_{h,\max} = 2 \times 2500 = 5000\text{Hz} \quad (5-30)$$

5.5 การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรรอกำลังแอคทีฟแบบขนาน

การควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงของตัวเก็บประจุให้คงที่ ณ จุดการทำงานที่เหมาะสมค่าหนึ่งมีความสำคัญอย่างยิ่ง เนื่องจากส่งผลต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรรอกำลังแอคทีฟแบบขนาน ในหัวข้อนี้จึงได้มีการนำเสนอการออกแบบการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงบนแกนดีคิว โดยเริ่มต้นวิเคราะห์จากตัวแปรสถานะของแบบจำลอง ในสมการที่ (5-31) เพื่ออธิบายให้อยู่ในลักษณะของกระแสไหลเข้าทางด้านดีซี เท่ากับ กระแสไหลออกทางด้านเอซี เมื่อดำเนินการจัดรูปใหม่ จะได้ดังสมการที่ (5-32) และจากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันที่ตัวเก็บประจุ ($i_{dc} = -C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt}$) แทนความสัมพันธ์ได้ใหม่ ดังสมการที่ (5-33) ซึ่งรายละเอียดที่มาของสมการได้นำเสนอไว้ในบทที่ 4

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = -\frac{d_d}{C_{dc}} i_{cd} - \frac{d_q}{C_{dc}} i_{cq} \quad (5-31)$$

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = -d_d i_{cd} - d_q i_{cq} \quad (5-32)$$

$$-i_{dc} = -d_d i_{cd} - d_q i_{cq} \quad (5-33)$$

โดยที่ $C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt}$ คือ พลังงานของระบบที่พิจารณาให้มีการควบคุมแรงดัน

ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (V_{dc})

i_{dc} คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ (C_{dc})

จากสมการที่ (5-33) ทำการแทนค่าฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนดีคิว ตามที่ได้อธิบายไว้ในสมการที่ (4-30) ของบทที่ 4 จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (5-34) ค่า i_{cd} ในสมการดังกล่าว คือ สัญญาณเอาต์พุตสำหรับตัวควบคุมในส่วนการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง เพื่อให้ง่ายต่อความเข้าใจจึงได้นิยามตัวแปร i_{cd} ขึ้นมาใหม่เป็น $i_{cd,v}$ ดังนั้นสามารถเขียนแสดงเป็นสมการความสัมพันธ์ระหว่าง i_{dc} และ $i_{cd,v}$ ดังสมการที่ (5-35)

$$-i_{dc} = -\left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2}\right) \cdot i_{cd} \quad (5-34)$$

$$\frac{-i_{dc}}{-i_{cd,v}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \quad (5-35)$$

จากสมการดังกล่าวใช้การแปลงลาปลาซร่วมกับเทอมพลังงานของระบบ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน ดังสมการที่ (5-36) และสมการที่ (5-37) ตามลำดับ เพื่อนำมาใช้ออกแบบโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง

$$\frac{V_{dc}}{-I_{dc}} = \frac{1}{C_{dc}s} \quad (5-36)$$

$$\frac{-I_{dc}}{-I_{cd,v}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \quad (5-37)$$

สำหรับโครงสร้างไดอะแกรมการควบคุม ดังรูปที่ 5.8 ได้พิจารณาใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ เพื่อควบคุมแรงดันบัสไฟตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุให้มีค่าคงที่ โดยเริ่มต้นวิเคราะห์จากตัวควบคุมแบบพีไอทางโดเมนเวลา ดังสมการที่ (5-38) จากนั้นแปลงลาปลาซได้ดังสมการที่ (5-39) และจัดเทอมให้อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน ดังสมการที่ (5-40) ทำให้สามารถนำสมการที่ (5-36), สมการที่ (5-37) และสมการที่ (5-40) มาใช้อธิบายโครงสร้างไดอะแกรมจากรูปดังกล่าวได้ เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด โดยดำเนินการตามสมการที่ (5-41) และสมการที่ (5-42)

$$-i_{cd,v} = K_{PV} \tilde{V}_{dc} + K_{IV} \int \tilde{V}_{dc} dt \quad (5-38)$$

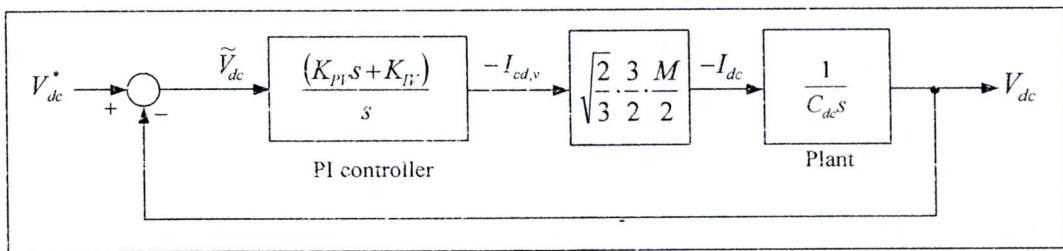
โดยที่ $\tilde{V}_{dc} = V_{dc}^* - V_{dc}$

V_{dc}^* คือ แรงดันอ้างอิงที่ได้จากการออกแบบ

V_{dc} คือ แรงดันที่ได้จากการวัดตกคร่อมตัวเก็บประจุ

$$-I_{cd,v} = K_{PV} \tilde{V}_{dc} + \frac{K_{IV} \tilde{V}_{dc}}{s} \quad (5-39)$$

$$\frac{-I_{cd,v}}{\tilde{V}_{dc}} = \frac{(K_{PV}s + K_{IV})}{s} \quad (5-40)$$



รูปที่ 5.8 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{C_{dc}s^2} \right)}{1 + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{C_{dc}s^2} \right)} \quad (5-41)$$

$$\frac{V_d}{V_{dc}^*} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{1}{C_{dc}} \cdot \left(\frac{K_{pV}s + K_{IV}}{s^2 + \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{K_{pV}}{C_{dc}} \right) s + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{K_{IV}}{C_{dc}}} \right) \quad (5-42)$$

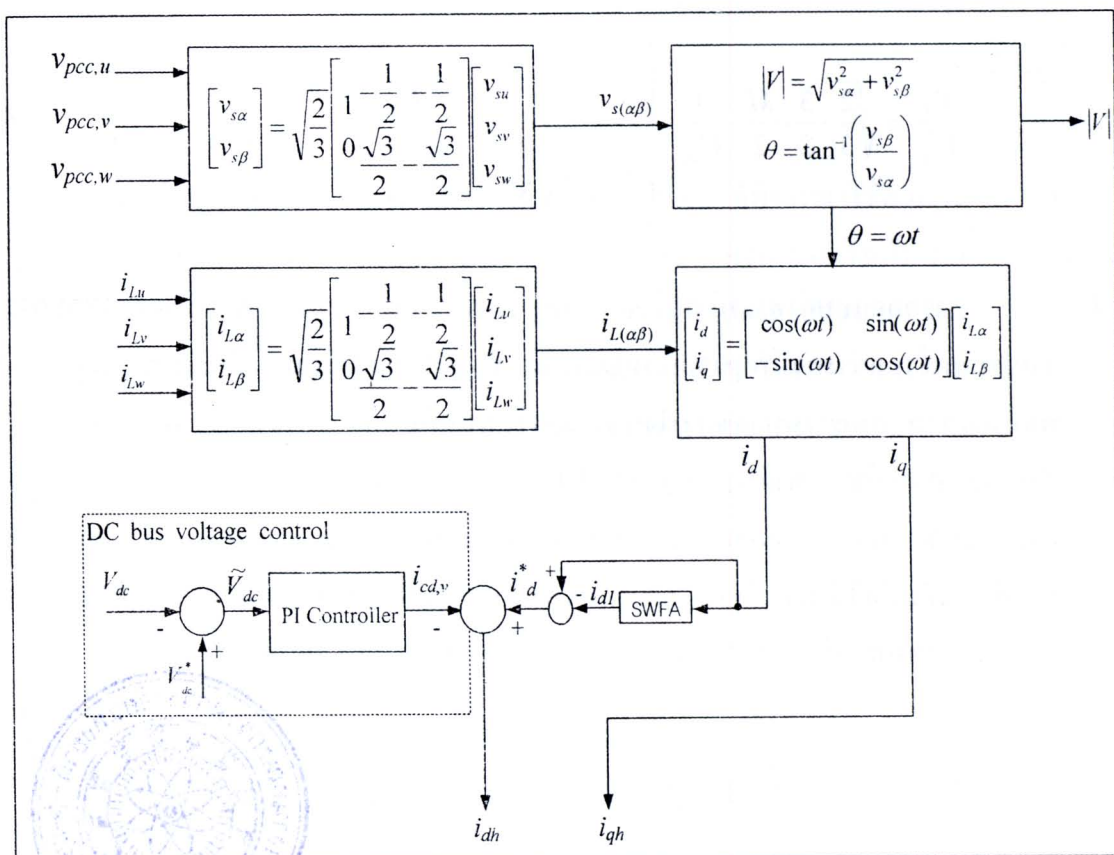
การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{pV} และค่า K_{IV} ของตัวควบคุมแบบพีไอ จะใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ดังสมการที่ (5-42) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (5-43) โดยกำหนดค่าความถี่ธรรมชาติ (ω_{nv}) เท่ากับ 10π rad/s (Thomas, 1998) ค่าอัตราส่วนการเข้าสู่สถานะคงตัว (ξ) เท่ากับ $\sqrt{2}/2$ และค่าดัชนีการมอดูเลต (modulation index) เท่ากับ 0.83 ณ จุดการทำงานของค่าแรงดันบัสไฟตรง เท่ากับ 750 V ดังที่ได้กล่าวในข้างต้นนี้จะสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอได้ดังสมการที่ (5-44) และสมการที่ (5-45) ตามลำดับ

$$G(s) = \frac{\omega_{nv}^2}{s^2 + 2\xi\omega_{nv}s + \omega_{nv}^2} \quad (5-43)$$

$$K_{pV} = \frac{4\sqrt{2}\xi\omega_{nv}C_{dc}}{\sqrt{3}M} = \frac{4\sqrt{2} \times \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \right) \times 10\pi \times 200 \times 10^{-6}}{\sqrt{3} \times 0.83} = 0.0175 \quad (5-44)$$

$$K_{IV} = \frac{4\sqrt{3} \cdot C_{dc} \cdot \omega_{nv}^2}{3\sqrt{2} \cdot M} = \frac{4\sqrt{3} \times (200 \times 10^{-6}) \times (10\pi)^2}{3\sqrt{2} \times 0.83} = 0.3884 \quad (5-45)$$

บล็อกการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแยกทีฟแบบขนาน (DC bus voltage control) ดังรูปที่ 5.9 รับค่าแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) ที่วัดมาจากแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (C_{dc}) นำมาหักลบกับค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง (V_{dc}^*) ที่ได้จากการออกแบบไว้ก่อนหน้านี้ จนกระทั่งได้เป็นค่าผลต่างแรงดัน ($\tilde{V}_{dc}$) เพื่อเป็นค่าอินพุตให้กับตัวควบคุมแบบพีไอ ในการทำหน้าที่ควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงให้คงที่เท่ากับค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง โดยเอาต์พุตที่ออกจากตัวควบคุมแบบพีไอ ($i_{cd,v}$) จะถูกนำไปหักลบกับปริมาณฮาร์มอนิกบนแกนดี (i_d^*) ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ดังนั้น ค่าผลต่างดังกล่าว คือ ปริมาณกระแสฮาร์มอนิก อ้างอิง (i_{dh}) ที่ใช้เป็นอินพุตให้กับส่วนควบคุมการฉีดกระแสชดเชย



รูปที่ 5.9 แผนภาพการคำนวณการตรวจนับฮาร์โมนิกด้วยวิธี DQF ที่มีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

5.6 ผลการจำลองสถานการณ์และการอภิปรายผล

การจำลองสถานการณ์การก่อกำจัดฮาร์โมนิก เพื่อทดสอบสมรรถนะการควบคุมการบิด
กระแสชดเชย และสมรรถนะการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแยกที่ฟ
มีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ภายในระบบแสดงไว้ในตารางที่ 5.2 และจากการออกแบบระบบควบคุม
ดังที่นำเสนอไว้ในข้างต้น ระบบไฟฟ้าที่พิจารณากำจัดฮาร์โมนิกในที่นี้ แสดงได้ดังรูปที่ 5.10 จาก
รูปดังกล่าวอธิบายแต่ละส่วนได้ดังนี้

ส่วนที่ 1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณา คือ ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสที่มีแรงดันไฟฟ้าทางดันแหล่งจ่าย เท่ากับ 380 V_{L-L} ความถี่เท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ โดยระบบไฟฟ้างดกล่าวต่อเข้ากับโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลของการต่อโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นจะทำให้เกิดฮาร์โมนิกขึ้นในระบบไฟฟ้า

ส่วนที่ 2 บล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิก (harmonic detection) ด้วยวิธี DQF ทำหน้าที่คำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนดีคิว (i_{dh}, i_{qh}) ให้กับส่วนควบคุมกระแสชดเชย

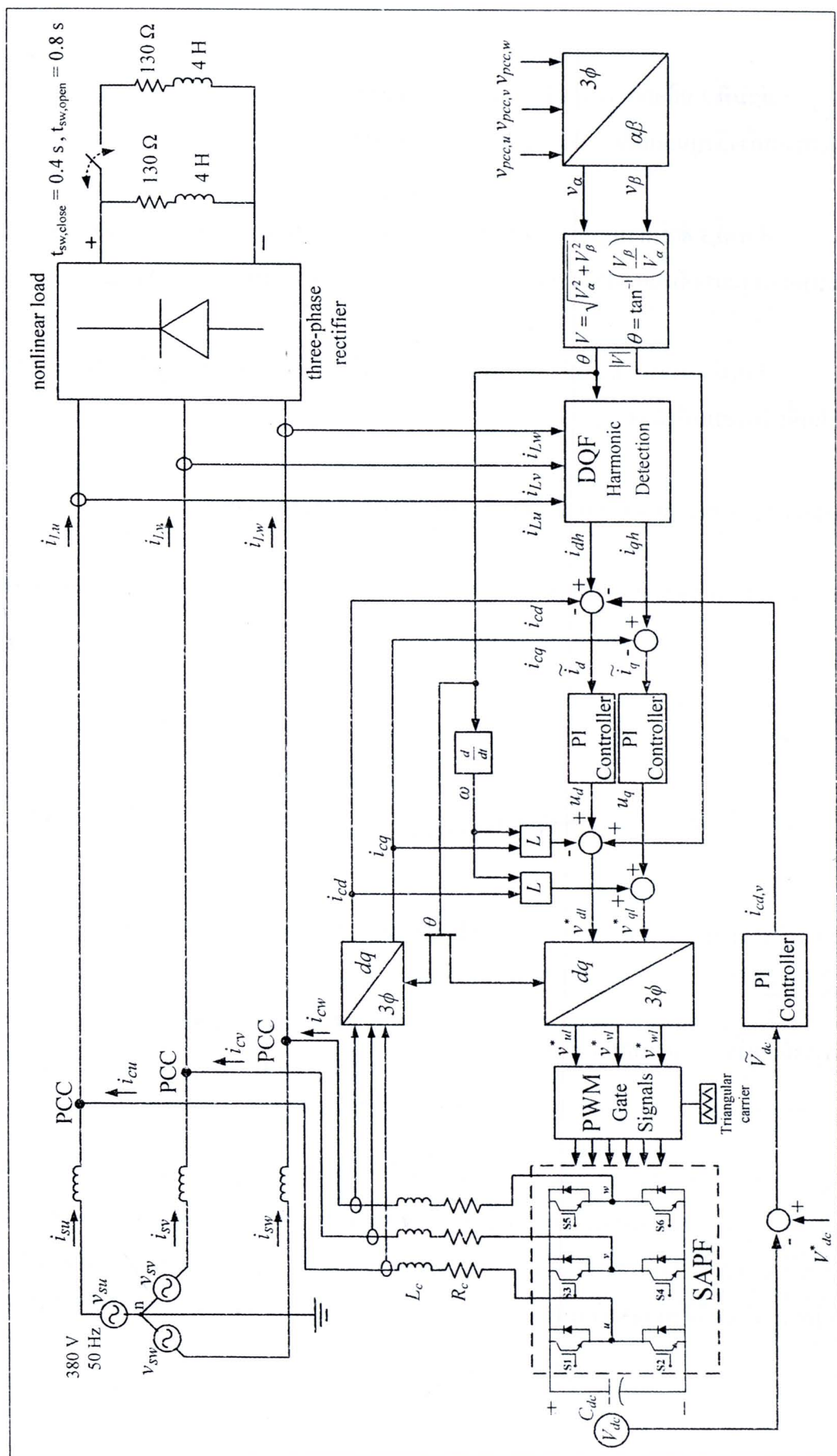
ส่วนที่ 3 ส่วนควบคุมกระแสชดเชย ประกอบด้วย ระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และระบบการสวิตช์อุปกรณ์ไอจีบีทีแบบ PWM

ส่วนที่ 4 วงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนาน ทำหน้าที่ฉีดกระแสชดเชยเพื่อกำจัดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบที่จุด PCC

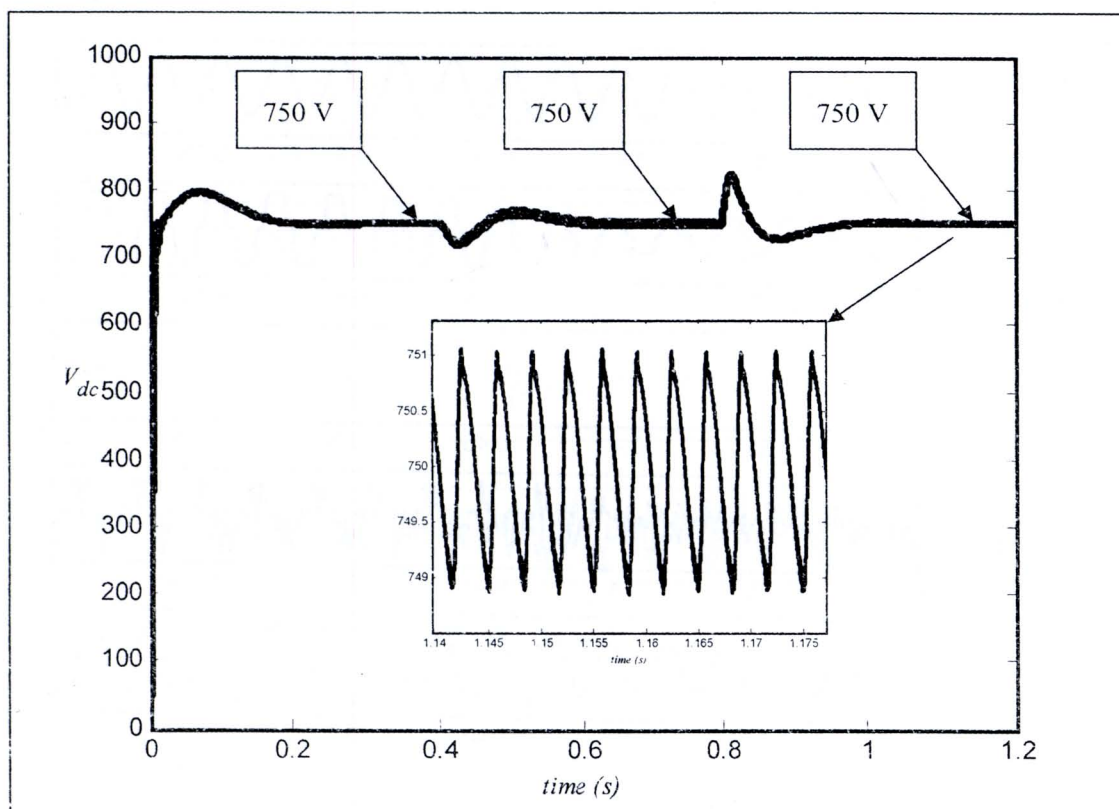
ตารางที่ 5.2 ค่าพารามิเตอร์สำหรับทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก

พารามิเตอร์สำหรับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก	$V_s = 220 \text{ V}_{\text{rms}}, f_s = 50 \text{ Hz}, L_s = 10.1 \text{ mH}$
พารามิเตอร์ของโหลด	$L_{L,\text{max}} = 4 \text{ H}, R_{L,\text{max}} = 130 \Omega$ $L_{L,\text{min}} = 2 \text{ H}, R_{L,\text{min}} = 65 \Omega$
พารามิเตอร์ในวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนาน	$L_c = 39 \text{ mH}, V_{dc} = 750 \text{ V}, C_{dc} = 200 \mu\text{F}$
พารามิเตอร์การควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิค PWM	$f_c = 5000 \text{ Hz}$
พารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ	$K_{PC} = 866, K_{IC} = 9.62 \times 10^6$ $K_{PV} = 0.0175, K_{IV} = 0.3884$

การจำลองสถานการณ์ในช่วงเวลาดังนี้ตั้งแต่ 0 ถึง 1.2 วินาที มีการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทานและโหลดความเหนี่ยวนำของวงจรเรียงกระแสใน 2 ช่วงเวลา ได้แก่ ที่เวลา 0.4 วินาที โดยเปลี่ยนจาก R_L เท่ากับ 130Ω เป็น R_L เท่ากับ 65Ω และ L_L เท่ากับ 4 H เป็น L_L เท่ากับ 2 H และเปลี่ยนกลับมาใช้โหลดของวงจรเรียงกระแสชุดเดิม ที่ช่วงเวลาดังนี้ตั้งแต่ 0.8 วินาที เป็นต้นไป



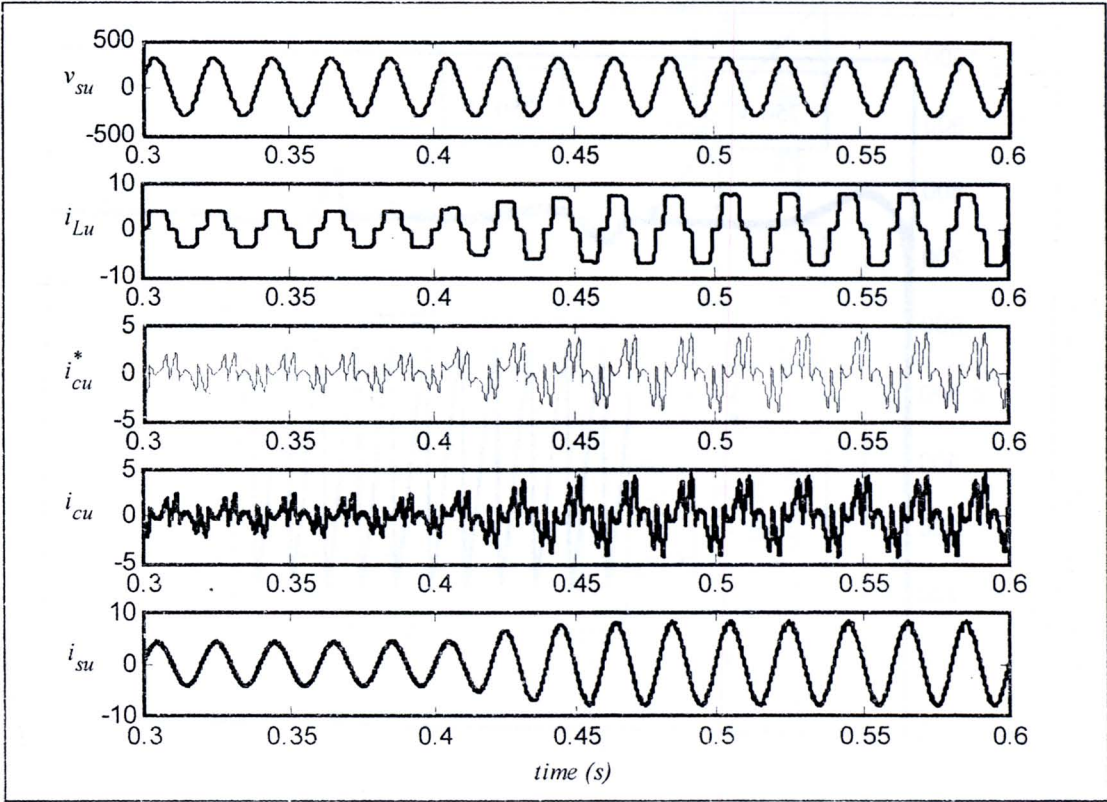
รูปที่ 5.10 การกำจัดสารปนื้อด้วยวงจรองค์กำลังแยกที่เพียบขนานเมื่อมีการควบคุมแรงดันไฟฟ้าตรง



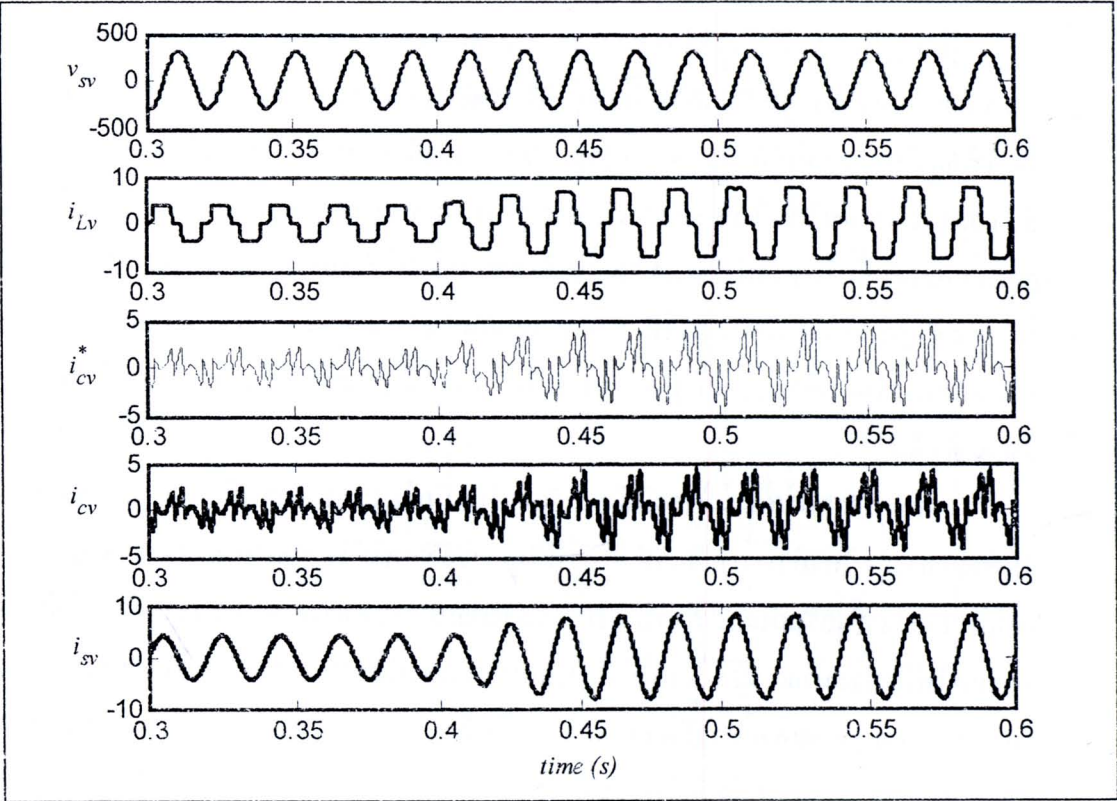
รูปที่ 5.11 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าแรงดันบัสไฟตรง

จากรูปที่ 5.11 สังเกตได้ว่า ค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลึงแอกทีฟ ในช่วงก่อนมีการเปลี่ยนแปลงของโหลด ตัวควบคุมแบบพีไอสามารถควบคุมแรงดันบัสไฟตรงได้ เท่ากับ 750 V โดยใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวประมาณ 0.3 วินาที ภายหลังจากช่วงเวลาตั้งแต่ 0.4 วินาที แรงดันบัสไฟตรงมีการสั่นไหว ในช่วงเวลาตั้งแต่ 0.4 วินาที ถึง 0.65 วินาที ซึ่งค่าดังกล่าวมีการปรับตัวลดลง และเพิ่มขึ้นในช่วงประมาณ 720 V ถึง 770 V โดยใช้ระยะเวลาประมาณ 0.25 วินาทีสำหรับปรับตัวเข้าสู่ค่าแรงดันบัสไฟตรงที่ 750 V เช่นเดิม ต่อมาเวลาตั้งแต่ 0.8 วินาที มีการปรับค่าของโหลดลดลงเท่าเดิมอีกครั้ง ทำให้ค่าแรงดันบัสไฟตรง มีการสั่นไหวจนกระทั่งกลับมาคงที่ เท่ากับ 750 V ดังเดิม

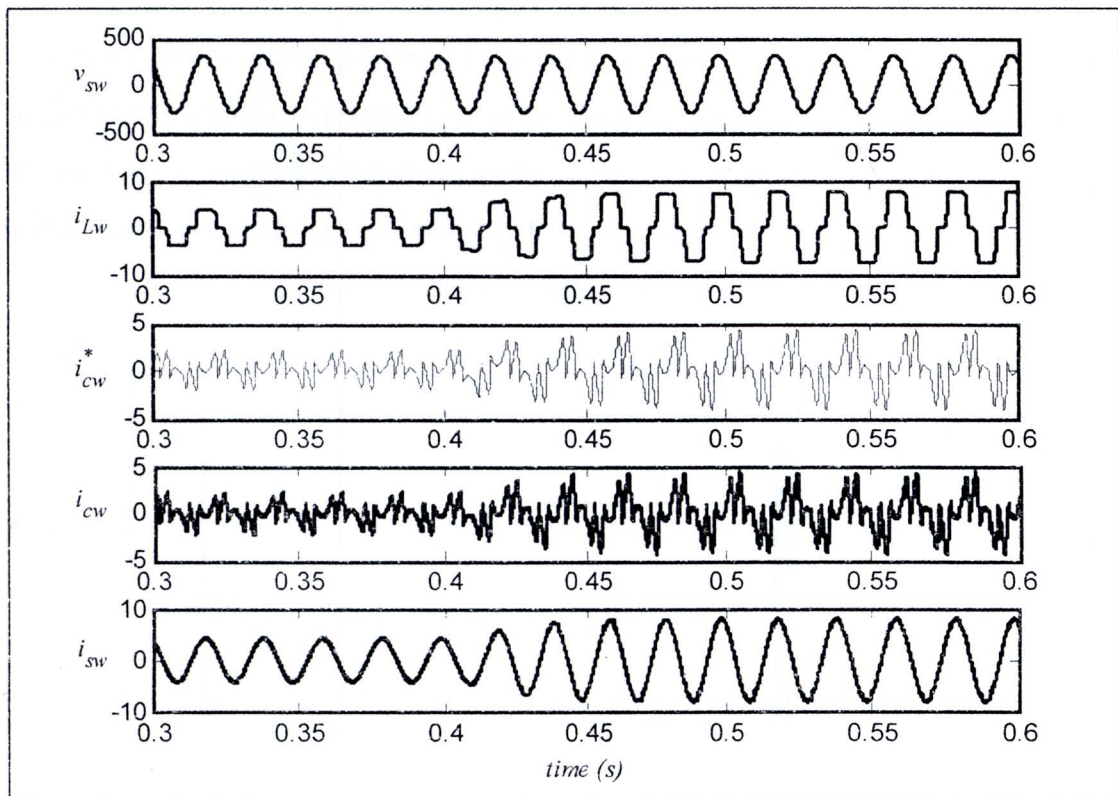
ผลการจำลองสถานการณ์เพื่อกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ ดังรูปที่ 5.12 ถึงรูปที่ 5.14 แสดงในช่วงเวลา 0.3 วินาที ถึง 0.6 วินาที จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่า กรณีโหลดของวงจรเรียงกระแส R_L เท่ากับ 130Ω อนุกรมกับ L_L เท่ากับ 4 H สัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ามียอดกระแสไฟฟ้าประมาณ 4.25 A และเมื่อโหลดของวงจรเรียงกระแส R_L เท่ากับ 65Ω อนุกรมกับ L_L เท่ากับ 2 H สัญญาณดังกล่าวมีค่ายอดกระแสไฟฟ้าประมาณ 8.70 A เมื่อพิจารณากระแสทางด้านโหลด (i_{Lu}, i_{Lv}, i_{Lw}) พบว่า มีลักษณะบิดเบี้ยวไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์มีค่า $\%THD_{av}$ เท่ากับ 21.87 เปอร์เซ็นต์



รูปที่ 5.12 ผลการจำลองสถานการณ์กรณิเฟส u



รูปที่ 5.13 ผลการจำลองสถานการณ์กรณิเฟส v



รูปที่ 5.14 ผลการจำลองสถานการณ์กรณิเฟส w

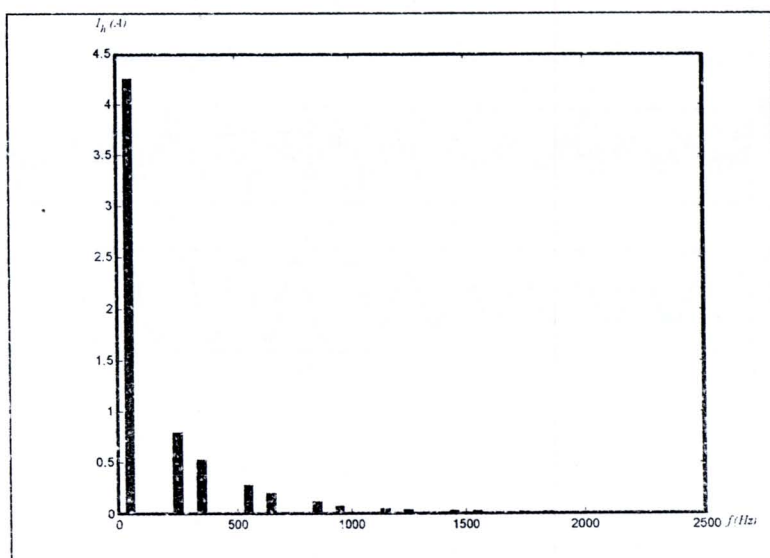
ผลจากการฉีดกระแสชดเชย (i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}) เข้าสู่ระบบ พบว่า รูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (i_{su}, i_{sv}, i_{sw}) ภายหลังจากชดเชย มีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น ให้ค่า $\%THD_{av}$ ภายหลังจากชดเชยมีค่าลดลง เท่ากับ 1.89 เปอร์เซ็นต์ ทั้งนี้รายละเอียดค่า $\%THD$ ในกรณีก่อนการชดเชยและภายหลังจากชดเชย แสดงดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 ผลการจำลองสถานการณ์ก่อนการชดเชยและหลังการชดเชย

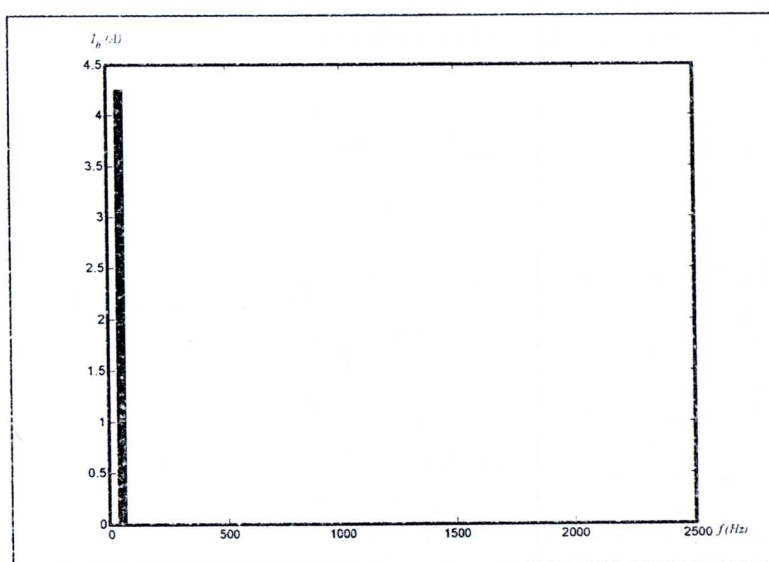
%THD ของกระแสไฟฟ้า	เฟส			%THD _{av}
	u	v	w	
%THD ก่อนการชดเชย	21.87	21.87	21.87	21.87
%THD หลังการชดเชย	1.90	1.92	1.84	1.89

นอกจากนี้เมื่อพิจารณาสเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ก่อนและหลังการฉีดกระแสชดเชย ยกตัวอย่างกรณีเฟส u แสดงได้ดังรูปที่ 5.15 และรูปที่ 5.16 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้

ว่า ก่อนการฉีดกระแสชดเชยให้กับระบบจะพบปริมาณฮาร์มอนิกที่ความถี่ต่าง ๆ ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในตารางที่ 5.1 จากนั้นเมื่อทำการฉีดกระแสชดเชย สังเกตได้ว่าลักษณะสเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกดังรูปที่ 5.16 มีปริมาณกระแสฮาร์มอนิกทุกอันดับที่ลดลง และคงเหลือเฉพาะปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน ดังนั้น จากการจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงควบคู่กับการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ ได้ผลเป็นไปตามวัตถุประสงค์ด้วยโครงสร้างการควบคุม และค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่เหมาะสมตามการออกแบบ



รูปที่ 5.15 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ก่อนมีการฉีดกระแสชดเชยกรณีเฟส u



รูปที่ 5.16 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ หลังมีการฉีดกระแสชดเชยกรณีเฟส u

5.7 สรุป

ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ สำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานที่ได้รับการออกแบบโครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชย และการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรง โดยพึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ พบว่า กระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักภายหลังการชดเชยมีปริมาณฮาร์มอนิกลดลงจากเดิมถึง 91.36 เปอร์เซ็นต์ และค่า %THD อยู่ในเกณฑ์มาตรฐาน IEEE Std.519-1992 จึงสามารถยืนยันได้ว่าการออกแบบระบบควบคุมด้วยวิธีการดังกล่าวให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี รวมถึงให้ผลการตอบสนองที่รวดเร็วต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด เนื่องจากการควบคุมพิจารณาอยู่บนแกนดีคิว อย่างไรก็ตามวัตถุประสงค์ของงานวิจัย ต้องการพัฒนาระบบควบคุมให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดียิ่งขึ้นกับระบบที่พิจารณา ดังนั้นในบทต่อไปจึงนำเสนอวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เพื่อช่วยปรับปรุงระบบควบคุมดังกล่าว

สำหรับงานวิจัยในบทที่ 4 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน และบทที่ 5 การออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน ได้รับการตีพิมพ์ ดังนี้

- P. Santiprapan, K-L. Areerak, K-N. Areerak, "Mathematical Model and Control Strategy on DQ Frame for Shunt Active Power Filters", *World Academy of Science Engineering and Technology*, issue 60, December 2011, pp. 353-361.