

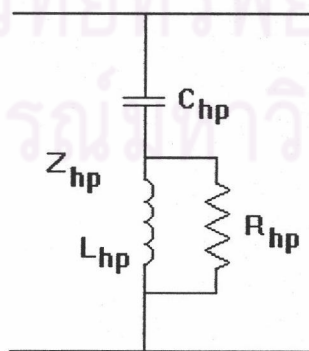
บทที่ 3

เสถียรภาพและการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟพจนานแบบไฮบริด

ในบทนี้จะเป็นการนำเอาทฤษฎีและหลักการตามที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 2 มาใช้ในการออกแบบระบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟพจนานแบบไฮบริด แนวคิดของวงจรกรองกำลังแอกทีฟพจนานแบบไฮบริดจะเป็นการใช้วงจรกรองแอกทีฟแบบขนานต่อร่วมกับวงจรกรองพาสซีฟเพื่อใช้ในการกำจัดฮาร์มอนิก โดยที่หน้าที่หลักของวงจรกรองแอกทีฟก็คือจะทำการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่ำ(อันดับที่ 5 และ 7) ซึ่งเป็นฮาร์มอนิกหลักของระบบ และวงจรกรองพาสซีฟจะทำหน้าที่กรองกระแสฮาร์มอนิกอันดับสูงที่เหลือ(ตั้งแต่อันดับที่ 11 ขึ้นไป)ของระบบ ดังนั้นในการออกแบบจะแยกพิจารณาเป็นสองส่วนหลัก ได้แก่ส่วนของวงจรพาสซีฟและส่วนของวงจรแอกทีฟ

3.1 การออกแบบวงจรกรองพาสซีฟ

ดังที่กล่าวแล้วว่าวงจรกรองแอกทีฟพจนานแบบไฮบริดจะใช้วงจรกรองพาสซีฟในการกำจัดฮาร์มอนิกอันดับสูงของระบบ ดังนั้นวงจรกรองพาสซีฟที่จะใช้ในงานวิจัยนี้จึงเป็นวงจรกรองผ่านความถี่สูง ดังแสดงเป็นวงจรสมมูลหนึ่งเฟสในรูปที่ 3.1 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรกรองผ่านความถี่สูงสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.1)



รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลหนึ่งเฟสของวงจรกรองผ่านความถี่สูง

$$Z_{hp} = \frac{L_{hp}C_{hp}R_{hp}s^2 + L_{hp}s + R_{hp}}{L_{hp}C_{hp}s^2 + R_{hp}C_{hp}s} \quad (3.1)$$

นอกจากจะทำหน้าที่ในการกำจัดฮาร์มอนิกแล้ว วงจรกรองพาสซีฟยังทำให้เกิดกำลังงานรีแอกทีฟ ในระบบไฟฟ้าด้วย ดังนั้นในการออกแบบวงจรกรองพาสซีฟจึงต้องคำนึงถึงค่ากำลังงานรีแอกทีฟด้วย ในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบให้วงจรพาสซีฟมีกำลังงานรีแอกทีฟ ขนาด 1.54 kVAR ซึ่งเมื่อพิจารณาจากสมการกำลังงานรีแอกทีฟของตัวเก็บประจุดังสมการที่ (3.2) จะสามารถคำนวณหา ค่าตัวเก็บประจุที่ต้องการได้ดังต่อไปนี้

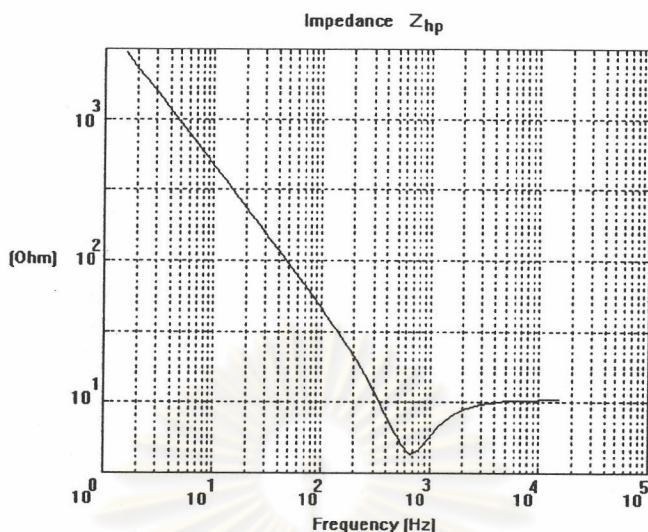
$$\begin{aligned} C_{hp} &= \frac{Q}{2\pi f V_{line}^2} \\ &= \frac{1.54 \times 10^3}{2\pi \times 50 \times 380^2} \\ &= 33.8 \mu F \end{aligned} \quad (3.2)$$

โดยที่ C_{hp} คือ ค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรองพาสซีฟคิดเป็นค่าต่อเฟส

Q คือ ค่ากำลังงานรีแอกทีฟ 3 เฟส ที่ต้องการชดเชย

V_{line} คือ ค่าแรงดันระหว่างสาย

เมื่อได้ค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรองแล้ว ในขั้นต่อไปจะทำการพิจารณาค่าตัวต้านทาน (R_{hp}) และตัวเหนี่ยวนำ (L_{hp}) ของวงจรโดยอาศัยสมการที่ (2.3) และ (2.4) ตามลำดับ โดยที่ในการออกแบบจะเลือกใช้ค่าตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 2 และค่าความถี่หักมุม $f_c = 450$ Hz ซึ่งจะเป็นค่าที่ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรกรองผ่านความถี่สูงนี้มีค่าต่ำที่สุดในช่วงความถี่ฮาร์มอนิกอันดับที่ 11 และ 13 จากรูปที่ 3.2 และจากการออกแบบดังกล่าวทำให้ได้ค่าตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 10.45 Ω และ 1.85 mH ตามลำดับ จากค่าที่ออกแบบได้ทั้งหมดเมื่อแทนค่าในสมการที่ (3.1) จะสามารถเขียนกราฟของอิมพีแดนซ์ของวงจรที่ความถี่ต่าง ๆ ได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 ค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ต่าง ๆ ของวงจรกรองพาสซีฟที่ออกแบบ

3.2 การออกแบบวงจรกรองแอกทีฟ

ตามที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ว่าวงจรกรองแอกทีฟสามารถแบ่งออกเป็นสามส่วนหลักคือ การตรวจจับกระแสฮาร์มอนิก การคำนวณหาค่ากระแสชดเชย และการสร้างกระแสชดเชย ในส่วนของการสร้างกระแสชดเชยนั้นจะอาศัยการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิสซึ่งใช้กันทั่วไป ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบเฉพาะในส่วนของการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกและการคำนวณหาค่ากระแสชดเชยเท่านั้น

3.2.1 การออกแบบการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิก

เนื่องจากหน้าที่หลักของวงจรกรองแอกทีฟในระบบไฮบริดคือกำจัดกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่ำของระบบ ซึ่งได้แก่ ฮาร์มอนิกอันดับ 5 และ 7 ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงเลือกการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกเฉพาะบางความถี่โดยใช้วงจรกรองผ่านแถบดังแสดงในแผนภาพรูปที่ 2.11

การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบจะเริ่มต้นจากการพิจารณาฟังก์ชัน โอนย้ายของวงจรกรองผ่านแถบดังสมการที่ (3.3)

$$F(s) = \frac{K_F \omega_h s}{(s + \omega_h)(s + \omega_l)} \quad (3.3)$$

โดยที่ K_F คือ อัตราขยายของวงจรกรอง

ω_h คือ ความถี่หักมุมทางด้านความถี่สูง(rad/s.)

ω_l คือ ความถี่หักมุมทางด้านความถี่ต่ำ(rad/s.)

โดยทั่วไปแล้วกระแสร่มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 จะเป็นลำดับลบ (negative sequence) และลำดับบวก (positive sequence) ตามลำดับ ดังนั้นเมื่อเราพิจารณากระแสร่มอนิกบนแกนอ้างอิงซึ่งหมุนไปด้วยความเร็วเท่ากับความถี่หลักมูล (50Hz) ในทีศวกรเราจะมองเห็นกระแสร่มอนิกทั้งอันดับที่ 5 และ 7 เป็นกระแสร่มอนิกอันดับที่ 6 ด้วยเหตุนี้เองเราจึงต้องทำการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบซึ่งพิจารณาบนแกนอ้างอิงซึ่งหมุนไปด้วยความเร็วเท่ากับความถี่หลักมูลให้สามารถตรวจจับกระแสร่มอนิกอันดับที่ 6 ได้ดี หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือวงจรกรองดังกล่าวจะต้องมีอัตราขยายเป็น 0 dB และมีการเลื่อนเฟส(phase shift)เป็น 0 องศา ที่ความถี่ร่มอนิกอันดับที่ 6 นั่นเอง ซึ่งสามารถพิจารณาออกแบบได้ตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

(1) ทำการเลือกค่าความถี่หักมุมทางด้านความถี่สูง(ω_h) โดยพิจารณาจากการแบ่งรับโหลดกระแสร่มอนิกอันดับที่ 11 และ 13 ระหว่างวงจรกรองแอกทีฟและวงจรกรองพาสซีฟ จากการพิจารณาดังกล่าวทำให้สามารถเลือกค่า ω_h ได้เป็น 1200π rad/s. ซึ่งจะทำให้วงจรกรองแอกทีฟรับโหลดกระแสร่มอนิกอันดับที่ 11 และ 13 ประมาณ 40-70 %

(2) นำค่า ω_h ที่ได้จากขั้นตอนที่ (1) มาคำนวณหาค่าความถี่หักมุมทางด้านความถี่ต่ำ(ω_l) โดยอาศัยค่าเฉลี่ยเรขาคณิตดังสมการที่ (3.4) เพื่อให้วงจรกรองผ่านแถบมีค่าการเลื่อนเฟสเป็น 0 องศาที่ความถี่ร่มอนิกอันดับที่ 6 จากการคำนวณดังกล่าวจะได้ค่า ω_l เท่ากับ 300π rad/s.

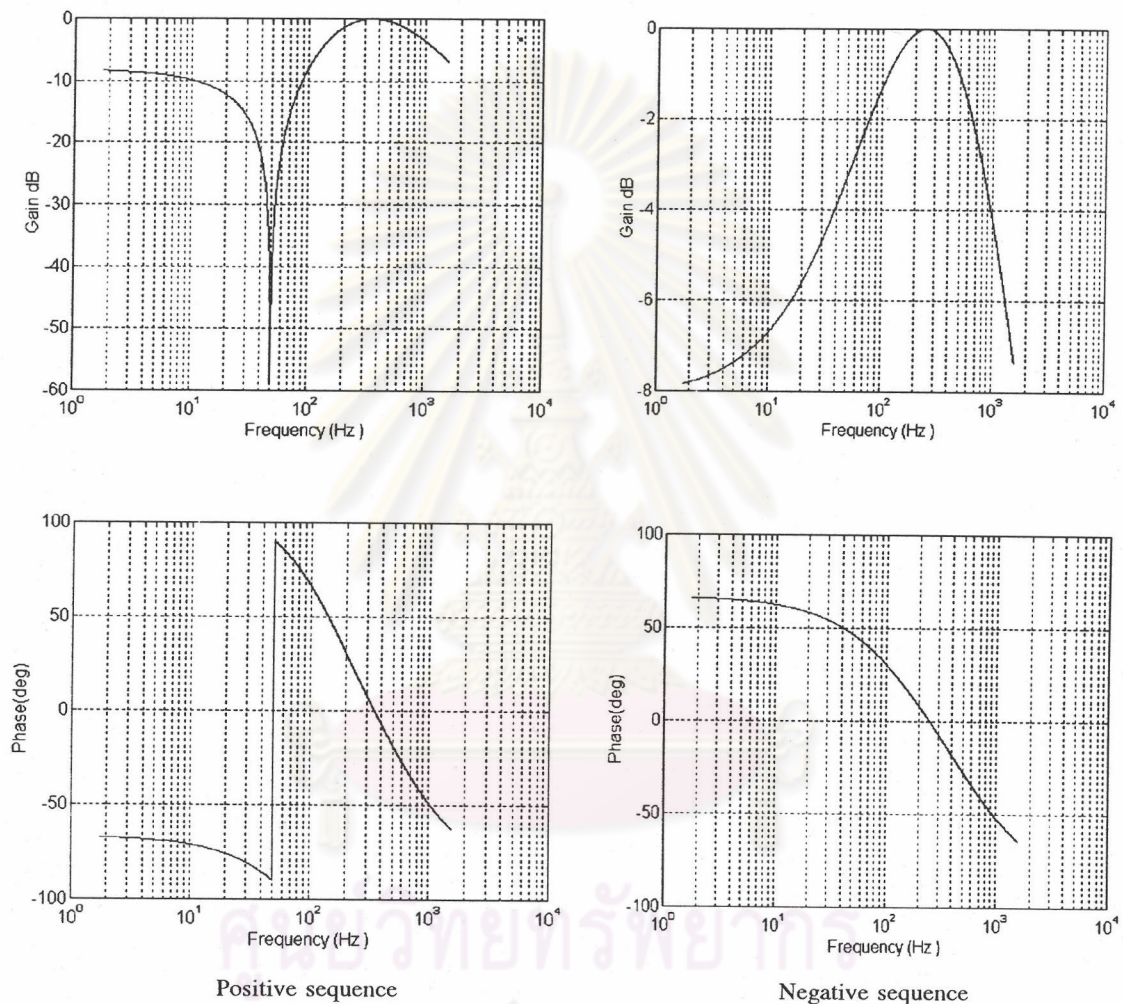
$$\sqrt{\omega_l \omega_h} = 600\pi \quad (3.4)$$

(3) นำค่า ω_h และ ω_l ที่ได้จากขั้นตอนที่ (1) และ (2) แทนลงในสมการที่ (3.3) เพื่อคำนวณหาค่า K_F ที่ทำให้วงจรกรองมีค่าอัตราขยายเท่ากับ 0 dB ที่ความถี่ร่มอนิกอันดับที่ 6 ซึ่งสามารถคำนวณค่า K_F ได้เท่ากับ 1.25

วงจรกรองผ่านแถบที่ออกแบบได้เป็นการพิจารณาบนแกนอ้างอิงที่หมุนไปด้วยความเร็วเท่ากับความถี่หลักมูล ดังนั้นเมื่อทำการย้ายแกนอ้างอิงมาพิจารณาบนแกนปกติ(แกนนิ่ง)จะสามารถเขียนฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรกรองผ่านแถบซึ่งรวมผลของการหมุนแกนได้ดังสมการที่ (3.5)(ดูภาคผนวก ก) และเมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ออกแบบได้ลงในสมการที่ (3.5) จะสามารถแสดงลักษณะสมบัติของการตรวจจับกระแสร่มอนิกที่ความถี่ต่าง ๆ ได้ดังในรูปที่ 3.3

$$F(s - j\omega_r) = \frac{K_F \omega_h (s - j\omega_r)}{(s - j\omega_r + \omega_h)(s - j\omega_r + \omega_l)} \quad (3.5)$$

เมื่อ ω_r คือ ความถี่หลักมูล = 100π rad/s.



รูปที่ 3.3 ลักษณะสมบัติการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกของระบบที่ออกแบบได้

จากรูปจะเห็นได้ว่าระบบที่ออกแบบได้สามารถตรวจจับองค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 ได้อย่างถูกต้องทั้งขนาดและเฟส ในขณะที่องค์ประกอบหลักมูลจะถูกกรองออกไป

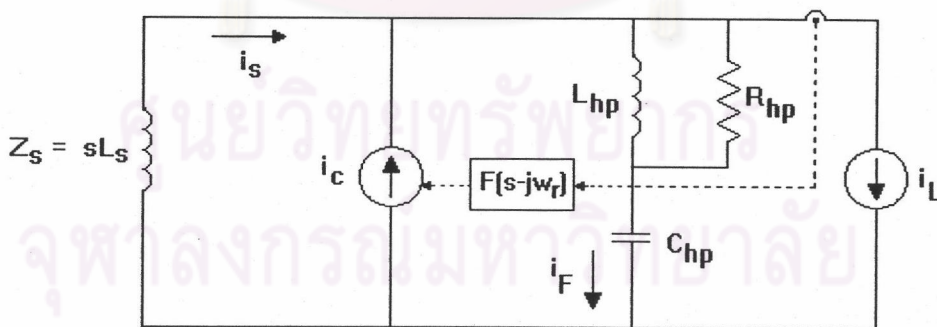
3.2.2 การออกแบบฟังก์ชันควบคุมสำหรับคำนวณหาค่ากระแสชดเชย

การออกแบบในส่วนของการคำนวณหาค่ากระแสชดเชยนั้นจะเป็นการออกแบบเพื่อหาฟังก์ชันควบคุม ($G(s)$ หรือ $C(s)$) ที่ใช้ในการคำนวณหาค่ากระแสชดเชยนั่นเอง ตามที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ว่าวงจรรองแอกทีฟจะถูกควบคุมให้ทำตัวเสมือนเป็นอิมพีแดนซ์ในลักษณะต่าง ๆ 3 ลักษณะได้แก่ ตัวเหนี่ยวนำ ตัวต้านทาน และตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน ซึ่งในแต่ละแบบก็จะมีฟังก์ชันควบคุมที่แตกต่างกันออกไป ในกรณีที่วงจรรองแอกทีฟทำตัวเป็นตัวต้านทานจะพบว่าฟังก์ชันควบคุม $G(s)$ จะต้องมีลักษณะเป็นการควบคุมแบบอนุพันธ์ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วจะไม่ใช้การควบคุมที่เป็นแบบอนุพันธ์เพียงอย่างเดียวแต่มักจะใช้ร่วมกับการควบคุมแบบอื่น ๆ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงจะนำเสนอแต่เฉพาะวงจรรองแอกทีฟที่ทำตัวเป็นตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานเท่านั้น

เนื่องจากการกำหนดค่าฟังก์ชันควบคุมที่จะใช้กับวงจรรองแอกทีฟนั้นขึ้นอยู่กับโครงสร้างของวงจรรองแอกทีฟไฮบริดด้วย ดังนั้นในการพิจารณาออกแบบฟังก์ชันควบคุมดังกล่าวจึงต้องแยกพิจารณาตามโครงสร้างของวงจรรองแอกทีฟไฮบริดซึ่งสามารถจำแนกได้เป็น 3 แบบตามตำแหน่งที่ใช้ในการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกดังต่อไปนี้

โครงสร้างแบบที่ 1

โครงสร้างแบบนี้จะใช้การตรวจจับกระแสฮาร์มอนิก ณ ตำแหน่งที่ติดกับโหลดดังแสดงในวงจรสมมูลหนึ่งเฟสรูปที่ 3.4 โดยปกติแล้ววงจรรองแอกทีฟในโครงสร้างแบบนี้มักจะใช้ฟังก์ชันควบคุม ($C(s)$) ที่มีค่าเท่ากับหนึ่งหรือเป็นการจ่ายกระแสฮาร์มอนิกที่ตรวจจับมาได้กลับเข้าไปในระบบเพื่อให้ได้ลักษณะสมบัติการกรองที่ดีที่สุด

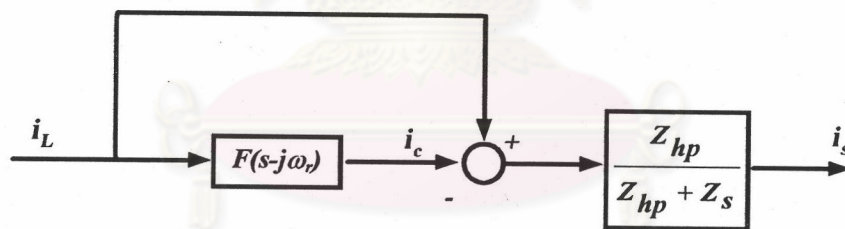


รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลหนึ่งเฟสของวงจรรองแอกทีฟไฮบริดแบบที่ 1

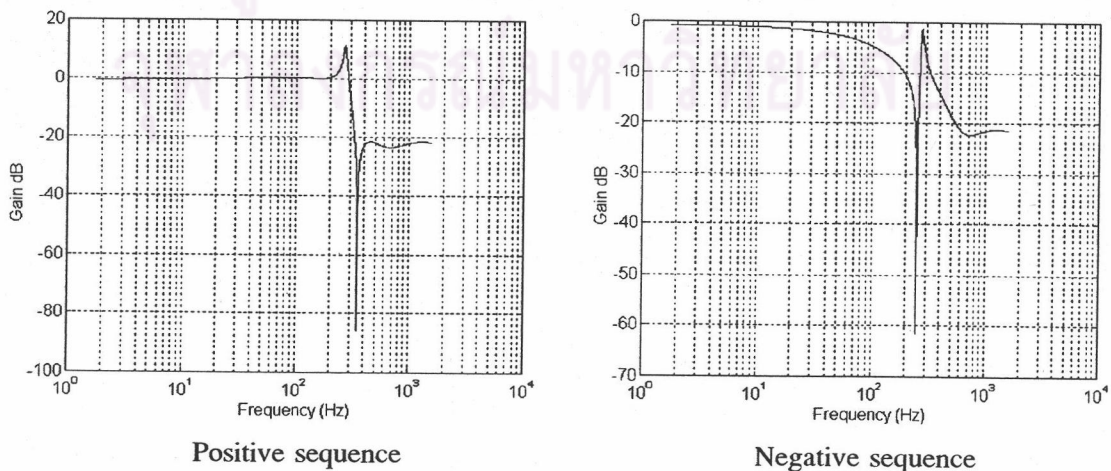
เมื่อ L_s คือค่าความเหนี่ยวนำของแหล่งจ่าย = 8.5 mH.

วงจรสมมูลในรูปที่ 3.4 สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.5 จากบล็อกไดอะแกรมเมื่อใช้พารามิเตอร์ของวงจรรองพาสซีฟและฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรรองผ่านแถบที่รวม

ผลของการหมุนแกนที่ออกแบบได้ในหัวข้อ 3.1 และ 3.2.1 ทำให้สามารถหาลักษณะสมบัติการกรองของวงจรกรองไฮบริดแบบที่ 1 คิดเป็นฟังก์ชันโอนย้ายจากกระแสโหลด i_L ไปยังกระแสแหล่งจ่าย i_s ได้ดังแสดงในรูปที่ 3.6 จากรูปที่ 3.5 จะพบว่าในโครงสร้างแบบที่ 1 นี้จะมีลักษณะเป็นระบบวงรอบเปิด ข้อดีของโครงสร้างแบบนี้ก็คือเป็นโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อน และเนื่องจากการที่โครงสร้างวงจรแบบนี้มีลักษณะเป็นแบบวงรอบเปิด ดังนั้นจึงไม่มีปัญหาเรื่องเสถียรภาพ นอกจากนี้แล้วโครงสร้างแบบนี้ยังให้ลักษณะสมบัติการกรองที่ดีในกรณีที่มีการควบคุมกระแสที่ใช้ในการสร้างกระแสชดเชยมีลักษณะเป็นอุดมคติดังจะเห็นได้จากลักษณะสมบัติการกรองรูปที่ 3.6 และผลการจำลองการทำงานซึ่งจะได้แสดงในบทถัดไป (บทที่ 4 กรณีที่ 1) แต่อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติแล้ววงจรกรองแอกทีฟไม่สามารถที่จะกำจัดฮาร์มอนิกอันดับต่ำ (อันดับที่ 5 และ 7) ได้หมด เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของการควบคุมกระแสที่ใช้ในการสร้างกระแสชดเชยในวงจรกรองแอกทีฟ กระแสฮาร์มอนิกที่หลงเหลืออยู่ (residual harmonic) นี้จะถูกขยายให้มีค่ามากขึ้นเนื่องจากการเกิดเรโซแนนซ์ระหว่างตัวเก็บประจุของวงจรกรองพาสซีฟกับอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย ซึ่งกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่ำที่หลงเหลืออยู่ดังกล่าวนี้ไม่สามารถที่จะถูกกำจัดออกไปได้เนื่องจากในระบบแบบนี้ไม่มีการป้อนกลับ



รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองไฮบริดแบบที่ 1



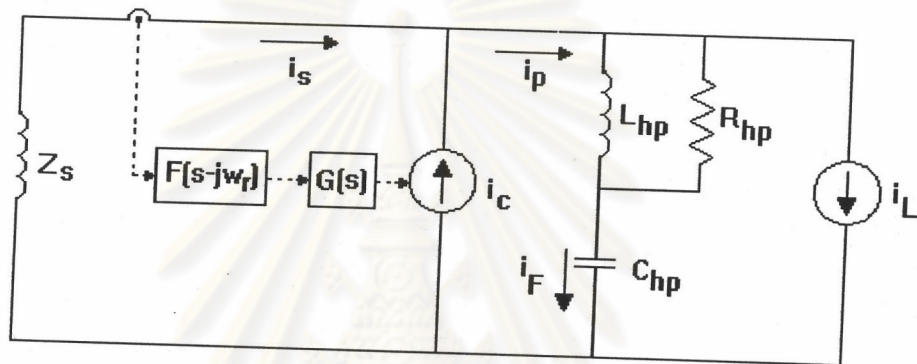
Positive sequence

Negative sequence

รูปที่ 3.6 ลักษณะสมบัติการกรองของวงจรกรองไฮบริดแบบที่ 1

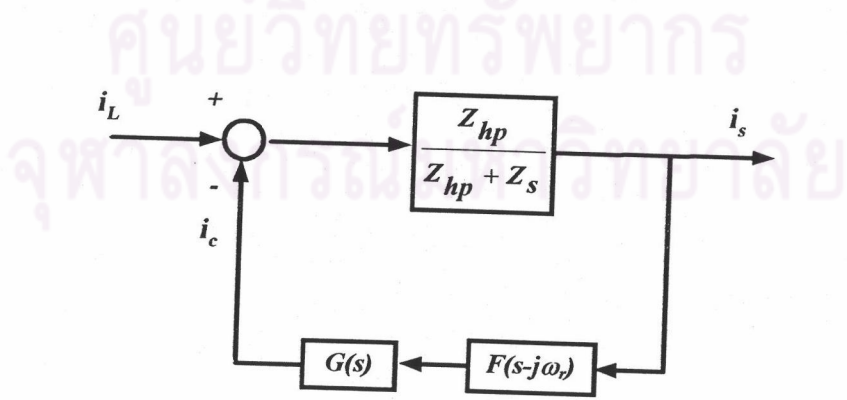
โครงสร้างแบบที่ 2

โครงสร้างแบบนี้จะใช้การตรวจจับกระแสฮาร์โมนิกทางด้านแหล่งจ่ายดังแสดงเป็นวงจรสมมูลหนึ่งเฟสในรูปที่ 3.7 วงจรในลักษณะนี้จะใช้ฟังก์ชันควบคุม $G(s)$ ที่มีลักษณะเป็น K หรือ $\frac{KTs}{1+Ts}$ เพื่อให้วงจรกรองแอกทีฟทำตัวเป็นตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานดังที่ได้อธิบายในบทที่ 2

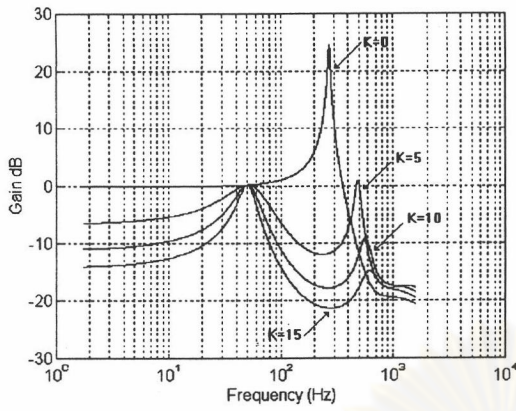


รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลหนึ่งเฟสของวงจรกรองแอกทีฟไฮบริดแบบที่ 2

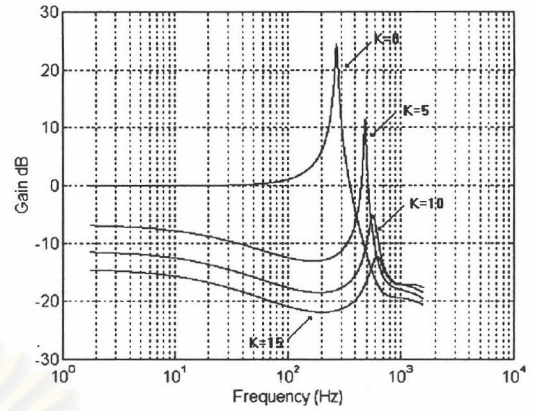
วงจรสมมูลในรูปที่ 3.7 สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.8 และเมื่อใช้พารามิเตอร์ของวงจรพาสซีฟและฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรกรองผ่านแถบที่รวมผลของการหมุนแกนที่ออกแบบไว้ในหัวข้อก่อน ทำให้สามารถหาลักษณะสมบัติการกรองของวงจรกรองแอกทีฟแบบไฮบริดแบบที่ 2 ($|i_s|/|i_L|$) ได้ดังรูปที่ 3.9-3.11



รูปที่ 3.8 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองไฮบริดแบบที่ 2

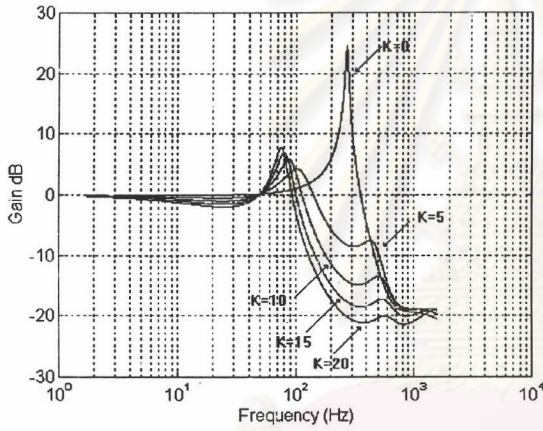


Positive sequence

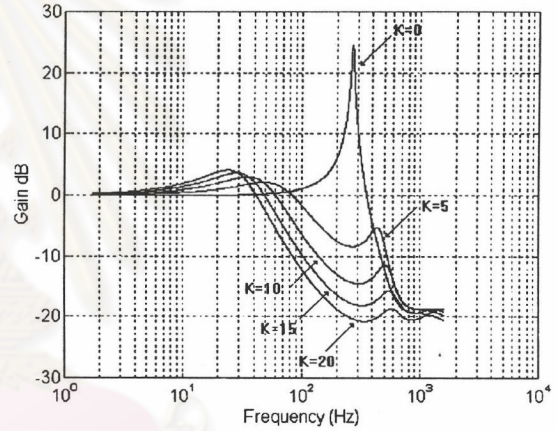


Negative sequence

รูปที่ 3.9 ลักษณะสมบัติการกรองของวงจรกรองแบบไฮบริดเมื่อใช้ $G(s) = K$

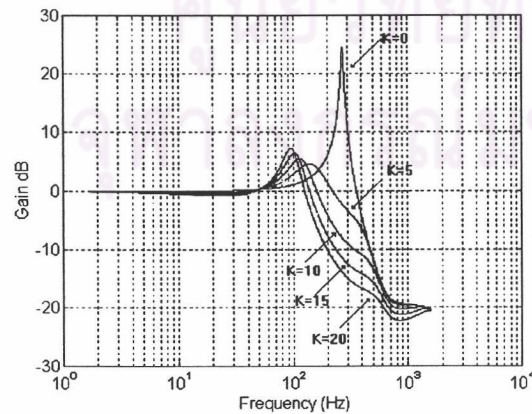


Positive sequence

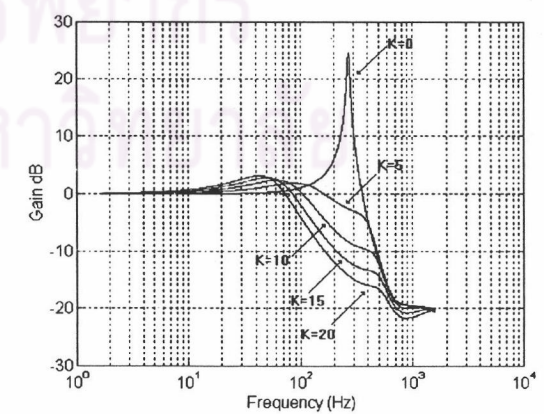


Negative sequence

รูปที่ 3.10 ลักษณะสมบัติการกรองของวงจรกรองแบบไฮบริดเมื่อใช้ $G(s) = \frac{KTs}{1 + Ts}$ และ $T = 0.5 \text{ ms}$.



Positive sequence



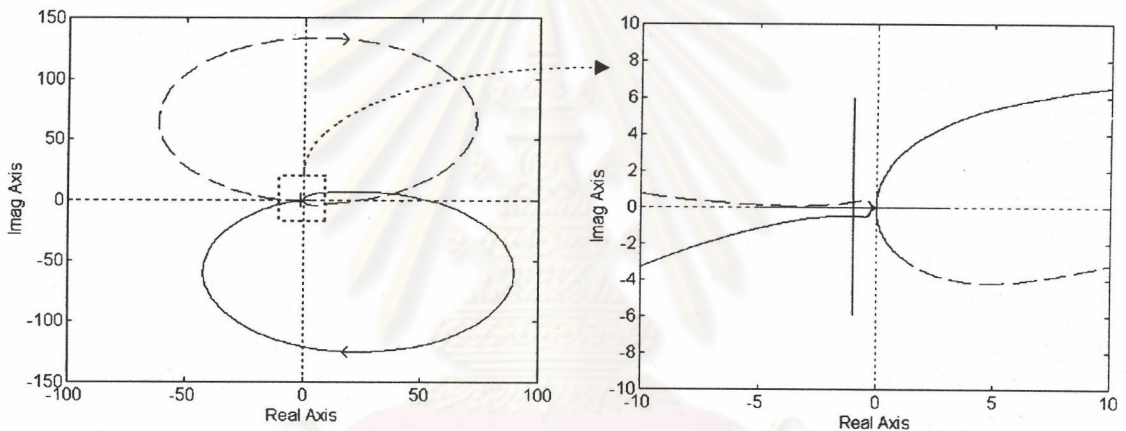
Negative sequence

รูปที่ 3.11 ลักษณะสมบัติการกรองของวงจรกรองแบบไฮบริดเมื่อใช้ $G(s) = \frac{KTs}{1 + Ts}$ และ $T = 0.2 \text{ ms}$.

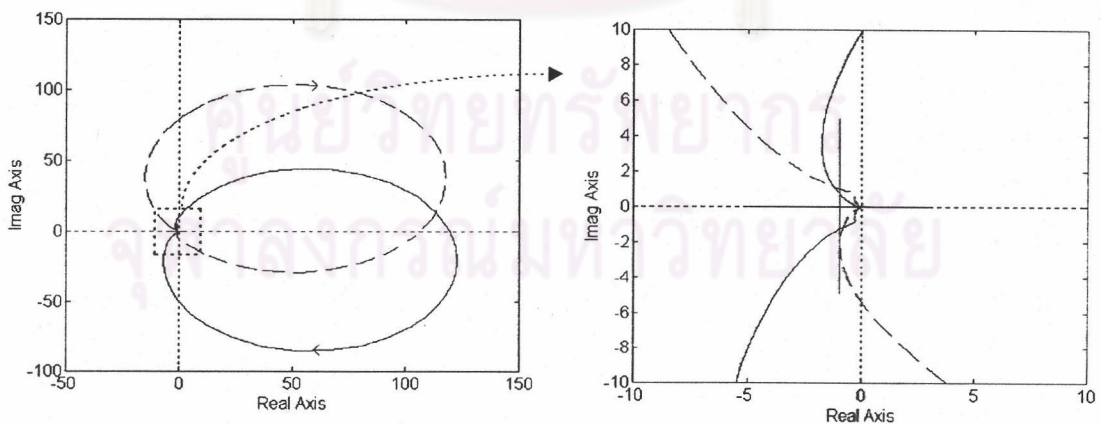
ในการพิจารณาออกแบบฟังก์ชันควบคุม $G(s)$ ที่ใช้ในโครงสร้างแบบนี้จะเริ่มจากกรณีที่ง่ายที่สุดก่อนคือในกรณีที่ $G(s) = K$ โดยพิจารณาจากรูปที่ 3.9 จะพบว่าเมื่ออัตราขยาย K เท่ากับ 0 หรือใช้วงจรรองพาสซีฟเพียงอย่างเดียว จะทำให้เกิดเรโซแนนซ์ขึ้นที่ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และเมื่อมีการใช้อัตราขยาย K มากขึ้นจะทำให้ความถี่ที่เกิดเรโซแนนซ์เลื่อนสูงขึ้นและลักษณะสมบัติการกรองของวงจรถีขึ้น กล่าวอีกนัยหนึ่งคือการเพิ่มค่า K ก็เหมือนกับการทำให้วงจรรองแอกทีฟทำตัวเป็นตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าเล็กลง ความถี่เรโซแนนซ์ระหว่างตัวเก็บประจุจึงมีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย ซึ่งเมื่อพิจารณาจากลักษณะสมบัติการกรองจะพบว่าเมื่อ $K=10$ องค์ประกอบฮาร์มอนิกที่ 5 และ 7 ของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายจะถูกลดทอนจากเดิมลงไปเหลือประมาณ 1 ใน 7 ของกระแสฮาร์มอนิกจากโหลด ($|i_s|/|i_L|=-17\text{dB}$) ซึ่งนับว่าเพียงพอต่อความต้องการ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงใช้ค่าอัตราขยาย $K=10$ แต่อย่างไรก็ตามจะสังเกตได้ว่าการใช้ฟังก์ชันควบคุมในลักษณะนี้ไม่ได้ช่วยทำให้เรโซแนนซ์ถูกหน่วงลง กล่าวคือการเพิ่มค่า K ถึงแม้จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เลื่อนสูงขึ้นแต่ไม่ได้ช่วยทำให้ยอดแหลมของการเกิดเรโซแนนซ์หายไป(ดูรูปที่ 3.9) เพื่อเป็นการทำให้เกิดการหน่วงเรโซแนนซ์ดังกล่าวจึงควรพิจารณาเลือกใช้ฟังก์ชันควบคุม $G(s)$ เป็น $\frac{KTs}{1+Ts}$ ซึ่งการใช้ $G(s)$ ดังกล่าวทำให้วงจรรองแอกทีฟทำตัวเป็นเสมือนตัวเหนี่ยวนำต่ออนุกรมกับตัวต้านทานซึ่งตัวต้านทานเสมือนนี้เองที่จะช่วยทำให้เกิดการหน่วงเรโซแนนซ์ลงได้ดังรูปที่ 3.10 และ 3.11 หรือมองอีกแง่หนึ่งก็คือการใช้ฟังก์ชันควบคุมในลักษณะนี้จะเป็นเหมือนการใส่การควบคุมแบบอนุพันธ์เพิ่มเข้าไปในระบบนั่นเองซึ่งการควบคุมแบบอนุพันธ์ที่เพิ่มเข้าไปนี้จะช่วยเพิ่มเสถียรภาพของระบบกล่าวคือทำให้การหน่วงในระบบเพิ่มขึ้น ทำให้สามารถใช้อัตราขยาย K ได้สูงขึ้น โดยในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้ค่า $T = 0.5 \text{ ms}$. เพื่อให้ฟังก์ชันควบคุมมีคุณสมบัติของเฟสนำหน้าถึงความถี่ฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 นั่นเอง และในกรณีนี้จะเลือกใช้ค่าอัตราขยาย K เท่ากับ 15 เพื่อให้กระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 ทางด้านแหล่งจ่ายถูกลดทอนลงเหลือประมาณ 1 ใน 7 ของกระแสฮาร์มอนิกจากโหลด ($|i_s|/|i_L|=-17\text{dB}$) (ดูรูปที่ 3.10 เมื่อ $K=15$) แต่อย่างไรก็ตามหากเราลดค่า T เพื่อเพิ่มการหน่วงหรือเพิ่มความต้านทานเสมือนของวงจรรองแอกทีฟมากเกินไปจะทำให้ลักษณะสมบัติการกรองที่ความถี่ต่ำเลวลงดังจะเห็นได้จากรูปที่ 3.11

โครงสร้างวงจรในแบบที่ 2 นี้จะมีลักษณะเป็นระบบที่มีการป้อนกลับซึ่งจะสามารถแก้ปัญหาการขยายสัญญาณของกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในโครงสร้างแบบที่ 1 ได้ แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากในระบบที่มีการป้อนกลับมักมีปัญหาเรื่องเสถียรภาพ ดังนั้นในการออกแบบระบบจึงต้องคำนึงถึงเสถียรภาพของระบบด้วย จากบล็อกไดอะแกรมเมื่อใช้ค่าพารามิเตอร์ตามที่ออกแบบไว้ในข้างต้น จะพบว่าระบบมีเสถียรภาพทั้งในกรณีที่ฟังก์ชันควบคุมเป็นแบบ K และ $\frac{KTs}{1+Ts}$ ดังแสดงใน

แผนภูมิไนควิสต์ (Nyquist plot) รูปที่ 3.12 และ 3.13 และเมื่อพิจารณาโดยละเอียดจะพบว่ากรณีที่ฟังก์ชันควบคุมเป็นแบบ K (เมื่อ $K = 10$) ระบบจะมีช่วงปลอดภัยเชิงเฟสประมาณ 25 องศา และกรณีที่ฟังก์ชันควบคุมเป็นแบบ $\frac{KTs}{1+Ts}$ (เมื่อ $K = 15$ และ $T = 0.5$ ms.) ระบบจะมีช่วงปลอดภัยเชิงเฟสประมาณ 60 องศา จะเห็นได้ว่าทั้งสองกรณีถึงแม้ว่าจะให้ผลการลดทอนกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 เท่ากัน ($|i_s|/|i_L| = -17$ dB) แต่ในกรณีของฟังก์ชันควบคุมแบบ $\frac{KTs}{1+Ts}$ (เมื่อ $K = 15$ และ $T = 0.5$ ms.) จะทำให้ระบบมีเสถียรภาพที่ดีกว่า ดังนั้นจึงควรเลือกใช้ฟังก์ชันควบคุมแบบ $\frac{KTs}{1+Ts}$ (เมื่อ $K = 15$ และ $T = 0.5$ ms.)



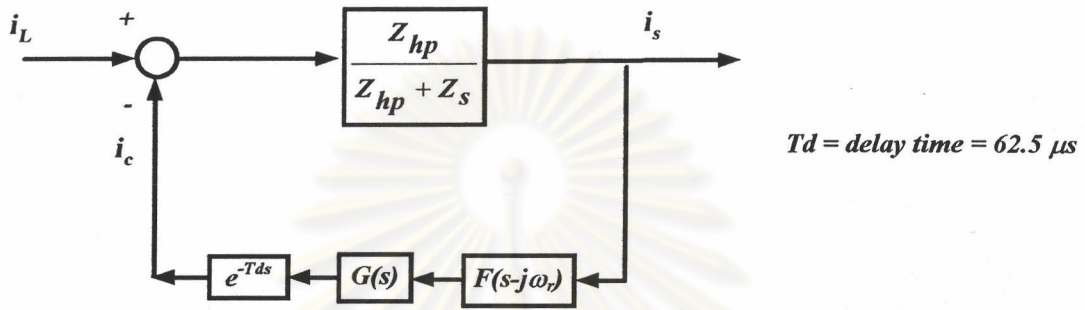
รูปที่ 3.12 แผนภูมิไนควิสต์ของระบบวงรอบเปิดเมื่อ $G(s) = K = 10$



รูปที่ 3.13 แผนภูมิไนควิสต์ของระบบวงรอบเปิดเมื่อ $G(s) = \frac{KTs}{1+Ts}$ ($K = 15$, $T = 0.5$ ms.)

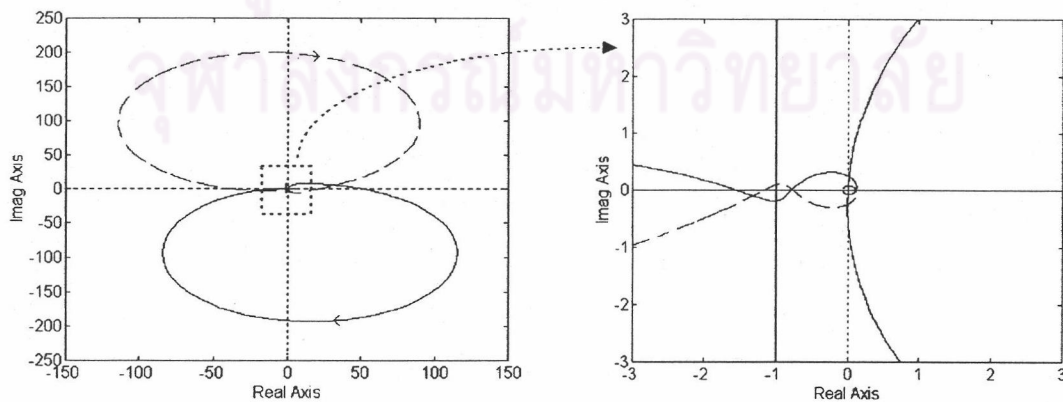
การวิเคราะห์เสถียรภาพข้างต้นเป็นการวิเคราะห์เสถียรภาพในทางทฤษฎีเท่านั้น แต่ในทางปฏิบัติแล้วการคำนวณหาค่ากระแสชดเชย i_c จะกระทำโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งจะต้องใช้เวลา

ในการคำนวณเท่ากับเวลาในการอินเตอร์รัปต์ (62.5 μ s)(ดูบทที่ 5) ซึ่งเวลาในการคำนวณดังกล่าว เป็นสาเหตุให้เกิดการประวิงเวลา (delay time) ขึ้นในระบบ (กิตติพงษ์ สิทธิเลิศพิศาล , 2539) ดังนั้นในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโดยละเอียดจำเป็นต้องคำนึงถึงผลการประวิงเวลาดังกล่าวด้วย ซึ่งสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.14

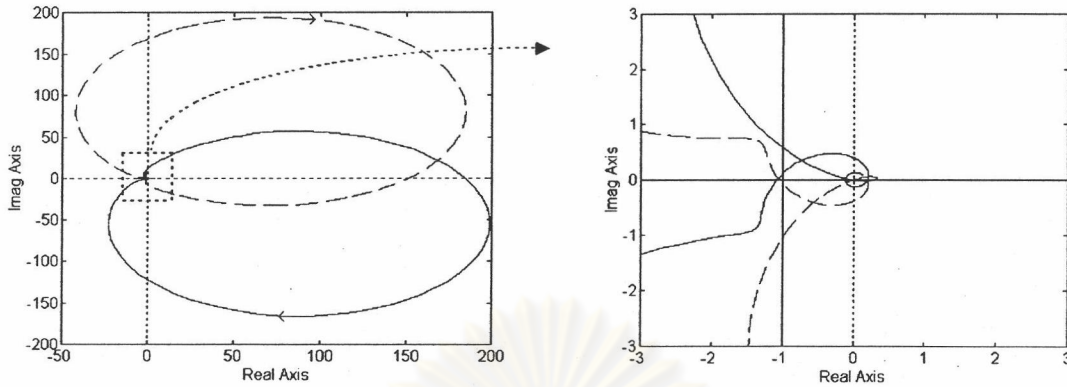


รูปที่ 3.14 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรองไฮบริดแบบที่ 2 เมื่อคำนึงถึงผลการประวิงเวลา

เมื่อทำการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโดยคำนึงถึงผลการประวิงเวลาโดยใช้แผนภูมิในควิสต์จะพบว่าระบบจะเริ่มขาดเสถียรภาพที่ค่าอัตราขยาย K เท่ากับ 11 และ 18 สำหรับกรณีที่ $G(s) = K$ และกรณีที่ $G(s) = \frac{KTs}{1 + Ts}$ ($T=0.5\text{ms}$) ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.15 และ 3.16 ซึ่งค่าอัตราขยาย K ที่ทำให้ระบบเริ่มขาดเสถียรภาพดังกล่าวสอดคล้องกับผลการทดสอบระบบที่ได้ในบทที่ 6 นอกจากนี้จะสังเกตได้ว่าเมื่อใช้ฟังก์ชันควบคุมที่มีการหน่วงเวลา ($G(s) = \frac{KTs}{1 + Ts}$) จะสามารถเพิ่มอัตราขยายได้สูงกว่า นั่นคือระบบมีเสถียรภาพที่ดีกว่านั่นเองซึ่งสอดคล้องกับคำอธิบายในข้างต้นที่ได้กล่าวมาแล้ว



รูปที่ 3.15 แผนภูมิในควิสต์ของระบบที่มีการประวิงเวลาเมื่อ $G(s) = K = 11$

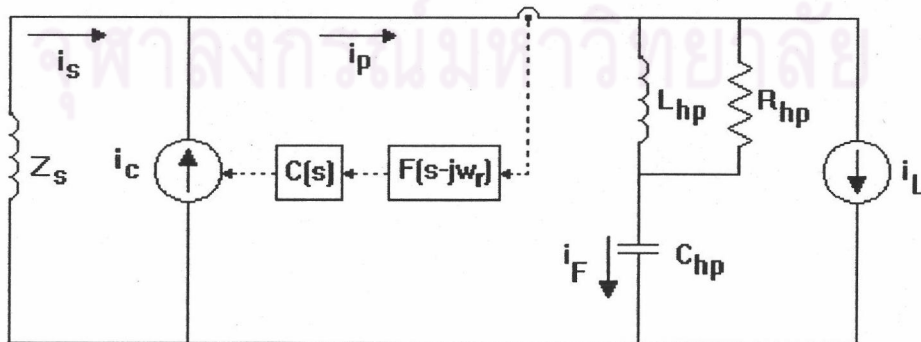


รูปที่ 3.16 แผนภูมิในควิสด์ของระบบที่มีการประวิงเวลาเมื่อ $G(s) = \frac{KTs}{1+Ts}$ ($K=18, T=0.5ms$)

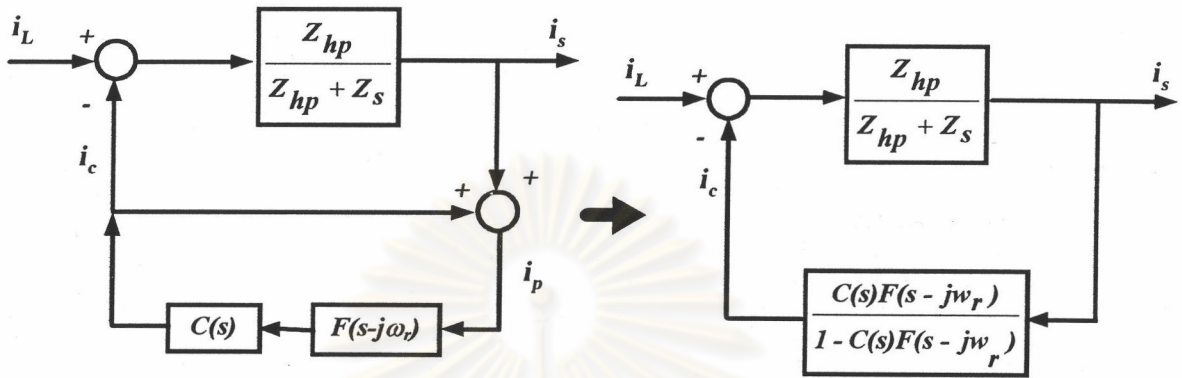
โครงสร้างแบบที่ 3

โครงสร้างในลักษณะนี้จะใช้การตรวจจับกระแสทางด้านโหลดดังแสดงเป็นวงจรมูลใน

รูปที่ 3.17 ฟังก์ชันควบคุม($C(s)$)ที่ใช้ในวงจรถ่ายลักษณะนี้จะมีลักษณะเป็น $\frac{K}{K+1}$ หรือ $\frac{KTs}{(K+1)Ts+1}$ ซึ่งจะทำให้วงจรกรองแอกทีฟทำตัวเป็นตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานเช่นเดียวกับโครงสร้างแบบที่ 2 (ดูบทที่ 2) ดังนั้นในการออกแบบฟังก์ชันควบคุม $C(s)$ ดังกล่าวจะต้องเลือกใช้ค่า K และ T ค่าเดียวกันกับที่ใช้ในโครงสร้างแบบที่ 2 กล่าวคือจะเลือกใช้ค่า $K=10$ ในกรณีนี้ $C(s) = \frac{K}{K+1}$ และเลือกค่า $K=15, T=0.5ms$. ในกรณีนี้ $C(s) = \frac{KTs}{(K+1)Ts+1}$ เพื่อให้ค่าอิมพีแดนซ์เสมือนของวงจรกรองแอกทีฟในกรณีนี้มีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์เสมือนของวงจรกรองแอกทีฟในโครงสร้างแบบที่ 2 นั้นเอง

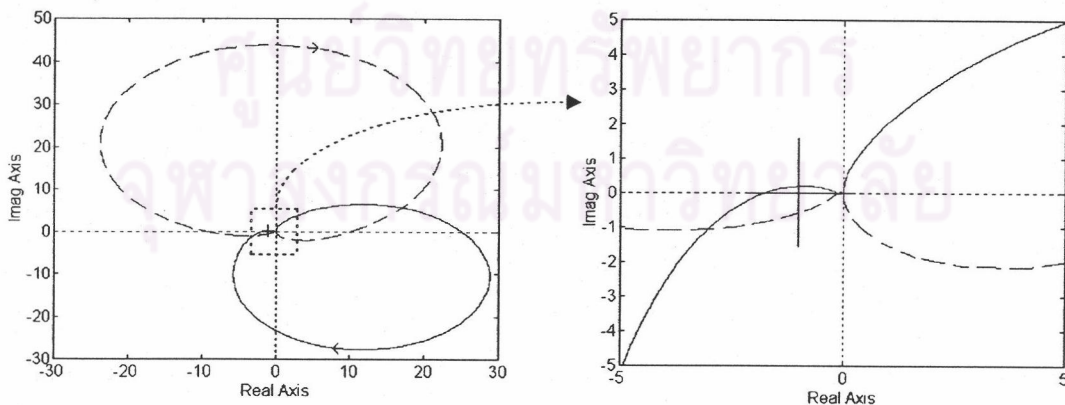


รูปที่ 3.17 วงจรมูลหนึ่งเฟสของวงจรกรองแอกทีฟไฮบริดแบบที่ 3

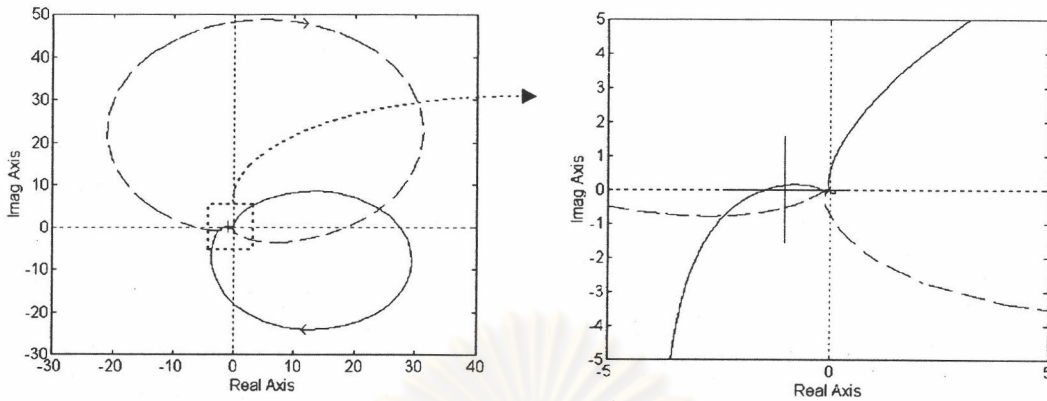


รูปที่ 3.18 บล็อกโคอะแกรมของวงจรกรองไฮบริดแบบที่ 3

วงจรมูลรูปที่ 3.17 สามารถเขียนเป็นบล็อกโคอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.18 ซึ่งเราจะพบว่า โครงสร้างแบบที่ 3 นี้จะเป็นระบบที่มีการป้อนกลับเช่นเดียวกันกับแบบที่ 2 จึงต้องทำการวิเคราะห์ เสถียรภาพเช่นเดียวกัน โดยอาศัยพารามิเตอร์ตามที่ได้ออกแบบไว้ เราสามารถแสดงได้ว่าระบบที่มี โครงสร้างแบบนี้จะขาดเสถียรภาพทั้งในกรณีที่มีฟังก์ชันควบคุม $C(s)$ เป็นแบบ $\frac{K}{K+1}$ และ $\frac{KTs}{(K+1)Ts+1}$ ดังแสดงในแผนภูมิไนควิสต์รูปที่ 3.19 และ 3.20



รูปที่ 3.19 แผนภูมิไนควิสต์ของระบบเมื่อ $C(s) = \frac{K}{K+1}$ ($K=10$)



รูปที่ 3.20 แผนภูมิในควิสต์ของระบบเมื่อ $C(s) = \frac{KTs}{(K+1)Ts+1}$ ($K=15$, $T=0.5$ ms.)

จากการวิเคราะห์เสถียรภาพดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าถึงแม้ว่าจะออกแบบฟังก์ชันควบคุม $C(s)$ ให้สมมูลกับ $G(s)$ ก็ตาม (อิมพีแดนซ์เสมือนของวงจรรองแอกที่มีค่าเท่ากัน) แต่ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจะต้องนำเอาฟังก์ชันโอนย้ายของการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกมาใช้ในการวิเคราะห์ด้วย ด้วยเหตุนี้เองจึงทำให้โครงสร้างแบบที่ 2 และ 3 ไม่สมมูลกันจริง (ดูบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.8 เทียบกับ รูปที่ 3.18) นั่นคือจากรูปที่ 3.8 จะได้ว่าส่วนป้อนกลับของระบบมีฟังก์ชันโอนย้ายเป็นดังสมการ (3.6) และเมื่อเราออกแบบ $G(s)$ และ $C(s)$ ให้สมมูลกันดังที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 2.22 จะได้ว่า $G(s)$ สัมพันธ์กับ $C(s)$ ตามสมการ (3.7) จากสมการ (3.7) ทำให้สามารถเขียนสมการ (3.6) ได้เป็นสมการ (3.8) ซึ่งเมื่อพิจารณาเทียบกับฟังก์ชันโอนย้ายของส่วนป้อนกลับในวงจรไฮบริดโครงสร้างแบบที่ 3 (รูปที่ 3.18) ดังสมการ (3.9) จะพบว่าที่ความถี่สูงกว่าฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 ฟังก์ชันโอนย้ายในสมการ (3.9) จะมีเฟสล่าช้ามากกว่าฟังก์ชันโอนย้ายในสมการ (3.8) (ที่ความถี่สูงกว่าฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 $F(s-j\omega_r)$ จะมีเฟสล่าช้า) เป็นผลทำให้วงจรไฮบริดโครงสร้างแบบที่ 3 มีช่วงปลอดภัยเชิงเฟสน้อยกว่า จึงทำให้โครงสร้างแบบที่ 3 ขาดเสถียรภาพได้ง่ายกว่านั่นเอง

$$\frac{i_s}{i_c} = G(s)F(s-j\omega_r) \quad (3.6)$$

$$C(s) = \frac{C(s)}{1-C(s)} \quad (3.7)$$

$$\frac{i_s}{i_c} = \frac{C(s)}{1-C(s)} F(s-j\omega_r) \quad (3.8)$$

$$\frac{i_s}{i_c} = \frac{C(s)F(s - j\omega_r)}{1 - C(s)F(s - j\omega_r)} \quad (3.9)$$

หากต้องการให้ระบบในโครงสร้างแบบที่ 3 มีเสถียรภาพและลักษณะสมบัติการกรองสมมูลกับโครงสร้างแบบที่ 2 จะต้องออกแบบ $C(s)$ ให้มีฟังก์ชันโอนย้ายตามสมการ (3.10) แต่อย่างไรก็ตามฟังก์ชันโอนย้ายในลักษณะนี้ค่อนข้างจะซับซ้อนจึงยากต่อการนำไปใช้จริงในทางปฏิบัติ ดังนั้นในงานวิจัยนี้เราจึงเลือกใช้วงจรกรองแอกทีฟขนานแบบไฮบริดโครงสร้างแบบที่ 2 ในการกำจัดฮาร์มอนิก

$$C(s) = \frac{G(s)}{1 + F(s - j\omega_r)G(s)} \quad (3.10)$$

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย