บทที่ 6
พื้นฐานการคุมค่าความเร็วมอเตอร์กระแสตรง

6.1 คำนำ (โดทม อารียา, 2531; นนทวัฒน์ จุลเดช,2528; Buhler, 1979; Dubby,1989; Rajarhekara,1988; Leanhard, 1985)

พื้นฐานการคุมค่าความเร็วมอเตอร์กระแสตรงที่จะกล่าวถึงนี้ เป็นเพียงหลักการหนึ่งในหลายหลักการที่ใช้พิจารณากำหนดค่าต่าง ๆ สำหรับใช้ในวงจรคุมค่า โดยเริ่มจากเทคนิคการคุมค่า การพิจารณาเสถียรภาพของการคุมค่า และการคุมค่าความเร็วมอเตอร์กระแสตรง ที่ใช้วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ 3 เฟส ในการควบคุมแรงดันที่ป้อนให้ขดลวดอาร์เมเจอร์ โดยมีกระแสไหลในขดลวดสนามคงที่

ในที่นี้ เราขอกำหนดอักษรห่วงท้าย เพื่อให้เข้าใจโดยย่อดังนี้

s สำหรับตัวแปรที่ตั้งค่า (set)

m สำหรับตัวแปรจริงที่ได้จากการวัด (measured)

i สำหรับกระแส

n สำหรับความเร็วรอบ

c สำหรับตัวแปรคุมค่าที่ด้านออกของวงจร

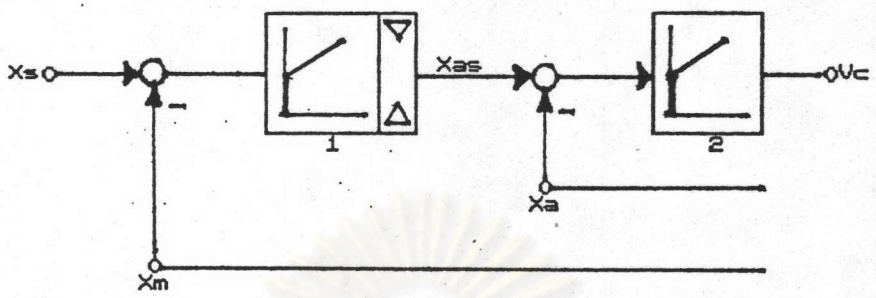
และ x สำหรับตัวแปรสัมพัทธ์ (relative)

อย่างไรก็ดี ลักษณะทางฟิสิกส์ของสัญญาณเหล่านี้ เราละไว้ในฐานที่เข้าใจว่าได้มีการแปลงผันปริมาณต่าง ๆ เช่น กระแส ความเร็ว ฯลฯ มาเป็นแรงดันแล้ว

6.2 เทคนิคการคุมค่า

จากรูปที่ 5.5 เป็นการต่อวงจรคุมค่าแบบทอดเนื่อง (cascade) หรือการต่อวงจรคุมค่าแบบวงรอบเล็กและวงรอบใหญ่ อธิบายได้ด้วยรูปที่ 6.1 ดังนี้ ตัวแปรที่วัด x_m มักจะเป็นตัวแปรด้านออกที่ต้องการคุมค่า เช่นเป็นความเร็วรอบของมอเตอร์ สำหรับ

ตัวแปรช่วยเป็นตัวแปรภายใน เช่นเป็นกระแสของอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ เมื่อพิจารณาว่าตัวแปรเหล่านี้ เป็นตัวแปรที่ป้อนกลับมา โดยที่วงจรการป้อนกลับสำหรับตัวแปร x_a เป็น



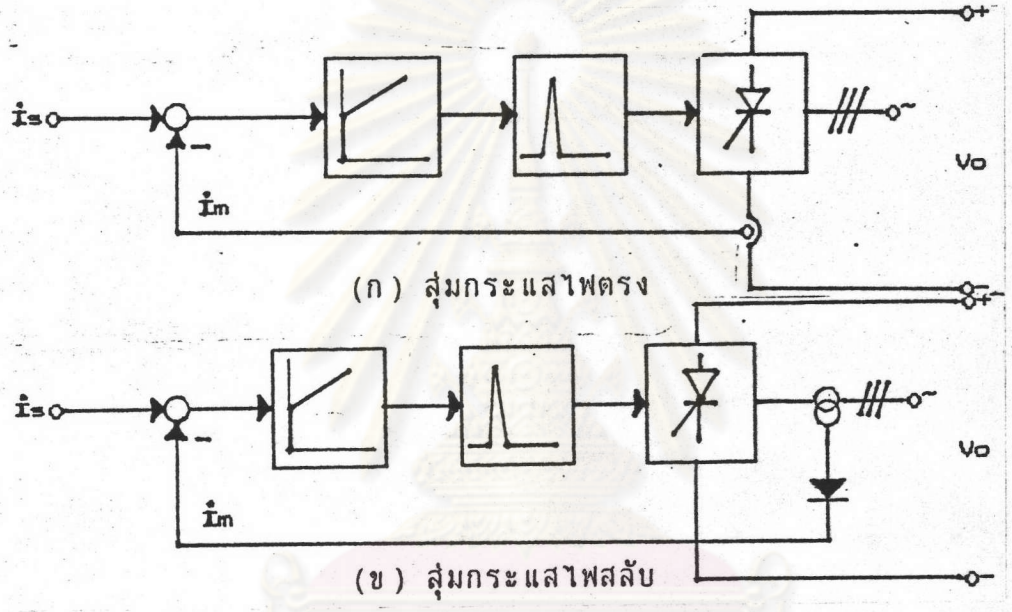
รูปที่ 6.1
การต่อวงจรคุมค่าแบบทอดเนื่อง

วงรอบเล็กอยู่ภายในวงรอบใหญ่ของการป้อนกลับตัวแปร x_m วงจรคุมค่าที่ 2 ทำหน้าที่คุมค่าตัวแปรช่วย x_a และเป็นตัวให้แรงดันคุมค่า v_c วงจรนี้จะทำงานอยู่ตลอดเวลาโดยการคุมค่าตัวแปร x_a ให้เท่ากับค่าที่ตั้งไว้ x_{as} อย่างไรก็ตามค่าที่ตั้งไว้ x_{as} นั้นมิใช่ค่าคงตัวแต่เป็นแรงดันออกของวงจรคุมค่าที่ 1 ในการทำงานปกติ วงจรคุมค่าที่ 1 จะคุมค่าให้ตัวแปรที่วัด x_m มีค่าเท่ากับตัวแปรที่ตั้ง x_s โดยที่ตัวแปรช่วย x_a มีค่าที่เหมาะสมค่าหนึ่งซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไข $x_m = x_s$ วงจรคุมค่าที่ 1 จะปรับตัวไปเพื่อให้แรงดัน x_{as} ที่ตรงกับค่าที่เหมาะสมของ x_a กล่าวอีกนัยหนึ่ง x_a จะมีค่าใด ๆ ก็ได้เท่าที่จะทำให้ $x_m = x_s$ การทำงานที่มีการจำกัดค่าเกิดขึ้นเมื่อ x_a มีค่าสูงขึ้นตาม x_{as} จนถึงขีดจำกัด x_{as1} ของวงจรคุมค่าที่ 1 ในย่านของการทำงานนี้ วงจรคุมค่าที่ 2 เป็นหลักในการคุมค่า กล่าวคือ แรงดันคุมค่า v_c จะไปปรับระบบให้ได้ $x_a = x_{as1}$ โดยที่ x_m ไม่จำเป็นต้องเท่ากับ x_s อีกต่อไป

การต่อวงจรคุมค่าแบบทอดเนื่องเป็นวงจรที่ทำงานได้อย่างดียิ่ง นอกจากจะทำหน้าที่จำกัดค่าตัวแปรช่วยได้อย่างดีแล้ว การต่อแบบทอดเนื่องมักจะช่วยให้ลักษณะพลวัตของการคุมค่าตัวแปรดีขึ้นด้วย ทั้งนี้เพราะวงจรคุมค่า 2 ทำการคุมค่าได้รวดเร็ว จึงช่วยลดเวลาของการคุมค่าตัวแปรหลัก

จากรูปที่ 6.2 แสดงหลักการคุมค่ากระแสของวงจรเรียงกระแสควบคุม ในรูปที่ 6.2 (ก) เราสุ่มกระแสไฟตรงด้านออก i_m มาเปรียบเทียบกับค่าที่ตั้งไว้ i_s

ทั้งนี้โดยใช้วงจรคุมค่า 3 แรงดันออกของวงจรคุมค่าจะนำไปควบคุมการจุดชนวนของเอสซีอาร์เพื่อให้ได้กระแส i_m ตามที่ตั้งค่าไว้ วงจรในรูปที่ 6.2 (ข) ใช้การสุ่มกระแสด้านไฟสลับโดยใช้หม้อแปลงกระแส จากนั้นก็นำมาเรียงกระแสจึงได้ค่าที่วัด i_m ซึ่งค่านี้เป็นปฏิภาคโดยตรงกับกระแสไฟตรงด้านออก แต่ยังรวมกระแสที่เกิดขึ้นในวงจรสนับเปอร์มาด้วย ในแง่ของการคุมค่าแล้ววงจรทั้งสองก็ทำงานเหมือน ๆ กัน อนึ่งค่าที่ตั้ง i_s ในที่นี้อาจเป็นตัวแปรด้านออกของวงจรคุมค่า ซึ่งทำการเปรียบเทียบค่าที่ได้จากวงจรตั้งค่าและตัวแปรหลักที่ต้องการคุมค่า



รูปที่ 6.2 การคุมค่ากระแสของวงจรเรียงกระแสควบคุม

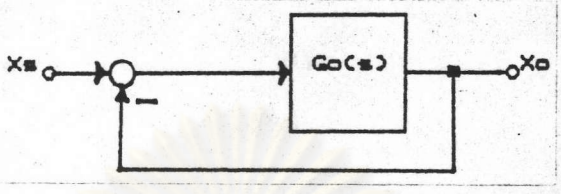
ในการศึกษาและออกแบบวงจรคุมค่า เราต้องกำหนดว่าจะใช้วงจรคุมค่าแบบ P, PI หรือ PID และจะต้องเลือกค่าคงตัวเวลาเท่าไรระบบจึงจะมีเสถียรภาพและมีการหน่วงอย่างเหมาะสม การเลือกวงจรคุมค่าย่อมขึ้นอยู่กับระบบที่ต้องการคุมค่าว่ามีลักษณะสถิตและพลวัตอย่างไร

6.3 เสถียรภาพของการคุมค่า

ต่อไปนี้จะกล่าวถึงเสถียรภาพของการคุมค่าโดยสังเขป ระบบที่มีการคุมค่าก็คือระบบที่มีการป้อนกลับ รูปที่ 6.2 แสดงแผนภาพบล็อกของระบบที่มีการป้อนกลับ ในรูปนี้ $G_o(s)$ คือฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด เราคำนวณได้โดยง่ายว่า ฟังก์ชันโอนย้าย

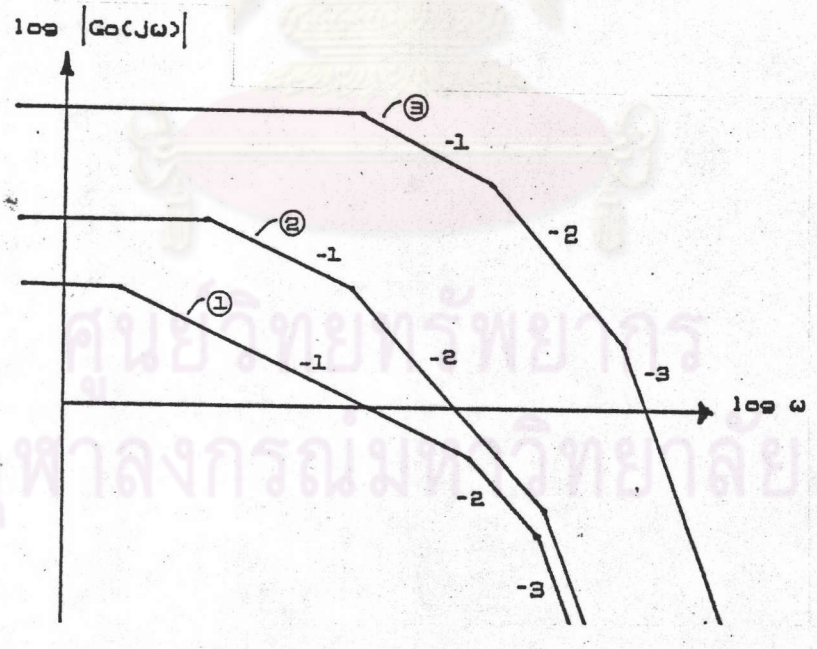
วงรอบปิดคือ

$$G'(s) = x_o/x_s = G_o/(1+G_o) \qquad (6.1)$$



รูปที่ 6.3 ระบบป้อนกลับ

การศึกษาเสถียรภาพของวงจร มักกระทำโดยการศึกษาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดหรือ $G_o(s)$ วิธีหนึ่งคือการเขียนกราฟเส้นตรงใกล้เคียงขนาดของ $G_o(j\omega)$ ซึ่งมีชื่อเรียกว่าแผนภาพของโบด (Bode) รูปที่ 6.4 แสดงตัวอย่างของกราฟเส้นตรงใกล้เคียงซึ่งใช้สเกลล็อก



รูปที่ 6.4 ตัวอย่างแผนภาพโบเด

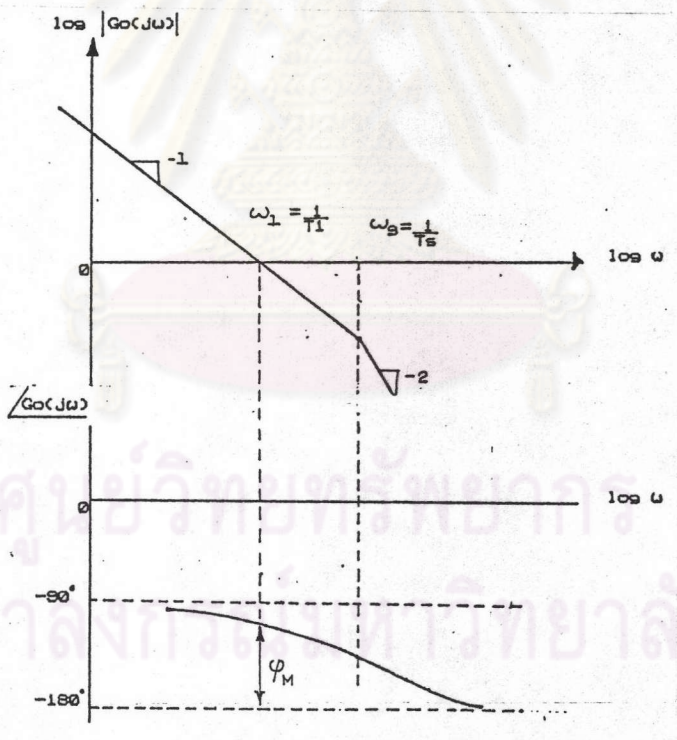
เกณฑ์เสถียรภาพของโบเดระบุว่า ถ้าความลาดชันของเส้นตรงใกล้เคียงของขนาดของ $G_o(j\omega)$ ณ จุดที่ตัดแกนนอน (เมื่อ $G_o(j\omega)$ มีขนาดเท่ากับ 1) มีค่า

เท่ากับ -1 วงจรป้อนกลับจะมีเสถียรภาพ ถ้าเท่ากับ -2 วงจรป้อนกลับจวนเจียนจะขาดเสถียรภาพ แต่ถ้าเท่ากับ -3 (หรือเป็นลบมากกว่านี้) วงจรจะขาดเสถียรภาพ ดังนั้นในการออกแบบเราจะให้กราฟของเส้นตรงใกล้เคียงของขนาดของ $G_o(j\omega)$ ตัดแกนนอนณ จุดซึ่งมีความลาดชันเท่ากับ -1 อย่างไรก็ดี เกณฑ์เสถียรภาพของโบเดนั้นเป็นเพียงเกณฑ์ใกล้เคียง การศึกษาปัญหาเสถียรภาพเพิ่มเติมอาจทำได้โดยพิจารณาถึงช่วงปลอดภัยเชิงเฟสด้วย

ในการคุมค่าความเร็วรอบมอเตอร์กระแสตรง ควรศึกษาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดซึ่งมีนิพจน์ดังนี้ก่อน

$$G_o(s) = 1/[sT_1(1+sT_s)] \qquad (6.2)$$

จากรูป 6.5 แสดงกราฟของขนาดและเฟสของ $G_o(j\omega)$ ที่มีความถี่ $\omega_1 = 1/T_1$ $G_o(j\omega)$ มีขนาดเท่ากับ 1 และมีเฟสเท่ากับ $-180 + \psi_m$ โดยที่ ψ_m มีชื่อเรียกว่าช่วงปลอดภัยเชิงเฟส



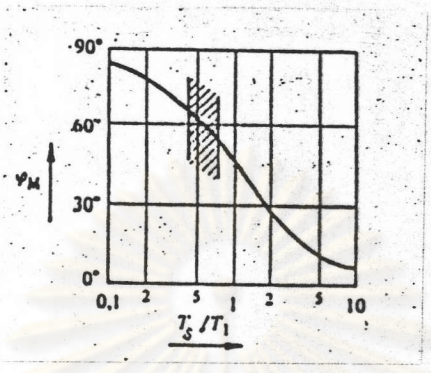
รูปที่ 6.5

ขนาดและเฟสของฟังก์ชัน $G_o(s) = 1/[sT_1(1+sT_s)]$

จากสมการ (6.2) เราคำนวณช่วงปลอดภัยเชิงเฟสได้เท่ากับ

$$\psi_m = 90^\circ - \tan^{-1}(T_s/T_1) \qquad (6.3)$$

จากรูปที่ 6.6 แสดงกราฟของ ψ_m กับอัตราส่วนของ T_s/T_1 สังเกตได้ว่าถ้า $T_s/T_1 = 0.5$ ช่วงปลอดภัยเชิงเฟสมีค่าประมาณ 63° ซึ่งเป็นค่าที่เพียงพอและเหมาะสม



รูปที่ 6.6
ช่วงปลอดภัยเชิงเฟสในฟังก์ชันของ T_s/T_1

สำหรับฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดซึ่งมีนิพจน์ตามสมการ (6.2) เราอาจคำนวณฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดโดยใช้สมการ (6.1) ผลการคำนวณเป็นดังนี้

$$G'(s) = 1/[(1+sT_1)(1+sT_s)] \qquad (6.4)$$

สังเกตได้ว่า G(s) ตรงกับวงจรอันดับสองซึ่งมี 2 ขั้วแต่ไม่มีศูนย์ เราอาจเขียนนิพจน์ของ G'(s) เสียใหม่ โดยใช้พารามิเตอร์ที่นิยมใช้สำหรับวงจรเรโซแนนซ์ดังนี้

$$G'(s) = 1/[1+2\delta(s/\omega_o) + (s^2/\omega_o^2)] \qquad (6.5)$$

โดยที่ ω_o คือความถี่รีโซแนนซ์ $= 1/\sqrt{T_1T_s}$ (6.6)

และ δ คือสัมประสิทธิ์การหน่วง $= (1/2)\sqrt{T_1/T_s}$ (6.7)

ผลตอบต่อสัญญาณขั้นของระบบที่มีการป้อนกลับสามารถคำนวณได้ โดยใช้การแปลงกลับของลาปลาซดังนี้

$$\gamma'(t) = L^{-1}[(1/s)G(s)] = 1-[\cos \omega t+(\delta/\sqrt{1-\delta^2})\sin \omega t]e^{-\delta\omega_o t} \qquad (6.8)$$

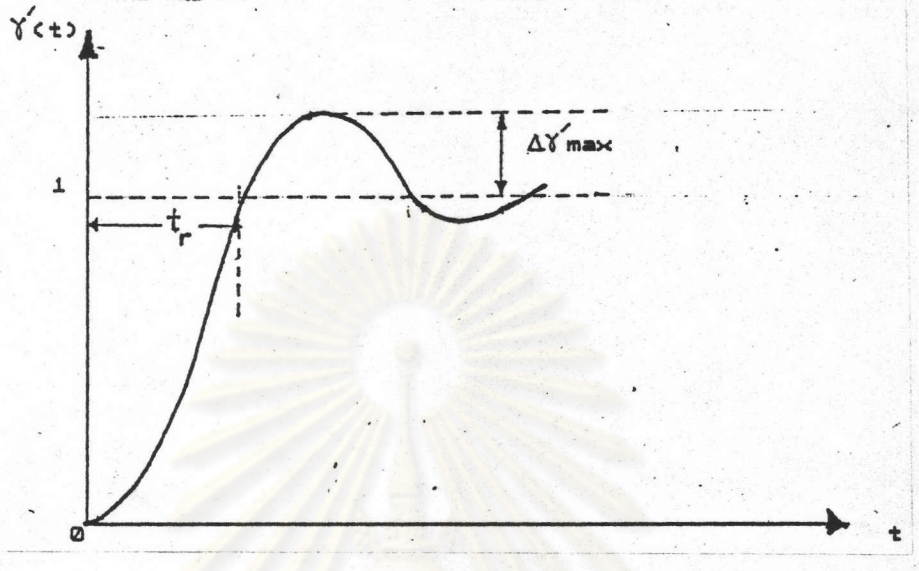
โดยที่ $\omega = \omega_o\sqrt{1-\delta^2}$ (6.9)

จากรูปที่ 6.7 แสดงกราฟของผลตอบต่อสัญญาณขั้นเรานิยามพารามิเตอร์ที่สำคัญของกราฟนี้ดังนี้

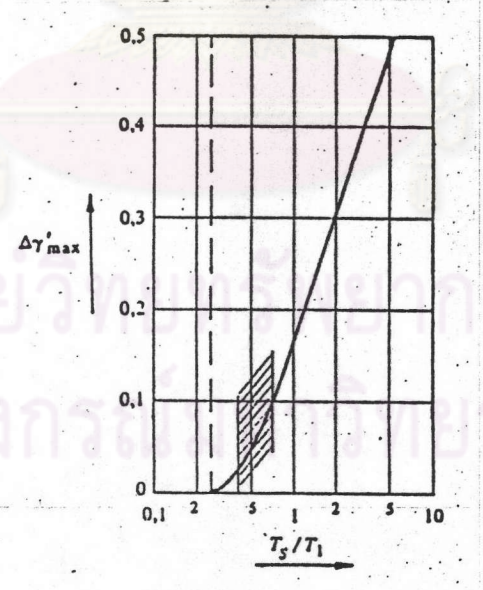
การพุ่งสูง (overshoot) $= \Delta\gamma'_{max} = e^{-\pi\delta/\sqrt{1-\delta^2}}$ (6.10)

เวลาขึ้น (risetime) $= t_r = [2T_s/\sqrt{(4T_s/T_1)-1}].$

$$[\Pi-\tan^{-1}\sqrt{(4T_s/T_1)-1}] \qquad (6.11)$$



รูปที่ 6.7 ผลตอบต่อสัญญาณขั้นของระบบที่มีการป้อนกลับ ซึ่งฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดเป็นดังสมการ (6.2)



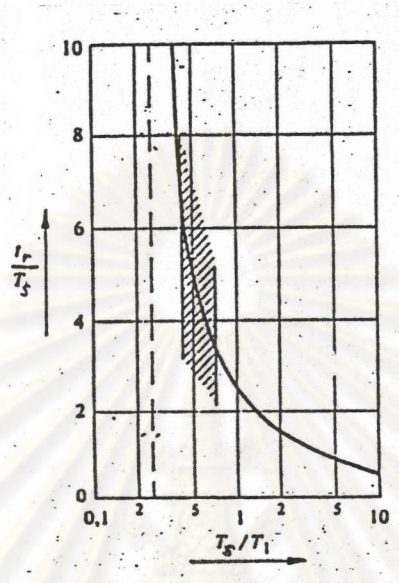
รูปที่ 6.8

การพุ่งสูง $\Delta\gamma'_{max}$ ในฟังก์ชันของ T_s/T_1

รูปที่ 6.8 และ 6.9 แสดงกราฟของการพุ่งสูง $\Delta\gamma'_{max}$ และเวลาขึ้น

t_r/T_s ตามลำดับ สังเกตได้ว่าสำหรับ $T_s/T_1 = 0.5$ การพุ่งสูง $\Delta Y_{max} = 0.043$ และเวลาขึ้น $t_r/T_s = 4.71$ ซึ่งเป็นค่าที่มีความเหมาะสม ดังนั้น เราอาจสรุปได้ว่าสำหรับฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดตามสมการ (6.2) ควรเลือกขั้ว $-\omega_s$ ดังนี้

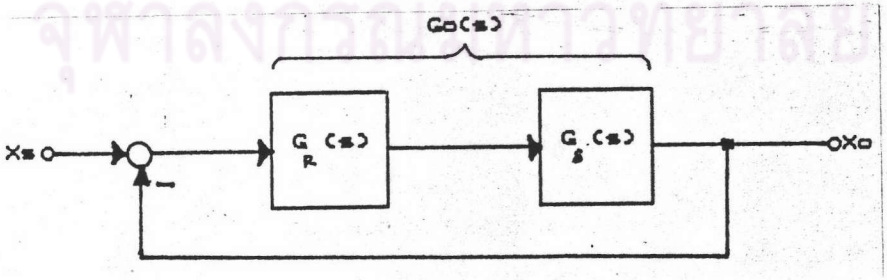
$$\omega_s = 2\omega_1 \text{ หรือ } T_s/T_1 = 0.5 \qquad (6.12)$$



รูปที่ 6.9

กราฟของเวลาขึ้น t_r/T_s ในฟังก์ชันของ T_s/T_1

ในการเลือกค่าคงตัวเวลาของวงจรคุมค่า เราอาจแยกฟังก์ชันโอนย้าย $G_o(s)$ ออกเป็นสองส่วนคือ ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรคุมค่า $G_R(s)$ และฟังก์ชันโอนย้ายของระบบที่ต้องการคุมค่า $G_s(s)$ แผนภาพบล็อกของระบบป้อนกลับก็จะเปลี่ยนจากรูปที่ 6.3 มาเป็นรูปที่ 6.10



รูปที่ 6.10

ระบบป้อนกลับที่ประกอบด้วยวงจรคุมค่า และระบบที่ต้องการคุมค่า

ในกรณีของเรา เราจะใช้วงจรคุมค่าแบบ PI เพราะวงจรที่ต้องการคุมค่ามี 2 ขั้ว หรือมีค่าคงตัวเวลา 2 ค่า ค่าหนึ่งเป็นค่าที่ใหญ่ซึ่งตรงกับขั้วเอก (dominant) เราจะใช้สัญลักษณ์ T_d สำหรับค่าคงตัวเวลานี้ อีกค่าหนึ่งเป็นค่าที่เล็ก (small time constant) ซึ่งเราใช้สัญลักษณ์ T_s ฟังก์ชันโอนย้ายของระบบที่ต้องการคุมค่าจะมีนิพจน์ดังนี้

$$G_s(s) = K/[(1 + sT_d)(1 + sT_s)] \qquad (6.13)$$

เมื่อใช้วงจรคุมค่าแบบ PI จะได้ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดดังนี้

$$G_o(s) = G_R(s)\, G_s(s) = [(1+sT_n)/sT_i]\cdot [K/(1+sT_d)(1+sT_s)] \qquad (6.14)$$

เราจะเลือกค่าคงตัวเวลาของวงจรคุมค่าดังนี้ เลือก T_n เพื่อชดเชย T_d นั่นคือ

$$T_n = T_d \qquad (6.15)$$

ซึ่งก็คือเทคนิคการลบล้างขั้วและศูนย์ (pole-zero cancellation) ดังนั้น

$$G_o(s) = K/[(1+sT_s)sT_i] \qquad (6.16)$$

เมื่อเทียบสมการ (6.16) กับสมการ (6.2) และสมการ (6.12) จะเห็นว่าเพื่อให้ได้คุณสมบัติที่เหมาะสม เราควรเลือก T_i/K ให้เท่ากับ $2T_s$ หรือ

$$T_i = 2KT_s \qquad (6.17)$$

เมื่อเลือกค่าคงตัวเวลา T_i ตามสมการ (6.17) ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดจะเท่ากับ

$$G_o(s) = 1/[2T_s s(1+sT_s)] \qquad (6.18)$$

ซึ่งให้ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดเท่ากับ

$$G'(s) = 1/[1 + 2T_s s(1+sT_s)] \qquad (6.19)$$

สังเกตได้ว่า $G'(s)$ ขึ้นอยู่กับค่าคงตัวเวลาค่าเล็ก หรือ T_s เพียงเท่านั้น

นอกเหนือจากตัวแปรหลักที่ต้องการคุมค่าแล้ว ระบบที่ต้องการคุมค่าอาจมีตัวแปรรอง x_d ซึ่งมีผลกระทบต่อตัวแปรหลัก x_o เช่นในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ ตัวแปรหลักคือความเร็ว ส่วนตัวแปรรองคือโหลดเชิงกล เป็นต้น

เราสมมติว่าตัวแปรรองมีผลต่อตัวแปรหลักผ่านฟังก์ชันโอนย้าย $G_d(s)$ ซึ่งมีลักษณะเป็นการอินทิเกต นั่นคือ

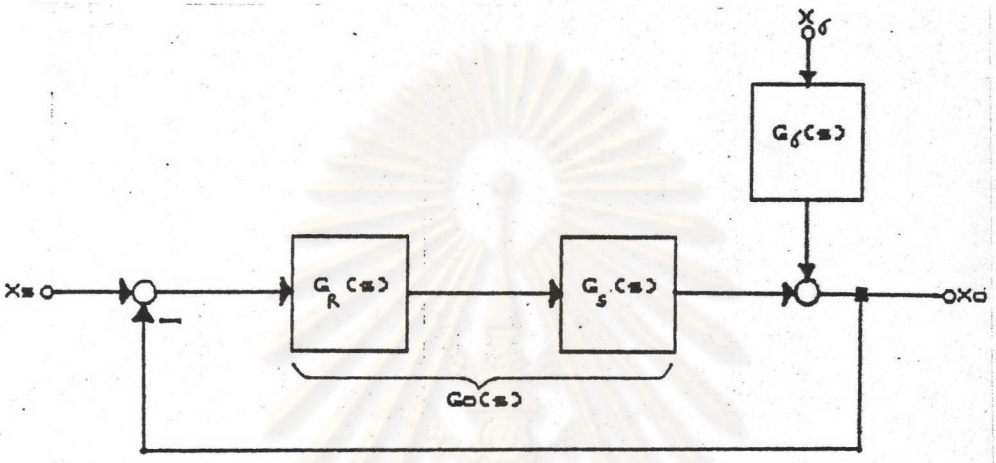
$$G_o(s) = 1/sT_d \qquad (6.20)$$

สมมติอีกเช่นกันว่า ฟังก์ชันโอนย้ายของระบบที่ต้องการคงค่าหรือ $G_s(s)$

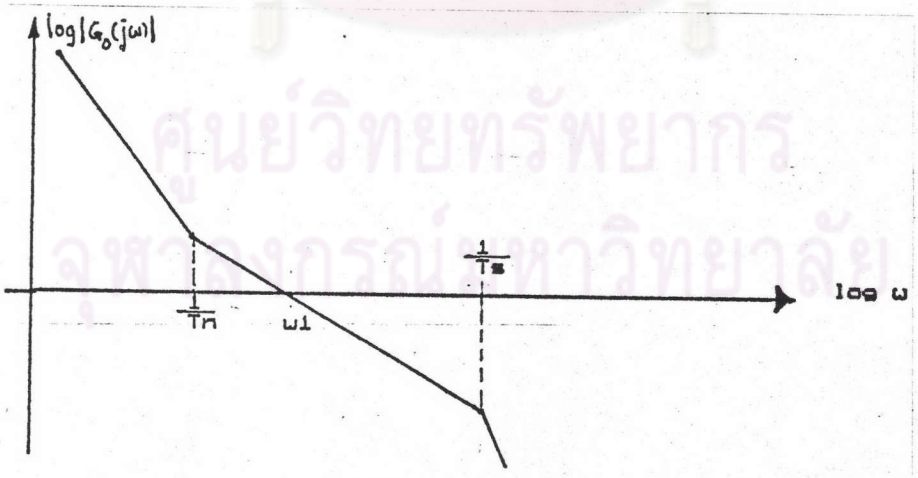
มี 2 ขั้ว โดยขั้วหนึ่งมีค่าเท่ากับศูนย์ นั่นคือมีลักษณะเป็นการอินทิเกตเหมือนในฟังก์ชัน $G_s(s)$ และยังมีค่าคงตัวการอินทิเกตเท่ากัน คือ T_s ดังนั้น

$$G_s(s) = 1/sT_s(1+sT_s) \qquad (6.21)$$

แผนภาพของระบบที่มีตัวแปรรอง x_s จะเป็นบล็อก ในรูป (6.11)



รูปที่ 6.11
แผนภาพบล็อกของระบบที่มีตัวแปรรอง x_s



รูปที่ 6.12
ขนาดของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

จากแผนภาพภายในรูปที่ 6.11 เราคำนวณค่าของตัวแปรหลักได้ดังนี้

$$x_o = G_o(s)(x_s - x_o) + G_o(s)x_d \qquad (6.22)$$

นั่นคือ $$x_o = G'(s)x_s + G'_d(s)x_d \qquad (6.23)$$

โดยที่ $$G'_o(s) = G_o(s)/[1+G_o(s)] \qquad (6.24)$$

และ $$G'_d(s) = G_d(s)/[1+ G_o(s)] \qquad (6.25)$$

ถ้าเราเลือกใช้วงจรคุมค่าแบบ PI ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดจะเท่ากับ

$$G_o(s) = [(1+sT_n)/sT_1][1/sT_d(1+sT_s)] \qquad (6.26)$$

กราฟของขนาดของ $G_o(s)$ แสดงอยู่ในรูปที่ 6.12

ตามที่ได้ศึกษาไว้ เราควรให้ ω_1 และ $1/T_s$ สัมพันธ์กันตามสมการ (6.12) นั่นคือ

$$\omega_1 = 1/2T_s \qquad (6.27)$$

ในการคำนวณความถี่ตัดข้าม (crossover) ω_1 เราจะใช้การคำนวณโดยใกล้เคียงคือสมมุติว่า ที่ $\omega \simeq \omega_1$ จะได้ $sT_n >> 1$ และ $sT_s << 1$ ดังนั้น จากสมการ (6.26) จะได้

$$G_o(s) \simeq (T_n/T_1)(1/sT_d) \qquad (6.28)$$

เมื่อ $s = j\omega_1$ ขนาดของ $G_o(s)$ เท่ากับ 1 นั่นคือ

$$1 = [T_n/T_1][1/(\omega_1 T_d)] \qquad (6.29)$$

จากสมการ (6.27) และ (6.29) จะได้

$$T_n/T_1 = (T_d/2T_s) \qquad (6.30)$$

แทนสมการ (6.30) ลงในสมการ (6.26) จะได้

$$G_o(s) = [(1+sT_n)/sT_n].[1/\{2sT_s(1+sT_s)\}] \qquad (6.31)$$

ในการเลือกค่าคงตัวเวลา T_n เราจะพิจารณาถึงผลของตัวแปรรอง x_d ที่มีต่อ x_o นั่นคือเราจะต้องศึกษาฟังก์ชันโอนย้าย $G'_d(s)$ ของสมการ (6.25) นั่นเอง เพื่อที่จะทำการคำนวณ $G'_d(s)$ โดยใกล้เคียง เราจะใช้สมมติฐานดังนี้

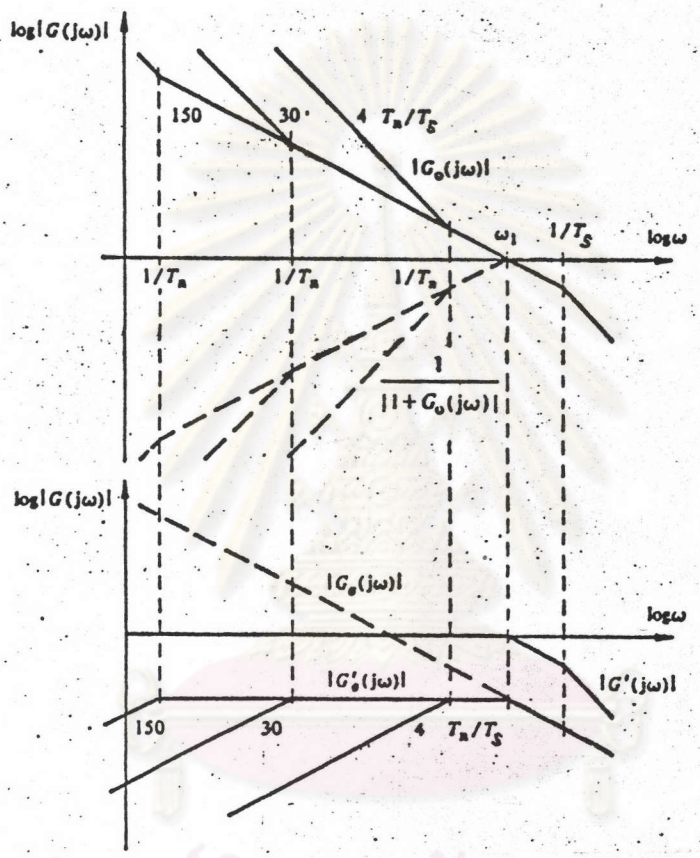
เมื่อ $|G_o| > 1$ สมมติว่า $1/|1+G_o| \simeq 1/G_o$ (6.32)

เมื่อ $|G_o| < 1$ สมมติว่า $1/|1+G_o| \simeq 1$ (6.33)

ด้วยสมมติฐานข้างต้น เราเขียนเส้นตรงใกล้เคียงขนาดของ G'_d สำหรับ T_n/T_s = 4, 30 และ 150 ได้ดังในรูปที่ 6.13

จากรูป 6.13 สังเกตได้ว่า เมื่อ $\omega \to 0$ $|G'_d(j\omega)|$ ก็แปรค่าเป็น

ศูนย์เช่นกัน หมายความว่าในสถานะอยู่ตัว ผลของตัวแปรรองก็จะหมดไป ตัวแปรหลัก x_o จะมีค่าประมาณเท่ากับค่าที่ตั้ง x_s (ถ้าอัตราขยายเป็น 1) เหตุที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะเราใช้วงจรคุมค่าแบบ PI ถ้าใช้วงจรคุมค่าแบบ P ค่าของ $\left|G'_c(j\omega)\right|$ สำหรับ $\omega \to 0$ ก็จะเป็นค่าจำกัดค่าหนึ่ง ทำให้ตัวแปรรอง x_c มีผลอย่างถาวรต่อค่าของ x_o (ดูสมการ 6.23)



รูปที่ 6.13

ขนาดของ $G'_c(j\omega)$ ซึ่งแสดงถึงผลของค่าคงตัวเวลา T_n

เราเลือกค่าคงตัวเวลา T_n เพื่อลดผลของตัวแปรรองในภาวะชั่วครู่ จากรูปที่ 6.13 สังเกตได้ว่า ถ้า T_n มีค่าสูง ความถี่หักมุมของ G'_c ก็จะอยู่ที่ความถี่ต่ำ ทำให้ความรวดเร็วในการคุมค่าลดลง

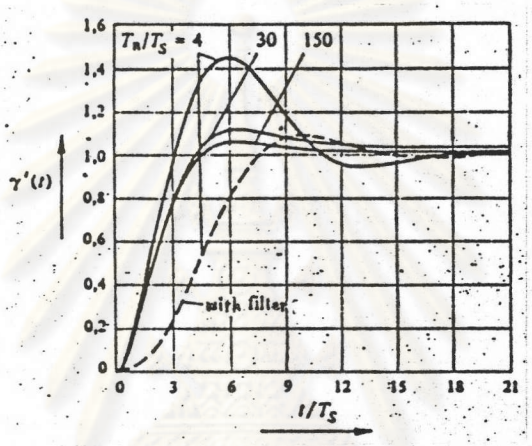
ผลของ T_n อาจจะเห็นได้ชัดยิ่งขึ้น ถ้าเราพิจารณาผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้น นั่นคือ ศึกษาฟังก์ชันของ x_o เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแบบขั้น (step charge)

ของ x_s, และ x_σ จากสมการ (6.24), (6.25) และ (6.31) ได้ว่า

$$G'(s) = (1+sT_n)/(1+sT_n+ 2s^2 T_n T_s+ 2s^3 T_n T^2_s) \quad (6.34)$$

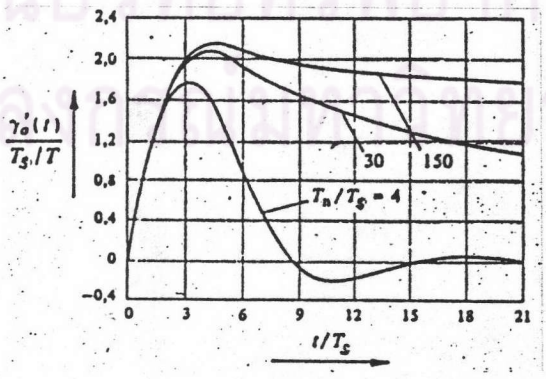
และ $G'_\sigma(s) = s(2T_nT_s/T_\sigma)(1+sT_s)/(1+sT_n+ 2s^2T_nT_s+ 2s^3T_nT_s^2)$ (6.35)

เมื่อคูณ $G'(s)$ และ $G'_\sigma(s)$ ด้วย $1/s$ แล้วใช้การแปลงกลับของลาปลาซจะได้ผลตอบต่อสัญญาณขั้น $\gamma'(t)$ และ $\gamma'_\sigma(t)$ ดังแสดงในรูป 6.14 และ 6.15



รูปที่ 6.14

ผลตอบต่อการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นของ x_s



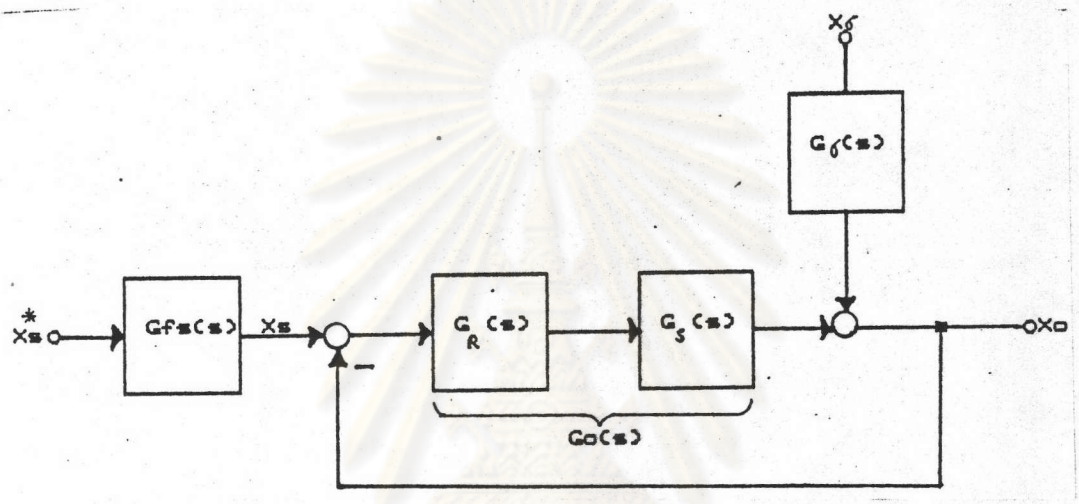
รูปที่ 6.15

ผลตอบต่อการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นของ x_σ

จากรูปที่ 6.14 และ 6.15 จะเห็นได้ว่าการตอบสนองจะเชื่องช้า ถ้าT_n/T_s มีค่าสูง เพื่อให้การคุมค่ามีความรวดเร็ว เราควรเลือก

$$T_n = 4T_s \qquad (6.36)$$

อย่างไรก็ดีสำหรับ T_n ค่านี้จะมีการพุ่ง 43% เมื่อ x_s เปลี่ยนแปลงแบบขั้นเพื่อลดการพุ่งสูงขึ้นนี้ เราอาจใช้วงจรกรองสำหรับค่าที่ตั้ง ซึ่งมีฟังก์ชันโอนย้ายเท่ากับ $G_{fs}(s)$ แผนภาพบล็อกของระบบจะเปลี่ยนจากรูปที่ 6.11 มาเป็นรูปที่ 6.16



รูปที่ 6.16

แผนภาพบล็อกของระบบที่มีตัวแปรของ x_d และการกรองตัวแปร x_s

ถ้าใช้วงจรกรองอันดับหนึ่ง (มีหนึ่งขั้ว) ซึ่งมีค่าคงตัวเวลาเท่ากับ T_n นั่นคือ

$$G_{fs}(s) = 1/(1+sT_n) \qquad (6.37)$$

ผลตอบต่อการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นของตัวแปร x^*_s (ดูรูปที่ 6.16) ในกรณีนี้การพุ่งสูงลดลงเหลือประมาณ 7.5% แต่เวลาขึ้น (rise time) ก็เพิ่มขึ้นประมาณ 2.5 เท่า

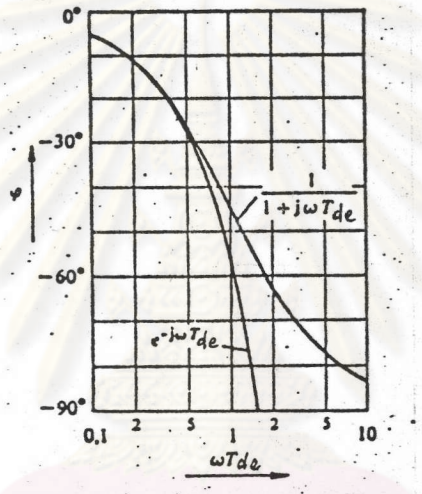
ในบางกรณีฟังก์ชันโอนย้ายมิได้อยู่ในรูปของเศษส่วน แต่เป็นฟังก์ชันเอกซ์โพนเนเชียล กรณีนี้ตรงกับกรณีที่มีการประวิงเวลา (delay) เท่ากับ T_{de} ฟังก์ชันโอนย้ายเท่ากับ

$$G_{de}(s) = K_{de}\, e^{-sT_{de}} \qquad (6.38)$$

ฟังก์ชันเอกซ์โพนเนเชียลเช่นนี้ทำให้เกิดความยุ่งยากในการคำนวณ เราจึงมักทำการคำนวณโดยการประมาณให้ใกล้เคียง ทำได้โดยแตกฟังก์ชันเอกซ์โพเนเชียลเป็นอนุกรมแล้วละเลยเทอม s^2, s^3.....เสีย หากทำเช่นนี้จะได้

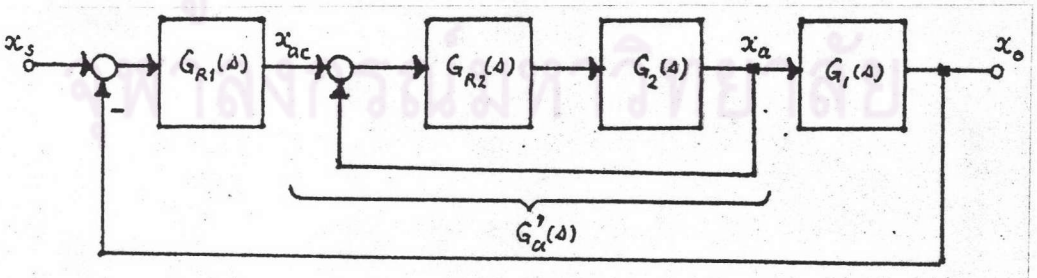
$$e^{-sT_{de}} = 1/e^{sT_{de}} \simeq 1/(1+sT_{de}) \qquad (6.39)$$

จากรูปที่ 6.17 แสดงการเปรียบเทียบเฟสของ $e^{-sT_{de}}$ และ $1/(1+sT_{de})$ สังเกตได้ว่าถ้า $\omega T_{de} < 0.6$ เฟสของฟังก์ชันทั้งสองแทบจะไม่แตกต่างกัน และเฟสนี้มีค่าน้อยกว่า -30° ภายใต้เงื่อนไขข้างต้น เราอาจถือว่าเวลาประวิง T_{de} เป็นเสมือนค่าคงตัวเวลา T_{de}



รูปที่ 6.17

เฟสของฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียล และฟังก์ชันโอนย้ายที่มีหนึ่งขั้ว



รูปที่ 6.18

ระบบที่มีวงรอบเล็กและวงรอบใหญ่

ในกรณีที่มีวงรอบเล็กและวงรอบใหญ่ คือกรณีการคุมค่าแบบทอดเนื่อง (cascade) นั่นเอง รูปที่ 6.18 แสดงแผนภาพบล็อกของระบบ

ในระบบเช่นนี้เราจะใช้วงจรคุมค่าสองวงจรคือ $G_{R1}(s)$ และ $G_{R2}(s)$ ซึ่งใช้คุมค่าตัวแปรหลัก x_o และตัวแปรช่วย x_a ตามลำดับ

เราเริ่มต้นด้วยการเลือกค่าคงตัวเวลาของวงจรคุมค่าตัวแปรช่วย โดยพิจารณาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรช่วย

$$G_{ao}(s) = G_{R2}(s)\ G_2(s) \qquad (6.40)$$

ถ้าเลือกค่าคงตัวเวลาตามเกณฑ์ที่กล่าวมาจะได้ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดตามสมการ (6.19) นั่นคือ

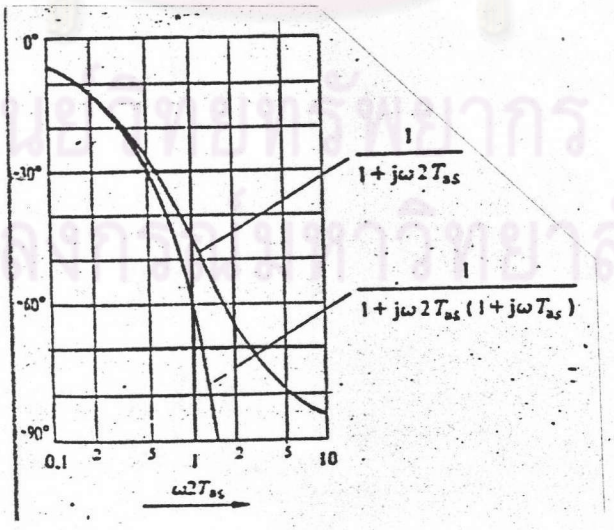
$$G'_a(s) \simeq 1/(1 + 2sT_{as}\ (1+sT_{as})) \qquad (6.41)$$

โดยที่ T_{as} เป็นค่าคงตัวเวลาที่เป็นค่าเล็กของวงจรคุมค่า $G'_a(s)$ จากรูปที่ 6.18 เราคำนวณฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดสำหรับตัวแปรหลักได้ดังนี้

$$G_o(s) = G_{R1}(s)G'_a(s)G_1(s) \qquad (6.42)$$

เนื่องจากฟังก์ชัน $G'_a(s)$ มีความซับซ้อนพอสมควร คือเป็นเศษส่วนซึ่งส่วนเป็นฟังก์ชันของ s ยกกำลังสอง ในการคำนวณโดยใกล้เคียง เราอาจจะละเลยเทอม s^2 ของ $G'_a(s)$ ดังนั้น

$$G'_a(s) \simeq 1/(1+2sT_{as}) \qquad (6.43)$$



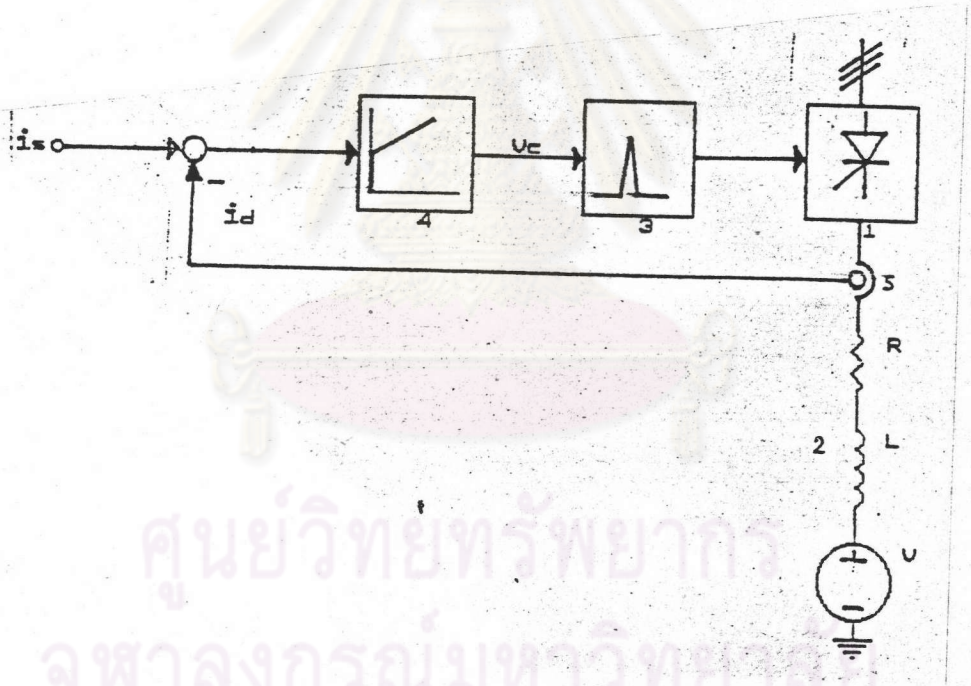
รูปที่ 6.19 การเปรียบเทียบเฟสของ $G'_a(s)$ กับเฟสของนิพจน์ใกล้เคียง

นั่นคือ เราถือว่า $G'_a(s)$ มีค่าคงตัวเวลาเท่ากับ $2T_{as}$ รูปที่6.19 แสดงการเปรียบเทียบเฟสของ $G'_a(s)$ (สมการ 6.41) และเฟสของฟังก์ชันใกล้เคียงของ $G'_a(s)$ (สมการ 6.43) สังเกตได้ว่า สำหรับ $2\omega T_{as} < 0.5$ เฟสทั้งสองมีความแตกต่างกันเพียงเล็กน้อย และค่าของเฟสก็ไม่เกิน -30°

ถ้า T_1 เป็นค่าคงตัวเวลาค่าเล็กของฟังก์ชันโอนย้าย $G_1(s)$ เราอาจยุบรวมค่าคงตัวเวลาค่าเล็กของ $G'_a(s)$ และ $G_1(s)$ ได้เป็นค่าคงตัวเวลาค่าเล็กสมมูล

$$T_s = 2T_{as} + T_1 \qquad (6.44)$$

ค่าคงตัวเวลาค่าใหญ่ของ $G_1(s)$ จะถูกลบล้างโดยค่าคงตัวเวลาของวงจรคุมค่า และในที่สุดค่าคงตัวเวลาค่าเล็ก T_s เป็นตัวกำหนดความรวดเร็วในการคุมค่าดังที่ได้กล่าวไว้



รูปที่ 6.20

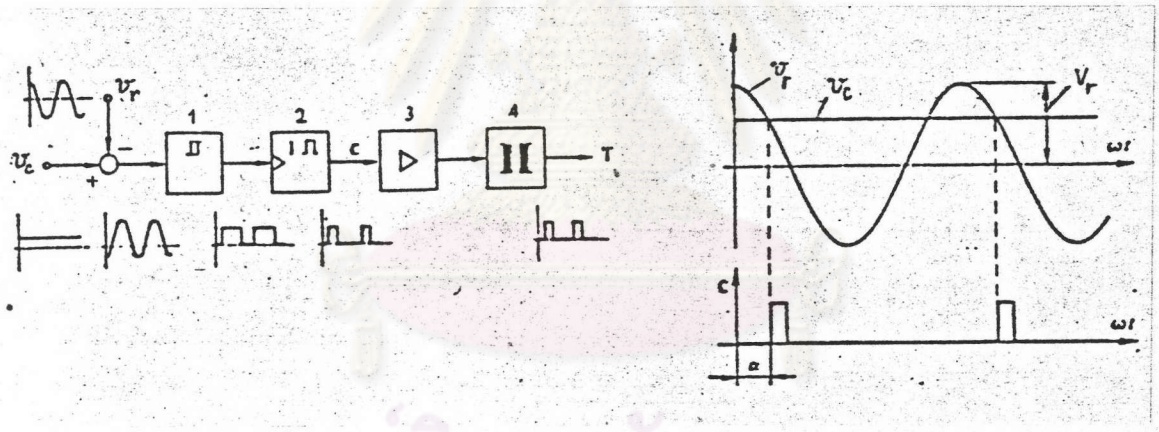
แผนภาพบล็อกแสดงการคุมค่าวงจรเรียงกระแสควบคุมต่อกับโหลด

ในการคุมค่าวงจรเรียงกระแสควบคุม รูป 6.20 แสดงแผนภาพการคุมค่าวงจรเรียงกระแสควบคุม ซึ่งมีการสุ่มกระแสด้านออก i_d ด้วยอุปกรณ์วัด 5 เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับกระแสที่ตั้งค่า i_* บล็อกวงจร 4 คือ วงจรคุมค่าแบบ PI บล็อกวงจร 3 คือ วงจรจุดชนวน และบล็อกวงจร 1 คือวงจรเรียงกระแสควบคุม ส่วน

โหลด 2 ประกอบด้วย ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ และแหล่งแรงดัน ซึ่งอาจเป็นแรงเคลื่อนไฟฟ้ากลับ (back emf)

เพื่อที่จะวิเคราะห์วงจรในรูปนี้ เราจะคำนวณฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรจุดชนวน และวงจรเรียงกระแสควบคุม

ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรจุดชนวน ในที่นี้เราใช้วงจรรวม (IC) เบอร์ TCA 785 ในการทำวงจรจุดชนวน หลักการทำงานของวงจรได้เคยอธิบายแล้วในบทที่ 4 ต่อไปนี้จะอธิบายถึงการหาฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรจุดชนวน โดยเริ่มจากวงจรจุดชนวนที่ใช้ฟังก์ชันอ้างอิงรูปโคไซน์ก่อนเพราะง่ายต่อการทำความเข้าใจ จากรูปที่ 6.21 แสดงแผนภาพบล็อกของวงจรจุดชนวน ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบแรงดันที่คุมค่า V_c กับฟังก์ชันอ้างอิงรูปโคไซน์ v_r วงจรเปรียบเทียบเป็นวงจรชมิตต์เทริกเกอร์ 1 หลังจากการเปรียบเทียบจะมีการปรับสัณฐานรูปคลื่นให้เป็นพัลส์ที่มีความกว้างคงตัวด้วยวงจรเอกเสถียร (monostable) 2 พัลส์จากวงจรเอกเสถียรจะถูกขยายด้วยวงจรขยาย 3 เราใช้หม้อแปลง 4 เพื่อให้เกิดการแยกโดด (isolation)



รูปที่ 6.21
แผนภาพบล็อกของวงจรจุดชนวนและกราฟที่ใช้ฟังก์ชันอ้างอิงรูปโคไซน์

ให้ V_r เป็นแอมพลิจูดของโคไซน์ v_r มุมจุดชนวน α จะมีค่าเท่ากับ

$$\alpha = \cos^{-1}(V_c/V_r) \qquad (6.45)$$

เรานิยามค่าสัมพัทธ์ของแรงดันที่คุมค่า v_c เท่ากับ V_c/V_r ดังนั้น

$$v_c = \cos \alpha \qquad (6.46)$$

ให้ $v_{d\alpha}$ เป็นค่าสัมพัทธ์ของแรงดันด้านออกของวงจรเรียงกระแส เมื่อมุมจุดชนวนเท่ากับ α และ v_{d0} เป็นค่าสัมพัทธ์สูงสุด ซึ่งตรงกับกรณีมีมุมจุดฉนวน $\alpha = 0^\circ$

จากการศึกษาวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์สามเฟสควบคุมเต็มที่เราทราบว่า

$$v_{d\alpha} = v_{do}\cos\alpha = v_{do}\, v_c \qquad (6.47)$$

วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์สามเฟสควบคุมครึ่งเดียว

$$v_{d\alpha} = v_{do}[(1+\cos\alpha)/2] = v_{do}[(1+v_c)/2] \qquad 6.48)$$

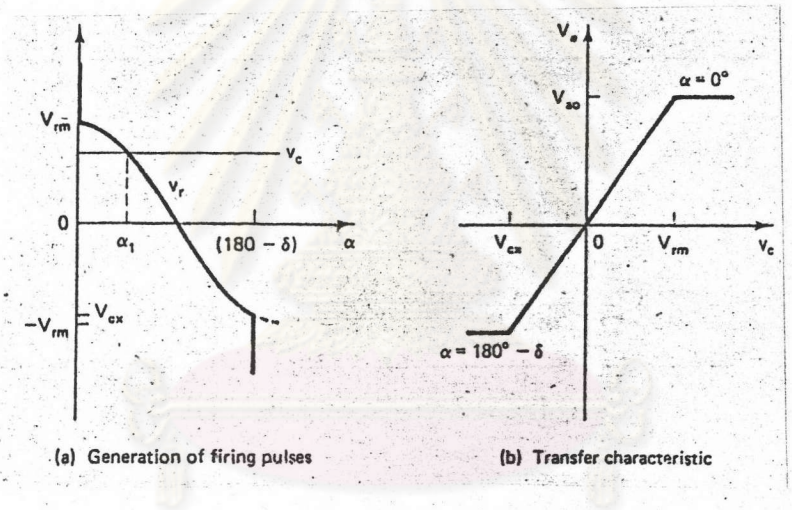
ค่าสถิติของฟังก์ชันโอนย้ายคำนวณได้จากสมการ (6.47) และ (6.48) ดังนี้

สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์สามเฟสควบคุมเต็มที่ :

$$K_c = \Delta v_{d\alpha}/\Delta v_c = v_{do} \qquad (6.49)$$

สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์สามเฟสควบคุมครึ่งเดียว :

$$K_c = \Delta v_{d\alpha}/\Delta v_c = v_{do}/2 \qquad (6.50)$$



รูปที่ 6.22

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{d\alpha}$ กับ V_c เมื่อใช้ฟังก์อ้างอิงรูปโคไซน์

ในการพิจารณาลักษณะพลวัตของวงจรจุดชนวน เราจะจำกัดเฉพาะกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กของแรงดันที่คุมค่า v_c เท่านั้น จากรูปที่ 6.21 สังเกตได้ว่าการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นขนาดเล็กของ v_c จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของมุมจุดชนวนที่สมนัยกัน แต่การเปลี่ยนแปลงนี้จะไม่เกิดขึ้นจนกว่าแรงดัน v_c มาตัดกับคลื่นโคไซน์ นั่นคือจะเกิดเวลาประวิง t_r ระหว่างการเปลี่ยนแปลงของ v_c กับขณะที่เกิดการจุดชนวน อย่างไรก็ดี ในกรณีของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์สามเฟสควบคุมเต็มที่ มีค่าประวิงของ

เวลานี้แปรผันระหว่าง Ø ถึง T/6 (หรือ 6Ø°) โดยที่ T คือคาบของแรงดันไฟสลับ (T = 2Ø ms สำหรับความถี่ 5Ø Hz ที่ใช้)

เราจะถือว่าฟังก์ชันโอนย้ายเป็นเหมือนการประวิงเวลา โดยที่เวลาประวิงก็คือค่าเฉลี่ยซึ่งเท่ากับ (กรณีวงจรบริดจ์เรียงกระแสสามเฟสควบคุมเต็มที่)

$$T_c = T/12 \qquad (6.51)$$

ดังนั้นฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรจุดชนวนนี้คือ

$$G_c(s) = K_c\, e^{-sT_c} \qquad (6.52)$$

อย่างไรก็ดี ฟังก์ชันเอกซ์โพเนเชียลเป็นฟังก์ชันที่ยุ่งยากพอสมควร เราจึงทำการคำนวณโดยใกล้เคียงเพิ่มเติมอีก โดยแทนเวลาประวิงด้วยค่าคงตัวเวลา

$$G_c(s) \simeq K_c/(1+T_c s) \qquad (6.53)$$

ในทำนองเดียวกัน สำหรับวงจรเรียงกระแส 3 เฟส ควบคุมครึ่งเดียว ค่าเวลาประวิงโดยเฉลี่ยเท่ากับ

$$T_c = T/6 \qquad (6.54)$$

โดยเท่ากับ 2 เท่า ของวงจรเรียงกระแส 3เฟส ควบคุมเต็มที่นั่นเอง

ในกรณีของเรา เราใช้วงจรจุดชนวนที่ใช้การเปรียบเทียบแรงดันที่คุมค่า V_c กับฟังก์ชันอ้างอิงรูปฟันเลื่อย v_r จะได้

$$\alpha = k_1 V_c \qquad (6.55)$$

โดยที่ $k_1 = \Pi/V_r$ นั่นเอง

จากการศึกษาวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์สามเฟสควบคุมเต็มที่ได้

$$V_{d\alpha} = V_{do} \cos\alpha = V_{do} \cos (k_1 V_c) \qquad (6.56)$$

และสำหรับวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์สามเฟสควบคุมครึ่งเดียว

$$V_{d\alpha} = V_{do}[(1+\cos\alpha)/2] = V_{do}[(1+\cos k_1 V_c)/2] \qquad (6.57)$$

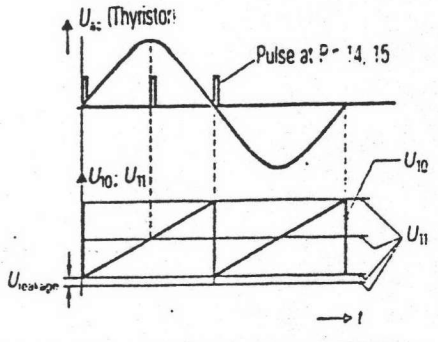
ค่าสถิตของฟังก์ชันโอนย้ายคำนวณได้จากสมการ (6.56) และ (6.57) ดังนี้

สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์สามเฟสควบคุมเต็มที่ :

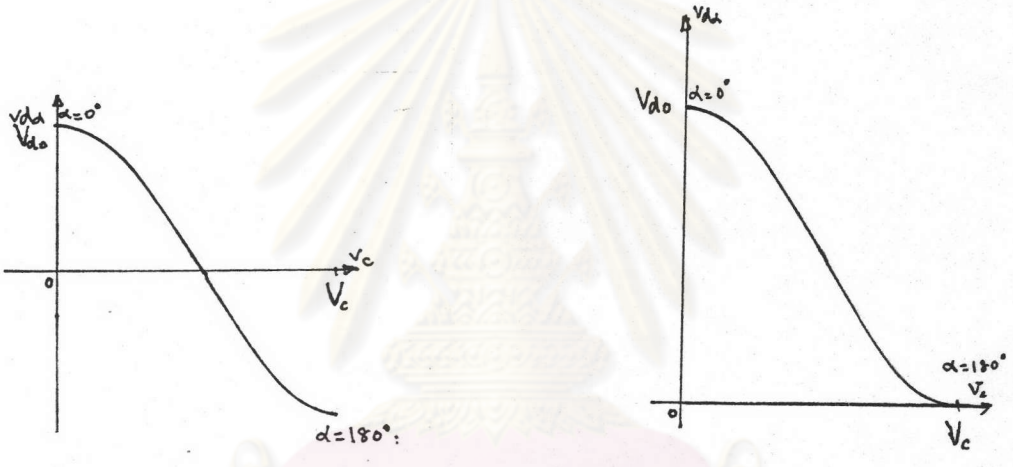
$$K_c = \Delta v_{d\alpha}/\Delta v_c \simeq -v_{do}\Pi \sin (k_1 V_c) \qquad (6.58)$$

ทำนองเดียวกันสำหรับวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์สามเฟสควบคุมครึ่งเดียว :

$$K_c = \Delta v_{d\alpha}/\Delta v_c \simeq -(v_{do}/2)\Pi \sin (k_1 V_c) \qquad (6.59)$$



รูปที่ 6.23
กราฟของวงจรจุดชนวนที่ใช้ฟังก์ชันอ้างอิงรูปฟันเลื่อย



(ก) (ข)

รูปที่ 6.24
กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $v_{d\alpha}$ กับ v_c เมื่อกระแสไหลอย่างต่อเนื่อง และใช้วงจรจุดชนวนที่ใช้ฟังก์ชันอ้างอิงรูปฟันเลื่อยสำหรับ (ก) วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์สามเฟสควบคุมเต็มที่ (ข) วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์สามเฟสควบคุมครึ่งเดียว

สังเกตได้ว่า K_c ทั้งสอง เป็นฟังก์ชันไซน์ของ V_c ซึ่งเราอาจใช้วิธีประมาณได้จาก ค่าเฉลี่ยระหว่างค่าสูงสุดและต่ำสุดของช่วงที่ใช้งานจริงซึ่งเป็นช่วงสั้น ๆ โดยอาจประมาณเป็นเส้นตรงได้ (Dubby, 1989)

เหตุที่เราเลือกใช้วงจรจุดชนวนนี้ เพราะง่ายในการสร้างเนื่องจากมีวงจรรวม (IC) สำเร็จรูป และให้ความเชื่อถือได้ดีกว่าวงจรโคไซน์ ซึ่งต้องใช้อุปกรณ์

มากกว่าและวงจรควบคุมได้ยากกว่า (Dubby,1989)

ถึงแม้ว่าวงจรจุดชนวนแบบฟันเลื่อยจะง่ายในการสร้าง แต่การอธิบายเกี่ยวกับเรื่องควบคุมทำได้ยากกว่า ในการออกแบบวงจรคุมค่าจึงต้องมีการชดเชยค่าที่ต่างกันระหว่างวงจรทั้งสอง

เพื่อให้ง่ายต่อการใช้งานที่ละเอียดมากยิ่งขึ้น เช่นใช้วงจรเรียงกระแสควบคุมแบบ 2 ทิศทาง (dual convertor) เป็นต้น จะใช้วงจรจุดชนวนที่ใช้ฟังก์ชันอ้างอิงรูปฟันเลื่อยกับวงจรไม่เชิงเส้นประกอบ นั่นคือพยายามทำให้วงจรนี้ทำงานได้เหมือนว่าใช้วงจรจุดชนวนที่ใช้ฟังก์ชันอ้างอิงรูปโคไซน์ (Leonhard,1985) นั่นเอง

ตามที่ทราบกันแล้วว่า วงจรจุดชนวนที่ใช้ที่ใช้ฟังก์ชันอ้างอิงรูปฟันเลื่อยจะมีคุณสมบัติไม่ดีเท่ากับวงจรจุดชนวนที่ใช้ฟังก์ชันอ้างอิงรูปโคไซน์ในการควบคุมจากผลกระทบดังกล่าวนี้ จึงได้ออกแบบวงจรภายนอกมาชดเชยหรือมาช่วยให้วงจรจุดชนวนที่ใช้ฟังก์ชันอ้างอิงรูปฟันเลื่อยทำงานคล้ายวงจรจุดชนวนที่ใช้ที่ใช้ฟังก์ชันอ้างอิงรูปโคไซน์

จากวงจรจุดชนวนที่ใช้ฟังก์ชันอ้างอิงรูปสัญญาณโคไซน์

$$V_{d\alpha} = V_{do}\cos\alpha = V_{do}V_c \qquad (6.60)$$

ให้ V_{11} เป็นแรงดันที่ขา 11 ของ TCA 785

V_r เป็นแอมพลิจูดของฟังก์ชันอ้างอิงรูปฟันเลื่อย V_r

ใช้วงจรของ TCA 785 จะได้

$$\alpha = k_1 V_{11} \qquad (6.61)$$

โดยที่

$$k_1 = \Pi/V_r \qquad (6.62)$$

$$V_{d\alpha} = V_{do}\cos\alpha = V_{do}\cos(k_1 V_{11}) \qquad (6.63)$$

ถ้าให้

$$V_{11} = (1/k_1)[\cos^{-1}(V_c/V_r)] \qquad (6.64)$$

จะได้

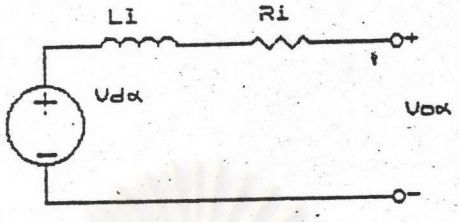
$$V_{d\alpha} = V_{do}\cos V_c \qquad (6.65)$$

วงจรที่ต้องการ คือ วงจรที่ทำหน้าที่ให้ $V_{11} = (1/k_1)[\cos^{-1}(V_c/V_r)]$ (6.66)

มาช่วย

ในการพิจารณาฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรเรียงกระแสควบคุม เนื่องจากสายที่ต่อระหว่างหม้อแปลงของโรงไฟฟ้ากับวงจรเรียงกระแสมีค่าเหนี่ยวนำอยู่ค่าหนึ่ง ซึ่งรวมกับความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลงที่มีในวงจร เรียกว่าความเหนี่ยวนำของการสับเปลี่ยนกระแส (commutation) ความเหนี่ยวนำนี้ทำให้เกิดการเหลื่อม (overlap) ในการนำกระแสของเอสซีอาร์ ผลของการเหลื่อมนี้ทำให้เกิดเสมือนมีความต้านทานภายใน

ของวงจรเรียงกระแส วงจรสมมูลเทเวอนินของวงจรเรียงกระแสจิงแสดงไว้ด้วยรูปที่ 6.25



รูปที่ 6.25
วงจรเทเวอนินของวงจรเรียงกระแส

ให้ L_c เป็นความเหนี่ยวนำของการสับเปลี่ยนกระแส สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์หนึ่งเฟส ความเหนี่ยวนำเทเวอนินเท่ากับ

$$L_i = L_c \qquad (6.67)$$

สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์สามเฟส ความเหนี่ยวนำเทเวอนิน

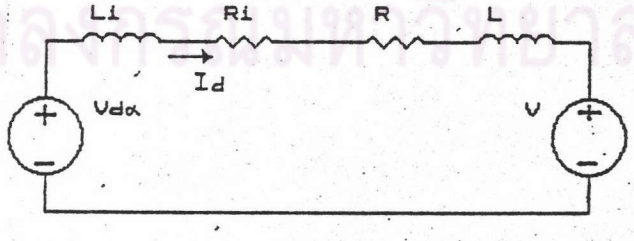
$$L_i = 2L_c \qquad (6.68)$$

ความต้านทานเทเวอนินเท่ากับ R_i

สำหรับวงจรบริดจ์หนึ่งเฟส $R_i = \omega L_c/\pi$ (6.69)

สำหรับวงจรบริดจ์สามเฟส $R_i = 3\omega L_c/\pi$ (6.70)

วงจรสมมูลของมอเตอร์กระแสตรงที่ขับนำด้วยวงจรเรียงกระแสควบคุม แสดงด้วยรูปที่ 6.26



รูปที่ 6.26
วงจรสมมูลแสดงการขับนำมอเตอร์กระแสตรงด้วยวงจรเรียงกระแสควบคุม

เราเขียนสมการอนุพันธ์ของวงจรในรูปที่ 6.26 ได้ดังนี้

$$V_{d\alpha} = (R_a + R_i)I_d + (L_a + L_i)\,(dI_d/dt) + V \qquad (6.71)$$

ถ้าเราใช้ค่าสัมประสิทธิ์โดยเปรียบเทียบกับกระแสที่ระบุ I_{dn} และแรงดันที่ระบุ V_n สมการ (6.71) จะเปลี่ยนมาเป็น

$$v_{d\alpha} = r_t i_d + r_t T_t (di_d/dt) + v \qquad (6.72)$$

โดยที่ $v_{d\alpha} = V_{d\alpha}/V_n$, $r_t = (R_a + R_i)I_{dn}/V_n$,

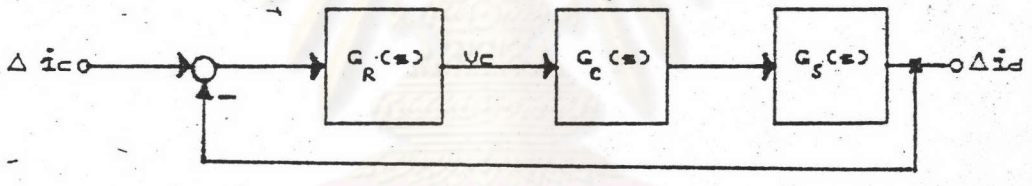
$$T_t = (L_a + L_i)/(R_a + R_i) \text{ และ } v = V/V_n \qquad (6.73)$$

ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรเรียงกระแสจะเท่ากับ

$$G_s(s) = i_d/v_{d\alpha} = 1/[r_t(1+sT_t)] \qquad (6.74)$$

ฟังก์ชันโอนย้ายนี้ ใช้ได้เฉพาะกรณีที่กระแสของวงจรเรียงกระแสไหลอย่างต่อเนื่อง ถ้ากระแสไหลไม่ต่อเนื่องฟังก์ชันโอนย้ายจะมีความยุ่งยากมาก

ในการพิจารณาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดนั้น รูปที่ 6.27 แสดงแผนภาพบล็อกของวงจรเรียงกระแสที่มีการคุมค่าในรูปที่ 6.2ø



รูปที่ 6.27

แผนภาพบล็อกแสดงฟังก์ชันโอนย้ายแผงวงจรเรียงกระแสที่มีการคุมค่า

ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดมีค่าเท่ากับ

$$G_o(s) = [1+sT_n)/sT_i].[K_c/(1+sT_c)].[1/(r_t(1+sT_t)] \qquad (6.75)$$

ถ้าเลือกค่าคงตัวเวลา T_n ให้เกิดการลบล้างขั้วที่เล็กนั่นคือ

$$T_n = T_t \qquad (6.76)$$

และเลือกค่าคงตัวการอินทิเกต T_i เพื่อใช้ความถี่ตัดข้าม (crossover) เท่ากับครึ่งหนึ่งของความถี่ของขั้ว นั่นคือ

$$T_i = 2\,(K_c/r_t)\,T_c \qquad (6.77)$$

เมื่อเลือกเช่นนี้จะได้ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดเท่ากับ

$$G_o(s) = 1/[2sT_c(1+sT_c)] \qquad (6.78)$$

และฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดมีค่าโดยใกล้เคียงเท่ากับ

$$G'(s) \simeq 1/(1+2sT_c) \qquad (6.79)$$

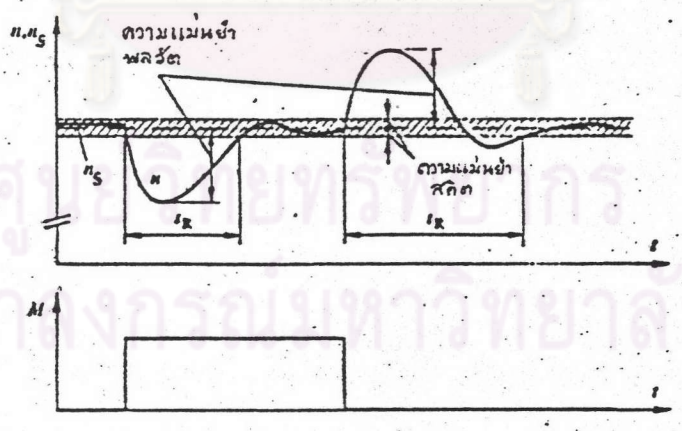
ในกรณีของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์สามเฟสควบคุมเต็มที่ ค่าคงตัวเวลาของ G'(s) เท่ากับ

$$2T_c = 2 \times 1/(12x50) = 3.33 \text{ ms} \qquad (6.80)$$

ผลของค่าระลอก (ripple)

ที่กล่าวมาแล้วข้างต้น เราสมมติว่าแรงดันด้านออกของวงจรเรียงกระแสเป็นแรงดันไฟตรงที่เรียบ อันที่จริงแล้วแรงดันด้านออกมีทั้งแรงดันไฟตรง และองค์ประกอบไฟสลับซึ่งได้แก่ค่าระลอก องค์ประกอบไฟสลับนี้จะถูกป้อนกลับมาด้วยเช่นกัน และปรากฏเป็นองค์ประกอบไฟสลับ $v_c^{\sim}$ ที่ด้านออกของวงจรคงค่า เราพิสูจน์ได้ว่าสำหรับวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์สามเฟสควบคุมเต็มที่ $v_c^{\sim} \simeq 0.083$ ซึ่งน่าจะเล็กพอ และไม่จำเป็นต้องมีวงจรกรองเพิ่มเติม แต่สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์สามเฟสควบคุมครึ่งเดียว เราอาจต้องใส่วงจรกรองต่อเนื่องจากวงจรคงค่า

6.4 การคุมค่าความเร็วมอเตอร์กระแสตรง ขณะที่กระแสอาร์เมเจอร์ไหลอย่างต่อเนื่อง



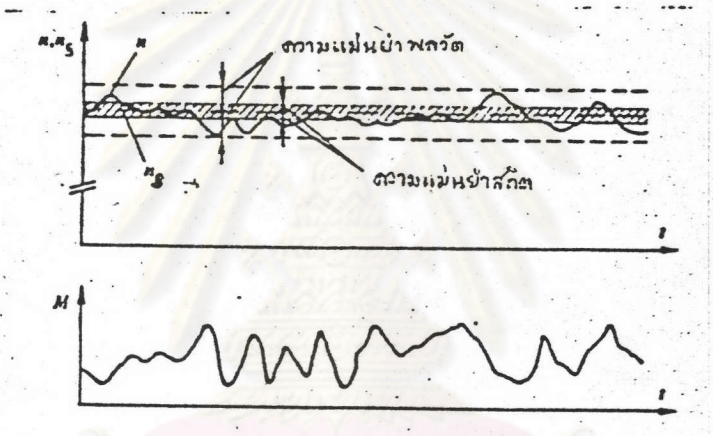
รูปที่ 6.28

การเปลี่ยนแปลงชั่วครู่ของความเร็วมอเตอร์ เมื่อทอร์กของโหลดเปลี่ยนแบบขั้น

ในการคุมค่าความเร็วมอเตอร์กระแสตรงเราจะต้องคำนึงถึงลักษณะการคุมค่า เช่นความแม่นยำสถิต ความแม่นยำพลวัต และเวลาการคุมค่า t_R รูปที่ 6.28 แสดงปริมาณเหล่านี้ในกรณีที่มีการเปลี่ยนทอร์กของโหลดแบบขั้น

สังเกตจากรูป 6.28 ได้ว่า เวลาการคุมค่า t_R คือช่วงเวลาระหว่างการเปลี่ยนทอร์กของโหลดจนถึงขณะที่ความเร็วแปรค่ากลับเข้าสู่แถบความแม่นยำสถิต

ในกรณีที่ทอร์กของโหลดเปลี่ยนแปลงแบบสุ่ม (random) เรานิยามได้แต่เพียงความแม่นยำเชิงพลวัตดังในรูปที่ 6.29



รูปที่ 6.29
การเปลี่ยนแปลงของความเร็วมอเตอร์เมื่อทอร์กของโหลดเปลี่ยนแบบสุ่ม (random)

ในกรณีที่มีการแปรผันความเร็วเมื่อเราเปลี่ยนค่า n_s แบบขั้น เราจะต้องปรับช่วงเวลาการเร่งหรือการชะลอความเร็วให้เหมาะสม ทั้งนี้เพื่อไม่ให้ทอร์กแม่เหล็กไฟฟ้า M_e (electromagnetic or developed torque) มีค่าสูงเกินไป วิธีหนึ่งที่จะจำกัด M_e คือการจำกัดกระแสอาร์เมเจอร์ในกรณีของมอเตอร์กระแสตรง

ในการออกแบบวงจรคุมค่ามีหลายวิธีให้เลือกใช้ และรายละเอียดที่ใช้โดยหลักใหญ่จะเหมือนกัน แต่มีการคำนวณเล็ก ๆ น้อย ๆ ที่ต่างกัน วิธีต่อไปนี้เป็นวิธีหนึ่งที่เลือกใช้ ซึ่งมีรายละเอียดต่อไปนี้

<u>สมการเชิงกล</u>

สมการเชิงกล คือสมการที่ให้ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วเชิงมุม Ω ถึงทอร์กแม่เหล็กไฟฟ้า M_e และทอร์กของโหลด M นั่นคือ

$$Jd\Omega/dt = M_e - M \qquad (6.81)$$

โดยที่ J คือโมเมนต์ของความเฉื่อย

ถ้าจะใช้ตัวแปรสัมพัทธ์โดยมีตัวแปรอ้างอิง คือความเร็วเชิงมุมที่ระบุ Ω_n และทอร์กที่ระบุ M_n สมการเชิงกลจะเปลี่ยนมาเป็น

$$(J\Omega_n/M_n).(dn/dt) = m_e - m$$

โดยที่ n คือความเร็วสัมพัทธ์ $= \Omega/\Omega_n$

และ m คือทอร์กสัมพัทธ์ $= M/M_n$

เรานิยามค่าคงตัวเวลาเชิงกลดังนี้

$$T_m = J\Omega_n/M_n \qquad (6.82)$$

สมการเชิงกลจะเขียนได้ใหม่ดังนี้

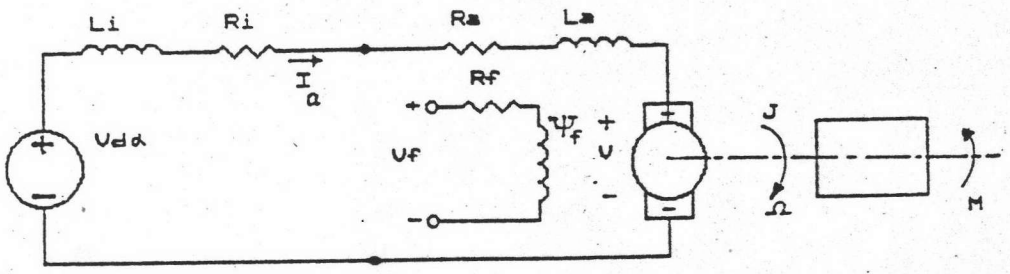
$$dn/dt = (m_e - m)/T_m \qquad (6.83)$$

<u>สมการของมอเตอร์กระแสตรง</u>

สำหรับการคำนวณต่อไปนี้ซึ่งจะใช้เป็นตัวแปรสัมพัทธ์ เราจะมีตัวแปรอ้างอิงดังนี้

แรงเคลื่อนไฟฟ้ากลับ ที่ระบุ	V_n
กระแสอาร์เมเจอร์ที่ระบุ	I_{an}
ฟลักซ์ที่ระบุ	ϕ_n
กำลังไฟฟ้าที่ระบุ	$P_n = V_n I_{an}$
ความเร็วเชิงมุมที่ระบุ	Ω_n
ทอร์กที่ระบุ	$M_n = P_n/\Omega_n$
แรงดันสนามที่ระบุ	V_{fn}
กระแสสนามที่ระบุ	$I_{fn} = V_{fn}/R_f$

วงจรสมมูลของมอเตอร์กระแสตรง ที่ขับนำด้วยวงจรเรียงกระแสควบคุมแสดงอยู่ในรูปที่ 6.30



รูปที่ 6.3Ø

วงจรสมมูลแสดงการขับนำมอเตอร์กระแสตรงด้านวงจรเรียงกระแสควบคุม

จากรูปที่ 6.3Ø เราคำนวณสมการของกระแสอาร์เมเจอร์ได้ดังนี้

$$di_a/dt = (v_{d\alpha}-v-r_t i_a)/r_t T_t \qquad (6.84)$$

โดยที่

$$r_t = (R_a + R_i)I_{an}/V_{an} \qquad (6.85)$$

และ

$$T_t = (L_a + L_i)/(R_a + R_i) \qquad (6.86)$$

แรงเคลื่อนไฟฟ้ากลับขึ้นอยู่กับฟลักซ์และความเร็วของมอเตอร์ดังนี้

$$V = C_m \phi \Omega \qquad (6.87)$$

โดยที่ C_m เป็นค่าคงตัว

ส่วนทอร์กแม่เหล็กไฟฟ้าขึ้นอยู่กับฟลักซ์ และกระแสอาร์เมเจอร์ ดังนี้

$$M_e = C_m \phi I_a \qquad (6.88)$$

ทำให้เป็นตัวแปรสัมพัทธ์โดยหารสมการ (6.87) และ (6.88) ด้วยค่าที่ระบุของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากลับ $V_n = C_m \phi_n \Omega_n$ จะได้

$$v = \psi n \qquad (6.89)$$

และ

$$m_e = \psi i_a \qquad (6.9Ø)$$

ใช้ตัวแปรของลาปลาซแทนสัญลักษณ์อนุพันธ์ จากสมการ (6.84) และ (6.89) จะได้

$$i_a = [V_{d\alpha} - \psi n]/[r_t(1+sT_t)] \qquad (6.91)$$

จากสมการ (6.83) และ (6.9Ø) จะได้

$$n = (\psi i_a - m)/(sT_m) \qquad (6.92)$$

จากสมการ (6.91) และ (6.92) เราคำนวณกระแสอาร์เมเจอร์ได้ดังนี้

$$i_a = [sT_m V_{d\alpha} + \psi m]/[\psi^2 + sT_m r_t(1+sT_t)] \qquad (6.93)$$

หรือ $$i_a = G_{av}(s)v_{d\alpha} + G_{am}(s)m \quad (6.94)$$

โดยที่ $$G_{av}(s) = [sT_m/\psi^2]/[1+sT'_m(1+sT_t)] \quad (6.95)$$

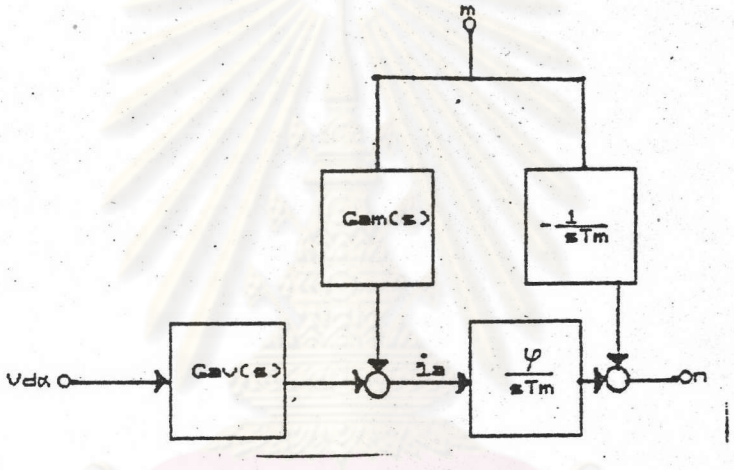
$$G_{am}(s) = [1/\psi]/[1+sT'_m(1+sT_t)] \quad (6.96)$$

และ $$T'_m = T_m r_t/\psi^2 \quad (6.97)$$

ฟังก์ชันโอนย้าย $G_{av}(s)$ และ $G_{am}(s)$ มีค่าคงตัวเวลา T_α และ T_ρ ซึ่งคำนวณได้จากการหารากของสมการ $1+sT'_m(1+sT_t)$ ดังนี้

$$T_{\alpha,\rho} = (T'_m/2)(1\pm\sqrt{1-4(T_t/T'_m)} \quad (6.95)$$

เราเขียนแผนภาพบล็อกของมอเตอร์กระแสตรงได้ดังในรูปที่ 6.31



รูปที่ 6.31

แผนภาพบล็อกของมอเตอร์กระแสตรงที่ขับนำโดยวงจรเรียงกระแส

เราอาจเขียนนิพจน์ของฟังก์ชันโอนย้ายใหม่โดยใช้ค่าคงตัวเวลา T_α และ T_ρ ได้ดังนี้

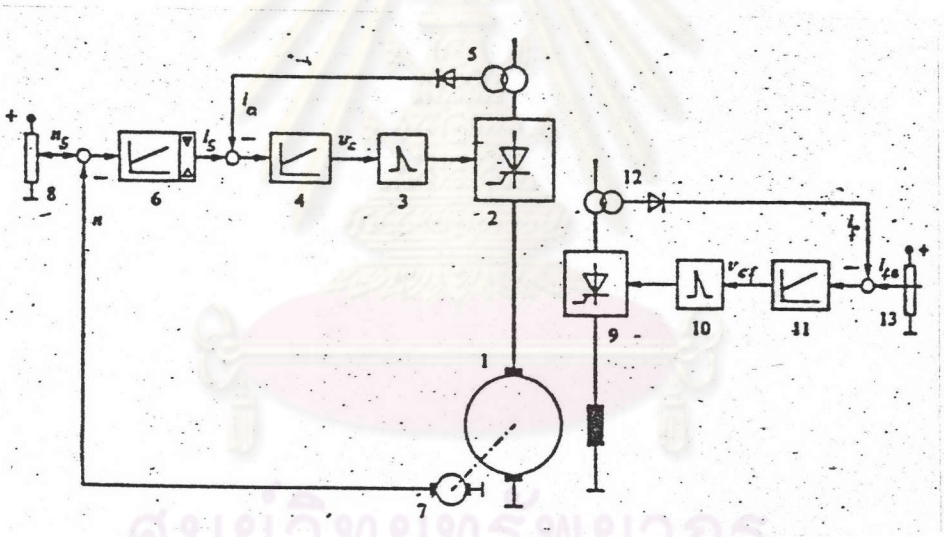
$$G_{av}(s) = [sT_m/\psi^2]/[(1+sT_\alpha)(1+sT_\rho)] \quad (6.99)$$

$$G_{am}(s) = [1/\psi]/[(1+sT_\alpha)(1+sT_\rho)] \quad (6.100)$$

<u>หลักการคุมค่าความเร็ว</u>

จากรูปที่ 6.32 แสดงแผนภาพบล็อกของระบบคุมค่าความเร็วมอเตอร์กระแสตรง เราสุ่มความเร็วโดยใช้อุปกรณ์วัด 7 (เช่น tachometer) ความเร็วที่วัด n ถูกนำมาเปรียบเทียบกับความเร็วที่ตั้ง n_s โดยใช้วงจรคุมค่า 6 ให้ $G_{Rn}(s)$ เป็น

ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรคุมค่านี้ สังเกตได้ว่าวงจรนั้นมีการจำกัดค่าของแรงดันด้านออก ทั้งนี้เป็นไปตามหลักการจำกัดค่าตัวแปรช่วยโดยต่อวงจรคุมค่าแบบทอดเนื่อง ตัวแปรช่วยก็คือกระแสอาร์เมเจอร์ซึ่งวัดทางด้านไฟสลับด้วยหม้อแปลงกระแส 5 (ในกรณีของเราใช้วัดทางด้านกระแสตรงโดยวงจรวัดที่ใช้ปรากฏการณ์ฮอลล์) ได้เป็นกระแส i_a ที่นำมาเปรียบเทียบกับค่าที่ตั้ง i_s ซึ่งมาจากแรงดันด้านออกของวงจรคุมค่าความเร็ว 6 การเปรียบเทียบนี้กระทำโดยวงจรคุมค่า 4 ซึ่งมีฟังก์ชันโอนย้ายเท่ากับ $G_{Rn}(s)$ วงจร 3 ได้แก่วงจรจุดชนวนของวงจรเรียงกระแส 2 สำหรับด้านวงจรสนาม เราใช้วงจรเรียงกระแสธรรมดาก่อน เพื่อให้ได้กระแสมีค่าโดยประมาณเท่ากับค่าที่พิกัดโดยจะได้ฟลักซ์ประมาณเท่ากับค่าที่ระบุ ϕ_n นั่นคือ $\psi = 1$ (ในกรณีของเราใช้ $\psi \simeq 0.8$ เนื่องจากไม่มีระบบป้องกันให้วงจรสนาม)



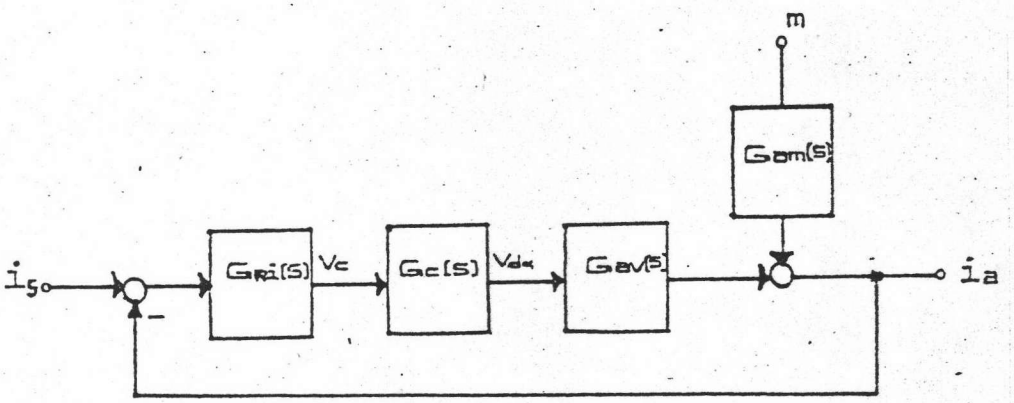
รูปที่ 6.32

แผนภาพบล็อกของระบบคุมค่าความเร็ว

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

<u>การออกแบบวงจรคุมค่ากระแสอาร์เมเจอร์</u>

รูปที่ 6.33 แสดงแผนภาพบล็อกในส่วนของวงจรคุมค่ากระแสอาร์เมเจอร์ซึ่งเป็นการพิจารณาส่วนที่เป็นวงรอบเล็กของรูปที่ 6.32 รูปที่ 6.33 ได้มาจากแผนภาพบล็อกของมอเตอร์มาเพิ่มเติมด้วยวงรอบป้อนกลับของกระแสและวงจรคุมค่า $G_{R1}(s)$



รูปที่ 6.33

แผนภาพบล็อกการคุมค่ากระแสอาร์เมเจอร์

ขอให้เปรียบเทียบรูปที่ 6.33 กับรูปที่ 6.27 ซึ่งแสดงการคุมค่าในกรณีที่โหลดเป็นอิสระไม่ขึ้นอยู่กับทอร์ก m

จากรูป 6.33 เราคำนวณฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดได้ดังนี้

$$G_{io}(s) = [(1+sT_{ni})/sT_{ii}].[K_c/(1+sT_c)] .[sT_m\psi^2/(1+sT_\alpha)(1+sT_\beta)] \quad (6.101)$$

ในการออกแบบวงจรคุมค่ากระแส แทนที่จะใช้นิพจน์ที่ถูกต้องของฟังก์ชัน $G_{av}(s)$ ตามสมการ (6.95) เราจะใช้นิพจน์ใกล้เคียงซึ่งได้จากการสมมติว่าโหลดเป็นอิสระไม่ขึ้นอยู่กับทอร์ก m นั่นคือใช้สมการ (6.74) ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดจะเท่ากับ

$$G_{io}(s) \simeq [(1+sT_{ni})/sT_{ii}].[K_c/(1+sT_c)] .[1/\{r_t(1+sT_t)\}] \quad (6.102)$$

เราเลือกค่าคงตัวเวลา T_{ni} ให้ลบล้างกับ T_t ดังนั้น

$$T_{ni} = T_t \quad (6.103)$$

เราเลือกค่าคงตัวเวลา T_{ii} เพื่อให้ความถี่ตัดข้ามเป็นครึ่งหนึ่งของขั้วที่มาจาก T_c ดังนั้น

$$T_{ii} = 2(K_c/r_t)T_c \quad (6.104)$$

และให้ความถี่ตัดข้ามของ $G_{io}(s)$ เท่ากับ $1/2T_c$ ในกรณีของวงจรบริดจ์เรียงกระแสสามเฟสควบคุมเต็มที่ $T_c = (1/12)T$ นิพจน์ใกล้เคียงของ $G_{io}(s)$ ที่มีการลบล้างขั้วและศูนย์แล้วจะเท่ากับ

$$G_{io}(s) \simeq 1/[2sT_c(1+sT_c)] \quad (6.105)$$

นิพจน์ใกล้เคียงของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดจะเท่ากับ (ดูสมการ 6.43)

$$G'_i(s) \simeq 1/(1+2sT_c) \qquad (6.106)$$

ฟังก์ชัน $G'_i(s)$ แสดงผลของกระแสที่คุมค่า i_s ที่มีต่อกระแสอาร์เมเจอร์ i_a อย่างไรก็ดี ทอร์ก m ก็มีผลต่อ i_a ด้วยตามสมการ

$$i_a = G'_i(s)i_s + G'_{am}(s)m \qquad (6.107)$$

โดยที่ $$G'_{am}(s) = G_{am}(s)/[1+G_{io}(s)] \qquad (6.108)$$

อย่างไรก็ดี เราสามารถพิสูจน์ได้ว่าผลของ $G_{am}(s)$ มีเพียงเล็กน้อยซึ่งสามารถละเลยได้ ดังนั้น

$$i_a \simeq G'_i(s)i_s \qquad (6.109)$$

จากรูปที่ 6.33 จึงสามารถประมาณได้เหลือเพียงบล็อกเดียว ตามสมการ (6.109)

ในบางกรณี เราจะใส่วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านเข้ากับอุปกรณ์วัดกระแสเพื่อที่จะลดสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไป พิจารณาได้ดังนี้

ถ้าให้ T_2 เป็นค่าคงตัวเวลาของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านของระบบวัดกระแสไฟฟ้าอาร์เมเจอร์ หากนำ T_2 มาพิจารณาด้วยจากสมการ (6.102) จะได้ว่า

$$G_{io}(s) \simeq [(1+sT_{ni})/sT_{ii}].[K_c/(1+sT_c)] .[1/(1+sT_2)].[1/\{r_t(1+sT_t)\}] \qquad (6.110)$$

เนื่องจากค่า T_c และ T_2 มีค่าเล็กดังนั้น ประมาณได้ว่า (Rajarhekara,1988)

$$G_{io}(s) \simeq [(1+sT_{ni})/sT_{ii}].[K_c/\{1+s(T_c+T_2)\}] .[1/\{r_t(1+sT_t)\}] \qquad (6.111)$$

นั่นคือ $$T_{ii} = 2(K_c/r_t)(T_c+T_2) \qquad (6.112)$$

ส่วนค่า $T_{ni} = T_t$ เหมือนเดิม

ตามปกติแล้ว วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านในการวัดกระแสมักจะต่อที่วงจรคุมค่ากระแสให้

$$T_{fmi} = T_2 \qquad (6.113)$$

นั่นเอง

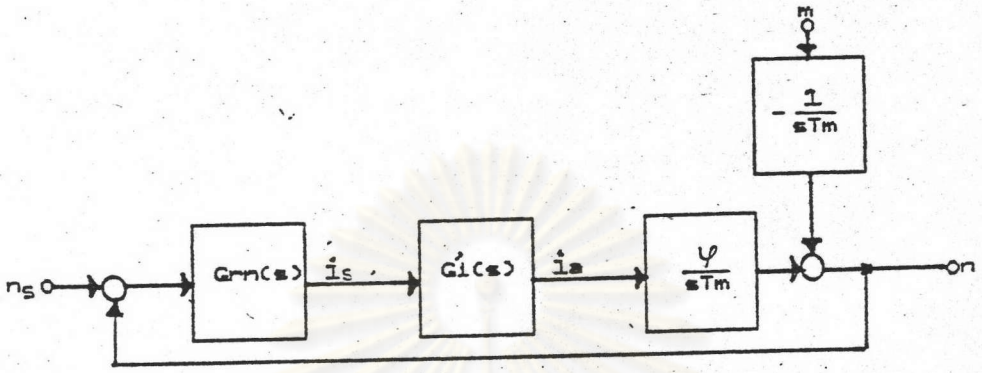
เพื่อให้เกิดความเหมาะสมยิ่งขึ้น ในการคุมค่าจึงให้

$$T_{fsi} = T_2 \qquad (6.114)$$

ซึ่งเป็นการชดเชยผลเนื่องจากวงจรกรองที่ใช้ในการวัดนั่นเอง(Rajashekara,1988)

การออกแบบวงจรคุมค่าความเร็ว

ถ้ายุบวงจรคุมค่ากระแสเหลือเพียงบล็อกเดียวตามสมการ(6.109) เราก็สามารถเขียนแผนภาพบล็อกใกล้เคียงของระบบคุมค่าในรูปที่ 6.32 ได้ ดังในรูปที่ 6.34 ในการนี้เราจะใช้รูปที่ 6.31 แทนมอเตอร์กระแสตรงโดยละเลยฟังก์ชัน $G_{am}(s)$ เสีย



รูปที่ 6.34
แผนภาพบล็อกใกล้เคียงของระบบคุมค่าความเร็ว

เราสังเกตได้ว่ารูปที่ 6.34 ตรงกับรูปที่ 6.16 ซึ่งแสดงถึงกรณีที่มีตัวแปรรอง m ที่มีผลต่อตัวแปรหลัก n การออกแบบวงจรคุมค่าจะใช้เกณฑ์ของกรณีที่มีตัวแปรรองนั่นเอง

ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดของรูปที่ 6.34 เท่ากับ

$$G_{no}(s) = [(1+sT_{nn})/sT_{in}][1/(1+2sT_c)][\psi/sT_m] \quad (6.115)$$

กรณีที่ $\psi = 1$ (กระแสที่ไหลในขดลวดสนามเต็มพิกัด)

โดยการเทียบสมการ (6.115) กับ (6.26) และ จากสมการ (6.36) เราเลือก

$$T_{nn} = 8T_c \quad (6.116)$$

จากสมการ (6.30) เราเลือก

$$T_{in} = 2(2T_c/T_m)T_{nn} \quad (6.117)$$

$$T_{in} = 32T_c^2/T_m \quad (6.118)$$

สังเกตได้ว่า องค์ประกอบที่เป็นปฏิภาคของวงจรคุมค่า PI มีค่าสูงมาก (ค่า T_{nn}/T_{in}) ในกรณีนี้ สัญญาณที่มาจากอุปกรณ์วัดความเร็ว (tachometer) จะถูกขยายเป็นอย่าง

มากซึ่งอาจจะจำเป็นต้องมีการกรองให้เรียบ อย่างไรก็ดี การกรองย่อมทำให้ความรวดเร็วของการคุมค่าลดลงด้วย การเลือกค่า T_{nn} ตามสมการ (6.36) หมายความว่าเราควรใช้วงจรกรองสำหรับลดความเร็วในการเปลี่ยนค่าที่ตั้งด้วย (ดูรูป 6.16) เราอาจเลือกค่าคงตัวเวลาของวงจรกรองสำหรับค่าที่ตั้งให้เท่ากับ T_{nn}

ในบางกรณีอาจมีการใช้งานที่กระแสของขดลวดสนามต่ำกว่าพิกัดได้ ในกรณีเช่นนี้เราควรจะเลือกค่า T_{nn} และ T_{in} ให้สัมพันธ์กับค่ากระแสของขดลวดสนามเพื่อลดการพุ่งสูงของผลตอบสนอง ดังสมการต่อไปนี้

$$T_{nn} = 8T_c\ (1/\Psi min) \qquad (6.119)$$

$$T_{in} = 32(T_c^2/T_m)(1/\Psi min) \qquad (6.120)$$

ในกรณีที่ ระบบมีวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านให้กับอุปกรณ์วัดความเร็วและอุปกรณ์วัดกระแสค่า T_{nn} และ T_{in} ก็มีค่าเปลี่ยนไปจากเดิมพิจารณาได้ดังนี้

ให้ T_1 เป็นค่าคงตัวเวลาของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านของระบบวัดความเร็วรอบ หากนำ T_1 และ T_2 มาพิจารณาด้วยจากสมการ (6.115) จะได้

$$G_{no}(s) = [(1+sT_{nn})/sT_{in}].[1/\{1+2s(T_c+T_2)\}].[\Psi/sT_m].[1/(1+sT_1)] \qquad (6.121)$$

เนื่องจากค่า $2(T_c+T_2)$ และ T_1 เป็นค่าคงตัวเวลาที่เล็ก จึงประมาณได้ว่า (Rajashekara, 1988)

$$G_{no}(s) = [(1+sT_{nn})/sT_{in}].[1/\{1+s(2(T_c+T_2)+T_1)\}].[\Psi/sT_m] \qquad (6.122)$$

ในกรณีที่ $\Psi = 1$ (กระแสที่ไหลในขดลวดสนามเต็มพิกัด)

โดยการเทียบสมการ (6.122) กับ (6.26) และจากสมการ (6.36) เราเลือก

$$T_{nn} = 4[2(T_c+T_2)+T_1] \qquad (6.123)$$

จากสมการ (6.30) เราเลือก

$$T_{in} = 2[\{2(T_c+T_2)+T_1\}/T_m]T_{nn} \qquad (6.124)$$

$$T_{in} = 8[2(T_c+T_2)+T_1]^2/T_m \qquad (6.125)$$

ตามปกติแล้ว วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านในการวัดความเร็วรอบมักจะต่อที่วงจรคุมค่าความเร็วรอบ โดยให้

$$T_{fmn} = T_1 \qquad (6.126)$$

นั่นเอง เพื่อให้เกิดความเหมาะสมยิ่งขึ้นในการคุมค่า จึงให้

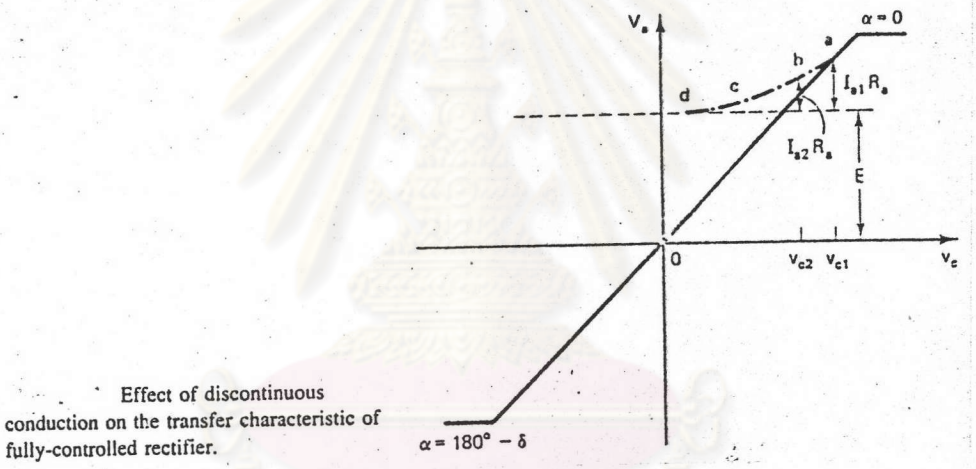
$$T_{fsn} = T_{fmn} + T_{nn} \quad (6.127)$$

$$= T_1 + 4[2(T_c + T_2) + T_1] \quad (6.128)$$

โดยรวมผลจากวงจรกรองของอุปกรณ์วัดทั้งสอง และผลจากลดการพุ่งสูงขึ้น ตามสมการที่ (6.36) นั่นเอง (โคทม อารียา,2531; Rajashekara,1988)

6.5 หลักการคุมค่าความเร็วขณะที่กระแสอาร์เมเจอร์ไหลอย่างไม่ต่อเนื่อง

ผลของการที่กระแสอาร์เมเจอร์ไหลอย่างไม่ต่อเนื่อง เพื่อให้ง่ายต่อการเข้าใจเราจะศึกษากรณีของการใช้วงจรจุดชนวนที่ใช้ฟังก์ชันอ้างอิงรูปโคไซน์ จากรูปที่ 6.22 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{d\alpha}$ กับ V_c เมื่อใช้ฟังก์ชันอ้างอิงรูปโคไซน์ซึ่งอยู่ภายใต้เงื่อนไขที่กระแสอาร์เมเจอร์ไหลอย่างต่อเนื่อง



รูปที่ 6.35

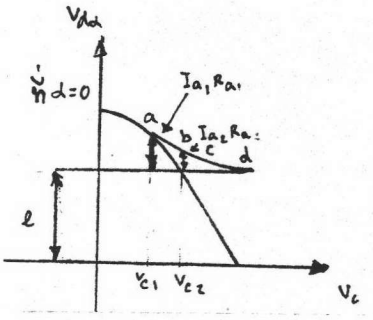
กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{d\alpha}$ กับ V_c และผลกระทบจากการที่กระแสอาร์เมเจอร์ไหลอย่างไม่ต่อเนื่องของวงจรบริดจ์สามเฟสควบคุมเต็มที่

จากรูป 6.35 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{d\alpha}$ กับ V_c และผลกระทบจากการที่กระแสอาร์เมเจอร์ไหลอย่างไม่ต่อเนื่อง ถ้าเรารักษาให้ความเร็วรอบคงที่ทอร์กของโหลดแปรค่าได้ ถ้ากระแสสนามยังคงรักษาให้สม่ำเสมอ แรงเคลื่อนไฟฟ้ากลับ (e) ของมอเตอร์ยังคงรักษาให้คงที่ เมื่อโหลดเปลี่ยน I_a ต้องเปลี่ยนค่าแรงดันควบคุม V_c ก็เปลี่ยนด้วย เพื่อเปลี่ยน V_a ซึ่ง $V_a - I_a R_a = e$ คงที่ หากการขับนำกระแสไหลเริ่มแรกมีค่าใหญ่มากจนแน่ใจว่ากระแสไหลอย่างต่อเนื่องที่จุดทำงาน "a" ของรูปที่ 6.35 ซึ่งมี

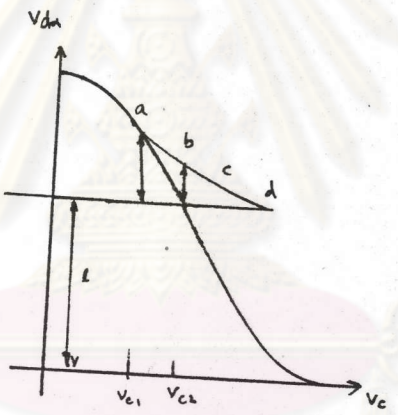
แรงดันควบคุมคือ V_{c1} และกระแสอาร์เมเจอร์ I_{a1} ถ้าโหลดลดลงกระแสอาร์เมเจอร์จะตกมาที่ I_{a2} และกระแสอาร์เมเจอร์อาจจะไหลไม่ต่อเนื่อง สำหรับค่า e ยังคงที่อยู่ V_c ต้องเปลี่ยนมาที่ V_{c2} เพื่อให้ได้แรงดัน V_{a2} ซึ่ง $V_{a2} = e+I_{a2}R_a$ จุดทำงานจะอยู่ที่จุด "b" ขณะที่โหลดมีค่าลดลง จุดทำงานจะเลื่อนไปตาม abcd ที่จุด d เป็นจุดทำงานในขณะเสมือนไม่มีโหลดนั่นคือ $I_a = \emptyset$ และ $V_{a1} = e$ สังเกตว่า K_c หรือ $\Delta v_{d\alpha}/\Delta v_c$ มีค่าคงที่และสูงที่สุดขณะที่กระแสอาร์เมเจอร์ไหลอย่างต่อเนื่อง และจะมีค่าลดลงในภาวะกระแสไหลไม่ต่อเนื่อง การขับซึ่งใช้งานได้ดีในภาวะกระแสไหลอย่างต่อเนื่องอาจล้มเหลวได้ในภาวะกระแสไม่ต่อเนื่อง เนื่องจากการลดลงของ K_c นั่นเองทำให้เวลาตอบสนองของการเปลี่ยน n_s หรือการเปลี่ยนโหลดจะช้าและค่าผิดพลาดขณะอยู่ตัวจะมาก ผลกระทบของกระแสไหลไม่ต่อเนื่องในการขับมอเตอร์สามารถลดได้โดยการเพิ่มอัตราขยายให้สูงขึ้น อย่างไรก็ตาม เนื่องจากผลของสัญญาณรบกวนจึงทำให้ไม่สามารถใช้อัตราขยายที่ใหญ่เกินไปได้ เพราะจะมีผลต่อเสถียรภาพการควบคุมและผลตอบสนอง นั่นคือ ถ้าออกแบบวงจรคุมค่ากระแสสำหรับใช้ในขณะที่กระแสไหลต่อเนื่องแล้ว ยังใช้คุมค่าในย่านที่กระแสไม่ต่อเนื่องด้วยแล้ว ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงแบบจะช้าขึ้นและคุณภาพการควบคุมไม่ดีเท่าที่ควร วิธีที่นิยมใช้กันสำหรับช่วยให้การควบคุมดียิ่งขึ้นคือ การใช้วงจรคุมค่ากระแสแบบปรับตัวเองได้ (adaptive current control) (Leonhard,1985)

ในทำนองเดียวกัน ถึงแม้เราจะใช้วงจรจุดชนวนที่ใช้ฟังก์ชันอ้างอิงรูปฟันเลื่อยก็ใช้หลักและวิธีเดียวกันในการพิจารณาได้ แต่การคุมค่าอาจไม่ดีเท่า

หลังจากที่ เราได้ทราบผลกระทบของการที่กระแสอาร์เมเจอร์ไหลอย่างไม่ต่อเนื่องแล้วนั้น ในกรณีที่จุดทำงานขณะที่กระแสไหลอย่างต่อเนื่อง และขณะที่กระแสไหลอย่างไม่ต่อเนื่องของระบบมีความแตกต่างกันมาก ที่จุดทำงานบางจุด การคุมค่าของระบบอาจจะไม่เพียงพอ หรือแม้กระนั้นอาจจะเสี่ยงต่อการขาดเสถียรภาพ มีหลายวิธีที่ใช้ในการออกแบบระบบให้ทำงานได้เหมาะสม แต่ในที่นี้เราเลือกใช้วงจรคุมค่ากระแสแบบปรับตัวเองได้ซึ่งอัตราขยายของวงจรคุมค่าเป็นฟังก์ชันกับวัฏจักรหน้าที่ (duty cycle) ของกระแสอาร์เมเจอร์ โดยที่หากมีกระแสอาร์เมเจอร์ไหล ให้วงจรคุมค่ามีโครงสร้างแบบ PI และขณะที่ไม่มีกระแสไหลให้วงจรคุมค่ามีโครงสร้างแบบ I การปรับแต่งวงจรเพื่อให้ได้การคุมค่าที่เหมาะสมจะเริ่มปรับแต่งขณะที่กระแสอาร์เมเจอร์ไหลอย่างต่อเนื่องก่อนแล้วค่อยใช้ขณะที่กระแสอาร์เมเจอร์ไหลอย่างไม่ต่อเนื่องภายหลัง โดยมีการชดเชยคุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจรคุมค่าให้เหมาะสมกับระบบมากที่สุด



รูปที่ 6.36 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $v_{d\alpha}$ กับ v_c และผลกระทบขณะกระแสไม่ต่อเนื่อง ของวงจรบริดจ์เรียงกระแสสามเฟสควบคุมเต็มที่โดยใช้ฟังก์ชันอ้างอิงรูปฟันเลื่อย



รูปที่ 6.37 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $v_{d\alpha}$ กับ v_c และผลกระทบขณะกระแสไม่ต่อเนื่อง ของวงจรบริดจ์เรียงกระแสสามเฟสควบคุมครึ่งเดียว โดยใช้ฟังก์ชันอ้างอิงรูปฟันเลื่อย