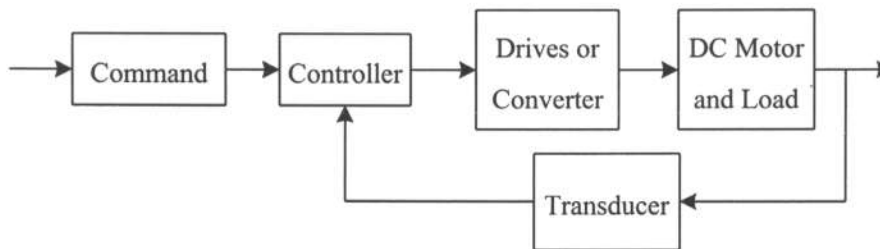


บทที่ 3

ระบบขับเคลื่อนกระแสตรงด้วยมอเตอร์แบบกระตุ้นฟลักซ์แยกส่วน

3.1 กล่าวนำ

ในระบบการควบคุมดิซิมอเตอร์ส่วนประกอบพื้นฐานที่สำคัญแสดงดังแผนภาพบล็อกในรูปที่ 3.1 ซึ่งประกอบด้วยตัวควบคุม (controller) ตัวขับ (driver) หรือคอนเวอร์เตอร์ (converter) ตัวทรานส์ดิวเซอร์ (transducer) และดิซิมอเตอร์และโหลด



รูปที่ 3.1 แผนภาพบล็อกระบบการควบคุมดิซิมอเตอร์แบบพื้นฐาน

ตัวควบคุมจะทำหน้าที่สร้างสัญญาณการควบคุมไปบังคับคอนเวอร์เตอร์หรือวงจรที่ใช้ขับมอเตอร์ เพื่อให้การตอบสนองของมอเตอร์เป็นไปตามที่ต้องการ ตัวทรานส์ดิวเซอร์จะทำหน้าที่ในการแปลงสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตมายังตัวควบคุมเพื่อที่จะตรวจสอบว่าเอาต์พุตเป็นไปตามคำสั่งหรือยัง สำหรับในบทนี้จะกล่าวถึงในรายละเอียดของบล็อกต่างๆเหล่านี้

3.2 ดิซิมอเตอร์แบบกระตุ้นฟลักซ์แยกส่วน

3.2.1 หลักการทำงาน

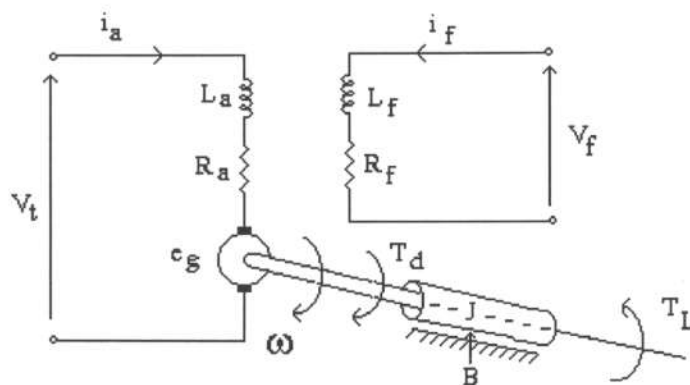
ดิซิมอเตอร์แบบกระตุ้นฟลักซ์แยกส่วนจะประกอบด้วยวงจรทางด้านอาร์เมเจอร์และวงจรทางด้านฟลักซ์ ซึ่งอาจแทนด้วยแบบจำลองดังรูปที่ 3.2 (Rashid, 1988) วงจรทางด้านอาร์เมเจอร์ประกอบด้วยความต้านทานอาร์เมเจอร์ R_a ซึ่งเกิดจากการพันขดลวดความเหนี่ยวนำ L_a ด้านอาร์เมเจอร์ แรงดันไฟฟ้าย้อนกลับ e_b ที่เกิดจากการหมุนของอาร์เมเจอร์ตัดกับสนามไฟฟ้า วงจรทางด้านฟลักซ์ประกอบด้วยค่าความต้านทาน R_f ที่เกิดจากการพันขดลวดความเหนี่ยวนำด้านฟลักซ์ การควบคุมความเร็วของมอเตอร์สามารถควบคุมได้ทั้งด้านวงจรอาร์เมเจอร์และวงจรทางด้านฟลักซ์

เมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้า V_t ด้านวงจรรอาร์เมเจอร์จะมีกระแสอาร์เมเจอร์ i_a ไหลภายในวงจร เมื่อใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's Voltage Law:KVL) ในวงจรทางด้านอาร์เมเจอร์จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้า ดังสมการที่ (3.1)

$$V_t = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_g \quad (3.1)$$

เมื่อป้อนแรงดัน V_f ด้านวงจรมอเตอร์จะเกิดกระแสฟิลด์ i_f ไหลภายในวงจรด้านฟิลด์ ถ้าใช้กฎ KVL ด้านวงจรมอเตอร์จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้า ดังสมการที่ (3.2)

$$V_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (3.2)$$



รูปที่ 3.2 แบบจำลองของดีซีมอเตอร์แบบกระตุ้นฟิลด์แยกส่วน

แรงดันไฟฟ้าย้อนกลับ (e_g) ของมอเตอร์เกิดจากผลคูณของค่าคงที่แรงดัน (k_v) กระแสฟิลด์ (i_f) และความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ (ω) ดังความสัมพันธ์

$$e_g = k_v i_f \omega \quad (3.3)$$

แรงบิดที่มอเตอร์สร้างขึ้น (developed torque: T_d) เกิดจากผลคูณค่าคงที่แรงบิด (k_t) กระแสฟิลด์ และกระแสอาร์เมเจอร์ ดังสมการที่ (3.4)

$$T_d = k_t i_f i_a \quad (3.4)$$

จากการเคลื่อนไหวยของมอเตอร์ที่ต่ออยู่กับโหลด แรงบิดที่มอเตอร์สร้างขึ้นจะต้องเท่ากับและมีทิศทางการตรงกันข้ามกับผลบวกของแรงบิดที่เกิดจากแรงเฉื่อยของโรเตอร์และโหลดที่ต่ออยู่กับเพลามอเตอร์ ($J \cdot d\omega/dt$) แรงบิดวิสกอสฟริกชัน (viscous friction) ซึ่งเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับความเร็วเชิงมุม ($B\omega$) และแรงบิดที่เกิดจากการต้านของโหลด (T_L)

$$T_d = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L \quad (3.5)$$

กำลังงานเชิงกลของมอเตอร์ P_d ที่เกิดขึ้นในโรเตอร์คือผลคูณของแรงบิดที่มอเตอร์สร้างขึ้นและความเร็วเชิงมุม ดังสมการที่ (3.6)

$$P_d = T_d \omega \quad (3.6)$$

ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ถ้าความเร็วของมอเตอร์ไม่สูงกว่าความเร็วฐาน นิยมใช้การควบคุมแรงดันด้านอาร์เมเจอร์ (armature voltage control) โดยการป้อนฟิลด์เต็มพิกัด (full field) เมื่อกำหนดให้ป้อนกระแสฟิลด์ i_f คงที่ สมการที่ (3.1) จะกลายเป็น

$$V_t = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + k_b \omega \quad (3.7)$$

เมื่อ $k_b = k_v i_f$ (k_b =back-emf constant)

จากการเคลื่อนไหวของระบบโพลดของมอเตอร์ สมการที่ (3.4) และสมการที่ (3.5) อาจเขียนแสดงใหม่ได้ว่า

$$T_d = k_t i_a \quad (3.8)$$

เมื่อ $k_t = k_v i_f$

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_d - B\omega - T_L \quad (3.9)$$

แทนสมการที่ (3.8) ลงในสมการที่ (3.9) จะได้

$$J \frac{d\omega}{dt} = k_t i_a - B\omega - T_L \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.7), (3.10) จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= -\frac{R_a}{L_a} i_a - \frac{k_b}{L_a} \omega + \frac{1}{L_a} V_t \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{k_t}{J} i_a - \frac{B}{J} \omega - \frac{1}{J} T_L \end{aligned}$$

ความเร็วเชิงมุมมีค่าเท่ากับการเปลี่ยนแปลงของระยะทางเชิงมุม $d\theta$ ต่อการเปลี่ยนแปลงของเวลา dt

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega$$

นำสามสมการข้างต้นมาเขียนให้อยู่ในรูปสมการสแตต (state equation) ได้ดังสมการที่ (3.11)

$$\begin{bmatrix} di_a(t)/dt \\ d\omega(t)/dt \\ d\theta(t)/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a/L_a & -k_b/L_a & 0 \\ k_t/J & -B/J & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ \omega(t) \\ \theta(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_t(t) - \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J \\ 0 \end{bmatrix} T_L(t) \quad (3.11)$$

เมื่อทำการแปลงสมการที่ (3.7) และ (3.10) ด้วยการแปลงแบบลาปลาซ โดยสมมติให้เงื่อนไขเริ่มต้นเป็นศูนย์ จะได้

$$V_t(s) = R_a I_a(s) + L_a s I_a(s) + k_b \Omega(s) \quad (3.12)$$

$$J s \Omega(s) = k_t I_a(s) - B \Omega(s) - T_L(s) \quad (3.13)$$

เมื่อ $I_a(s)$ $V_t(s)$ $\Omega(s)$ และ $T_L(s)$ เป็นลาปลาซทรานส์ฟอร์มของตัวแปร i_a v_t ω T_L ตามลำดับ

จากสมการที่ (3.12) จัดรูปใหม่ได้ว่า

$$I_a(s) = \frac{V_t(s) - k_b \Omega(s)}{R_a(1 + s\tau_a)} \quad (3.14)$$

เมื่อ τ_a เป็นค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอาร์เมเจอร์ ซึ่ง

$$\tau_a = L_a/R_a$$

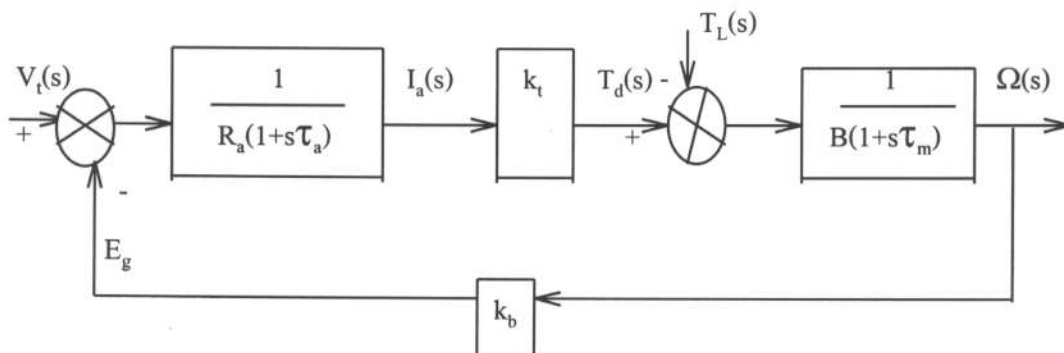
จากสมการที่ (3.8) และ (3.13) จัดรูปสมการใหม่รวมกันได้ว่า

$$\Omega(s) = \frac{k_t I_a(s)}{B(1 + s\tau_m)} - \frac{T_L(s)}{B(1 + s\tau_m)} = \frac{1}{B} \frac{T_d(s) - T_L(s)}{(1 + s\tau_m)} \quad (3.15)$$

เมื่อ τ_m เป็นค่าคงที่ทางเวลาทางกลของระบบโพลคอมอเตอร์ ซึ่ง

$$\tau_m = J/B$$

จากสมการที่ (3.14) และ (3.15) สามารถเขียนแผนภาพบล็อกได้ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งเป็นการแสดงคุณลักษณะของมอเตอร์ที่เป็นระบบควบคุมแบบป้อนกลับ มีอินพุตอ้างอิงคือ $V_t(s)$ และ มี $T_L(s)$ เป็นการรบกวนทางกล (torque disturbance) เพื่อที่จะหาการกระตุ้นของตัวแปรทั้งสองจำเป็นต้องมีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน 2 ชุด คือความสัมพันธ์ระหว่าง $\Omega(s)$ กับ $V_t(s)$ และความสัมพันธ์ระหว่าง $\Omega(s)$ กับ $T_L(s)$



รูปที่ 3.3 แผนภาพบล็อกการควบคุมอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์แบบกระตุ้นฟิลด์แยกส่วน

จากสมการที่ (3.15) เมื่อกำหนดให้ $T_L = 0$ จะได้

$$\Omega(s) = \frac{k_m I_a(s)}{(1 + s\tau_m)} \quad (3.16)$$

เมื่อ $k_m = k_t/B$

แทนค่าสมการที่ (3.16) ลงในสมการที่ (3.14) จะได้

$$\left[1 + \frac{k_t k_b}{R_a B} \frac{1}{(1 + s\tau_a)(1 + s\tau_m)} \right] I_a(s) = \frac{V_t(s)}{R_a(1 + s\tau_a)}$$

หรือ
$$\frac{I_a(s)}{V_t(s)} = \frac{B(1+s\tau_m)}{(k_t k_b + R_a B) + R_a B(\tau_a + \tau_m)s + R_a B\tau_a \tau_m s^2} \quad (3.17)$$

$$= \frac{B}{(k_t k_b + R_a B)} \left[\frac{(1+s\tau_m)}{1 + \frac{R_a B(\tau_a + \tau_m)}{k_t k_b + R_a B}s + \frac{R_a B\tau_a \tau_m}{k_t k_b + R_a B}s^2} \right]$$

$$= \frac{k_{ml}(1+s\tau_m)}{1 + \tau_{m1}(1 + \frac{\tau_a}{\tau_m})s + \tau_{m1}\tau_a s^2} \quad (3.18)$$

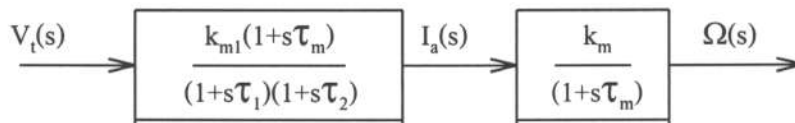
เมื่อ $\tau_{m1} = \frac{JR_a}{(BR_a + k_t k_b)}; \quad k_{ml} = \frac{B}{(BR_a + k_t k_b)}$

จากสมการที่ (3.18)

$$\frac{I_a(s)}{V_t(s)} = \frac{k_{ml}(1+s\tau_m)}{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)} \quad (3.19)$$

เมื่อ $-\frac{1}{\tau_1}, -\frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{2} \left[-\left(\frac{1}{\tau_a} + \frac{1}{\tau_m} \right) \pm \sqrt{\left(\frac{1}{\tau_a} + \frac{1}{\tau_m} \right)^2 - \frac{4}{\tau_{m1}\tau_a}} \right]$

จากสมการที่ (3.16) และ (3.19) สามารถเขียนแผนภาพบล็อกได้ดังรูปที่ 3.4

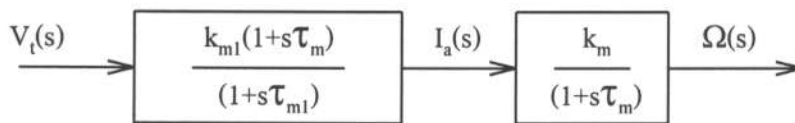


รูปที่ 3.4 แผนภาพบล็อกความสัมพันธ์ระหว่าง $V_t(s)$ กับ $\Omega(s)$

ค่าคงที่ทางเวลา τ_1 และ τ_2 อาจจะเป็นค่าสังยุคเชิงซ้อน (complex conjugate) เมื่อมอเตอร์มีขนาดใหญ่มาก โดยปกติ τ_a มีค่าน้อยและ $\tau_a \ll \tau_m$ ดังนั้นจากสมการที่ (3.18) สามารถเขียนได้ว่า

$$\frac{I_a(s)}{V_t(s)} = \frac{k_{ml}(1+s\tau_m)}{(1+s\tau_{m1})} \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.16) และ (3.20) สามารถเขียนแผนภาพบล็อกอย่างง่ายได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แผนภาพบล็อกความสัมพันธ์ระหว่าง $V_t(s)$ กับ $\Omega(s)$ อย่างง่าย

โดยทั่วไปการควบคุมความเร็วจากศูนย์ถึงความเร็วฐานปฏิบัติโดยการป้อนฟิลด์สูงสุดจากนั้นจะควบคุมแรงดันอาร์เมเจอร์ และการควบคุมความเร็วที่เหนือกว่าความเร็วฐานกระทำโดยการลดความเข้มฟิลด์ลง (field weakening) และรักษาแรงดันอาร์เมเจอร์คงที่อยู่ที่พิกัดสูงสุด

เมื่อกำหนดให้กระแสอาร์เมเจอร์คงที่ ดังนั้นสมการที่ (3.4) จะกลายเป็น

$$T_d = k_a i_f \quad (3.21)$$

เมื่อ $k_a = k_f i_a$ จากสมการที่ (3.9) เมื่อแทนค่า T_d จะได้

$$J \frac{d\omega}{dt} = k_a i_f - B\omega - T_L \quad (3.22)$$

เมื่อแปลงสมการที่ (3.2) และ สมการที่ (3.22) โดยการแปลงลาปลาซ กำหนดให้เงื่อนไขเริ่มต้นเป็นศูนย์ จะได้ความสัมพันธ์

$$V_f(s) = R_f I_f(s) + L_f s I_f(s) \quad (3.23)$$

$$Js\Omega(s) = k_a I_f(s) - T_L(s) - B\Omega(s) \quad (3.24)$$

จากสมการที่ (3.23) และสมการที่ (3.24) จัดรูปใหม่ได้ว่า

$$I_f(s) = \frac{V_f(s)}{R_f(1 + s\tau_f)} \quad (3.25)$$

เมื่อ $\tau_f = L_f/R_f$

$$\Omega(s) = \frac{k_a I_f(s)}{B(1 + s\tau_m)} - \frac{T_L(s)}{B(1 + s\tau_m)} \quad (3.26)$$

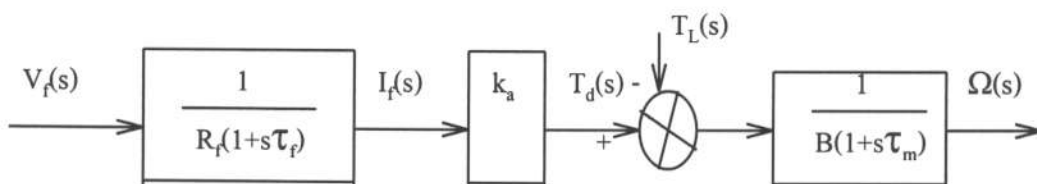
$$= \frac{T_d(s) - T_L(s)}{B(1 + s\tau_m)} \quad (3.27)$$

แทนค่าสมการที่ (3.25) ลงในสมการที่ (3.26) จะได้

$$\Omega(s) = \frac{k_{m3}}{(1 + s\tau_f)(1 + s\tau_m)} V_f(s) - \frac{T_L(s)}{B(1 + s\tau_m)} \quad (3.28)$$

เมื่อ $k_{m3} = k_a/R_f B$

จากสมการที่ (3.21) (3.25) และ (3.27) สามารถที่จะเขียนแผนภาพบล็อกได้ดังรูปที่ 3.6

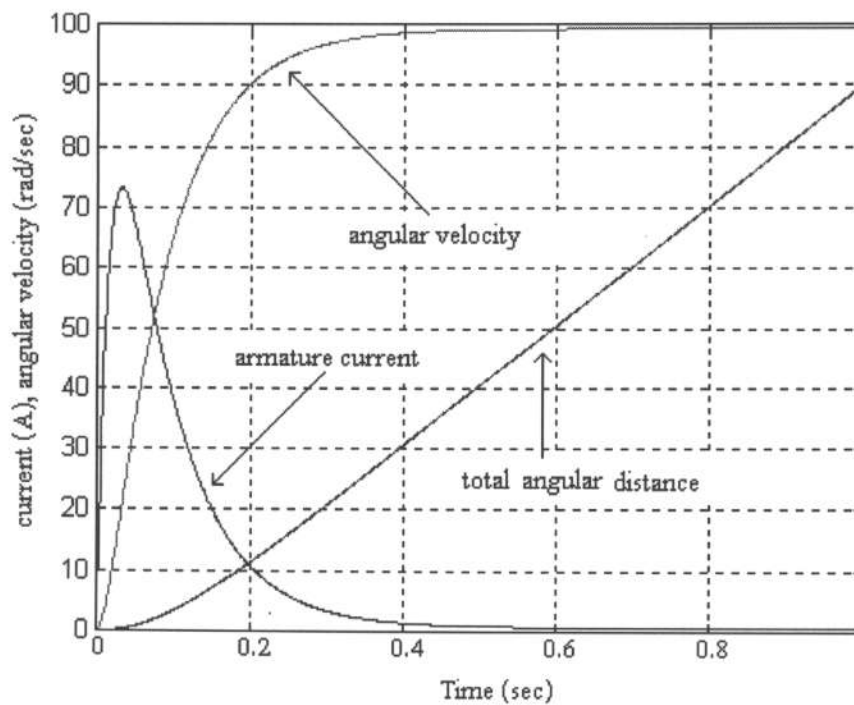


รูปที่ 3.6 แผนภาพบล็อกแทนการควบคุมฟิลด์ของมอเตอร์แบบกระตุ้นฟิลด์แยกส่วน

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้น การควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยการควบคุมแรงดันค่านอาร์เมเจอร์ เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆลงในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ที่ต่ออยู่กับโหลด ดังสมการที่ (3.11) จะได้ดังสมการที่ (3.29) โดยที่ค่าพารามิเตอร์เหล่านี้คัดมาจกบทความของ Sousa และ Bose (1994) และมีรายละเอียดแสดงไว้ในภาคผนวก ข.1

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{d\omega(t)}{dt} \\ \frac{d\theta(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -75 & -68.75 & 0 \\ 11.827957 & -0.086022 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ \omega(t) \\ \theta(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 125 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} * V_t(t) - \begin{bmatrix} 0 \\ 21.505376 \\ 0 \end{bmatrix} * T_L(t) \quad (3.29)$$

เมื่อเขียนโปรแกรมภาษาปาสคาลเพื่อแก้สมการเชิงอนุพันธ์ที่ (3.29) (รายละเอียดของโปรแกรมแสดงในภาคผนวก ก) โดยใช้ระเบียบวิธีของรุงเง-คุตตา (Runge-Kutta method) โดยกำหนดให้ที่เวลา $t=0$ $i_a=0$ $\omega=0$ $\theta=0$ ผลลัพธ์ที่ได้จากการคำนวณดังแสดงในรูปที่ 3.7-3.9 ที่เงื่อนไขต่าง ๆ กัน ในรูปที่ 3.7 แสดงกราฟผลของกระแสอาร์เมเจอร์: i_a ความเร็วเชิงมุม: ω ระยะทางเชิงมุม: θ เทียบกับเวลา ในขณะที่มอเตอร์เริ่มทำงานในสภาวะที่ไร้โหลด การจำลองการทำงานของมอเตอร์เป็นแบบลูปเปิดแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์ $V_t = 55$ โวลต์ ซึ่งทราบค่าได้จากรูปที่ 9(a) ในบทความของ Sousa และ Bose (1994) จากผลลัพธ์ที่ได้จากการคำนวณในรูปที่ 3.7 สอดคล้องกับรูปที่ 9(b) ในบทความของ Sousa และ Bose (1994) ในที่นี้แสดงไว้ในรูปที่ 3.8 จากการเปรียบเทียบผลที่เกิดขึ้นแสดงให้เห็นว่า ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่นำมาใช้และโปรแกรมที่เขียนขึ้นเพื่อแก้สมการเชิงอนุพันธ์มีความเชื่อถือได้ และโปรแกรมบางส่วนจะได้นำไปใช้ประโยชน์ต่อไปในการควบคุมมอเตอร์โดยใช้วงจรสับไฟฟ้า รูปที่ 3.9 แสดงกราฟของกระแสอาร์เมเจอร์เทียบกับเวลา จากรูปอธิบายได้ว่าในช่วงเวลา 0 - 1.5 วินาที มอเตอร์ทำงานในสภาวะไร้โหลด กระแสอาร์เมเจอร์เพิ่มสูงขึ้นอย่างรวดเร็วในช่วงเวลาประมาณ 0 - 0.1 วินาที ต่อจากนั้นกระแสอาร์เมเจอร์จะลดลงอย่างรวดเร็ว และเข้าสู่สภาวะคงตัวเวลาประมาณ 0.5 วินาที ที่กระแสประมาณ 1 A. และที่เวลา $t = 1.5$ วินาที ป้อนโหลด $T_L = 8$ นิวตัน-เมตร กระแสอาร์เมเจอร์จะค่อยๆเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สภาวะคงตัวที่กระแสประมาณ 15 A. จากรูปที่ 3.9 แสดงกราฟความเร็วของมอเตอร์เทียบกับเวลา อธิบายได้ว่าในช่วงเวลา 0 - 0.25 วินาที ความเร็วของมอเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว และเข้าสู่ในสภาวะคงตัวที่ความเร็วประมาณ 100 เรเดียน/วินาที ที่เวลาประมาณ 0.5 วินาที และที่เวลา $t = 1.5$ วินาที ป้อนโหลด $T_L = 8$ นิวตัน-เมตร ส่งผลให้ความเร็วของมอเตอร์ตกลงมาอยู่ที่ค่าประมาณ 83 เรเดียน/วินาที ผลการจำลองการทำงานการควบคุมมอเตอร์แบบลูปเปิดดังแสดงในรูปที่ 3.7 ถึง รูปที่ 3.9 เป็นการแสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติของมอเตอร์ในสภาวะที่ไร้โหลด และในสภาวะที่ป้อนโหลด ซึ่งผลที่ได้เป็นไปตามคุณสมบัติของมอเตอร์กระแสตรงแบบกระตุ้นฟิวด์แยกส่วน



รูปที่ 3.7 กราฟของกระแสอาร์เมเจอร์: i_a ความเร็วเชิงมุม: ω ระยะทางเชิงมุมรวม: θ เทียบกับเวลาในขณะที่มอเตอร์เริ่มทำงานในสภาวะที่ไร้โหลด

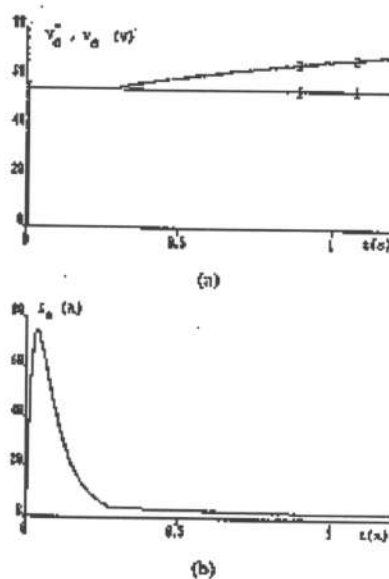
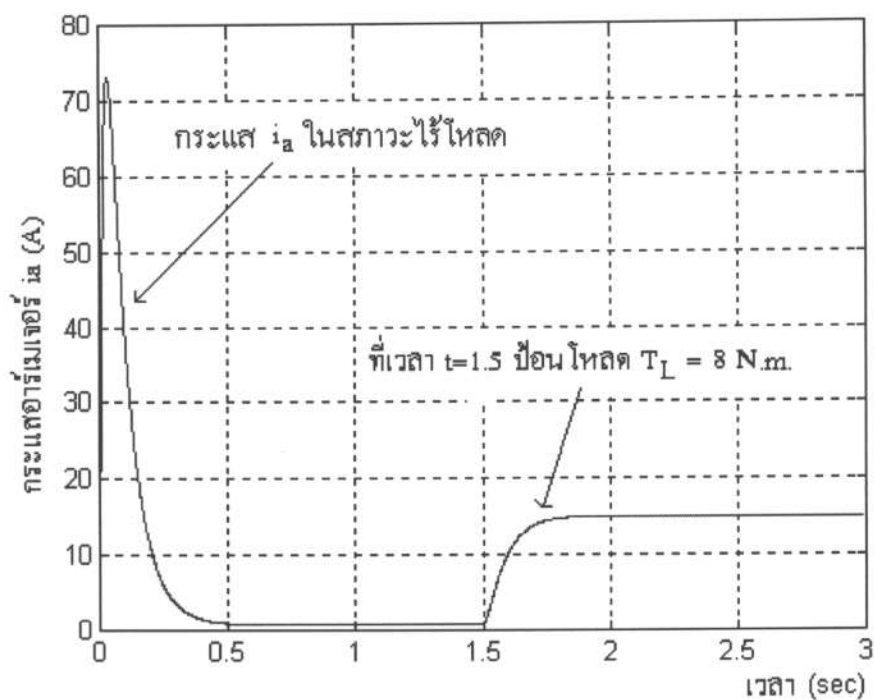
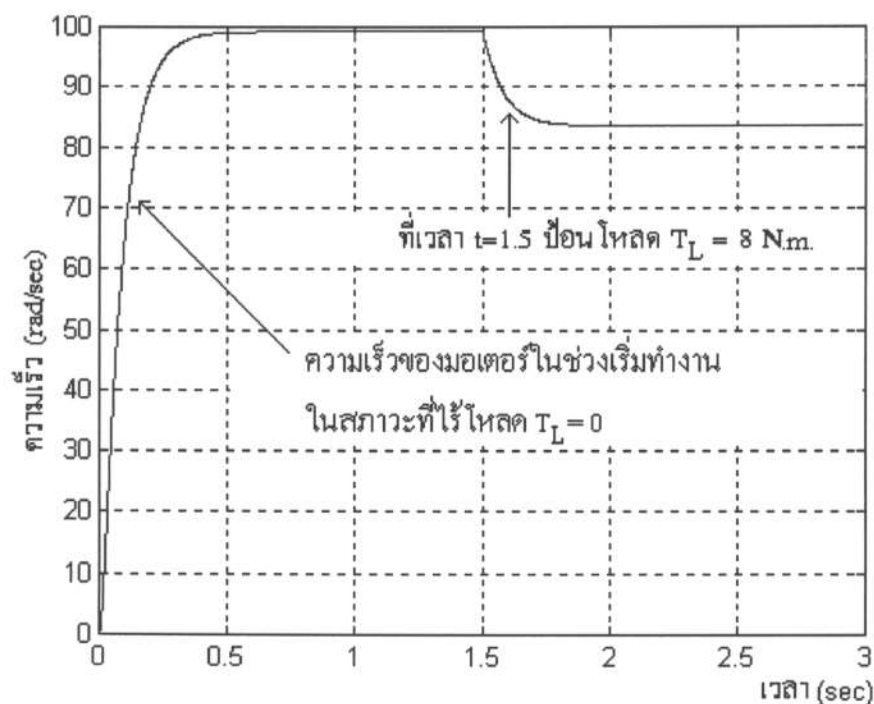


Fig. 9. Open loop V_d step ($\alpha=70^\circ$) response without compensation. (a) Reference (1) and actual (2) dc voltages. (b) Armature current (dc value).

รูปที่ 3.8 รูปที่ 9 ในบทความของ Sousa และ Bose (1994) ได้รับการนำมาแสดงซ้ำใหม่



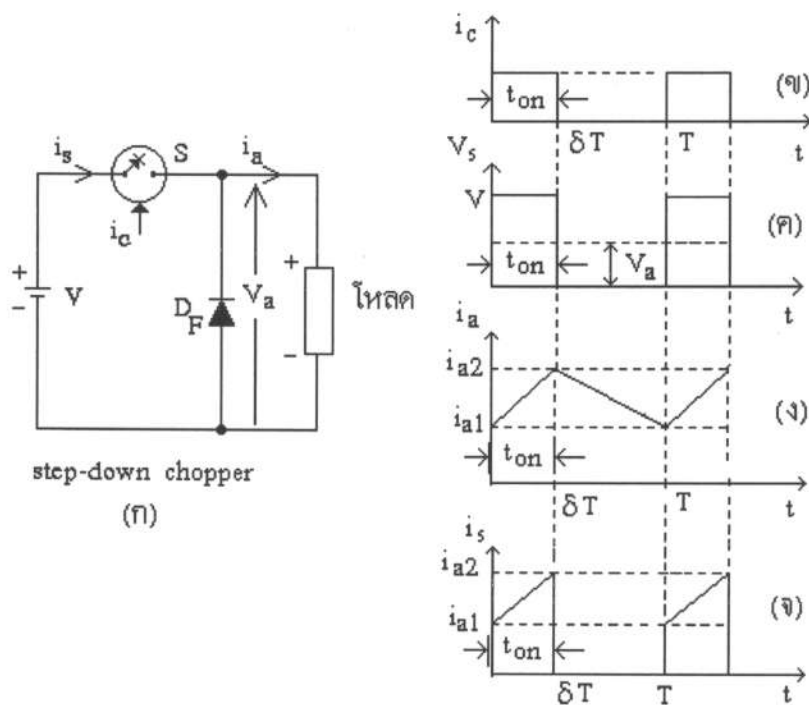
รูปที่ 3.9 กราฟของกระแสอาร์เมเจอร์เทียบกับเวลาในขณะมอเตอร์เริ่มทำงานที่สภาวะไร้โหลดและที่เวลา $t=1.5$ วินาที ป้อน โหลด $T_L = 8$ นิวตัน-เมตร



รูปที่ 3.10 กราฟของความเร็วของมอเตอร์เทียบกับเวลาในขณะมอเตอร์เริ่มทำงานในสภาวะไร้โหลดและที่เวลา $t=1.5$ วินาที ป้อน โหลด $T_L = 8$ นิวตัน-เมตร

3.2.2 หลักการควบคุมมอเตอร์แบบกระตุ้นฟิลด์แยกส่วนในงานวิจัยนี้

ในงานวิจัยนี้คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นตัวขับเคลื่อนมอเตอร์ใช้ คีชี-คีชี คอนเวอร์เตอร์ หรือ วงจรสับไฟฟ้า วงจรสับไฟฟ้าที่ใช้ควบคุมมอเตอร์ในงานวิจัยนี้เป็นวงจรสับไฟฟ้าแบบลดค่าลง (step-down chopper) ดังแสดงในรูปที่ 3.11 เป็นแผนภาพวงจรสับไฟฟ้าแบบลดค่าลงอย่างง่าย รูปคลื่นแรงดันและกระแส



รูปที่ 3.11 แผนภาพวงจรสับไฟฟ้าแบบลดค่าลงอย่างง่าย รูปคลื่นแรงดันและกระแส

ในรูปที่ 3.11(ก) แหล่งจ่ายกระแสตรง V ถูกป้อนให้กับโหลดที่เป็นค่าความเหนี่ยวนำ ผ่านสวิตช์สารกึ่งตัวนำ S (semiconductor switch) ซึ่งอาจเป็นไทรสเตอร์ GTO (gate turn-off ไทรสเตอร์) หรือ มอสเฟต (MOSFET) สัญลักษณ์ไดโอดภายในวงกลมของสวิตช์ S แสดงถึงทิศทางของการนำกระแสของสวิตช์ S สวิตช์ S ทำงานในลักษณะซ้ำๆ กันด้วยคาบเวลา T โดยยังคงปิดสวิตช์เมื่อเวลา $t_{ON} = \delta T$ เมื่อ $0 < \delta < 1$ ตัวแปร $\delta (= t_{ON} / T)$ เรียกว่าค่าวัฏจักรหน้าที่ยของการสับไฟฟ้า รูปที่ 3.11(ข) แสดงรูปคลื่นของสัญญาณควบคุม i_c สัญญาณควบคุม i_c นี้อาจเป็นกระแสที่ไปกระตุ้นขาเบสในกรณีทรานซิสเตอร์สับไฟฟ้า หรืออาจเป็นกระแสเกตสำหรับสับไฟฟ้าที่ใช้ ไทรสเตอร์สับไฟฟ้า เมื่อสัญญาณควบคุม i_c ปรากฏ สวิตช์สารกึ่งตัวนำ S จะนำกระแสถ้าได้รับการไบอัสไปข้างหน้า (forward biased) ในช่วงนำกระแสของสวิตช์คือ $0 \leq t \leq \delta T$ โหลดได้รับแรงดัน V ดังแสดงในรูปที่ 3.11(ค) กระแสโหลด i_a จะเพิ่มขึ้นจาก i_{a1} ถึง i_{a2} ดังรูปที่ 3.11(ง) เมื่อถึงเวลา $t = \delta T$

สวิตช์ S เปิด ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของสวิตช์คือ $\delta T \leq t \leq T$ โหลดที่เป็นลักษณะความเหนียวนำ ยังคงให้กระแสไหลผ่านไดโอด D_F ไปยังโหลดอย่างต่อเนื่อง แรงดันที่ขั้วของโหลด V_a จะมีค่าเท่ากับศูนย์ (ถ้าแรงดันที่ตกคร่อมไดโอด D_F น้อยมากเมื่อเทียบกับแรงดัน V) กระแสจะลดลงจาก i_{a1} ถึง i_{a2} ช่วงเวลา $0 \leq t \leq \delta T$ เรียกว่าช่วงนำกระแส (duty interval) และช่วงเวลา $\delta T < t \leq T$ เรียกว่าช่วงกระแสไหลวน (freewheeling interval) นอกจากไดโอด D_F จะให้กระแสไหลผ่านไปยังโหลดได้อย่างต่อเนื่องแล้วมันยังใช้เป็นตัวป้องกันแรงดันชั่วครู่ (transient voltage) ที่ปรากฏคร่อมสวิตช์ S เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดของกระแสโหลด รูปคลื่นกระแสของแหล่งจ่าย i_s แสดงดังรูปที่ 3.11(จ) กระแส i_s จะไหลในช่วงนำกระแสเท่านั้นและมีค่าเท่ากับกระแสโหลด

องค์ประกอบที่เป็นกระแสดตรง หรือค่าเฉลี่ยของแรงดันโหลด V_a หาได้จากสูตร

$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^T V dt = \frac{1}{T} \int_0^{\delta T} V dt = \delta V$$

โดยการควบคุม δ ระหว่าง 0 ถึง 1 แรงดันที่ตกคร่อมโหลดก็สามารถแปรค่าได้จาก 0 ถึง V ดังนั้นสับไฟฟ้าจะยอมให้มีการเปลี่ยนแปลงแรงดัน DC ซึ่งได้จากแหล่งจ่ายแรงดัน DC ที่คงที่ สวิตช์ S สามารถควบคุมโดยวิธีต่างๆ โดยการแปรเปลี่ยนรอบทำงาน δ วิธีการควบคุมสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทด้วยกันคือ

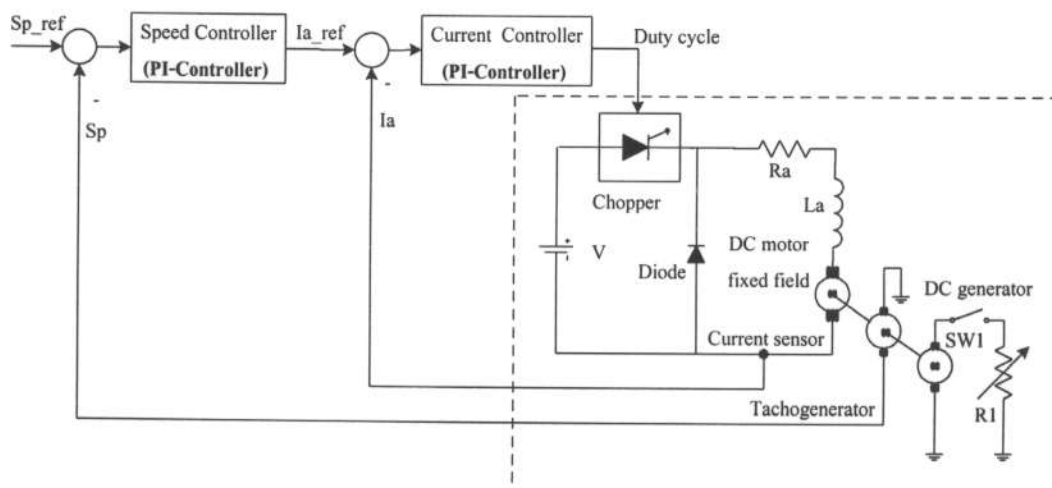
1. การควบคุมอัตราส่วนเวลา (Time Ratio Control:TRC)
2. การควบคุมการจำกัดกระแส (Current Limit Control:CLC)

นอกจากนี้ใน TRC ยังเรียกว่าเป็นการควบคุมความกว้างของพัลส์ (pulse-width) ซึ่งเป็นการควบคุมอัตราส่วนของการนำกระแส t_{ON} กับคาบเวลาการสับสัญญาณ T วิธีการ TRC สามารถแบ่งได้อีกคือ

1. ความถี่ TRC คงที่ คือช่วงเวลาการสับสัญญาณ T รักษาไว้คงที่ ส่วนช่วงเวลาการปิดสวิตช์ S (t_{ON}) เปลี่ยนแปลง เพื่อที่จะควบคุมรอบทำงาน δ
2. ความถี่ ของ TRC เปลี่ยนแปลง ในที่นี้ δ เปลี่ยนโดยการให้ t_{ON} คงที่ ส่วน T เปลี่ยนหรือโดยการแปรเปลี่ยนทั้ง t_{ON} และ T

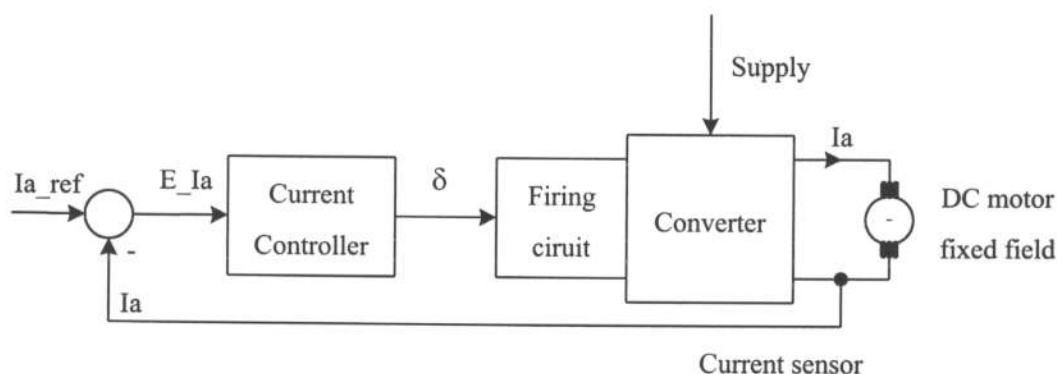
สำหรับในงานวิจัยนี้ใช้วิธีการควบคุมวงจรสับไฟฟ้าแบบความถี่ TRC คงที่

ในระบบการควบคุมความเร็วมอเตอร์ ที่ใช้ในงานวิจัยนี้แผนภาพระบบการควบคุมแสดง ดังรูปที่ 3.12 (Bonert, 1982, Dubey, 1993, Sen, 1978) ซึ่งประกอบด้วยตัวควบคุมความเร็วที่ใช้ตัว ควบคุมแบบพีไอ ตัวควบคุมกระแสที่ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ วงจรสับไฟฟ้าแบบลดค่าลง ดีซี มอเตอร์แบบกระตุ้นฟลด์แยกส่วน เครื่องวัดความเร็วรอบมอเตอร์ (tachogeneretor) และโหลดที่ สมมุติเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง (DC generator) การทำงานของแผนภาพในรูปที่ 3.12 เริ่มจากการกำหนดค่าความเร็วที่ต้องการให้มอเตอร์หมุน (Sp_{ref}) ในงานวิจัยนี้สมมุติให้ $Sp_{ref} = 100$ เรเดียน/วินาที หรือมีค่าแรงดันเท่ากับ 5.7 โวลต์ เมื่อสั่งการให้ระบบเริ่มทำงาน มอเตอร์เริ่ม หมุน เครื่องวัดความเร็วรอบมอเตอร์ซึ่งปกติจะต่ออยู่กับตัวมอเตอร์ด้วย การทำงานของเครื่อง วัดความเร็วรอบจะให้แรงดันที่ขั้วเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความเร็วรอบของเครื่อง ค่า Sp_{ref} ที่ กำหนดอยู่ในรูปของแรงดันจะนำมาเปรียบเทียบกับค่าความเร็วของมอเตอร์ (Sp) ที่ได้จาก เครื่องวัด ความเร็วรอบ ค่าผลต่างที่ได้จะส่งไปยังตัวควบคุมความเร็วซึ่งใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ค่าเอาต์พุตที่ ได้จากตัวควบคุมแบบพีไอ จะใช้เป็นค่ากระแสอ้างอิง (Ia_{ref}) ให้กับตัวควบคุมกระแส ค่ากระแส แสงาร์เมเจอร์ที่ได้จากตัวตรวจวัดกระแสจะนำมัลกับค่ากระแสอ้างอิง ผลลัพธ์ที่ได้ถูกส่งไปยัง ตัวควบคุมกระแสที่ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ตัวควบคุมกระแสจะทำการคำนวณหาตัวจักษ์รหน้าที่ (Duty cycle : $\delta = T_{ON}/T$ เมื่อ T_{ON} คือค่าเวลานำกระแสของวงจรสับไฟฟ้า, T คือเวลาใน 1 คาบของ การสับไฟฟ้า หรือ $T = 1/f_c$ เมื่อ f_c คือความถี่ในการสับไฟฟ้าของวงจรสับไฟฟ้า)



รูปที่ 3.12 แผนภาพการควบคุมระบบขับเคลื่อนโดยตัวควบคุมแบบพีไอ

ค่าวัฏจักรหน้าที่ในที่นี้จะเป็ค่าที่อยู่ในรูปของแรงดันไฟฟ้าซึ่งจะถูกป้อนให้กับวงจรจุดชนวน (firing circuit) เพื่อให้ ทรียสเตอร์นำกระแส เครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้เป็นโหลดค้ออยู่กับเพลาของมอเตอร์ ถ้าสวิตช์ SW1 ยังคงอยู่ในสภาวะเปิดมอเตอร์จะทำงานในสภาวะไร้โหลด แต่ถ้าสวิตช์ SW1 ปิดลงมอเตอร์จะทำงานในสภาวะมีโหลด ซึ่งค่าของโหลดสามารถเลือกได้โดยการปรับค่า R1 องค์ประกอบที่อยู่ภายในเส้นประนั้นสำหรับการควบคุมแบบใหม่จะใช้ องค์ประกอบเหล่านี้เช่นเดียวกัน จากแผนภาพการควบคุมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3.12 ในส่วนที่เป็นการควบคุมกระแสอาร์เมเจอร์สามารถอธิบายให้เห็นภาพที่ชัดเจนยิ่งขึ้นดังแสดงในรูปที่ 3.13 ซึ่งเป็นแผนภาพบล็อกการควบคุมกระแสอาร์เมเจอร์แบบวงรอบปิด เริ่มต้นจากกระแสอ้างอิง (I_{a_ref}) ที่ได้จากตัวควบคุมความเร็วจะส่งไปยังวงจรเปรียบเทียบ (comparator) เพื่อหาค่าผิดพลาดของกระแส (E_{Ia}) จากนั้นตัวควบคุมกระแสจะทำการคำนวณหา ค่าวัฏจักรหน้าที่ (δ) และส่งไปยังวงจรจุดชนวน ซึ่งวงจรจุดชนวนจะทำการแปลงค่า δ ไปเป็นสัญญาณพัลส์ที่จะนำไปจุดชนวนให้กับ SCR หรือ ทรียสเตอร์ ที่อยู่ในคอนเวอร์เตอร์ให้สามารถนำกระแสและหยุดนำกระแสได้



รูปที่ 3.13 แผนภาพบล็อกการควบคุมกระแสอาร์เมเจอร์แบบวงรอบปิด

ในทางปฏิบัติจริงๆสัญญาณ I_{a_ref} , I_a , E_{Ia} , δ จะอยู่ในรูปของแรงดันไฟฟ้า ในงานวิจัยนี้ กำหนดให้สัญญาณ I_{a_ref} มีค่าที่เปลี่ยนแปลงได้ตั้งแต่ 0 - 13 โวลต์ ตัวตรวจวัดกระแสซึ่งมีวิธีการวัดโดยการนำความต้านทานที่ทราบค่ามาต่ออนุกรมเข้ากับวงจรอาร์เมเจอร์ซึ่งค่าแรงดันที่วัดตกคร่อมความต้านทานตัวนี้จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสอาร์เมเจอร์ที่ไหลในวงจร ในงานวิจัยนี้ ตัวควบคุมความเร็วและตัวควบคุมกระแสใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ (Jacob, 1989) ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบพีไอ กำหนดให้เป็นไปตามสมการที่ (3.30)

$$G = K_p + \frac{K_p K_I}{s} = \frac{V_{out}}{V_{error}} \quad (3.30)$$

เมื่อกำหนดให้ v_{error} แทนค่าผิดพลาดของสัญญาณที่ป้อนให้กับตัวควบคุมแบบพีไอ และ v_{out} แทนค่าเอาต์พุตที่ได้จากตัวควบคุมแบบพีไอ ถ้าเขียนสมการที่ (3.30) ให้อยู่ในรูปของโดเมนเวลาจะได้ดังสมการที่ (3.31)

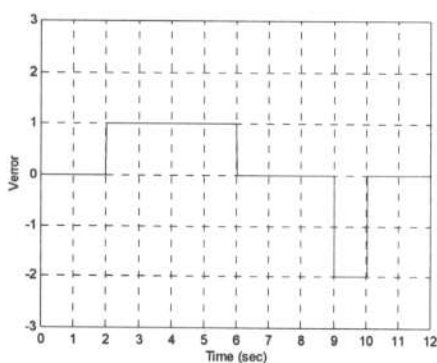
$$v_{\text{out}} = K_p v_{\text{error}} + K_p K_I \int v_{\text{error}} dt + v_0 \quad (3.31)$$

เมื่อกำหนดให้

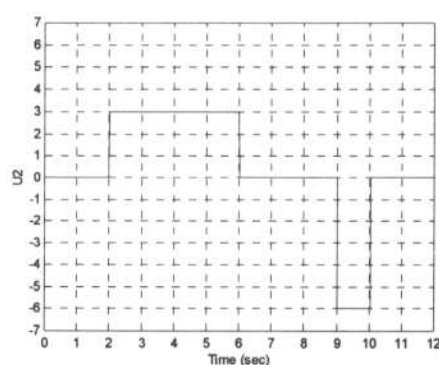
$$U2 = K_p v_{\text{error}}$$

$$U3 = K_p K_I \int v_{\text{error}} dt + v_0$$

ดังนั้น $v_{\text{out}} = U2 + U3$ เมื่อสมมติให้ค่า $K_p = 3$, $K_I = 1$ และสัญญาณ v_{error} ที่ป้อนให้กับตัวควบคุมแบบพีไอ ปรากฏที่อินพุตดังในรูปที่ 3.14 คือในช่วงเวลา 0-2 วินาที สัญญาณ $v_{\text{error}} = 0$ โวลต์ ในช่วงเวลา 2-6 วินาที สัญญาณ $v_{\text{error}} = 1$ โวลต์ ในช่วงเวลา 6-9 วินาที สัญญาณ $v_{\text{error}} = 0$ โวลต์ ในช่วงเวลา 9-10 วินาที สัญญาณ $v_{\text{error}} = -2$ โวลต์ ในช่วงเวลา 10-12 วินาที สัญญาณ $v_{\text{error}} = 0$ โวลต์ ผลลัพธ์ของ $U2 = K_p v_{\text{error}}$ แสดงดังรูปที่ 3.15 ลักษณะของรูปกราฟจะคล้ายกับกับรูปที่ 3.14 จะแตกต่างกันเพียงขนาดเท่านั้น



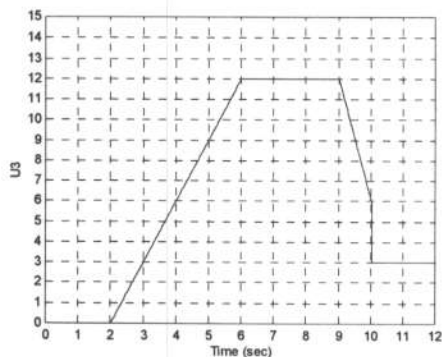
รูปที่ 3.14 ค่าสมมติของค่าความผิดพลาดของสัญญาณ (v_{error}) ที่ป้อนให้กับ PI



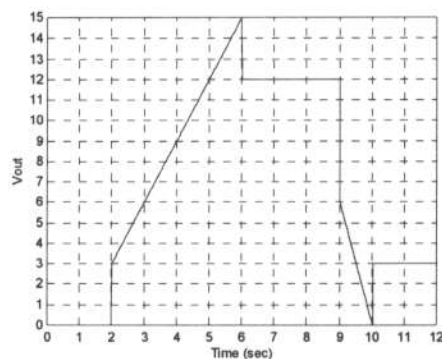
รูปที่ 3.15 กราฟค่า $U2 = K_p * v_{\text{error}}$

ผลลัพธ์ที่ได้จาก $U3 = K_p K_I \int v_{\text{error}} dt + v_0$ แสดงดังรูปที่ 3.16 ถ้าสังเกตในช่วงเวลาที่ค่า $U3$ คงที่ จะตรงกับค่า v_{error} มีเท่ากับ 0 โวลต์ และในที่สุดรูปกราฟเอาต์พุตของตัวควบคุมแบบพีไอ ตามสมการที่ (3.31) จะเป็นผลบวกระหว่าง $U2$ กับ $U3$ ดังแสดงในรูปที่ 3.17 จากกราฟอธิบายได้ว่าถ้าสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับตัวควบคุมแบบพีไอ มีค่าเท่ากับศูนย์เอาต์พุตของตัวควบคุมแบบพีไอ

จะมีค่าคงที่เท่ากับค่าเดิม และถ้าสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับตัวควบคุมแบบพีไอมีค่าเป็นบวกค่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากตัวควบคุมแบบพีไอจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วและในทางตรงกันข้ามสัญญาณเอาต์พุตจะลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อสัญญาณที่ป้อนให้กับตัวควบคุมแบบพีไอมีค่าเป็นลบ



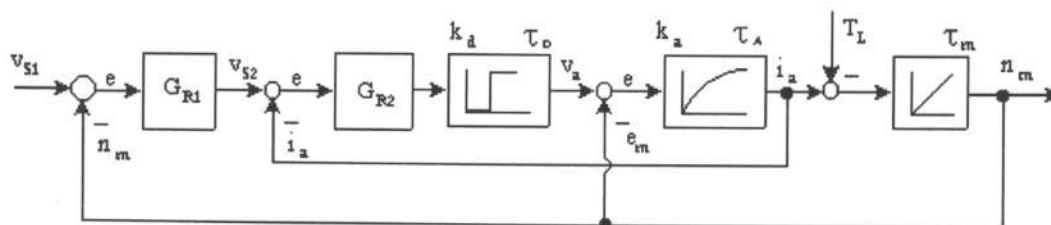
รูปที่ 3.16 กราฟค่า $U3 = K_P K_I \int v_{\text{error}} dt + v_0$



รูปที่ 3.17 กราฟ $v_{\text{out}} = U2 + U3$ เมื่อป้อนสัญญาณ v_{error} ตามรูปที่ 3.14

3.3 การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับงานวิจัยนี้

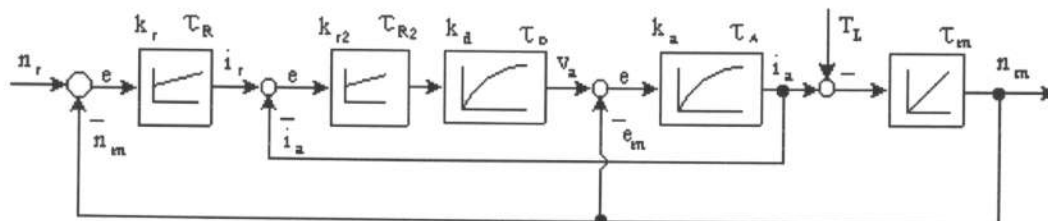
ในการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอเพื่อมาใช้งานระบบการควบคุมมอเตอร์วิธีการออกแบบที่เป็นมาตรฐานที่นิยมใช้คือวิธีเหมาะสมที่สุดแบบสมมาตร (Buxbaum, Schieran, Straughen, 1990) ในงานวิจัยนี้ดำเนินการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีการนี้ จากแผนภาพการควบคุมระบบขับเคลื่อนโดยตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้แสดงไปแล้วในรูปที่ 3.12 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของแผนภาพระบบ (system diagram) การควบคุมความเร็วมอเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 แผนภาพระบบการควบคุมความเร็วมอเตอร์

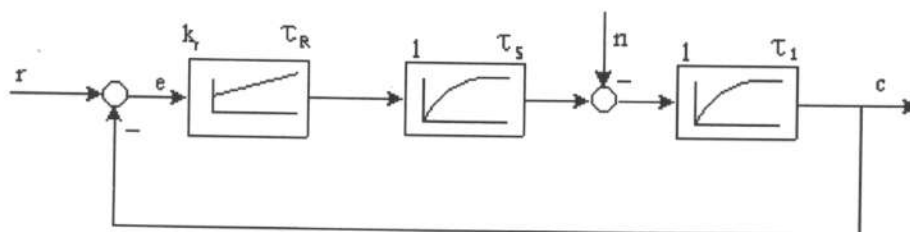
จากรูปความเร็วมอเตอร์ (n_m) ที่อยู่ในรูปนอร์มัลไลซ์ป้อนกลับมามีค่าเท่ากับสัญญาณความเร็วอ้างอิง (v_{s1}) ค่าผิดพลาดของความเร็ว (e) จะส่งเข้าไปยังตัวควบคุมความเร็ว (G_{R1}) ค่าเอาต์พุตที่ได้จากตัวควบคุมความเร็ว (v_{s2}) จะเป็นค่ากระแสอ้างอิงให้กับตัวควบคุมกระแส (G_{R2}) และค่ากระแสอาร์เมเจอร์ (i_a) ที่ตรวจวัดได้นำมาลบกับค่ากระแสอ้างอิง (v_{s2}) ได้ค่าผิดพลาดกระแส (e) และถูกป้อนต่อไปให้กับตัวควบคุมกระแส (G_{R2}) ค่าเอาต์พุตที่ได้จากตัวควบคุมกระแสจะส่งไปยังคอนเวอร์เตอร์ซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับ k_a และมีค่าเวลาไร้ผลตอบสนอง (dead-time) เท่ากับ τ_D ค่าเวลาไร้ผลตอบสนองหมายความว่าเมื่อวงจรสับไฟฟ้าหรือคอนเวอร์เตอร์ใดๆก็ตามเมื่อได้รับคำสั่งให้ผลิตเอาต์พุตเท่ากับ V_a การตอบสนองของคอนเวอร์เตอร์จะต้องใช้เวลาทำงานระยะหนึ่งถึงจะสามารถผลิตเอาต์พุตได้ตามคำสั่ง ค่าแรงดันกำเนิดในอาร์เมเจอร์ (e_m) ที่ทำให้อยู่ในรูปนอร์มัลไลซ์ป้อนกลับมามีค่าเท่ากับค่าแรงดันที่ขั้วของมอเตอร์ (V_a) ค่าผิดพลาดของแรงดันถูกส่งไปยังวงจรอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ที่มีอัตราขยายของวงจรอาร์เมเจอร์เท่ากับ k_a และมีค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอาร์เมเจอร์เท่ากับ τ_A ค่าโหลด T_L ที่ป้อนให้กับระบบนำมาลบกับแรงบิดที่มอเตอร์สร้างขึ้นที่อยู่ในรูปกระแสอาร์เมเจอร์ และค่าผิดพลาดที่ได้ผ่านเข้าไปยังตัวอินทิกรัลที่มีค่าคงที่ทางเวลาของเครื่องกลไฟฟ้าเท่ากับ τ_m

จากรูปที่ 3.18 ถ้าตัวควบคุมความเร็ว (G_{R1}) และตัวควบคุมกระแส (G_{R2}) ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ และคุณสมบัติของคอนเวอร์เตอร์ที่เป็นองค์ประกอบเวลาไร้ผลตอบสนอง (dead-time element) อาจแทนได้ด้วยระบบที่เป็นองค์ประกอบประวิงเวลาอันดับหนึ่ง (first-order time-delay element) ดังนั้นสามารถเขียนแผนภาพระบบได้ใหม่ดังแสดงในรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 แผนภาพระบบการควบคุมความเร็วมอเตอร์ที่ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ

ในการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอตามวิธีที่เหมาะสมที่สุดแบบสมมาตร มีรายละเอียดดังนี้คือเมื่อระบบมีฟังก์ชันถ่ายโอนแบบรูปปัดดังแสดงในรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.20 ระบบควบคุมที่ไม่มีองค์ประกอบอินทิกรัล (I)

หลักการกำหนดพารามิเตอร์ของตัวควบคุมคือ

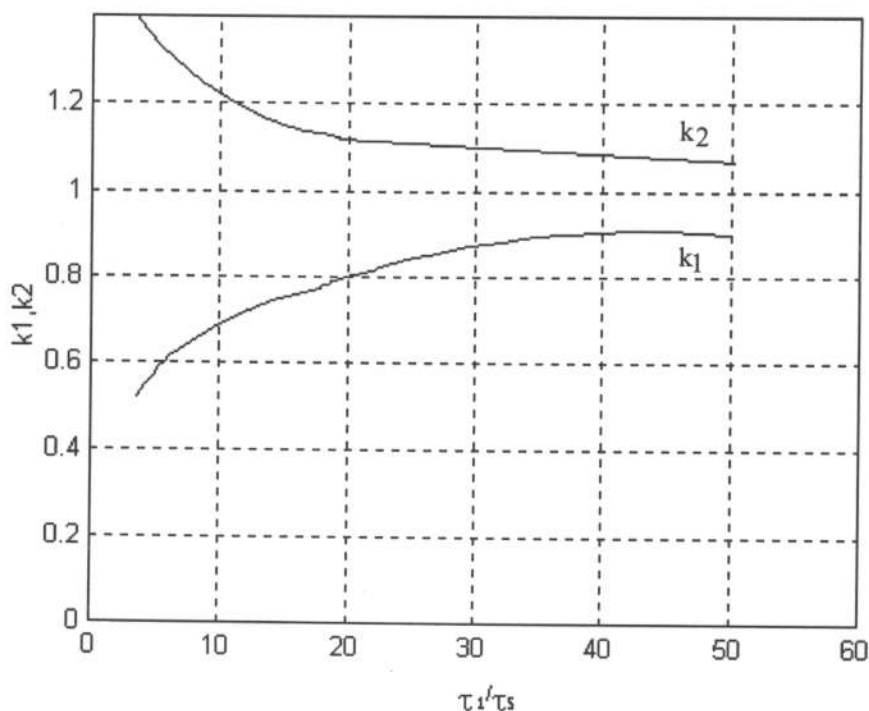
$$\tau_R = 4 \cdot k_1 \cdot \tau_s \quad (3.32)$$

$$k_r = 0.5 \cdot k_2 \cdot (\tau_1 / \tau_s) \quad (3.33)$$

ค่าพารามิเตอร์ k_1 และ k_2 เป็นค่า ตัวคูณปรับแก้ สำหรับการออกแบบด้วยวิธีที่เหมาะสมที่สุดแบบสมมาตร หาได้โดยการหาค่า τ_1 / τ_s ก่อนและนำค่านี้ไปเทียบกับรูปที่ 3.21 เพื่อหาค่า k_1 และ k_2 และนอกจากนี้เราอาจจะใช้การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการนี้ได้แม้ว่าในระบบนั้นจะไม่มีองค์ประกอบอินทิกรัล (I) อยู่ในระบบที่ถูกควบคุมก็ตาม แต่ถ้าหากค่าคงที่ทางเวลาของระบบมีเงื่อนไขดังสมการที่ (3.34) วิธีการนี้สามารถนำไปใช้ได้

$$\tau_1 \geq 4\tau_s$$

(3.34)



รูปที่ 3.21 ค่า k_1, k_2 สำหรับการออกแบบด้วยวิธีเหมาะสมที่สุดแบบสมมาตร

สำหรับงานวิจัยนี้ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

-แหล่งจ่ายแรงดันด้านอาร์เมเจอร์

ภายใต้ข้อสมมุติฐานการนำกระแสที่ต่อเนื่อง (Bonert, 1982) ฟังก์ชันถ่ายโอนของแรงดันถูกประมาณโดยระบบการประวิงลำดับที่หนึ่ง (first order delay system) ตามสมการ

$$G_v = \frac{1}{(1 + \tau_D S)} \quad (3.35)$$

การหาค่าคงที่ทางเวลาของวงจรสับไฟฟ้าที่ความถี่การสับไฟฟ้า (f_c) หาได้จากสูตรที่ (3.36)

$$\tau_D = \frac{1}{2f_c} \quad (3.36)$$

ในงานวิจัยนี้ความถี่ในการการสับไฟฟ้าสำหรับวงจรสับไฟฟ้าใช้ค่า $f_c = 200$ เฮิร์ตซ์ ดังนั้น

$$\tau_D = 1/2 * 200 = 2.5 \text{ มิลลิวินาที}$$

ค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอาร์เมเจอร์

$$\tau_A = L_A / R_A = 46 * 10^{-3} / 1 = 46 \text{ มิลลิวินาที}$$

คำนวณอัตราส่วน

$$\tau_a/\tau_d = 46/2.5 = 18.4$$

(หรือหมายถึงค่า $\tau_1/\tau_2 = 18.4$ ตามรูปที่ 3.21) นำค่านี้ไปหาค่า ตัวคูณปรับแก้ k_1, k_2 เทียบได้กับ

$$\tau_1/\tau_2 = 18.4 \text{ ได้ค่า } k_1 = 0.8 \text{ และ } k_2 = 1.08$$

งานวิจัยนี้พิกัดแรงดันสูงสุดของมอเตอร์ $V_{AR} = 110$ โวลต์ พิกัดกระแสสูงสุด $I_{AR} = 20$ แอมแปร์ ดังนั้นค่าอัตราขยายของวงจรอาร์เมเจอร์ (armature circuit amplification: k_a) หาได้จากสูตร

$$k_a = V_{AR} / (R_A * I_{AR}) = 110 / (1.0 * 20) = 9.166$$

ในงานวิจัยนี้สมมติให้เอาต์พุตสูงสุดของตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้จากตัวควบคุมกระแสเท่ากับ

13 โวลต์และความสามารถของวงจรสับไฟฟ้าสามารถให้ค่าวัฏจักรหน้าที่สูงสุดเท่ากับ 0.99 ดังนั้นสามารถคำนวณค่าอัตราขยายของแหล่งจ่าย k_d

$$k_d = 0.99 * 110 / 13 = 8.377$$

-ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมกระแสที่ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ที่มีฟังก์ชันถ่ายโอน

$$G = \frac{k_{r2} (1 + s\tau_{R2})}{s\tau_{R2}}$$

ที่เลือกตามวิธีเหมาะสมที่สุดแบบสมมาตร ที่จะให้ผลการตอบสนองการรบกวนจากโหลดที่ดีเยี่ยม และการตอบสนองต่อสัญญาณคำสั่งที่ราบเรียบ สามารถหาได้จากสูตร

$$k_{r2} = 0.5 * k_2 * (\tau_a/\tau_d) * (1/k_a * k_d) = 0.5 * 1.08 * 18.4 * (1/9.166 * 8.377) = 0.129$$

$$\tau_{R2} = 1.2 * k_1 * 4 * \tau_d = 1.2 * 0.8 * 4 * 2.5 * 10^{-3} = 9.6 \text{ มิลลิวินาที}$$

ถ้าเขียนตัวควบคุมกระแสใหม่ที่มีฟังก์ชันถ่ายโอน

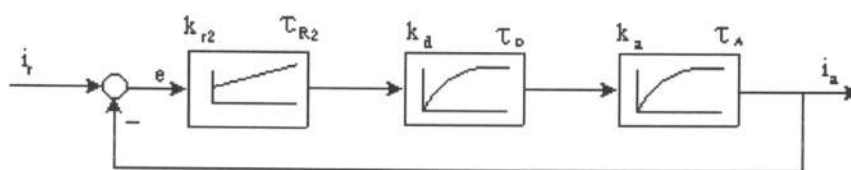
$$G = K_p + \frac{K_p K_I}{s}$$

ดังนั้นค่า

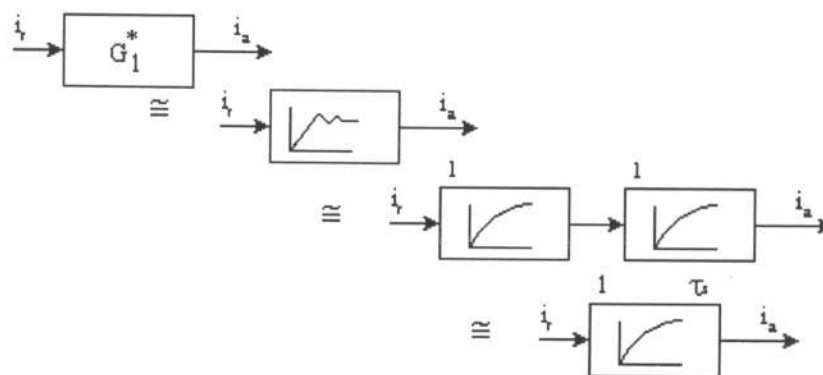
$$K_p = k_{r2} = 0.129;$$

$$K_I = 1/\tau_{R2} = 104.16$$

เมื่อพิจารณาเฉพาะวงรอบการควบคุมกระแสดังแสดงในรูปที่ 3.22 (ก) วงรอบการควบคุมกระแสสามารถที่จะพิจารณาเป็นฟังก์ชันถ่ายโอน G_1^* แทนกระแสวงรอบปิด พฤติกรรมเชิงไดนามิกของการควบคุมกระแสสามารถอธิบายด้วยองค์ประกอบการประวิงเวลาอันดับสอง (second order time delay element) ด้วยกระแสอ้างอิง (i_r) ที่ราบเรียบการตอบสนองของการควบคุมกระแสกับคำสั่งสเกล เหมือนว่าปราศจากการพุ่งเกิน ดังนั้น องค์ประกอบการประวิงเวลาอันดับสอง สามารถที่จะประมาณเป็น องค์ประกอบการประวิงเวลาอันดับหนึ่งสอง 2 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 3.22 (ข)



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.22 (ก) วงรอบการควบคุมกระแส

(ข) การแทนความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอ้างอิง i_r กับกระแส i_a

ค่าคงที่ทางเวลาของเครื่องกลไฟฟ้าหาได้จาก

$$\tau_m = J/B = 0.093/0.008 = 11.63 \text{ มิลลิวินาที}$$

-ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมความเร็วที่ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอน

$$G = \frac{k_r (1 + s\tau_R)}{s\tau_R}$$

ดังนั้นระบบควบคุมความเร็วสามารถเขียนแทนได้ดังในรูปที่ 3.23

ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมหาได้จากสูตร

$$k_r = 0.5 * (\tau_m / \tau_s)$$

การประวิงเวลา (time delay) ของการยุบวงรอบการควบคุมกระแส (τ_1) ในที่นี้สมมุติให้มีค่า $\tau_1 = 3$ มิลลิวินาที

$$\tau_s = \tau_1 + \tau_{R2} = 3 \text{ มิลลิวินาที} + 9.6 \text{ มิลลิวินาที} = 12.6 \text{ มิลลิวินาที}$$

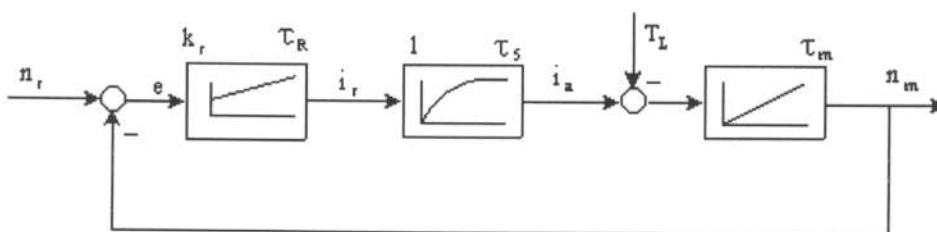
$$\tau_R = 4 * \tau_s = 4 * 12.6 \text{ มิลลิวินาที} = 0.0504 \text{ มิลลิวินาที}$$

$$k_r = 0.5 * (\tau_m / \tau_s) = 0.5 * 230.75 = 115.37$$

ถ้าเขียนตัวควบคุมความเร็วใหม่ที่มีฟังก์ชันถ่ายโอน $G = K_p + \frac{K_p K_I}{s}$ ดังนั้นค่า

$$K_p = k_r = 115.37$$

$$K_I = 1 / \tau_R = 19.841$$



รูปที่ 3.23 วงรอบการควบคุมความเร็ว

จากขั้นตอนการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอสรุปได้ว่า

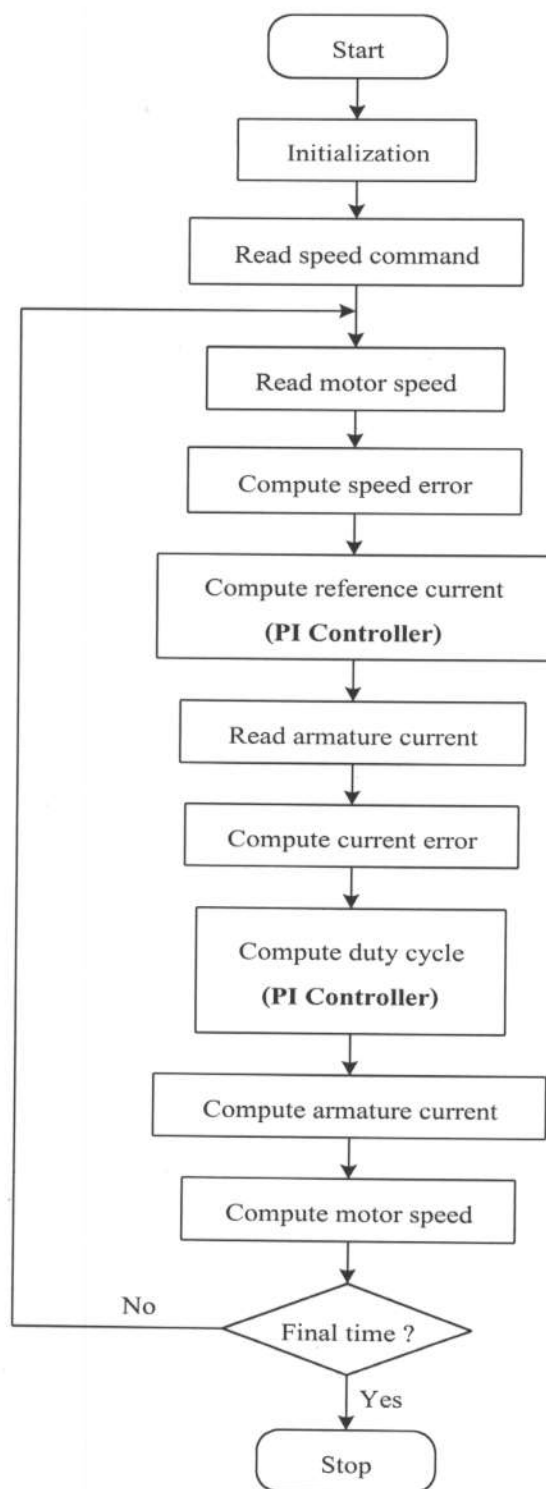
ตัวควบคุมกระแสใช้ตัวควบคุมแบบพีไอค่าพารามิเตอร์ $K_p = 0.129$, $K_I = 104.16$

ตัวควบคุมความเร็วใช้ตัวควบคุมแบบพีไอค่าพารามิเตอร์ $K_p = 115.37$, $K_I = 19.841$

3.4 ผลการจำลองการทำงานของระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ

การจำลองการทำงานของระบบขับเคลื่อนกระแสตรงที่ใช้วงจรสับไฟฟ้าเป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับมอเตอร์แบบกระตุ้นฟลักซ์แยกส่วนซึ่งการควบคุมวงจรสับไฟฟ้าที่จะป้อนไฟให้กับมอเตอร์ถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ (ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของมอเตอร์และโหลดและตัวควบคุมแบบพีไอแสดงอยู่ในภาคผนวก ข. ตารางที่ ข.2) โปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่เขียนด้วยภาษาปาสคาลมีลำดับขั้นตอนการทำงานดังแสดงในรูปที่ 3.24 โปรแกรมเริ่มต้นจากการป้อนค่าพารามิเตอร์ต่างๆของระบบขับเคลื่อนและค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม จากนั้นกำหนดค่าอ้างอิงความเร็วให้กับมอเตอร์ ขั้นตอนต่อไปจะเป็นการอ่านค่าความเร็วของมอเตอร์ซึ่งเป็นการคำนวณหาค่าเฉลี่ยของความเร็วเมื่อโปรแกรมทำงานครบหนึ่งคาบเวลาของการสับสัญญาณ หลังจากนั้นจะนำค่าความเร็วของมอเตอร์มาลบกับค่าความเร็วอ้างอิง ผลลัพธ์ค่าผิดพลาดของความเร็วจะส่งเข้าไปยังตัวควบคุมความเร็วซึ่งใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ตัวควบคุมแบบพีไอจะทำการคำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงให้กับตัวควบคุมกระแสเมื่อโปรแกรมอ่านค่ากระแสอาร์เมเจอร์เสร็จเรียบร้อยแล้วนำมาลบกับกระแสอ้างอิงได้ค่าผิดพลาดของกระแสถูกส่งไปยังตัวควบคุมกระแสซึ่งใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ เมื่อมาถึงขั้นตอนนี้ตัวควบคุมกระแสจะคำนวณหาค่าวัฏจักรหน้าที่ที่จะกำหนดให้กับวงจรสับไฟฟ้าทำงาน โปรแกรมคอมพิวเตอร์จะทำการแก้สมการเชิงอนุพันธ์โดยใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขของรุงเง-คุตตา ผลลัพธ์จากการแก้สมการเชิงอนุพันธ์จะเป็นกระแสอาร์เมเจอร์และความเร็วรอบของมอเตอร์ และถ้าเวลาการทำงานโปรแกรมที่กำหนดยังไม่สิ้นสุดโปรแกรมจะเริ่มทำการอ่านค่าความเร็วของมอเตอร์ใหม่และจะทำซ้ำไปเรื่อยๆจนกว่าเวลาจะสิ้นสุดลง

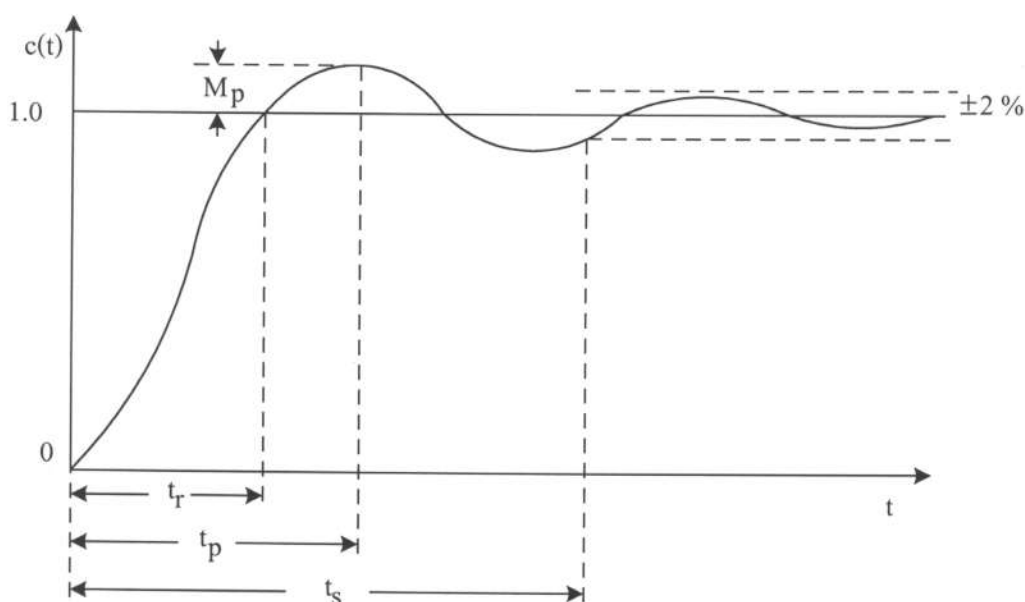
ผลการจำลองการทำงานของระบบขับเคลื่อนที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ จะประกอบด้วย 2 ส่วน คือส่วนแรกเป็นผลการทำงานของโปรแกรมที่ใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้จากการออกแบบตามวิธีที่เหมาะสมที่สุดแบบสมมาตร ซึ่งใช้สัญลักษณ์ (PI1) หลังคำอธิบายรูป ในส่วนที่สองเป็นผลการทำงานของโปรแกรมที่ใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้จากการเลือกค่าที่ให้ผลตอบสนองที่ดีที่สุด วิธีการหาค่านี้นี้เริ่มจากการหาค่าพารามิเตอร์ตามวิธีที่เหมาะสมที่สุดแบบสมมาตร แล้วทดลองเปลี่ยนค่าให้มากกว่าหรือน้อยกว่าค่าที่ได้จากวิธีการนี้ แล้วดูผลการตอบสนองด้านความเร็วของมอเตอร์ว่าค่าใดให้ผลการตอบสนองที่ดีที่สุดซึ่งผลการทำงานของโปรแกรมจะให้สมรรถนะการควบคุมที่ดีกว่าในส่วนแรก โดยใช้สัญลักษณ์ (PI2) หลังคำอธิบายรูป



รูปที่ 3.24 แผนภาพขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมจำลองการทำงานของระบบขับเคลื่อนที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ

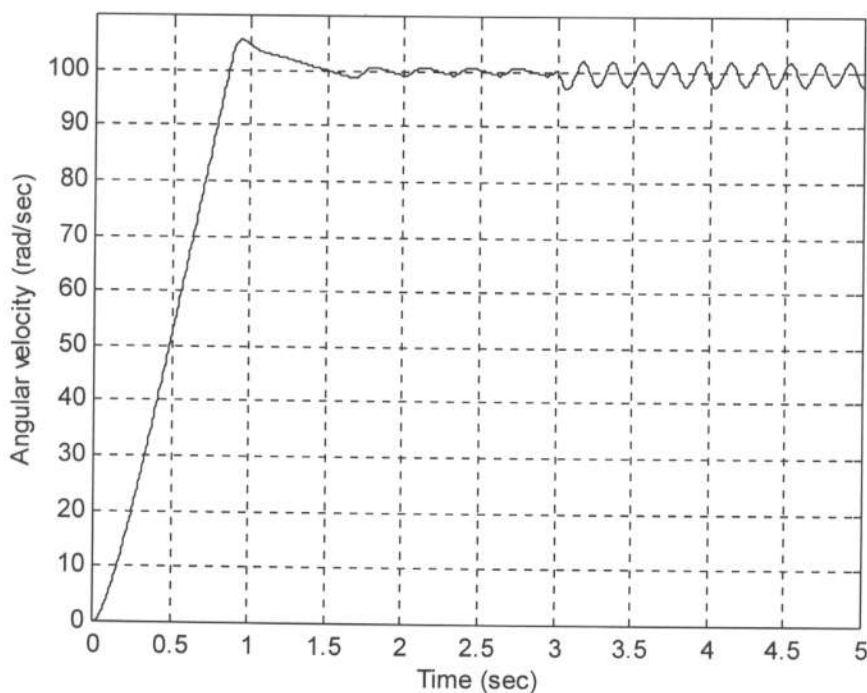
ในการจำลองผลเพื่อคุณสมรรถนะของระบบควบคุมในโดเมนเวลา ข้อกำหนดโดยทั่วไป ได้แก่ ช่วงเวลาขึ้น (rise time : t_r) ช่วงเวลาเข้าที่ (settling time: t_s) และค่าเปอร์เซ็นต์สูงสุดการพุ่งเกิน (maximum percent overshoot) ดังแสดงในรูปที่ 3.25 โดยปกติมาตรฐานการวัดสมรรถนะของระบบจะกำหนดในเทอมของการตอบสนองต่อคำสั่งสเตปหนึ่งหน่วย (unit-step response) ความรวดเร็วในการตอบสนองของระบบดูได้จากช่วงเวลาขึ้น คือเวลาที่ระบบใช้ในการตอบสนองขึ้นจาก 0 ถึง 100 % เป็นครั้งแรกเมื่อระบบให้การตอบสนองแบบหน่วงต่ำกว่าวิกฤต (underdamped) การหาช่วงเวลาเข้าที่ (t_s) ในที่นี้เริ่มจากเวลาเท่ากับศูนย์จนกระทั่งเวลาที่ระบบเริ่มตอบสนองอยู่ภายในย่านที่ยอมรับได้คือ การตอบสนองอยู่ภายใน $\pm 2\%$ ของค่าสเตปหนึ่งหน่วย การหาค่าเปอร์เซ็นต์สูงสุดการพุ่งเกินหาได้จากสูตร

$$\text{ค่าเปอร์เซ็นต์สูงสุดการพุ่งเกิน} = \frac{c(t_p) - c(\infty)}{c(\infty)} \times 100\%$$



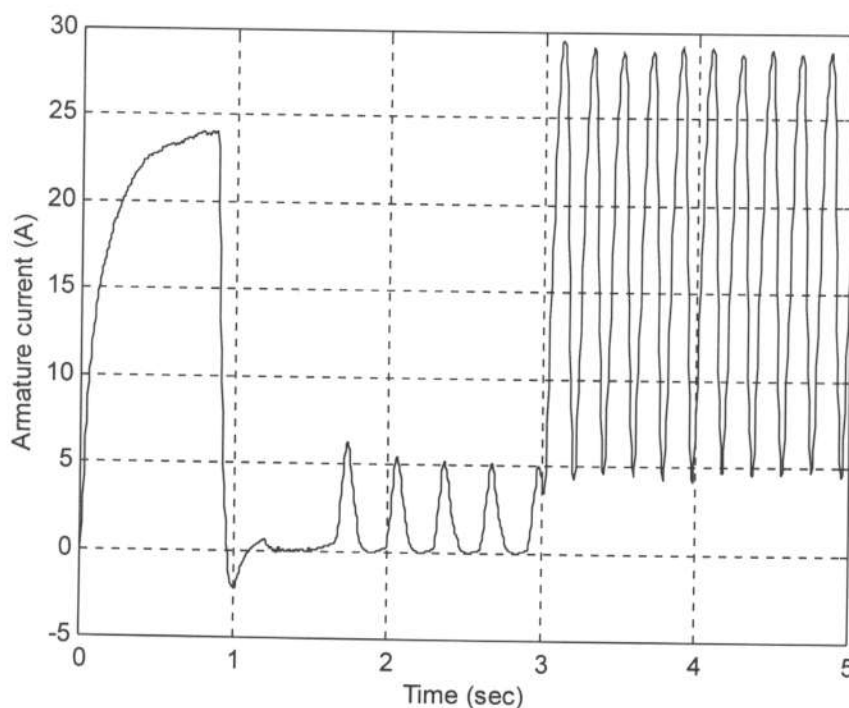
รูปที่ 3.25 กราฟแสดงการหาช่วงเวลาขึ้น (t_r) ช่วงเวลาเข้าที่ (t_s) และค่าเปอร์เซ็นต์สูงสุดการพุ่งเกิน (M_p) ของการตอบสนองต่อสัญญาณสเตปหนึ่งหน่วย

รูปที่ 3.26 แสดงผลการตอบสนองด้านความเร็วของมอเตอร์ต่อคำสั่งความเร็วอ้างอิงแบบขั้น และการป้อนโหลดที่เวลา 3 วินาที ของระบบการควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ ที่ใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ออกแบบตามวิธีที่เหมาะสมที่สุดแบบสมมาตร จากรูปเริ่มจากที่เวลา $t = 0$ วินาที มอเตอร์ที่อยู่ในสถานะไร้โหลดได้รับคำสั่งให้หมุนด้วยความเร็ว 100 เรเดียน/วินาที ความเร็วของมอเตอร์เพิ่มสูงขึ้นอย่างรวดเร็วจะกระทั่งถึงความเร็ว 100 เรเดียน/วินาที เป็นครั้งแรกที่เวลาประมาณ 0.861 วินาที และความเร็วพุ่งเกินไปสูงสุดที่ค่า 105.52 เรเดียน/วินาที คิดเป็นเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินเท่ากับ 5.52 % และหลังจากนั้นความเร็วค่อยๆ ลดลง และเปลี่ยนแปลงอยู่ในกรอบความเร็ว 100 ± 2 เรเดียน/วินาที คิดเป็นช่วงเวลาเข้าที่ได้เท่ากับ 1.25 วินาที และเมื่อถึงเวลา 3 วินาที ป้อนโหลดให้กับมอเตอร์ $T_L = 9$ นิวตัน-เมตร การตอบสนองด้านความเร็วมีการออสซิลเลตแบบดำรงตัว (sustained oscillation) ไปเรื่อยๆ ค่าสูงสุดและค่าต่ำสุดของการออสซิลเลตแบบดำรงตัวอยู่ที่ค่า 101.91 เรเดียน/วินาที และ 96.93 เรเดียน/วินาที ตามลำดับ (การวิเคราะห์หาค่าตำแหน่งโพลวงปิด (close-loop pole) ของระบบขับเคลื่อนแสดงรายละเอียดอยู่ในภาคผนวก ง.) ในระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์ Bonert (1982) ได้ทำการศึกษาถึงสาเหตุของการเกิดออสซิลเลตแบบดำรงตัว และสรุปว่าเกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinearities) ของตัวควบคุมแบบพีไอ



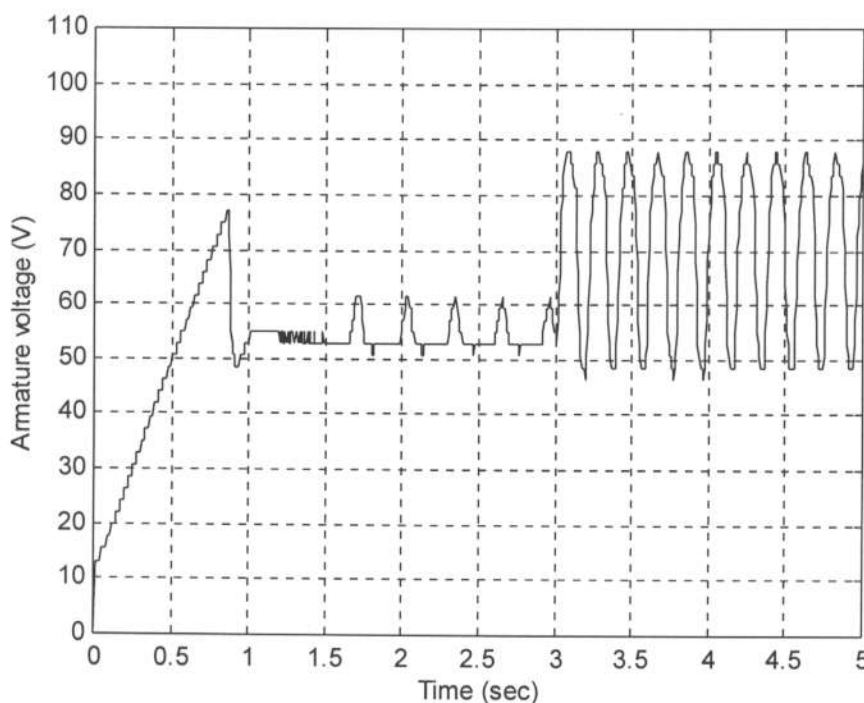
รูปที่ 3.26 ผลการตอบสนองด้านความเร็วของมอเตอร์ต่อคำสั่งความเร็วอ้างอิงแบบขั้น และการป้อนโหลดที่เวลา 3 วินาที (PII)

รูปที่ 3.27 แสดงการเปลี่ยนแปลงของกระแสอาร์เมเจอร์เฉลี่ยต่อคำสั่งความเร็วอ้างอิงแบบขั้นและการป้อนโหลดที่เวลา 3 วินาที ในช่วงเวลา 0 - 3.0 วินาที มอเตอร์ทำงานในสภาวะไร้โหลด เมื่อสังเกตกราฟของกระแสอาร์เมเจอร์ในช่วงเวลา 0 - 1 วินาที กระแสจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วจนกระทั่งสูงสุดที่ค่าประมาณ 24 แอมแปร์ และกระแสลดลงอย่างรวดเร็วซึ่งเกิดจากการตอบสนองด้านความเร็วของมอเตอร์ถึงค่าความเร็วอ้างอิงแล้ว กระแสลดลงมาต่ำสุดที่ค่าประมาณ -2 แอมแปร์ ซึ่งหมายถึงกระแสอาร์เมเจอร์ไหลในทิศทางตรงกันข้ามกับทิศทางเดิมคือมอเตอร์ทำงานอยู่ในสภาวะเบรกแบบไดนามิก (dynamic breaking) นั้นเอง หลังจากนั้นช่วงเวลาประมาณ 1.5 วินาที ความเร็วของมอเตอร์ลดลงต่ำกว่าค่า 100 เรเดียน/วินาที วงจรสับไฟฟ้าจะถูกสั่งการให้สร้างกระแสอาร์เมเจอร์เพื่อทำให้ได้แรงบิดเพิ่มมากขึ้นและจะทำให้ความเร็วของมอเตอร์กลับเข้าสู่ค่าที่ตั้งไว้ ลักษณะรูปกราฟของกระแสอาร์เมเจอร์จะมีรูปคล้ายสามเหลี่ยมและลดลงไปเรื่อยๆจนเข้าสู่รูปสามเหลี่ยมค่าคงที่ค่าหนึ่ง เมื่อถึงเวลา 3 วินาที มอเตอร์ได้รับโหลด $T_L = 9$ นิวตัน-เมตร กระแสอาร์เมเจอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วและออสซิลเลตแบบค้างตัวอยู่ในช่วงประมาณ 5 แอมแปร์ ถึง 29 แอมแปร์



รูปที่ 3.27 การเปลี่ยนแปลงของกระแสอาร์เมเจอร์เฉลี่ยต่อคำสั่งความเร็วอ้างอิงแบบขั้นและการป้อนโหลดที่เวลา 3 วินาที (PI1)

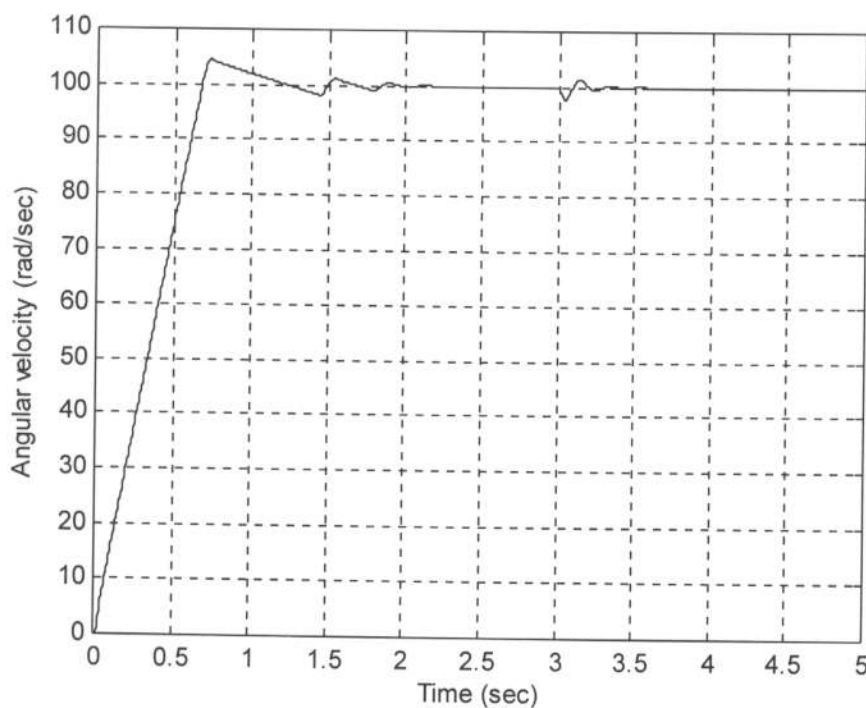
รูปที่ 3.28 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเฉลี่ยที่ป้อนให้กับมอเตอร์ต่อคำสั่งความเร็วอ้างอิงแบบขั้น ในช่วงเวลา 0 - 3 วินาที มอเตอร์ทำงานในสภาวะไร้โหลด แรงดันเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วจนกระทั่งถึงค่าสูงสุดประมาณ 77 โวลต์ ที่เวลาประมาณ 0.9 วินาที และลดลงอย่างรวดเร็วมาหยุดที่ค่าต่ำสุดประมาณ 50 โวลต์ ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากในช่วงเวลานี้ความเร็วของมอเตอร์เพิ่มสูงขึ้นถึงค่าอ้างอิงที่กำหนดไว้ และเมื่อถึงเวลาประมาณ 1.6 วินาที แรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์เพิ่มขึ้นและลดลงอย่างรวดเร็วเป็นรูปคล้ายรูปสามเหลี่ยมทั้งนี้เกิดจากวงจรสับไฟฟ้าได้รับสัญญาณคำสั่งให้ทำการนำกระแสให้มากขึ้นเนื่องจากความเร็วของมอเตอร์ลดลงต่ำกว่าค่าที่ตั้งไว้ ในช่วงเวลา 3 วินาที มอเตอร์ได้รับโหลด $T_L = 9$ นิวตัน-เมตร การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเฉลี่ยที่ป้อนให้กับมอเตอร์ออสซิลเลตแบบคำตรงตัวที่ค่าประมาณ 50 โวลต์ - 89 โวลต์ ไปเรื่อยๆ ทั้งนี้เกิดจากคุณสมบัติที่ไม่เป็นเชิงเส้นของตัวควบคุมแบบพีไอ (Bonert, 1982)



รูปที่ 3.28 การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเฉลี่ยที่ป้อนให้กับมอเตอร์ต่อคำสั่งความเร็วอ้างอิงแบบขั้นและการป้อนโหลดที่เวลา 3 วินาที (PI1)

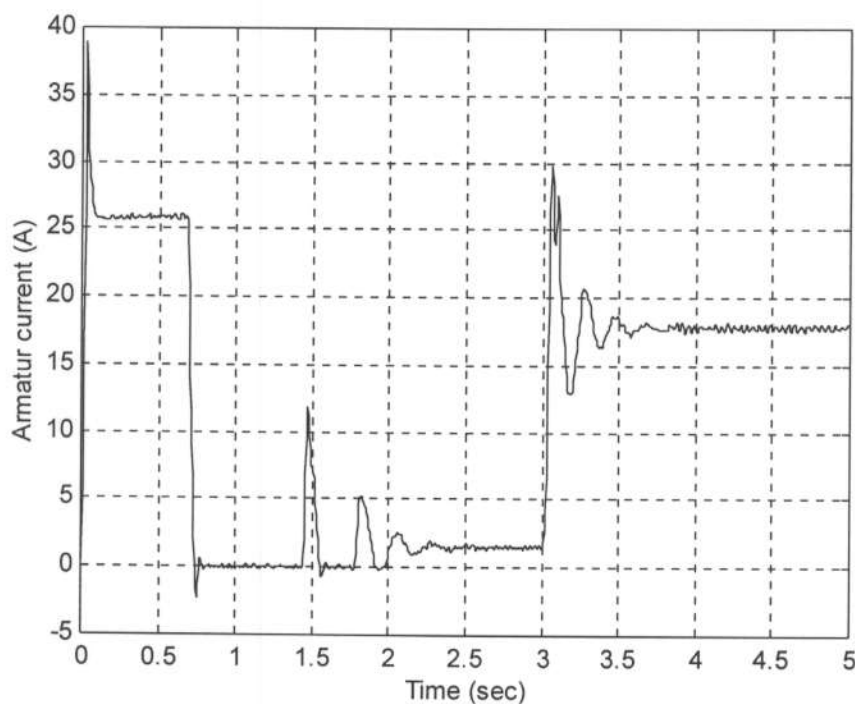
เนื่องจากการตอบสนองของระบบที่ใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งหาได้จากวิธีเหมาะสมที่สุดแบบสมมาตร ยังให้อาการการตอบสนองของระบบที่ไม่ดีพอ ดังนั้นจึงได้ทำการ

เปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ โดยได้เลือกค่าที่ให้ผลตอบสนองที่ดีที่สุด ซึ่งวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ แสดงอยู่ในภาคผนวก ข. ผลการจำลองการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ 3.29 ถึง รูปที่ 3.31 รูปที่ 3.29 แสดงผลการตอบสนองด้านความเร็วของมอเตอร์ต่อคำสั่งความเร็วอ้างอิงแบบขั้น และการป้อนโหลดที่เวลา 3 วินาที จากรูปเริ่มจากที่เวลา $t=0$ วินาที มอเตอร์ที่อยู่ในสภาวะไร้โหลดได้รับคำสั่งให้หมุนด้วยความเร็ว 100 เรเดียน/วินาที ความเร็วของมอเตอร์เพิ่มสูงขึ้นอย่างรวดเร็วจนกระทั่งถึงความเร็ว 100 เรเดียน/วินาที เป็นครั้งแรกที่เวลาประมาณ 0.676 วินาที และความเร็วพุ่งเกินไปสูงสุดที่ค่า 104.45 เรเดียน/วินาที คิดเป็นค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินเท่ากับ 4.45 % และหลังจากนั้นความเร็วค่อยๆ ลดลง และเปลี่ยนแปลงอยู่ในกรอบความเร็ว 100 ± 2 เรเดียน/วินาที คิดเป็นช่วงเวลาเข้าที่ได้อีกเท่ากับ 0.99 วินาที และเมื่อถึงเวลา 3 วินาที ป้อนโหลดให้กับมอเตอร์ $T_L = 9$ นิวตัน-เมตร การตอบสนองด้านความเร็วลดลงต่ำสุดเท่ากับ 97.56 เรเดียน/วินาที และสูงสุดที่ค่า 101.26 เรเดียน/วินาที และหลังจากนั้นความเร็วออสซิลเลตแบบดำรงตัวค่าสูงสุดและค่าต่ำสุดของการออสซิลเลตแบบดำรงตัวอยู่ที่ค่า 100.01 เรเดียน/วินาที และ 99.97 เรเดียน/วินาที ตามลำดับ



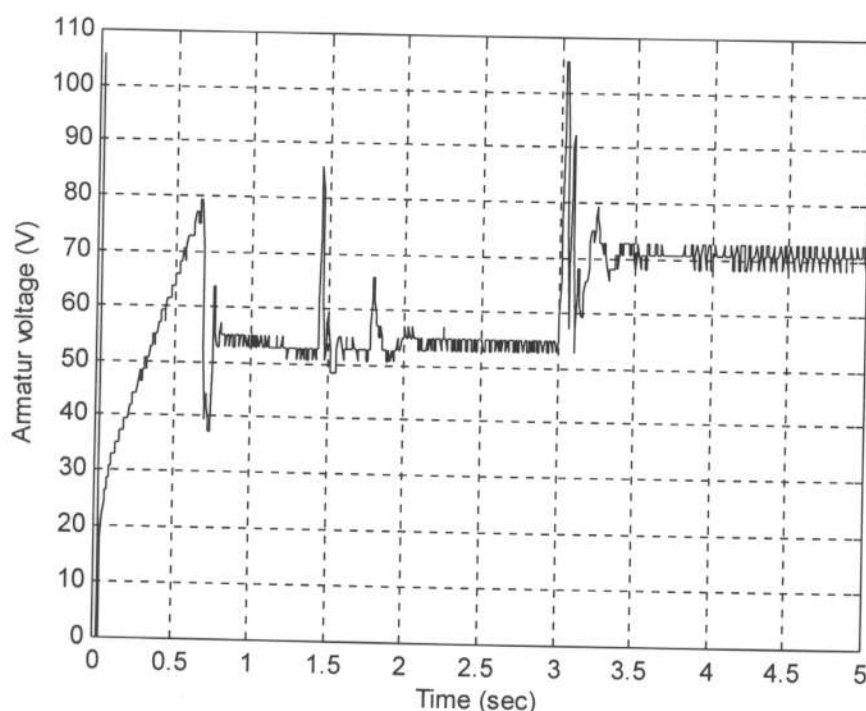
รูปที่ 3.29 ผลการตอบสนองด้านความเร็วของมอเตอร์ต่อคำสั่งความเร็วอ้างอิงแบบขั้น และการป้อนโหลดที่เวลา 3 วินาที (PI2)

รูปที่ 3.30 แสดงการเปลี่ยนแปลงของกระแสอาร์เมเจอร์เฉลี่ยต่อคำสั่งความเร็วอ้างอิงแบบขั้นและการป้อนโพลที่เวลา 3 วินาที ในช่วงเวลา 0 - 3.0 วินาที มอเตอร์ทำงานในสภาวะไร้โหลด เมื่อสังเกตกราฟของกระแสอาร์เมเจอร์ในช่วงเวลา 0 - 0.1 วินาที กระแสจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วจนกระทั่งสูงสุดที่ค่าประมาณ 38 แอมแปร์ และกระแสตกลงอย่างรวดเร็วมาอยู่ที่ค่าคงที่ประมาณ 26 แอมแปร์ ซึ่งในงานวิจัยนี้ค่ากระแสอ้างอิงกำหนดให้เท่ากับ 26 แอมแปร์ และเมื่อถึงเวลาประมาณ 0.6 วินาที กระแสตกลงอย่างรวดเร็วมาต่ำสุดที่ค่าประมาณ -2 แอมแปร์ และกลับเข้าสู่ค่าคงที่ประมาณ 0 แอมแปร์ หลังจากนั้นช่วงเวลาประมาณ 1.5 วินาที ความเร็วของมอเตอร์ลดลงต่ำกว่าค่า 100 เรเดียน/วินาที วงจรสับไฟฟ้าจะถูกสั่งการให้สร้างกระแสอาร์เมเจอร์เพื่อทำให้ได้แรงบิดเพิ่มมากขึ้นและจะทำให้ความเร็วของมอเตอร์กลับเข้าสู่ค่าที่ตั้งไว้ ลักษณะรูปกราฟของกระแสอาร์เมเจอร์จะมีรูปคล้ายสามเหลี่ยมและลดลงไปเรื่อยๆจนเข้าสู่ค่าคงที่ประมาณ 2 แอมแปร์ เมื่อถึงเวลา 3 วินาที มอเตอร์ได้รับโพล $T_L = 9$ นิวตัน-เมตร กระแสอาร์เมเจอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วและออสซิลเลตอยู่ในช่วงเวลา 3.0 วินาที ถึง 3.8 วินาที และหลังจากนั้นเข้าสู่สภาวะคงตัวที่กระแสประมาณ 18 แอมแปร์



รูปที่ 3.30 การเปลี่ยนแปลงของกระแสอาร์เมเจอร์ต่อคำสั่งความเร็วอ้างอิงแบบขั้นและการป้อนโพลที่เวลา 3 วินาที (PI2)

รูปที่ 3.31 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเฉลี่ยที่ป้อนให้กับมอเตอร์ต่อคำสั่งความเร็วอ้างอิงแบบขั้น (เส้นกราฟที่มีลักษณะเป็นเส้นทึบสีดำนั้นเกิดจากการวาดกราฟที่เส้นกราฟอยู่ชิดกันมากเกินไป) จากรูปเริ่มจากที่เวลา $t = 0$ วินาที มอเตอร์เริ่มเดินเครื่องในสภาวะไร้โหลด แรงดันเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วที่ค่าสูงสุดประมาณ 105 โวลต์ ทั้งนี้เกิดจากในช่วงเริ่มต้นค่าผิดพลาดของความเร็วและค่าผิดพลาดของกระแสอาร์เมเจอร์มีค่ามากดังนั้นวงจรสับไฟฟ้าจึงถูกสั่งการให้นำกระแสเป็นเวลานานจึงทำให้ได้ค่าแรงดันเฉลี่ยมีค่าสูงมากในช่วงเริ่มเดินเครื่อง และหลังจากนั้นกระแสอาร์เมเจอร์สูงเกินกว่าค่ากระแสอาร์เมเจอร์อ้างอิงสูงสุดมาก ($I_{a_ref} = 26$ แอมแปร์) วงจรสับไฟฟ้าจึงถูกสั่งการให้หยุดนำกระแส ดังนั้นแรงดันเฉลี่ยที่ป้อนจึงลดลงมาอยู่ค่า 0 โวลต์ หลังจากกระแสอาร์เมเจอร์ลดลงวงจรสับไฟฟ้าจึงถูกสั่งการให้ป้อนแรงดันให้กับมอเตอร์ค่อยๆ สูงขึ้นจนกระทั่งถึงค่าสูงสุด 80 โวลต์ และลดลงอย่างรวดเร็วมาหยุดที่ค่าต่ำสุดประมาณ 38 โวลต์ ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากในช่วงเวลานี้ความเร็วของมอเตอร์ถึงค่าอ้างอิงที่กำหนดไว้ และเมื่อถึงเวลาประมาณ 1.4 วินาที แรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์เพิ่มขึ้นและลดลงอย่างรวดเร็วเป็นรูปคล้ายรูปสามเหลี่ยม ทั้งนี้เกิดจากวงจรสับไฟฟ้าได้รับสัญญาณคำสั่งให้ทำการนำกระแสให้มากขึ้นเนื่องจากความเร็วของมอเตอร์ลดลงต่ำกว่าค่าที่ตั้งไว้ และหลังจากนั้นแรงดันเฉลี่ยเปลี่ยนแปลงอยู่ที่ค่าประมาณ 54 โวลต์ ในช่วงเวลา 3 วินาที มอเตอร์ได้



รูปที่ 3.31 การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเฉลี่ยที่ป้อนให้กับมอเตอร์ต่อคำสั่งความเร็วอ้างอิงแบบขั้นและการป้อนโหลดที่เวลา 3 วินาที (PI2)

รับโหลด $T_L = 9$ นิวตัน-เมตร การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเฉลี่ยที่ป้อนให้กับมอเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเพื่อที่จะรักษาความเร็วของมอเตอร์ให้เท่ากับความเร็วอ้างอิงคือ 100 เเรเดียน/วินาที เมื่อความเร็วเพิ่มสูงเกินค่าความเร็วอ้างอิงที่ตั้งไว้แรงดันเฉลี่ยที่ป้อนให้กับมอเตอร์จะลดลงอย่างรวดเร็วและเปลี่ยนแปลงอยู่ที่ค่าประมาณ 68 โวลต์ - 73 โวลต์ ไปเรื่อยๆ

3.5 สรุป

บทนี้ได้บรรยายถึงคุณสมบัติของมอเตอร์แบบกระตุ้นฟลักซ์แยกส่วน หลักการทำงานของมอเตอร์ วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ สูตรความสัมพันธ์ต่างๆของมอเตอร์ และได้แสดงผลของกระแสอาร์เมเจอร์ที่ได้จากการคำนวณของโปรแกรมเปรียบเทียบกับบทความของ Sousa และ Bose (1994) เพื่อยืนยันถึงค่าพารามิเตอร์ๆที่นำมาใช้และโปรแกรมที่เขียนขึ้นด้วยภาษาปาสคาลว่ามีความเชื่อถือได้ และในส่วนอัลกอริทึมระเบียบวิธีของรุงเง-คุตตาที่ใช้แก้สมการเชิงอนุพันธ์ของโปรแกรมหักกล่าว จะได้นำมาใช้อีกในการเขียนโปรแกรมกำหนดให้แรงดันที่ป้อนทางด้านวงจรอาร์เมเจอร์ทำงานตามรูปแบบของวงจรสับไฟฟ้าแบบลดค่าลง และนอกจากนั้นยังได้อธิบายการทำงานของตัวควบคุมแบบพีไอและวิธีการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีที่เหมาะสมที่สุดแบบสมมาตร และได้ทำการพัฒนาโปรแกรมภาษาปาสคาลขึ้นเพื่อใช้ในการจำลองการทำงานของระบบขับเคลื่อนที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ ผลลัพธ์ที่ได้จากการทำงานของโปรแกรมจะเก็บไว้ในรูปของไฟล์นามสกุล .dat ไฟล์ข้อมูลที่ได้นำไปวาดเป็นรูปกราฟแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์กระแสอาร์เมเจอร์ ความเร็วเชิงมุม โดยใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งผลการจำลองนี้จะได้นำไปเปรียบเทียบกับระบบควบคุมมอเตอร์แบบใหม่ที่ใช้ตัวควบคุมแบบพีซีลจิกซึ่งจะได้รับการกล่าวถึงในรายละเอียดไว้ในบทที่ 4