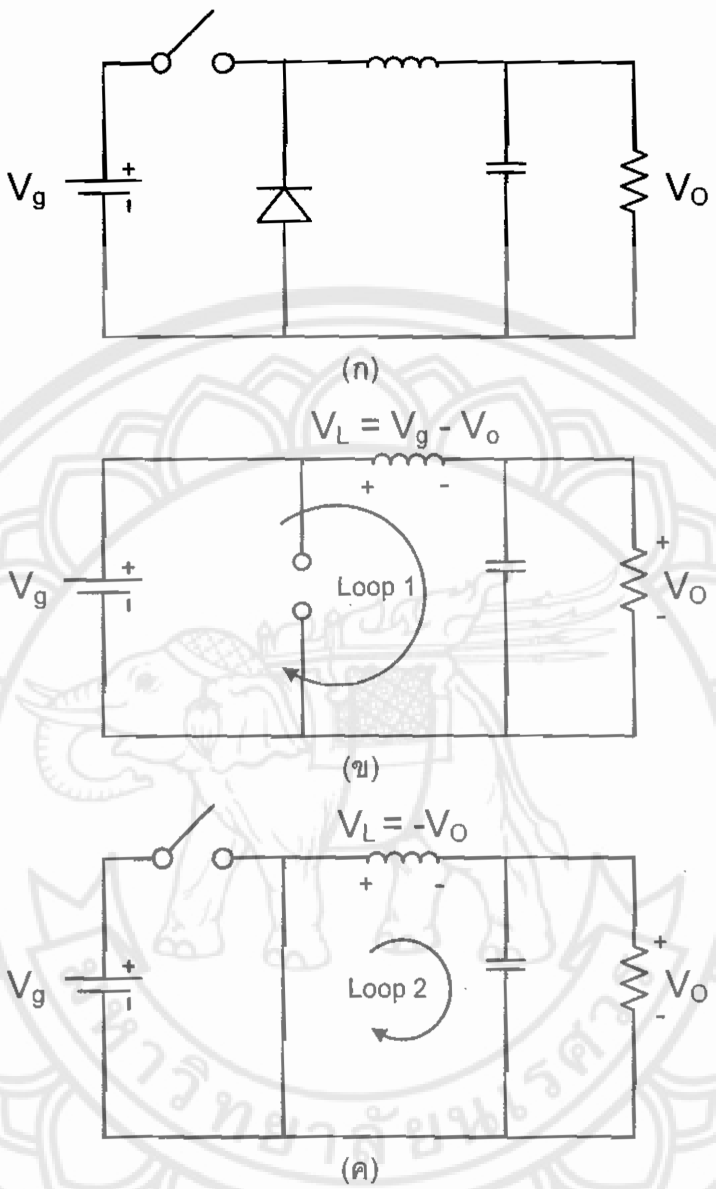
บทที่ 2

เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบวงจรควบคุมแบบโหมดกระแส 2 ส่วน คือ วงจรทอนระดับแรงดันแบบโหมดกระแสเฉลี่ยและวงจรทอน-ทบระดับแรงดันแบบโหมดกระแสสูงสุด ในบทนี้จะกล่าวถึงจะเป็นทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง ในหัวข้อวงจรทอนระดับแรงดัน (Buck Converter) และหัวข้อวงจรทอน-ทบระดับแรงดัน (Buck-Boost Converter) จะเป็นการวิเคราะห์การทำงานขณะสวิตซ์นำกระแสและขณะสวิตซ์ไม่นำกระแสของวงจรทอนระดับแรงดันและวงจรทอน-ทบระดับแรงดันเพื่อหาความสัมพันธ์ของแรงดันทางด้านอินพุตและแรงดันทางด้านเอาต์พุตของวงจร หัวข้อ วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบโหมดกระแส (Current - Mode) จะเป็นการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบโหมดกระแส ซึ่งการทำงานของวงจรแบบโหมดกระแสนี้จะพยายามควบคุมกระแสทางด้านอินพุตของวงจรให้เท่ากับกระแสอ้างอิงที่มาจากชุดควบคุม และกล่าวถึงแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบโหมดกระแส หัวข้อ ระบบควบคุมแบบคงทนจะเป็นการกล่าวถึงระบบควบคุมแบบคงทน เมื่อระบบประกอบไปด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีความไม่แน่นอน หัวข้อตัวควบคุมแบบจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้จะเป็นการจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ด้วยฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักก่อนและหลังเพื่อให้ระบบมีส่วนเผื่อเสถียรภาพตรงกับที่เราต้องการและสามารถนำไปใช้ออกแบบตัวควบคุมได้ และหัวข้อขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (Genetic Algorithm) จะเป็นขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมที่ใช้ในวิธีการที่นำเสนอนี้

วงจรทอนระดับแรงดัน (Buck Converter)

จากภาพ 1(ก) จะเป็นภาพวงจรทอนระดับแรงดัน ซึ่งเป็นวงจรที่ทำให้ระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุต (V_o) ให้มีค่าต่ำกว่าแรงดันทางด้านอินพุต (V_g) [1] วงจรจะมีลักษณะการทำงานอยู่ 2 สถานะ คือ สถานะที่สวิตซ์นำกระแสและสถานะที่สวิตซ์ไม่นำกระแส การควบคุมการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดันจะใช้พัลส์วิธมอดูเลต (PWM) ควบคุมการเปิด-ปิดสวิตซ์ การพิจารณาการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดันจะพิจารณาดังนี้



ภาพ 1 (ก) ภาพวงจรทอนระดับแรงดัน (ข) ภาพวงจรทอนระดับแรงดันขณะสวิตซ์นำกระแส และ(ค)ภาพวงจรทอนระดับแรงดันขณะสวิตซ์ไม่นำกระแส

1. สถานะที่สวิตซ์นำกระแส

เมื่อสวิตซ์นำกระแส กระแสจะไหลจากแหล่งจ่ายไฟไปยังตัวเหนี่ยวนำ (L) และไหลไปยังตัวเก็บประจุและโหลด ในการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดันในสถานะนี้ไดโอดจะถูกไบอัสย้อนกลับจะทำให้ไดโอดไม่นำกระแส จากภาพ 1 (ข) เมื่อพิจารณาวงรอบที่ 1 และใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์ก็จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่าย (V_g) ของตัวเหนี่ยวนำ (V_L) และของโหลดจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$-V_g + V_L + V_o = 0 \tag{2.1}$$

$$V_L = V_g - V_o$$

$$L\frac{di_L}{dt} = V_L \tag{2.2}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_g - V_o}{L} \tag{2.3}$$

ในช่วงที่สวิตซ์นำกระแส (DT) เมื่อ D คือ ค่าดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสต่อช่วงเวลา (T) ในหนึ่งคาบ (ช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสและช่วงเวลาที่สวิตช์ไม่นำกระแส) และในช่วงที่สวิตช์มีการนำกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำนี้จะถือว่ามีอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสคงที่ $dT = DT$ ทำให้ได้ได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_g - V_o}{L} \tag{2.4}$$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_g - V_o}{L}\right)DT \tag{2.5}$$

เมื่อ $\Delta i_{L,on}$ คืออัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะที่สวิตซ์นำกระแส

2. สถานะที่ไม่สวิตช์นำกระแส

เมื่อสวิตซ์ไม่นำกระแส กระแสจะไหลจากแหล่งจ่ายไฟไปยังตัวเหนี่ยวนำ (L) และไหลผ่านไดโอดเพราะว่าไดโอดจะถูกไบอัสไปหน้าทำให้เกิดการนำกระแส และสมมติให้แรงดันทางด้านเอาต์พุตมีค่าคงที่ จากภาพ 1 (ค) เมื่อพิจารณาวงรอบที่ 2 และใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์ก็จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่าย ของตัวเหนี่ยวนำและแรงดันทางด้านเอาต์พุตดังนี้

$$V_L + V_O = 0 \tag{2.6}$$

$$V_L = -V_O$$

$$V_L = -V_o = L\frac{di_L}{dt} \tag{2.7}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_{L,off}}{\Delta t} = \frac{-V_O}{L} \tag{2.8}$$

ในช่วงที่สวิตซ์ไม่นำกระแส กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำนี้จะถือว่ามีอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสคงที่ $dT = (1-D)T$ ทำให้ได้ได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\Delta i_{L,off} = -\left(\frac{V_O}{L}\right)(1-D)T \tag{2.9}$$

ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรทอนระดับแรงดันในสภาวะอยู่ตัว จะมีกำหนดให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบมีค่าผลรวมเท่ากับศูนย์ จะได้

$$\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0 \tag{2.10}$$

$$\left(\frac{V_g - V_o}{L}\right)DT + \left(-\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T\right) = 0$$

$$\left(\frac{V_g - V_o}{L}\right)DT - \left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T = 0$$

$$(V_g - V_o)DT - V_o(1-D)T = 0$$

$$V_g D - V_o D - V_o + V_o D = 0$$

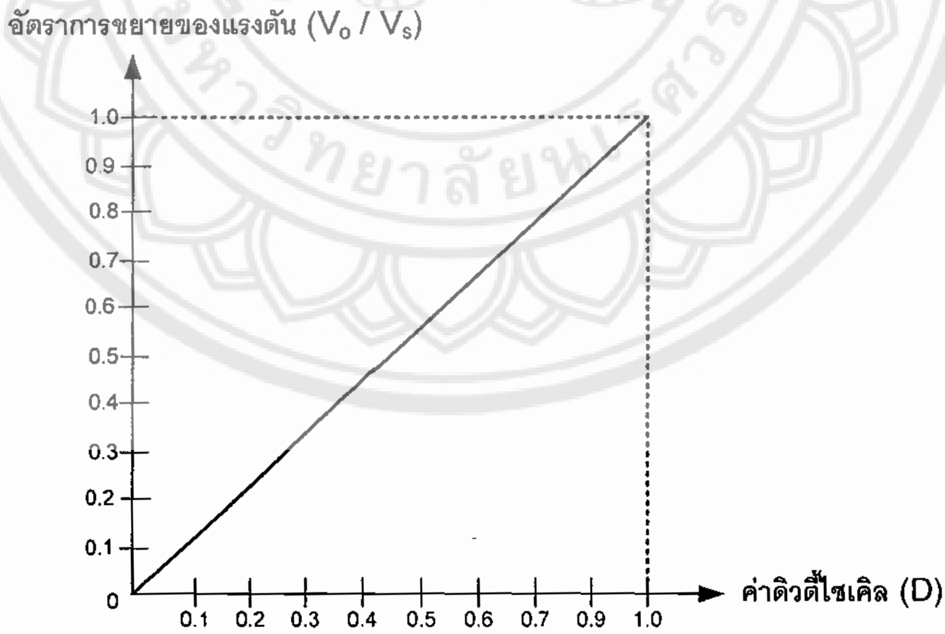
$$\frac{V_o}{V_g} = D \tag{2.11}$$

$$V_o = DV_g \tag{2.12}$$

จากสมการที่ (2.12) จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของวงจรทอนระดับแรงดันที่สภาวะคงตัว และจะมีความสัมพันธ์ของอัตราการขยายของวงจรที่ค่าดิวตี้ไซเคิลต่างๆ ดังตาราง 1 และภาพ 2 อย่างไรก็ตามเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามต้องการ จะต้องมีการออกแบบตัวควบคุมเพื่อป้อนกลับสัญญาณควบคุมทำให้สมรรถนะและคุณสมบัติทางสภาวะคงตัวและสภาวะทางพลศาสตร์ของระบบดีขึ้น

ตาราง 1 อัตราการขยายของวงจรทอนระดับที่ค่าดิวตี้ไซเคิลต่าง ๆ

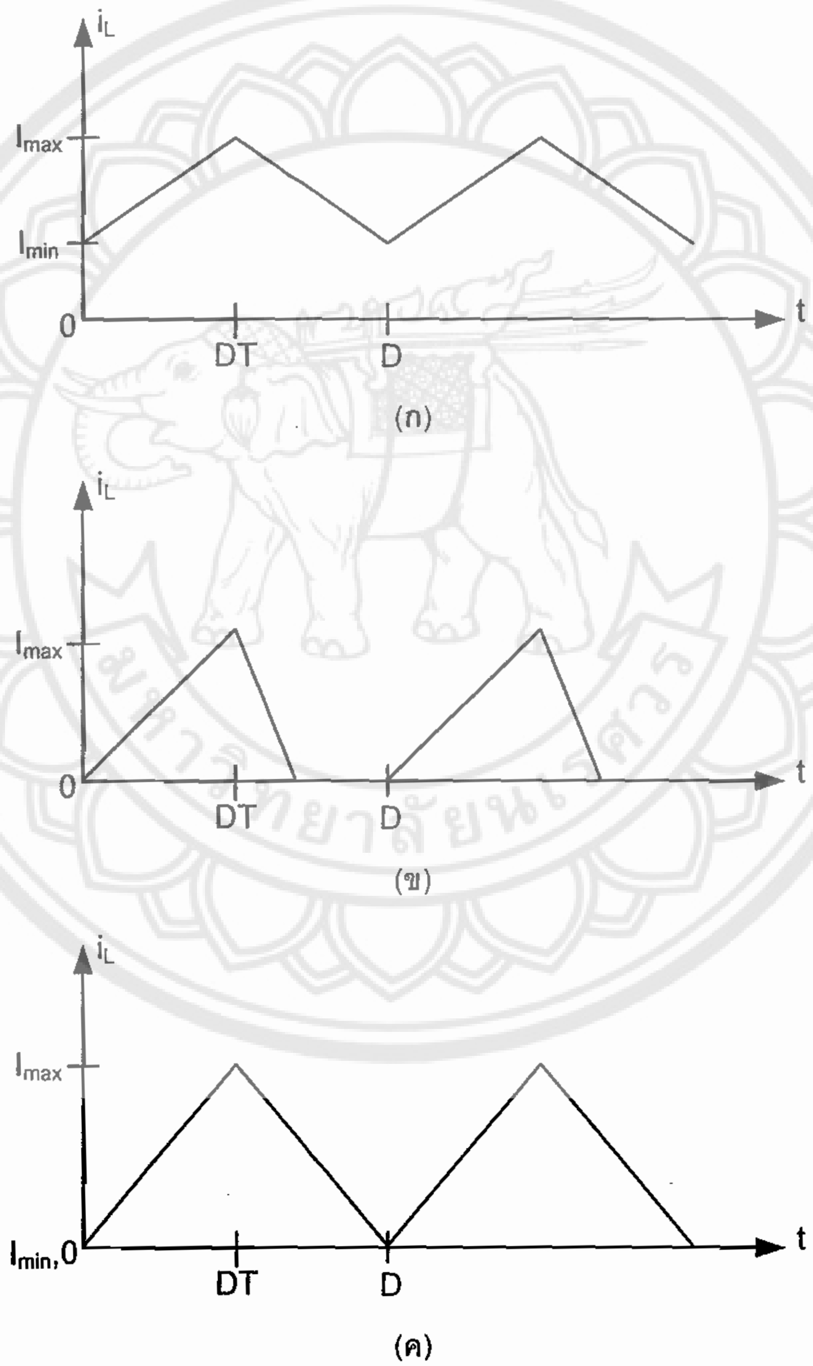
ค่าดิวตี้ไซเคิล (D)	อัตราการขยายของแรงดัน (V_o/V_s)
0.0	0
0.1	0.1
0.2	0.2
0.3	0.3
0.4	0.4
0.5	0.5
0.6	0.6
0.7	0.7
0.8	0.8
0.9	0.9
1.0	1



ภาพ 2 อัตราของวงจรทอนระดับแรงดัน

1. การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรทอนระดับแรงดัน

การหาค่าความเหนี่ยวนำที่มีค่าเล็กที่สุด ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำนี้จะทำให้วงจรทอนระดับแรงดันทำงานได้ในช่วงระหว่างของขอบเขตโหมดกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่องและแบบที่กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไม่ต่อเนื่อง



ภาพ 3 ภาพกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

จากการพิจารณาการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดัน (Buck Converter) จะพิจารณากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบมีค่าเป็นบวกเสมอ โดยที่จะไม่มีกระแสไฟฟ้าที่มีค่าเป็นลบ ดังนั้นการพิจารณาหาค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่ต่ำที่สุดจะกำหนดให้กระแสไฟฟ้ามีค่าเท่ากับศูนย์เพื่อไว้สำหรับการออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าความเหนี่ยวนำต่ำที่สุด การหาค่าความเหนี่ยวนำของวงจรทอนระดับแรงดันที่มีค่าต่ำที่สุดจะเริ่มพิจารณาได้จากการหากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำซึ่งเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านโหลด โดยที่ขณะการทำงานที่สภาวะอยู่ตัวกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับศูนย์ จะได้

$$I_L = I_o$$

$$I_L = \frac{V_o}{R} \tag{2.13}$$

กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะเป็นระลอกคลื่นดังภาพ (3) โดยที่กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีช่วงที่กระแสมีค่าสูงที่สุด ($I_{\max}$) และกระแสมีค่าต่ำที่สุด ($I_{\min}$) โดยที่เราสามารถหาค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในช่วงเวลาที่สวิตซ์ไม่นำกระแสดังสมการที่ (2.9) ดังนั้นจะทำให้สามารถหาค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าสูงที่สุดและมีค่าต่ำที่สุดได้จากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$I_{L,\max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \tag{2.14}$$

$$I_{L,\max} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2}\left(\frac{V_o}{L}(1-D)T\right) \tag{2.15}$$

$$I_{L,\min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \tag{2.16}$$

$$I_{L,\min} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2}\left(\frac{V_o}{L}(1-D)T\right) \tag{2.17}$$

จากการออกแบบตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าความเหนี่ยวนำต่ำที่สุด โดยทำให้วงจรทอนระดับแรงดันทำงานอยู่ในระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่องและกระแสไม่ต่อเนื่อง จะพิจารณาจากกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าต่ำที่สุดมีค่าเท่ากับศูนย์

$$I_{L,\min} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2}\left(\frac{V_o}{L}(1-D)T\right) = 0 \tag{2.18}$$

$$V_o\left(\frac{1}{R}-\frac{(1-D)T}{2L}\right)=0 \tag{2.19}$$

จากสมการ (2.19) จะสามารถหาค่า $L_{\min}$ ได้โดย แทนค่า $T=\frac{1}{f}$ ลงในสมการ (2.19) ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$V_o\left(\frac{1}{R}-\frac{(1-D)}{2Lf}\right)=0 \tag{2.20}$$

$$\frac{1}{R}=\frac{(1-D)}{2Lf} \tag{2.21}$$

$$L_{\min}=\frac{(1-D)R}{2f} \tag{2.22}$$

2. การออกแบบตัวเก็บประจุเพื่อให้มีค่าระลอกคลื่นของแรงดันทางไฟฟ้ามีค่าที่เหมาะสม

การออกแบบตัวเก็บประจุ (Capacitor) เพื่อทำให้วงจรทอนระดับแรงดันมีค่าระลอกคลื่นอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ เพื่อที่เป็นการลดขนาดตัวเก็บประจุซึ่งจะทำให้ไม่ต้องใช้ตัวเก็บประจุตัวใหญ่ การใช้ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่จะมีราคาแพงและวงจรจะมีขนาดใหญ่ โดยการคำนวณหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันทางด้านเอาต์พุตจากยอดถึงยอด สามารถพิจารณาได้จากกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ เมื่อกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเก็บประจุเป็นบวกจะทำให้ตัวเก็บประจุเริ่มทำการเก็บสะสมประจุโดยพิจารณาจากความสัมพันธ์ดังนี้

$$Q=CV_o \tag{2.23}$$

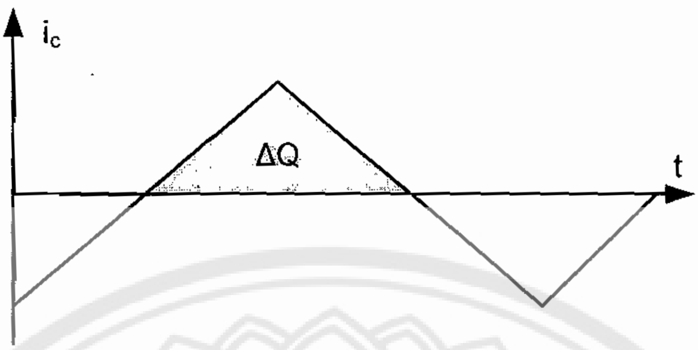
เมื่อพิจารณาในช่วงเวลาสั้นๆ จะได้

$$\Delta Q=C\Delta V_o \tag{2.24}$$

$$\Delta V_o=\frac{\Delta Q}{C} \tag{2.25}$$

เมื่อ ΔQ คือ ค่าของประจุที่เปลี่ยนแปลงน้อยๆ

ΔV_o คือ ค่าของระลอกคลื่นของแรงดันทางด้านเอาต์พุตที่มีการเปลี่ยนแปลงน้อยๆ จากยอดถึงยอด



ภาพ 4 ภาพกระแสระรอกคลื่นที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

โดยที่ค่า ΔQ คือ ค่าพื้นที่สามเหลี่ยมดังภาพที่ 2.4 ที่เกิดจากกระแสของตัวเก็บประจุ (I_c) คูณกับเวลา (t) จะได้

$$\Delta Q = \frac{1}{2}\left(\frac{T}{2}\right)\left(\frac{\Delta i_L}{2}\right) = \frac{T\Delta i_L}{8} \tag{2.26}$$

แทนค่าจากสมการที่ (2.26) ลงในสมการ (2.25) จะได้จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\Delta V_o = \frac{T\Delta i_L}{8C} \tag{2.27}$$

แทนค่า Δi_L จากสมการที่ (2.9) ลงในสมการ (2.27) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\Delta V_O = \frac{T}{8C}\frac{V_o}{L}(1-D)T$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{T}{8C}\frac{1}{L}(1-D)T$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{T^2}{8C}\frac{1}{L}(1-D) \tag{2.28}$$

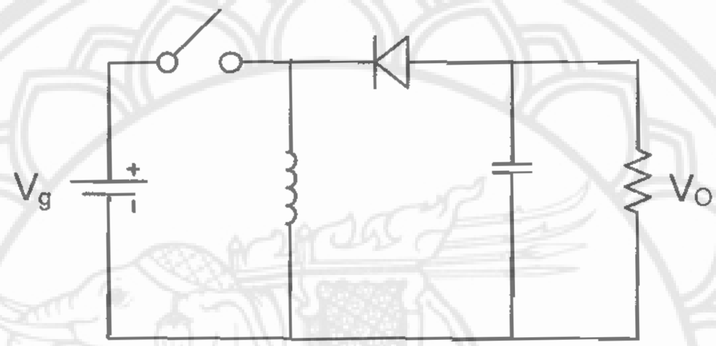
หรือ

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8LCf^2} \tag{2.29}$$

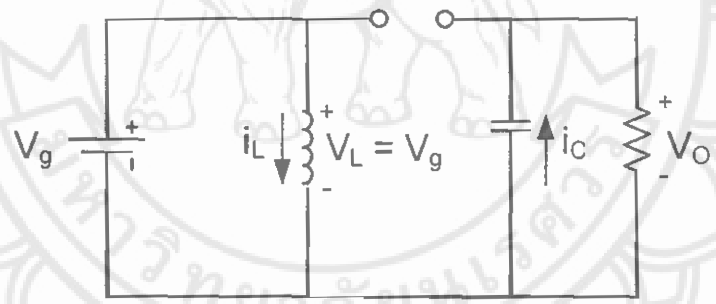
โดยที่ระลอกคลื่นของแรงดันทางด้านเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับค่าดิวตี้ไซเคิล (D) ค่าความเหนี่ยวนำ (L) ค่าความจุของตัวเก็บประจุ (C) และความถี่ในการสวิตซ์ (f)

วงจรทอน-ทบระดับแรงดัน (Buck-Boost Converter)

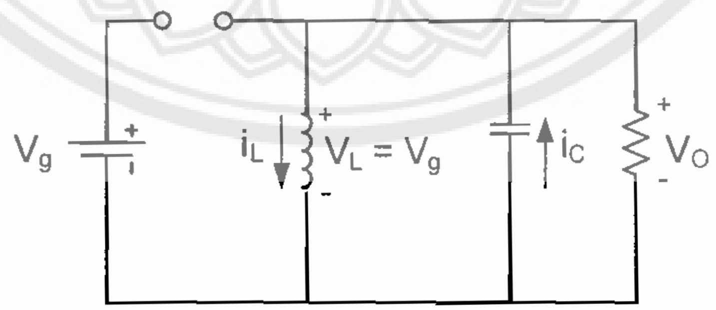
วงจรทอน-ทบระดับแรงดัน (Buck-Boost Converter) จะเป็นวงจรที่สามารถลดหรือเพิ่มระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุต (V_o) ให้มีค่าต่ำหรือสูงกว่าแรงดันทางด้านอินพุต (V_g) วงจรจะมีลักษณะการทำงานอยู่ 2 สถานะคือ สถานะที่สวิตซ์นำกระแสและสถานะที่สวิตซ์ไม่นำกระแส ดังภาพ 5 และการควบคุมการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันจะใช้พัลส์วิธมอดูเลต (PWM) ควบคุมการเปิด-ปิดสวิตซ์ เช่นเดียวกับวงจรทอนระดับแรงดัน



(ก)



(ข)



(ค)

ภาพ 5 (ก) ภาพวงจรทอน-ทบระดับแรงดัน (ข) ภาพวงจรทอน-ทบระดับแรงดันขณะสวิตซ์นำกระแส และ (ค) ภาพวงจรทอน-ทบระดับแรงดันขณะสวิตซ์ไม่นำกระแส

การหาความสัมพันธ์ของแรงดันทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของวงจรทอน-ทบระดับแรงดันสามารถหาได้จากการพิจารณาจากสถานะที่สวิตซ์นำกระแสและสถานะที่สวิตซ์ไม่นำกระแสของวงจรเช่นเดียวกับวงจรทอนระดับแรงดัน โดยความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของวงจรทอน-ทบระดับแรงดันจะมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_g} = -\frac{D}{1-D}$$

$$V_o = -\frac{D}{1-D} V_g \qquad (2.30)$$

เมื่อ

V_g คือ แรงดันทางด้านอินพุต

V_o คือ แรงดันทางด้านเอาต์พุต

D คือ ค่าดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของช่วงเวลาที่สวิตซ์นำกระแสต่อช่วงเวลาในหนึ่งคาบ

การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรทอน-ทบระดับแรงดัน และการออกแบบตัวเก็บประจุ (Capacitor) เพื่อทำให้วงจรทอน-ทบระดับแรงดันมีค่าระลอกคลื่นอยู่ในระดับที่ยอมรับได้จะสามารถออกแบบได้ดังสมการที่ (2.31) และ (2.32) ตามลำดับ

$$L_{\min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f} \qquad (2.31)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \qquad (2.32)$$

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบโหมดกระแส (Current - Mode)

การทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง (Dc to Dc) แบบโหมดกระแส (Current – Mode) จะมีมีข้อดีมากกว่าโหมดแรงดัน คือ สามารถจำกัดกระแสทางด้านอินพุต สามารถป้องกันความผิดพลาดในการสวิตซ์และเพิ่มความเร็วในการตอบสนองของระบบได้ดีขึ้น โดยที่การควบคุมแบบโหมดกระแสจะมีวงรอบของการทำงาน 2 วงรอบ คือ วงรอบนอก (Outer Voltage–Loop) ที่ควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุต และวงรอบใน (Inner Current– Loop) ที่ควบคุมกระแสอินพุต ซึ่งวงรอบในจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพสูงเนื่องจากมีวงรอบควบคุมกระแสภายใน (Inner Current-Loop) ทำให้สามารถจำกัดกระแสทางด้านอินพุตได้ ซึ่งวงรอบในจะพยายามควบคุมกระแสอินพุตให้เท่ากับกระแสอ้างอิง (Current Reference) โดยที่

สัญญาณของกระแสอ้างอิงนี้จะมาจากเอาต์พุตของวงรอบนอกที่ควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุต การควบคุมแบบโหมดกระแสจะแบ่งออกเป็นการควบคุมกระแสสูงสุด (Peak Current-Mode) และการควบคุมกระแสเฉลี่ย (Average Current–Mode) การทำงานในโหมดกระแสสูงสุดและกระแสเฉลี่ยจะมีข้อดี – ข้อเสียแตกต่างกันดังนี้

ตาราง 2 เปรียบเทียบข้อดี – ข้อเสียของการการทำงานในโหมดกระแสสูงสุด

ข้อดี	ข้อเสีย
1. ไม่จำเป็นต้องใช้วงจรขยายความแตกต่างของกระแส	1. วงจรควบคุมมีความไวต่อสัญญาณรบกวนจากภายนอก ทำให้เกิดความผิดพลาดในการสวิตซ์
2. มีการตรวจจับเฉพาะกระแสของสวิตซ์เท่านั้น ดังนั้นจึงเป็นการหลีกเลี่ยงการสูญเสียเนื่องจากการใช้ตัวต้านทานตรวจจับกระแส	2. เกิดการบิดเบือนของกระแสทางด้านอินพุต ซึ่งเพิ่มมากขึ้นที่แรงดันสูงขึ้นและจ่ายโหลดต่ำ ซึ่งแก้ไขโดยชดเชยสัญญาณแรมพ์ (ramp)

ตาราง 3 เปรียบเทียบข้อดี – ข้อเสียของการการทำงานในโหมดกระแสเฉลี่ย

ข้อดี	ข้อเสีย
1. วงจรควบคุมมีความไวต่อสัญญาณรบกวนจากภายนอกน้อย เนื่องจากมีการกรองกระแสของวงจรขยาย	1. ต้องออกแบบและใช้วงจรขยายความแตกต่างของกระแสให้เหมาะสม
2. ไม่ต้องการการชดเชยสัญญาณแรมพ์ (Ramp Compensation)	2. ต้องใช้ตัวต้านทานตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งทำให้มีการสูญเสียพลังงาน

1. แบบจำลองของวงจรทอน-ทบระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck-Boost Converter) **แบบโหมดกระแสสูงสุด** (Peak Current Mode)

วงจรทอน-ทบระดับแรงดัน (Buck-Boost Converter) ที่เป็นแบบโหมดกระแสสูงสุด (Peak Current Mode) จะมีอินพุตที่ป้อนเข้าไปในระบบ คือ กระแสอ้างอิง (Current Reference) หรือสัญญาณควบคุม (Control Reference) และมีเอาต์พุต คือ แรงดันเอาต์พุต (Output Voltage)

เมื่อฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรทอนระดับแรงดันแบบโหมดกระแสเฉลี่ยจากกระแสอ้างอิง $V_c(s)$ ไปยังแรงดันเอาต์พุต $V_o(s)$ สามารถแสดงได้ดังนี้ [2]

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = R\frac{V_g}{V_g + 2V_o}\frac{1 - \frac{Ls}{R}\frac{V_o}{V_g}\frac{V_g + V_o}{V_o}}{1 + RCs\frac{V_g + V_o}{V_g + 2V_o}} \tag{2.33}$$

เมื่อ

V_g คือ แรงดันอินพุต

V_o คือ แรงดันเอาต์พุต

R คือ ค่าความต้านทานของโหลด

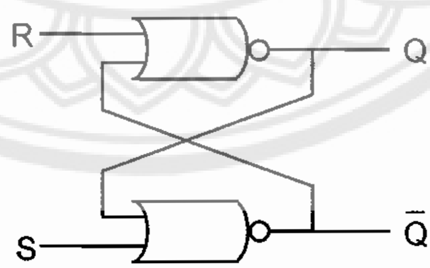
L คือ ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ

C คือ ค่าความจุของตัวเก็บประจุ

การควบคุมการทำงานของวงจรทอน-ทบระดับแรงดัน (Buck-Boost Converter) แบบโหมดกระแสสูงสุดจะใช้อาร์เอส-ฟลิปฟล็อป (RS Flip-Flop) มาควบคุมการเปิด-ปิดสวิตซ์ในแต่ละคาบ และกำหนดความถี่ในการสวิตซ์โดยสัญญาณนาฬิกา การเปิด-ปิดของสวิตซ์ในแต่ละคาบมีการทำงานดังนี้

1. สวิตซ์จะเริ่มนำกระแสเมื่อฟลิปฟล็อปได้รับสัญญาณเซ็ต (Set) จากสัญญาณนาฬิกา

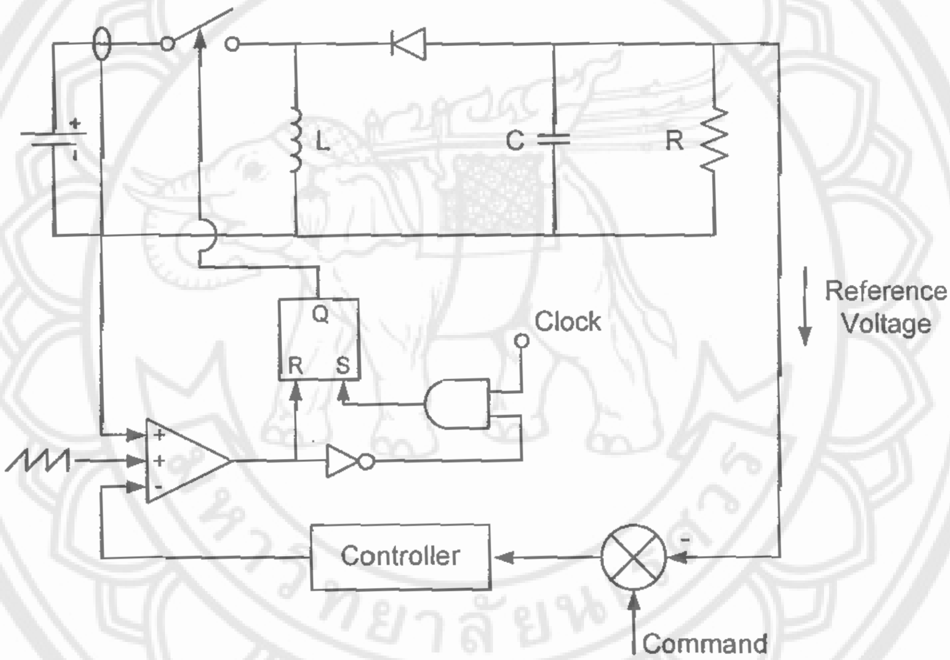
2. สวิตซ์จะหยุดนำกระแสเมื่อกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมากกว่ากระแสอ้างอิง (ฟลิปฟล็อปได้รับสัญญาณรีเซ็ต (Reset) จากตัวเปรียบเทียบกระแสอินพุตและกระแสอ้างอิง)



ภาพ 6 ภาพอาร์เอส-ฟลิปฟล็อป (RS Flip-Flop)

ตาราง 4 การทำงานของอาร์เอส-ฟลิปฟล็อป (RS Flip-Flop)

S	R	Q	Q
0	0	no change	
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	undefined	



ภาพ 7 ภาพวงจรทอน-ทบระดับแรงดันแบบโหมดกระแสสูงสุด

2. แบบจำลองของวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter) แบบโหมดกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode)

วงจรทอนระดับแรงดัน (Buck Converter) ที่เป็นแบบโหมดกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode) จะมีอินพุตที่ป้อนเข้าไปในระบบ คือ กระแสอ้างอิง (Current Reference) หรือ สัญญาณควบคุม (Control Reference) และมีเอาต์พุต คือ แรงดันเอาต์พุต (Output Voltage) เมื่อฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรทอนระดับแรงดันแบบโหมดกระแสเฉลี่ยจากกระแสอ้างอิง $V_c(s)$ ไปยังแรงดันเอาต์พุต $V_o(s)$ สามารถแสดงได้ดังนี้ [3]

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{K_m(1 + r_c Cs)[G_{CA} + 1]G_{dv}(s)}{1 + T_c(s)} \tag{2.34}$$

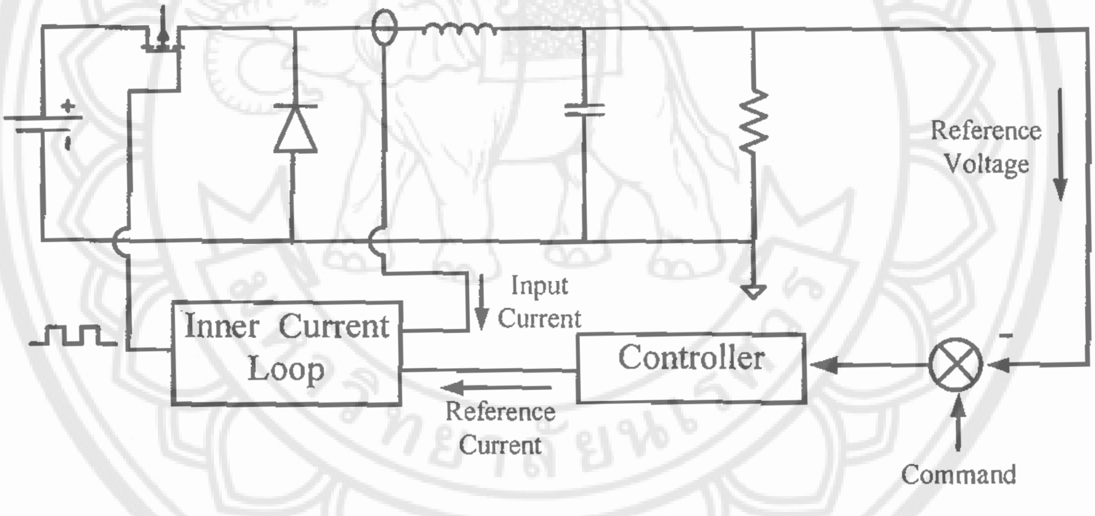
เมื่อ

$$K_m = \frac{1}{V_m}$$

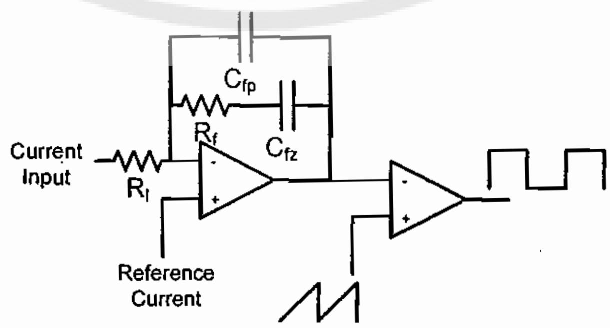
$$T_c(s) = \frac{R_S K_m V_g[1 + (R + r_C)Cs][1 + G_{CA}]}{R + (L + RCr_C)s + (RLC + r_C LC)s^2}$$

$$G_{dv}(s) = \frac{(1 + r_C Cs)V_g}{R + (L + RCr_C)s + (RLC + r_C LC)s^2}$$

ค่า $R\,L\,C$ และ r_c คือ ค่าความต้านทานของโหลด ค่าความเหนี่ยวนำ ค่าความจุของตัวเก็บประจุ และค่าความต้านทานของตัวเก็บประจุ (ESR : equivalent series resister) ตามลำดับ ส่วนค่า G_{CA} สามารถดูได้จากการออกแบบวงรอบควบคุมกระแสภายใน



ภาพ 8 ภาพวงจรทอนระดับแรงดันแบบโหมดกระแสเฉลี่ย



ภาพ 9 ภาพชุดควบคุมกระแสวงรอบใน (Inner Current Loop)

การออกแบบวงรอบควบคุมกระแสภายใน (Inner Current-Loop)

การออกแบบวงรอบควบคุมกระแสภายใน (Inner Current-Loop) แบบควบคุมกระแสเฉลี่ย (Average Current–Mode) จะเป็นวงรอบที่มีการควบคุมแบบ PI-Control ซึ่งสามารถออกแบบค่าอัตราการขยายของวงรอบใน (Gain of Current-Loop) ได้ตาม [3]

$$G_{CA} = \frac{K_c(1+\frac{s}{\omega_z})}{s(1+\frac{s}{\omega_p})} \tag{2.35}$$

เมื่อ

$$K_c = \frac{1}{R_l(C_{fp}+C_{fz})}$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_f C_{fz}}$$

$$\omega_p = \frac{C_{fz}+C_{fp}}{R_f C_{fz} C_{fp}}$$

ค่าอัตราการขยายของวงรอบในสามารถออกแบบให้มีขนาดเท่ากับอัตราส่วนของ (R_f/R_l) และอัตราส่วนของ (R_f/R_l) สามารถประมาณค่าได้จากความสัมพันธ์ดังนี้

$$G_{CA} \cong \frac{R_f}{R_l} < \min\{\frac{2V_m f_s L}{V_g R_s}, \frac{V_m f_s L}{V_0 R_s}\} \tag{2.36}$$

เมื่อ

V_m คือ ค่าจากยอดถึงยอดของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (Ramp)

R_s คือ ค่าความต้านทานของตัวต้านทานตรวจจับกระแส

V_g คือ แรงดันทางด้านอินพุต

L คือ ค่าความเหนี่ยวนำของวงจรทอนระดับแรงดัน

R_f, R_l คือ ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังที่แสดงในภาพที่ 2.5

จากสมการ (2.36) ถูกนำมาใช้ในการเลือกค่าความต้านทาน R_f และ R_l แล้วกำหนดค่า ω_z ให้มีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของ ω_0 เมื่อ $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ และค่า ω_p มีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของความถี่สวิตซิ่ง

ระบบควบคุมแบบคงทน

การวิเคราะห์ระบบที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ (Mathematical Model) จะแตกต่างจากระบบจริง (Real Process) เนื่องจากระบบจริงจะมีแบบจำลองที่มีความไม่แน่นอน (Uncertainty Models) รวมอยู่ด้วย [4] ซึ่งความไม่แน่นอนของระบบอาจจะเกิดขึ้นจากอินพุตจากภายนอก และตัวรบกวนจากภายในระบบ

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ (G_o)

Mathematical Model $\longleftrightarrow$ G_o

ระบบจริง (G_Δ)

Real Process $\longleftrightarrow$ $G_\Delta = G_o + \Delta G$

เมื่อ Δ คือ ความไม่แน่นอน ซึ่งเราต้องการให้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และระบบจริงมีความแตกต่างกันน้อยที่สุด

การออกแบบระบบควบคุมที่สามารถทำงานได้ดี จะต้องออกแบบให้ระบบสามารถมีเสถียรภาพและมีสมรรถนะตามต้องการแม้ว่าจะเกิดตัวรบกวน (Disturbance) ความไม่แน่นอนของระบบ (Plant) สัญญาณรบกวน ฯลฯ เป็นต้น อย่างไรก็ตาม การหาแบบจำลองในสิ่งที่กล่าวมาข้างต้น มีหลายวิธีและทำได้ยาก เนื่องจากไม่สามารถที่จะคาดเดาหรือหาค่าที่แน่นอนได้ ตัวอย่างเช่น การหาแบบจำลองของความไม่แน่นอนของระบบ อาจหาได้หลายวิธีดังตาราง 5

ตาราง 5 แสดงชนิดของแบบจำลองระบบและความไม่แน่นอนของระบบ
(Uncertainty Models)

แบบจำลอง	ลักษณะของความไม่แน่นอนที่เกิดขึ้น
1.Additive uncertainty model $G_\Delta = G_o + \Delta$	ความไม่แน่นอนที่เกิดจากซีโร่ (zeros)
2.Multiplicative uncertainty model $G_\Delta = (I+\Delta)G_o$	ความไม่แน่นอนที่เกิดจากซีโร่ (zeros)
3.Feedback uncertainty model $G_\Delta = G_o(I+\Delta G_o)^{-1}$	ความไม่แน่นอนที่เกิดจากโพล (poles)
4.Coprime factor uncertainty model $G_\Delta = (N+\Delta_N)(M+\Delta_M)^{-1}$	ความไม่แน่นอนที่เกิดจากซีโร่ (zeros) และโพล (poles)

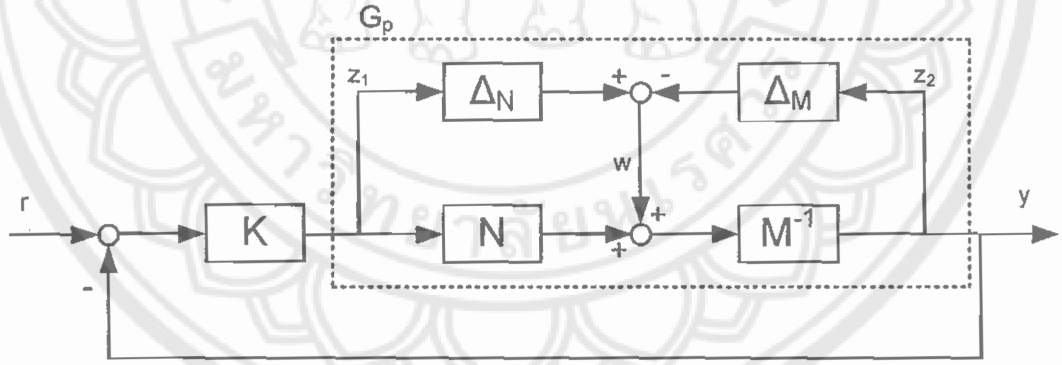
ในวิทยานิพนธ์นี้ จะศึกษาและออกแบบโดยอาศัยแบบจำลองความไม่แน่นอนแบบ Coprime factor เนื่องจากสามารถครอบคลุมความไม่แน่นอนที่เกิดขึ้นกับ poles และ zeros ของระบบทั่วไปได้ โดยภาพ 10 แสดงลักษณะของความไม่แน่นอนที่เกิดขึ้นในแบบจำลองความไม่แน่นอนแบบ Coprime factor ซึ่งจะสมมติให้ตัวแปร m และ n คือ Coprime factor และตัวแปร m และ n จะเป็น Coprime factor ได้ก็ต่อเมื่อสามารถหาตัวแปร x และ y ที่ทำให้ [5]

$$xm + yn = I \tag{2.37}$$

โดยที่ Coprime factor จะแบ่งออกเป็น Right coprime และ Left coprime ดังสมการที่ (2.38) และ (2.39) ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} X_r & Y_r \end{bmatrix}\begin{bmatrix} M \\ N \end{bmatrix} = X_r M + Y_r N = I \tag{2.38}$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{M} & \tilde{N} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} X_l \\ Y_l \end{bmatrix} = \tilde{M}X_l + \tilde{N}Y_l = I \tag{2.39}$$



ภาพ 10 ภาพ Uncertainty Coprime factor

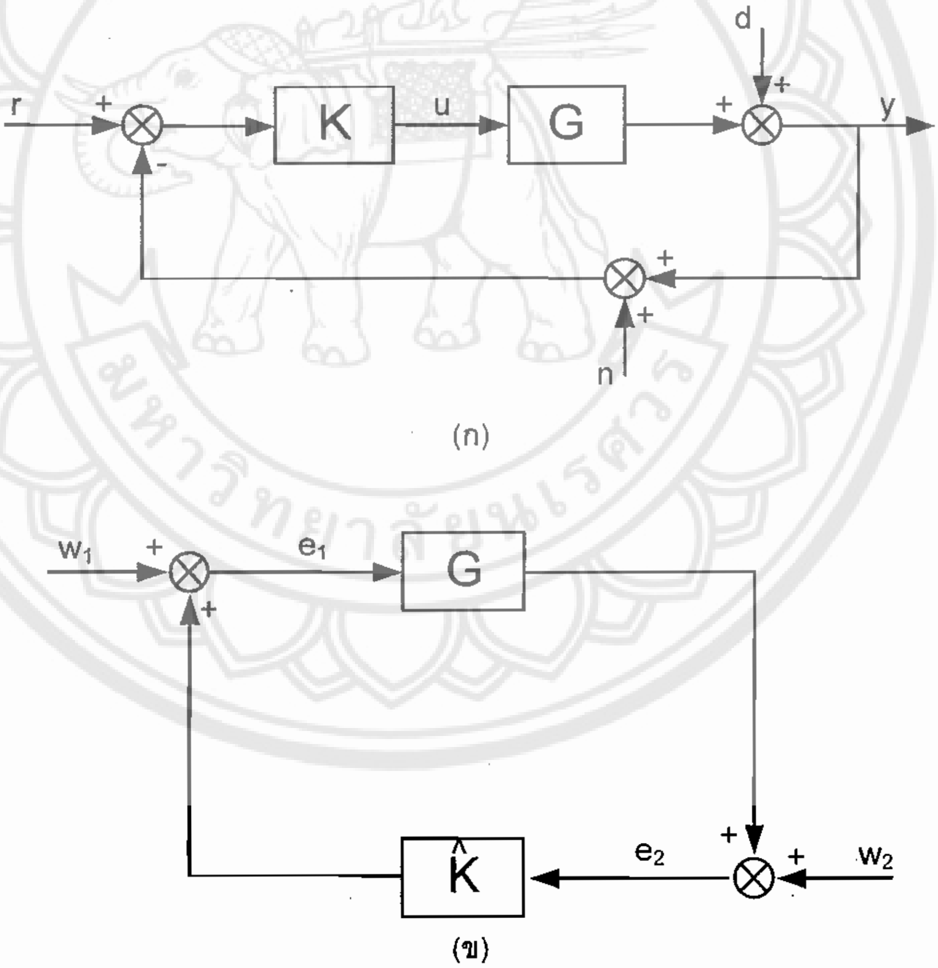
จากภาพ 10 จะเห็นได้ว่าระบบ (Plant) ในที่นี้คือ $G = M^{-1}N$ โดยที่ G คือ Nominal Plant โดยเป็นแบบจำลองแบบกระจายออกเป็นเศษส่วนโดยที่ M คือ ตัวหาร และ N คือ ตัวที่ถูกหาร Δ_N และ Δ_M คือ แบบจำลองความไม่แน่นอนในส่วนตัวที่ถูกหารและตัวหารตามลำดับ

เมื่อพิจารณาแบบจำลองระบบ G เป็นแบบ Coprime factor และระบบประกอบไปด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีความไม่แน่นอนคือ Δ_N และ Δ_M แล้วสามารถเขียนแบบจำลองระบบใหม่ได้ดังนี้

$$G_p = \{(M+\Delta_M)^{-1}(N+\Delta_N) \ : \ \|[\Delta_N \quad \Delta_M]\|_\infty < \varepsilon\} \tag{2.40}$$

เมื่อ ε คือ ส่วนเผื่อเสถียรภาพ

จากสมการ (2.40) เป็นสมการแบบจำลองของระบบที่ประกอบไปด้วยความไม่แน่นอนของระบบ (Uncertainty Model) โดยที่ $\tilde{M},\tilde{N},\tilde{\Delta}_M,\tilde{\Delta}_N \in \Re H_\infty$ และ K คือ อัตราการขยายภายในที่ทำให้ระบบ G_p มีเสถียรภาพ



ภาพ 11 บล็อกไดอะแกรมของระบบ

จากภาพ 11 (ก) แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบซึ่งประกอบไปด้วยระบบ (G) ตัวควบคุม (K) สิ่งที่เราต้องการให้ระบบตอบสนอง (r) สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับสัญญาณ (n) และเอาต์พุตของระบบ (y) จากภาพจะพบว่าจะมีสัญญาณจากภายนอกคือ r n และ d จากนั้นก็ทำการจัดบล็อกไดอะแกรมของระบบใหม่ โดยกำหนดให้สัญญาณอินพุตจากภายนอกคือ w_1 และ w_2 และอินพุตของระบบและตัวควบคุมคือ e_1 และ e_2 จากภาพ 11 (ข) จะแสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบที่ถูกจัดขึ้นมาใหม่ ซึ่งสามารถหาความสัมพันธ์ของระบบได้ดังนี้

$$e_1 = w_1 + \hat{K}e_2 \tag{2.41}$$

$$e_2 = w_2 + Ge_1 \tag{2.42}$$

เมื่อแทนสมการ (2.41) ลงในสมการ (2.42) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$e_1 = w_1 + \hat{K}(w_2 + Ge_1) \tag{2.43}$$

$$e_1 = w_1 + \hat{K}w_2 + \hat{K}Ge_1$$

$$(1 - \hat{K}G)e_1 = w_1 + \hat{K}w_2 \tag{2.44}$$

ระบบจะมีเสถียรภาพภายใน (Internal Stability) ก็ต่อเมื่อสามารถหาค่า $(I - \hat{K}G)^{-1}$ ได้ หรือพิจารณาหาเสถียรภาพภายในจากสมการที่ (2.41) และ (2.42) จะได้

$$e_1 - e_2\hat{K} = w_1 \tag{2.45}$$

$$-e_1G + e_2 = w_2 \tag{2.46}$$

เมื่อหาความสัมพันธ์ของสมการ (2.45) และ (2.46) ในรูปเมตริกส์จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\begin{matrix} e_1 & - & e_2\hat{K} = w_1 \\ -e_1G & + & e_2 = w_2 \end{matrix} \quad \Rightarrow \quad \begin{bmatrix} I & -\hat{K} \\ -G & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} \tag{2.47}$$

จากสมการที่ (2.47) จะพบว่าระบบจะมีเสถียรภาพภายในก็ต่อเมื่อสามารถหาค่าอิน-เวิร์สของเมตริกส์ $\begin{bmatrix} M & U \\ N & V \end{bmatrix}$ ได้ จาก $G = NM^{-1} = \tilde{M}^{-1}\tilde{N}$ และ $\hat{K} = UV^{-1} = \tilde{V}^{-1}\tilde{U}$ ทำให้สามารถหาเสถียรภาพภายในระบบก็ต่อเมื่อค่าอินเวิร์สของ $\begin{bmatrix} M & U \\ N & V \end{bmatrix}$, $\begin{bmatrix} \tilde{V} & -\tilde{U} \\ -\tilde{N} & \tilde{M} \end{bmatrix}$, $(\tilde{M}V - \tilde{N}U)$, $(\tilde{V}M - \tilde{U}N)$ สามารถหาค่าได้

กำหนดให้ตัวควบคุม $K = UV^{-1}$ เป็นแบบ right coprime เมื่อพิจารณาแบบวงปิดจะพบว่าระบบจะมีเสถียรภาพภายในก็ต่อเมื่อ

$$\left[\tilde{N}U + \tilde{M}V\right]^{-1} \in \Re H_\infty \tag{2.48}$$

$$\left[(\tilde{N}+\tilde{\Delta}_N)U + (\tilde{M}+\tilde{\Delta}_M)V\right]^{-1} \in \Re H_\infty \tag{2.49}$$

$$\left[I + \frac{(\tilde{\Delta}_N U + \tilde{\Delta}_M V)}{(\tilde{N}U + \tilde{M}V)}\right]^{-1} \in \Re H_\infty \tag{2.50}$$

$$\left[I + \begin{bmatrix}\tilde{\Delta}_N & \tilde{\Delta}_M\end{bmatrix}\begin{bmatrix}U \\ V\end{bmatrix}(\tilde{N}U + \tilde{M}V)^{-1}\right]^{-1} \in \Re H_\infty \tag{2.51}$$

จาก small gain [4] จะได้ว่า $(I - M\Delta)^{-1} \in \Re H_\infty$ แล้วจะได้ $\|\Delta\|_\infty \le 1$, $\|M\|_\infty \le 1$ ซึ่งการพิจารณา small gain จะเป็นการหาเสถียรภาพของระบบภายใต้เงื่อนไขความไม่แน่นอนของระบบ เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (2.51) กับ small gain จะได้

$$\left\|\begin{bmatrix}U \\ V\end{bmatrix}(\tilde{N}U + \tilde{M}V)^{-1}\right\|_\infty = \left\|\begin{bmatrix}UV^{-1} \\ I\end{bmatrix}V\frac{1}{(\tilde{N}U + \tilde{M}V)}\right\|_\infty \tag{2.52}$$

$$= \left\|\begin{bmatrix}K \\ I\end{bmatrix}V\frac{1}{[(\tilde{M}^{-1}\tilde{N})(UV^{-1})+1]\tilde{M}V}\right\|_\infty$$

$$= \left\|\begin{bmatrix}K \\ I\end{bmatrix}\frac{1}{[(\tilde{M}^{-1}\tilde{N})(UV^{-1})+1]\tilde{M}}\right\|_\infty \tag{2.53}$$

จาก $G = \tilde{M}^{-1}\tilde{N}$ และ $K = UV^{-1}$ จะได้

$$\left\|\begin{bmatrix}U \\ V\end{bmatrix}(\tilde{N}U + \tilde{M}V)^{-1}\right\|_\infty = \left\|\begin{bmatrix}K \\ I\end{bmatrix}(I+GK)^{-1}\tilde{M}^{-1}\right\|_\infty \tag{2.54}$$

$$\left\|\begin{bmatrix}K \\ I\end{bmatrix}(I+PK)^{-1}\tilde{M}^{-1}\right\|_\infty = \left\|M^{-1}(I+KG)^{-1}\begin{bmatrix}I & K\end{bmatrix}\right\|_\infty \tag{2.55}$$

เมื่อพิจารณาระบบควบคุมแบบป้อนกลับที่มีตัวรบกวน ระบบจะมีความคงทนถ้าระบบควบคุมแบบป้อนกลับ G มีเสถียรภาพและ

$$\|T_{ZW}\|_\infty = \left\|\begin{bmatrix}I \\ K\end{bmatrix}(I+GK)^{-1}M^{-1}\right\|_\infty \le \frac{1}{\varepsilon} = \gamma \tag{2.56}$$

โดยที่ค่า $\|T_{ZW}\|_\infty$ คือ ค่านอร์มอนันต์ (Infinity norm) ของฟังก์ชันถ่ายโอนจากตัวรบกวนไปยังสเตท โดยหากค่าดังกล่าวนี้มีค่าสูงจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพต่ำ ดังนั้นการออกแบบตัวควบคุม

แบบคงทนในระบบแบบนี้ จึงพยายามออกแบบให้ตัวควบคุม K ที่ทำให้สมการ (2.56) มีค่าอยู่ในค่าที่กำหนด

จากทฤษฎีการออกแบบระบบควบคุมแบบเหมาะสมที่สุด (Optimal Control) ตัวควบคุมที่สามารถออกแบบได้ส่วนเผื่อเสถียรภาพสูงสุด ($\varepsilon_{\max}$) จะได้ไม่เกินค่าที่หาได้จากการแก้สมการริคาติ (Riccati Equation)

$$\gamma_{\min} = \frac{1}{\varepsilon_{\max}} = \left(1+\lambda_{\max}(XZ) \right)^{\frac{1}{2}} \tag{2.57}$$

เมื่อ $\lambda_{\max}(XZ)$ คือ ค่า eigenvalues ตัวที่มีค่าสูงที่สุดของเมตริกซ์ X คูณกับเมตริกซ์ Z

Z คือ ค่าที่ได้จากการแก้สมการริคาติ จากสมการที่ (2.58)

$$(A-BS^{-1}D^{T}C)Z + Z(A-BS^{-1}D^{T}C)^{T} - ZC^{T}R^{-1}CZ + BS^{-1}B^{T} = 0 \tag{2.58}$$

โดยที่ $R = I+DD^{T}$, $S = I+D^{T}D$

X คือ ค่าที่ได้จากการแก้สมการริคาติ จากสมการที่ (2.59)

$$(A-BS^{-1}D^{T}C)^{T}X + X(A-BS^{-1}D^{T}C) - XBS^{-1}B^{T}X + C^{T}R^{-1}C = 0 \tag{2.59}$$

A,B,C,D คือ เมตริกส์ของระบบในรูปของปริภูมิสเตท (State Space)

เมื่อเลือกค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพ ให้มีค่าต่ำกว่าค่าเผื่อเสถียรภาพสูงสุดเล็กน้อยแล้ว ($\varepsilon<\varepsilon_{\max}$) จะสามารถสังเคราะห์หาตัวควบคุม K จากสมการต่อไปนี้ได้ [4]

$$K = \left[\begin{array}{c|c} A+BF+\gamma^{2}(L^{T})^{-1}ZC^{T}(C+DF) & \gamma^{2}(L^{T})^{-1}ZC^{T} \\ \hline B^{T}X & -D^{T} \end{array}\right] \tag{2.60}$$

เมื่อ $F = -S^{-1}(D^{T}C+B^{T}X)$

$L = (1-\gamma^{2})I+XZ$

การหาตัวควบคุมโดยการออกแบบดังกล่าวข้างต้นสามารถหาเพิ่มเติมได้จาก [4]

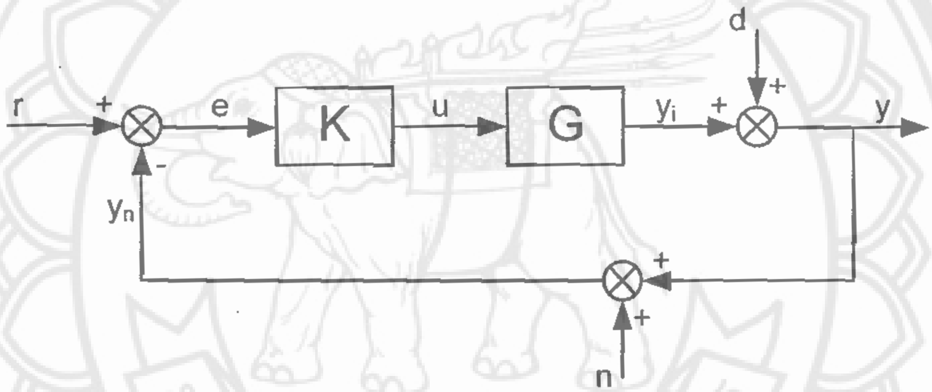
ตัวควบคุมแบบจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้

ตัวควบคุมในหัวข้อที่ 2.4 ยังไม่ได้คำนึงถึงสมรรถนะของระบบ อาทิเช่น การตอบสนองของระบบ, Command Tracking ฯลฯ เป็นต้น McFalane et. al. [6] จึงได้ออกแบบขั้นตอนเพิ่มเติมขึ้น เพื่อให้ตัวควบคุมมีความคงทนพร้อมกับมีเสถียรภาพ โดยรวมเอาเทคนิคการจัด

สัณฐานวงรอบเข้าไปในการออกแบบ สำหรับข้อมูลเพิ่มเติมของเทคนิคการจัดสัณฐานวงรอบสามารถหาได้จาก [6]

การจัดสัณฐานวงรอบ (Loop shaping)

ระบบให้มีสมรรถนะที่ดีจะต้องมีการจัดสัณฐานของระบบด้วยฟังก์ชันน้ำหนักชดเชยก่อน (pre-compensation) คือ W_1 เพื่อหาความต้องการเชิงสมรรถนะและลดสัญญาณรบกวน และมีฟังก์ชันน้ำหนักชดเชยหลัง (post-compensation) คือ W_2 เพื่อตัดสัญญาณรบกวนของตัวตรวจจับสัญญาณ (sensor) เมื่อมีการจัดสัณฐานแล้วสิ่งที่ต้องการให้ได้จากระบบหลังการจัดสัณฐาน (G_S) คือมีอัตราขยายในช่วงความถี่ต่ำสูง ซึ่งหมายถึงสมรรถนะและความคงทนที่ดีขึ้น มีค่าอัตราขยายสูงที่ความถี่ต่ำและมีค่าแบนวิดท์กว้างขึ้น



ภาพ 12 ภาพระบบควบคุมแบบป้อนกลับ

จากภาพ 12 จะแสดงภาพระบบควบคุมแบบป้อนกลับ ซึ่งประกอบไปด้วย

G คือ ระบบ (Plant) ที่เราพิจารณา

K คือ ตัวควบคุม (Controller)

r คือ สิ่งที่เราต้องการให้ระบบตอบสนอง (Command)

y_i คือ เอาต์พุตของระบบ (output)

d คือ ตัวรบกวน (Disturbance)

y คือ เอาต์พุตของระบบที่รวมตัวรบกวน (Disturbance) เข้าไปด้วย

n คือ สัญญาณรบกวน (noise) จากตัวตรวจจับสัญญาณ (sensor)

e คือ ค่าความคลาดเคลื่อน (Error) ระหว่างสิ่งที่เราต้องการให้ระบบตอบสนองกับเอาต์พุตของระบบ (y) ซึ่งมีสัญญาณรบกวน (noise) จากตัวตรวจจับสัญญาณ (sensor) รวมอยู่ด้วย

y_n คือ เอาต์พุตของระบบที่รวมตัวรบกวน (Disturbance) และสัญญาณรบกวน (noise) จากตัวตรวจจับสัญญาณ (sensor) เข้าไปด้วย

u คือ อินพุตของระบบ (input)

พิจารณาระบบควบคุมแบบป้อนกลับในภาพ 11 จะได้

$$e = r - y - n \tag{2.61}$$

$$y_i = eKG \tag{2.62}$$

เมื่อแทนค่าความคลาดเคลื่อน (e) ในสมการ (2.61) ลงในสมการ (2.62) จะได้

$$y_i = KG(r - y - n) \tag{2.63}$$

เมื่อเราพิจารณาเอาต์พุต (y) ของระบบจะได้

$$y = y_i + d \tag{2.64}$$

$$y = KG(r - y - n) + d$$

$$y = KGr - KGy - KGn + d$$

$$y + KGy = KGr - KGn + d$$

$$y(1 + KG) = KGr - KGn + d$$

$$y = \frac{KGr}{1+KG} - \frac{KGn}{1+KG} + \frac{d}{1+KG} \tag{2.65}$$

เมื่อพิจารณาอัตราส่วนระหว่างเอาต์พุตของระบบ (y) และสิ่งที่ต้องการให้ระบบตอบสนอง (r) โดยนำเอาต์พุตของระบบจากสมการ (2.65) มาหารด้วยสิ่งที่ต้องการให้ระบบตอบสนอง จะได้

$$\frac{y}{r} = \frac{KG}{1+KG} - \frac{KGn}{r(1+KG)} + \frac{d}{r(1+KG)} \tag{2.66}$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.66) ถ้าสมมติให้ค่าอัตราการขยายของระบบ (K) มีค่าสูงมากๆ ($gain >> 1$) จะได้

$$\frac{y}{r} = 1$$

$$r = y \tag{2.67}$$

จากสมการที่ (2.67) จะหมายถึงว่าเราป้อนสิ่งที่ต้องการให้ระบบตอบสนองอย่างไร ระบบก็ตอบสนองดังนั้นซึ่งจะถือว่าระบบมีการ tracking ที่ดี ถ้าสมมติให้ค่าอัตราการขยายของระบบมีค่าต่ำมากๆ ($gain << 1$) จะได้

$$\frac{y}{r} = 0$$

$$y = 0 \tag{2.68}$$

จากสมการที่ (2.68) จะหมายถึงว่าเราป้อนสิ่งที่ต้องการให้ระบบตอบสนองอย่างไร ระบบก็ไม่มีตอบสนองซึ่งจะถือว่าระบบที่เป็นลักษณะแบบนี้จะไม่ดี

ตัวควบคุมแบบจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ ที่ McFalane et. al. **นำเสนอเป็นดังนี้** [6]

1. สำหรับการออกแบบตัวควบคุมในระบบ G จะออกแบบฟังก์ชันน้ำหนักน้ำหนักก่อน (pre-compensation) คือ W_1 เพื่อหาความต้องการเชิงสมรรถนะและลดตัวรบกวนและออกแบบฟังก์ชันน้ำหนักน้ำหนักหลัง (post-compensation) คือ W_2 เพื่อลดผลของสัญญาณรบกวนของตัวตรวจจับสัญญาณ (sensor) ซึ่งหากกำหนดให้สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับมีน้อยเนื่องจากการใช้ตัวตรวจจับที่ดีแล้ว ฟังก์ชัน W_2 สามารถตัดทิ้งได้ โดยกำหนดให้ค่า W_2 เป็นค่าคงที่ อาทิเช่น อาจกำหนดค่าฟังก์ชันน้ำหนักเหล่านี้เป็น

$$W_1 = K_w \frac{s+\alpha}{s+\delta}, \qquad W_2 = \frac{b}{s+b} \tag{2.69}$$

โดยกำหนดให้ K_w , α , δ และ b ที่มีค่าบวก และค่า δ จะเป็นค่าบวกที่มีค่าน้อยมาก จะได้ผลของ Integral ซึ่งทำให้ Steady State Error เป็นศูนย์ เป็นต้น อย่างไรก็ตามการกำหนดค่าฟังก์ชันน้ำหนักเหล่านี้มีหลักการกว้างๆ ดังนี้ คือ

ระบบที่มีการจัดสัณฐานเพื่อให้ได้ข้อกำหนดตามต้องการจากการใช้ฟังก์ชันน้ำหนักจะเป็น

$$G_s = W_1 G W_2 \tag{2.70}$$

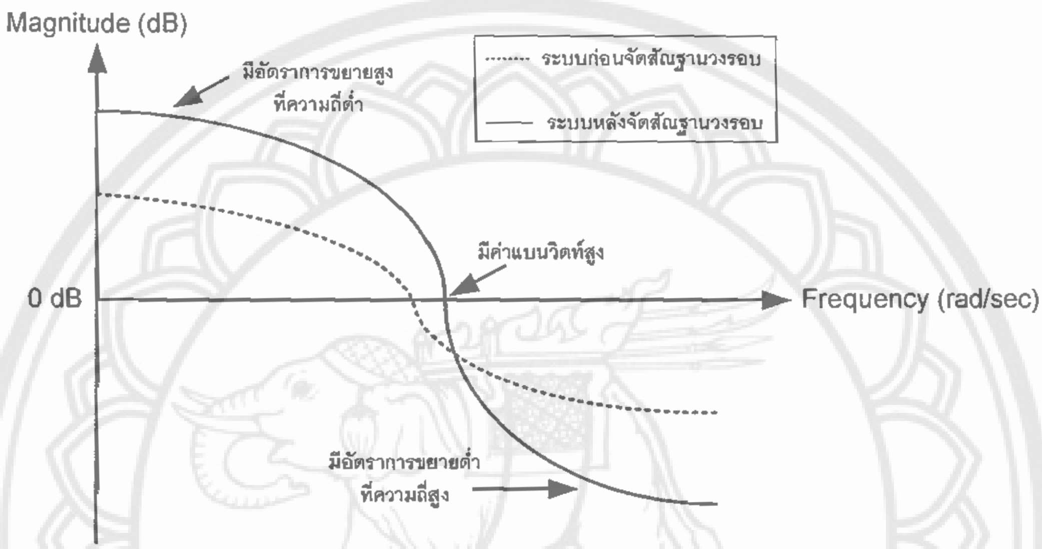
การกำหนดฟังก์ชันน้ำหนักดังกล่าว จะพยายามให้ระบบที่มีการจัดสัณฐานแล้วมีค่า

1.1 อัตราการขยายสูงที่ความถี่ต่ำ เพื่อลดผลที่เกิดจากตัวรบกวนและความไม่แน่นอนของระบบ

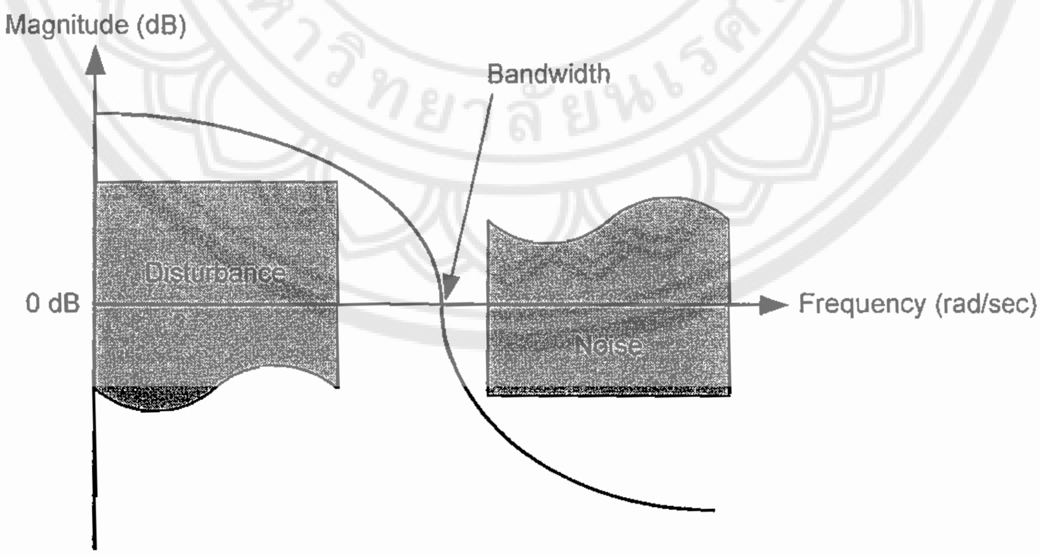
1.2 อัตราการขยายต่ำที่ความถี่สูง เพื่อลดผลของสัญญาณรบกวน

1.3 ค่าแบนวิดท์สูง เพื่อความไวในการตอบสนอง

เมื่อทำการจัดสัณฐานวงรอบด้วยฟังก์ชันน้ำหนักที่เหมาะสมแล้วควรจะได้แผนภาพโบดของระบบหลังการจัดสัณฐานวงรอบดังภาพ 13



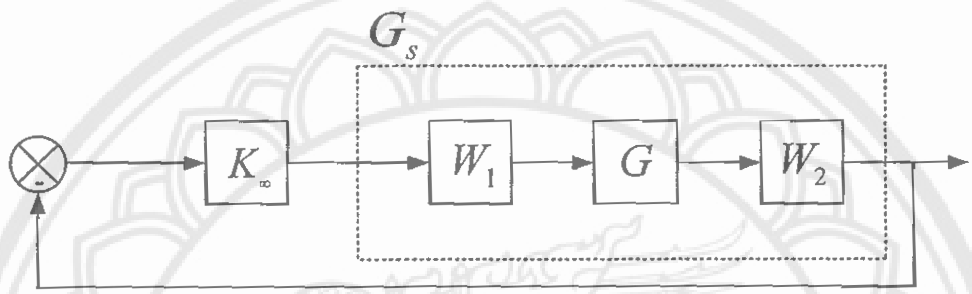
ภาพ 13 แผนภาพโบดของระบบก่อนและหลังจัดสัณฐานวงรอบ



ภาพ 14 ภาพโบดของระบบที่สามารถลดผลของตัวรบกวนและความไม่แน่นอนของระบบ และสามารถลดผลของสัญญาณรบกวนได้

ส่วนการพิจารณาเฟสจะพิจารณาให้เฟสของระบบหลังการจัดสัณฐานมีค่าไม่เกิน 180 องศา

เมื่อดำเนินการจัดสัณฐานที่เหมาะสมแล้ว ขั้นตอนต่อไปคือพยายามหาตัวควบคุมแบบคงทนสำหรับระบบที่มีการจัดสัณฐานแล้ว จะได้ภาพโบดของระบบมีลักษณะดังภาพ 14 และระบบใหม่ที่มีการคูณค่าฟังก์ชันน้ำหนักจะเรียกว่า ระบบที่มีการจัดสัณฐาน (Shaped Plant)



ภาพ 15 ภาพการจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้

2. หาค่านอร์มอนันต์ที่มีค่าต่ำที่สุดที่เป็นไปได้ในการออกแบบตัวควบคุม K_∞ โดยค่านี้เรียกว่า $\gamma_{\min}$

$$\gamma_{\min} = \frac{1}{\varepsilon_{\max}} = (1+\lambda_{\max}(XZ))^{\frac{1}{2}} \tag{2.71}$$

ถ้า $\varepsilon_{\max} < 0.25$ หรือ $\gamma_{\min} > 4$ แสดงว่า W_1 และ W_2 ที่ออกแบบไว้ไม่เหมาะสมต้องทำการออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักใหม่

3. เลือกค่า $\varepsilon < \varepsilon_{\max}$ และสังเคราะห์หาชุดควบคุม K_∞ จากวิธีการในหัวข้อที่ 2.4

$$\| T_{ZW} \|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I + G_s K_\infty)^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \le \varepsilon^{-1} \tag{2.72}$$

จากสมการ (2.72) สามารถจัดรูปสมการได้อีกแบบดังนี้

$$\| T_{ZW} \|_\infty = \left\| \begin{matrix} KS_o & T_i \\ S_o & PS_i \end{matrix} \right\|_\infty \tag{2.73}$$

เมื่อ

$$S_o = S_i = \frac{1}{1 + KG}$$

$$T_i = 1 - S_i$$

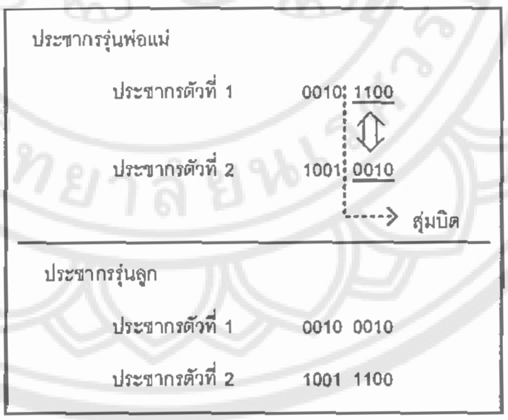
4. เมื่อได้ตัวควบคุม K_∞ แล้วจะสามารถหาตัวควบคุม K ได้จากการพิจารณาในภาพที่ 2.15 เนื่องจาก Plant ที่จะควบคุมคือ G ไม่ใช่ G_S ดังนั้น ตัวควบคุมจึงเป็น

$$K = W_1 K_\infty W_2 \tag{2.74}$$

ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (Genetic Algorithm)

ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมเป็นวิธีการหนึ่งของการหาค่าที่เหมาะสม (Optimization) ซึ่งสามารถนำไปใช้ในการแก้ปัญหาที่ไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear) ได้ ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมนี้จะกล่าวโดยสังเขปดังนี้

ในแต่ละรุ่น (Generation) จะมีโครโมโซมรวมกันอยู่และจะเรียกโครโมโซมเหล่านี้ว่า ประชากร (Poplutation) ประชากรแต่ละตัวในรุ่นจะมีค่าฟังก์ชันฟิตเนส (Fitness Funtion) แตกต่างกันไป โครโมโซมที่มีค่าฟิตเนสสูงสุดจะเป็นคำตอบของรุ่นนั้น การสร้างประชากรรุ่นใหม่จะอาศัยขั้นตอนเชิงพันธุกรรม โดยถ่ายทอดพันธุกรรมจากประชากรรุ่นพ่อแม่ไปสู่ประชากรรุ่นลูก ซึ่งมีด้วยกันสามวิธีหลักๆ คือ แบบผสมข้ามพันธุ์ (Crossover) แบบถอดแบบจากต้นแบบ (Reproduction) และแบบกลายพันธุ์ (Mutation) ลักษณะของขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมจะแสดงดังภาพ 16



(ก)

ภาพ 16 (ก) แบบที่ผสมข้ามพันธุ์ (ข) แบบที่ถอดแบบจากต้นแบบ และ (ค) แบบที่กลายพันธุ์ [7]

ประชากรรุ่นพ่อแม่

ประชากรตัวที่ 1 0010 1100

ประชากรรุ่นลูก

ประชากรตัวที่ 1 0010 1100

(ข)

ประชากรรุ่นพ่อแม่

ประชากรตัวที่ 1 0010 1100

สุ่มบิต

ประชากรรุ่นลูก

ประชากรตัวที่ 1 0011 1100

(ค)

ภาพ 16 (ต่อ)

ตัวอย่างการใช้ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมในการหาคำตอบที่เหมาะสมของปัญหาสมมติ กำหนดให้ใช้ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมหาค่าพารามิเตอร์ x ที่ทำให้ฟังก์ชัน $f(x)=(x-10)^2+10$ จากสมการที่ (2.75) มีค่าต่ำที่สุด แต่เนื่องจากการฟังก์ชันนี้เป็นฟังก์ชันที่ไม่ซับซ้อน สามารถหาคำตอบได้โดยวิธีการอินทิเกรต ซึ่งจะได้คำตอบดังนี้

$$f(x) = (x-10)^2+10 \tag{2.75}$$

$$\frac{\partial f(x)}{\partial x} = 2(x-10) = 0$$

$$x = 10$$

จากการอินทิเกรตและกำหนดให้มีค่าเท่ากับศูนย์ ทำให้ทราบว่าค่า $x=10$ จะทำให้ฟังก์ชัน $f(x)$ มีค่าต่ำที่สุด แต่ในขั้นตอนต่อไปจะแสดงวิธีการใช้ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมมาหาคำตอบ โดยเปรียบเทียบคำตอบที่ได้กับคำตอบที่ได้จากการอินทิเกรต การใช้ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมจะต้องกำหนดค่าพารามิเตอร์ของความน่าจะเป็นแบบ Crossover , Reproduction และ Mutation และจำนวนประชากรในแต่ละรุ่น (Population) ดังนี้

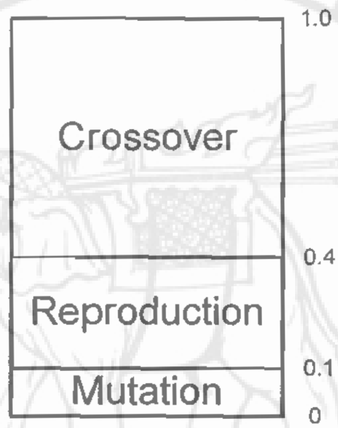
ความน่าจะเป็นที่จะเกิด Crossover เท่ากับ 0.6

ความน่าจะเป็นที่จะเกิด Reproduction เท่ากับ 0.3

ความน่าจะเป็นที่จะเกิด Mutation เท่ากับ 0.1

จำนวนประชากรในแต่ละรุ่น เท่ากับ 6 ตัว

ตาราง 6 ความน่าจะเป็นที่จะมีการดำเนินการแบบ Crossover Reproduction และ Mutation



ขั้นตอนที่ 2 จะเป็นการกำหนดฟิตเนสฟังก์ชัน โดยที่ค่าฟิตเนสฟังก์ชันของคำตอบที่เหมาะสมที่สุดจะมีค่าฟิตเนสสูงที่สุด จากโจทย์ที่ต้องการหาค่า x ที่ทำให้ฟังก์ชันมีค่าต่ำที่สุด ซึ่งส่วนกลับของค่าต่ำที่สุดจะทำให้ได้ค่าสูงที่สุด ดังนั้นสมการฟิตเนสจะเป็นส่วนกลับของค่าฟังก์ชัน $f(x)$ จะได้

$$fitness = \frac{1}{|f(x)|+0.01} \tag{2.76}$$

จากสมการ (2.76) เป็นสมการฟิตเนสของการหาค่า x ที่ทำให้ได้ค่าฟังก์ชัน $f(x)$ ต่ำที่สุด จากสมการจะพบว่ามีการบวก 0.01 (หรือตัวเลขที่มีค่าน้อยๆ) เข้าไปในตัวส่วนด้วย เพื่อเป็นการป้องกันไม่ให้สมการมีตัวส่วนเป็นศูนย์ ซึ่งจะทำให้หาค่าฟิตเนสฟังก์ชันไม่ได้ (เนื่องจากมีค่าฟิตเนสเป็นอนันต์) จากนั้นจะกำหนดขอบเขตหรือโดเมน (Domain) ของคำตอบที่เราต้องการหา สมมติเรากำหนดให้โดเมน x มีค่าเท่ากับ [0 , 15] จากนั้นก็ให้มีการสุ่มตัวเลขจาก 0 – 15 เพื่อสร้างประชากรในรุ่นที่ 1 (Generation = 1) โดยที่ประชากรแต่ละตัวจะถูกแทนด้วยเลขฐานสอง

[8] จำนวน 4 บิต เพื่อสามารถดำเนินการทางพันธุกรรม (Crossover, Reproduction และ Mutation) ได้

ตาราง 7 แสดงการแปลงค่าของประชากรจากเลขฐานสิบเป็นเลขฐานสอง

ประชากร (Population)	เลขฐานสอง
0	0000
1	0001
2	0010
3	0011
4	0100
5	0101
6	0110
7	0111
8	1000
9	1001
10	1010
11	1011
12	1100
13	1101
14	1110
15	1111

การหาคำตอบของประชากร (x) ที่ดีที่สุดในรุ่นที่ 1 (Generation = 1)

จากการสุ่มตัวเลข 0 – 15 ขึ้นมาจำนวน 6 ตัว (ซึ่งเท่ากับจำนวนประชากรในแต่ละรุ่นที่กำหนดในข้างต้น) จากนั้นนำประชากรที่ได้ในแต่ละตัวไปใส่ในสมการฟิตเนส เพื่อหาค่าฟิตเนสของประชากรแต่ละตัว

ตาราง 8 การหาค่าฟิตเนสของประชากรแต่ละตัวในรุ่นที่ 1

ประชากรในรุ่นที่ 1 ที่ได้จากการสุ่ม	Fitness	Fitness / Δ	Cumulative
2	0.0135	0.0466	0.0466
9	0.0908	0.3131	0.3597
7	0.0526	0.1814	0.5411
13	0.0526	0.1814	0.7225
12	0.0714	0.2462	0.9687
0	0.0091	0.0314	1.000
	Δ = 0.2900		

จากตาราง 8 จะแสดงประชากรที่ได้จากการสุ่มขึ้นมา 6 ตัว คือ 2, 9, 7, 13, 12 และ 0 แล้วนำประชากรที่ได้จากการสุ่มไปแทนค่าในสมการฟิตเนส เพื่อหาค่าฟิตเนส (Fitness) ของประชากรแต่ละตัว เมื่อได้ค่าของฟิตเนสของประชากรครบทุกตัวแล้วก็นำค่าฟิตเนสทุกตัวมารวมกัน (Δ) แล้วนำผลรวมค่าฟิตเนส (Δ) นำไปหารค่าฟิตเนสแต่ละตัว (Fitness/Δ) ดังคอลัมภ์ที่ 3 ในตาราง 8 จากนั้นนำค่าฟิตเนสที่หารด้วยผลรวมค่าฟิตเนส (Fitness/Δ) มารวมกัน (Cumulative) ดังคอลัมภ์ที่ 4 ในตารางที่ 2.8 จากขั้นตอนในข้างต้นเป็นการสุ่มประชากรในรุ่นที่ 1 (Generation = 1) และจะเลือกประชากรในรุ่นที่ 1 ที่มีค่าฟิตเนสสูงที่สุด ($x=9$) มาเป็นคำตอบที่ดีที่สุดในรุ่นที่ 1

การหาคำตอบของประชากร (x) **ที่ดีที่สุดในรุ่นที่** 2 (Generation = 2)

จะเป็นการหาประชากร (x) ในรุ่นที่ 2 ให้ครบ 6 ตัว (ซึ่งเท่ากับจำนวนประชากรในแต่ละรุ่นที่กำหนดในข้างต้น) โดยที่ประชากรทั้ง 6 ตัวนั้นจะได้มาจากการดำเนินการทางพันธุกรรมจากประชากรในรุ่นที่ 1 การดำเนินการทางพันธุกรรมในรุ่นที่ 2 จะต้องมีการสุ่มตัวเลข 0 ถึง 1 เพื่อหาว่า **จะการดำเนินการทางพันธุกรรมแบบใด โดยที่นำตัวเลขที่ได้จากการสุ่มไปเปรียบเทียบในตาราง 6 ว่าจะตกลงในช่วงใดของตาราง ซึ่งจะมีความน่าจะเป็นของการดำเนินการทางพันธุกรรม 3 แบบ คือ ความน่าจะเป็นแบบ** Crossover, **ความน่าจะเป็นแบบ** Reproduction **และ ความน่าจะเป็นแบบ** Mutation **สมมติว่าเลขที่ได้จากการสุ่มคือ 0.466 จากตาราง 6 จะพบว่าจะต้องมีการดำเนินการทางพันธุกรรมแบบ** Crossover **ซึ่งการดำเนินการทางพันธุกรรมแบบ** Crossover **จะต้องสุ่มประชากรในรุ่นที่ 1 มา 2 ตัว**

ตาราง 9 ค่า Cumulative ของประชากรแต่ละตัวในรุ่นที่ 1

ประชากรจากรุ่นที่ 1 ที่ได้จากการสุ่ม	Cumulative	
		0
2	0.0466	0.0466
8	0.3597	0.3597
7	0.5411	0.5411
13	0.7225	0.7225
12	0.9687	0.9687
0	1.000	1.0000

การสุ่มประชากรขึ้นมา 2 ตัวเพื่อมาดำเนินการทางพันธุกรรมแบบ Crossover จะใช้การสุ่มตัวเลข 0 ถึง 1 แล้วนำตัวเลขที่ได้จากการสุ่มไปเปรียบเทียบในตาราง 9 ว่าจะตกลงในช่วงใดของตาราง

สมมติการสุ่มจะได้ ตัวเลข 0.4186 เมื่อเปรียบเทียบกับตาราง 9 จะได้ประชากรคือ 7

ตัวเลข 0.8462 เมื่อเปรียบเทียบกับตาราง 9 จะได้ประชากรคือ 12

การดำเนินการทางพันธุกรรมจะต้องมีการแปลงเลขจากเลขฐานสิบให้เป็นเลขฐานสองเพื่อสำหรับการสลับบิตของโครโมโซมของประชากร จากประชากรที่ได้จากการสุ่ม คือ 7 และ 12 เมื่อแปลงเป็นเลขฐานสองจะได้

ประชากร 7 $\longrightarrow$ 0111

ประชากร 12 $\longrightarrow$ 1100

การดำเนินการทางพันธุกรรมแบบ Crossover จะต้องมีการสุ่มตัวเลข 0 ถึง 1 ขึ้นมาเพื่อหาว่าจะต้องมีการสลับบิตของโครโมโซมของประชากรที่ตำแหน่งใด

ตาราง 10 ความน่าจะเป็นที่จะมีการสลับบิตในตำแหน่งต่าง ๆ ของการดำเนินการทางพันธุกรรมแบบ Crossover

ตำแหน่งของบิตที่สลับ	
	1
3	
	0.6666
2	
	0.3333
1	
	0

ตาราง 11 ตัวอย่างการสลับบิตของโครโมโซมของ 1111 และ 0000 ในตำแหน่งต่าง ๆ ของการดำเนินการทางพันธุกรรมแบบผสมข้ามพันธุ์ (Crossover)

ตำแหน่งของบิตที่สลับ	โครโมโซมก่อนการสลับบิต	โครโมโซมหลังการสลับบิต
3	1 1 1 1	1 0 0 0
	0 0 0 0	0 1 1 1
2	1 1 1 1	1 1 0 0
	0 0 0 0	0 0 1 1
1	1 1 1 1	1 1 1 0
	0 0 0 0	0 0 0 1

จากการสุ่มตัวเลข 0 ถึง 1 ขึ้นมา เพื่อหาว่าจะมีการสลับบิตของโครโมโซมที่ตำแหน่งใด สมมติว่าตัวเลขที่ได้จากการสุ่ม คือ 0.4238 เมื่อนำไปเปรียบเทียบในตาราง 11 จะพบว่ามีการสลับบิตของประชากร 7 และ 12 ในตำแหน่งที่ 2 จะได้

ภาพ 17 ภาพการดำเนินการทางพันธุกรรมแบบ Crossover ของ 7 และ 12

จากภาพ 17 จะพบว่าเมื่อดำเนินการทางพันธุกรรมแบบ Crossover แล้วจะพบว่าจะได้ประชากรในรุ่นที่ 2 (Generation = 2) ขึ้นมาใหม่ 2 ตัว คือ 4 และ 15 ซึ่งจะต้องหาประชากรในรุ่นที่ 2 เพิ่มอีกจำนวน 4 ตัว เพื่อให้ประชากรครบ 6 ตัว (ซึ่งเท่ากับจำนวนประชากรในแต่ละรุ่นที่กำหนดในข้างต้น) การหาประชากรจะต้องมีการดำเนินการดังเดิมคือ สุ่มตัวเลข 0 ถึง 1 เพื่อเลือกว่าจะมีการดำเนินการอย่างไร สมมติว่าตัวเลขที่ได้จากการสุ่มคือ 0.0024 เมื่อนำตัวเลขที่ได้จากการสุ่มไปเปรียบเทียบกับตาราง 6 จะพบว่าต้องมีการดำเนินการทางพันธุกรรมแบบกลายพันธุ์ (Mutation) จากนั้นก็ทำการสุ่มประชากรขึ้นมา 1 ตัวเพื่อดำเนินการทางพันธุกรรม

สมมติการสุ่มจะได้ตัวเลข 0.6724 เมื่อเปรียบเทียบกับตาราง 9 จะได้ประชากรคือ 13 เมื่อแปลงเป็นเลขฐานสองจะได้

ประชากร 13 $\longrightarrow$ 1101

การดำเนินการทางพันธุกรรมแบบ Mutation จะต้องมีการสุ่มตัวเลข 0 ถึง 1 ขึ้นมาเพื่อหาว่าจะต้องมีการสลับบิตจาก 0 เป็น 1 หรือจาก 1 เป็น 0 ของโครโมโซมของประชากรที่บิตใด

ตาราง 12 ความน่าจะเป็นที่จะมีการสลับบิตในตำแหน่งต่าง ๆ ของการดำเนินการทางพันธุกรรมแบบ Mutation

ตำแหน่งของบิตที่สลับ	
	1
4	
	0.75
3	
	0.50
2	
	0.25
1	
	0

ตาราง 13 ตัวอย่างการสลับบิตของโครโมโซมของ 1111 ในตำแหน่งต่าง ๆ ของการดำเนินการทางพันธุกรรมแบบกลายพันธุ์ (Mutation)

ตำแหน่งของบิตที่สลับ	โครโมโซมก่อนการสลับบิต	โครโมโซมหลังการสลับบิต
4	1 1 1 1	1 1 1 1
3	1 1 1 1	1 0 0 0
2	1 1 1 1	1 1 0 0
1	1 1 1 1	1 1 1 0

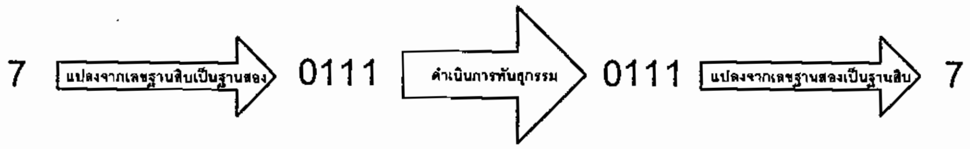
จากการสุ่มตัวเลข 0 ถึง 1 ขึ้นมา เพื่อหาว่าจะมีการสลับบิตของโครโมโซมที่ตำแหน่งใด สมมติว่าตัวเลขที่ได้จากการสุ่ม คือ 0.5481 เมื่อนำไปเปรียบเทียบในตาราง 12 จะพบว่ามีการสลับบิตของประชากร 13 ในตำแหน่งที่ 3 จะได้

ภาพ 18 ภาพการดำเนินการทางพันธุกรรมแบบ Mutation **ของ 13**

จากภาพ 18 จะพบว่าเมื่อดำเนินการทางพันธุกรรมแบบ Mutation แล้วจะพบว่าจะได้ประชากรในรุ่นที่ 2 (Generation = 2) ขึ้นมาใหม่ 1 ตัว คือ 9 ซึ่งจะต้องหาประชากรในรุ่นที่ 2 เพิ่มอีกจำนวน 3 ตัว การหาประชากรเพิ่มจะต้องมีการดำเนินการดังเดิมคือ สุ่มตัวเลข 0 ถึง 1 เพื่อเลือกว่าจะมีการดำเนินการอย่างไร สมมติว่าตัวเลขที่ได้จากการสุ่มคือ 0.3612 เมื่อนำตัวเลขที่ได้จากการสุ่มไปเปรียบเทียบกับตาราง 6 จะพบว่าต้องมีการดำเนินการทางพันธุกรรมแบบกลายพันธุ์ (Reproduction) จากนั้นก็ทำการสุ่มประชากรขึ้นมา 1 ตัวเพื่อดำเนินการทางพันธุกรรม

สมมติการสุ่มจะได้ ตัวเลข 0.5247 เมื่อเปรียบเทียบกับตาราง 9 จะได้ประชากรคือ 7 เมื่อแปลงเป็นเลขฐานสองจะได้

ประชากร 7 $\longrightarrow$ 0111



ภาพ 19 ภาพการดำเนินการทางพันธุกรรมแบบ Reproduction ของ 7

จากภาพ 19 จะพบว่าการดำเนินการทางพันธุกรรมแบบ Reproduction จะไม่มีการสลับบิตของโครโมโซมใดๆ จะสามารถนำประชากรที่ได้จากการสุ่มมาเป็นประชากรรุ่นที่ 2 ได้เลย จากการดำเนินการทางพันธุกรรมที่ผ่านมาจะพบว่าได้ประชากรในรุ่นที่ 2 จำนวน 4 ตัวแล้ว ซึ่งจะต้องหาประชากรในรุ่นที่ 2 เพิ่มอีกจำนวน 2 ตัว การหาประชากรจะต้องมีการดำเนินการตังเดิมคือ สุ่มตัวเลข 0 ถึง 1 เพื่อเลือกว่าจะมีการดำเนินการอย่างไร สมมติว่าตัวเลขที่ได้จากการสุ่มคือ 0.9288 เมื่อนำตัวเลขที่ได้จากการสุ่มไปเปรียบเทียบกับตาราง 6 จะพบว่าต้องมีการดำเนินการทางพันธุกรรมแบบผสมข้ามพันธุ์ (Crossover) จากนั้นก็ทำการสุ่มประชากรขึ้นมา 2 ตัว เพื่อดำเนินการทางพันธุกรรม

สมมติการสุ่มจะได้ ตัวเลข 0.0027 เมื่อเปรียบเทียบกับตารางที่ 2.9 จะได้ประชากรคือ 2
ตัวเลข 0.1213 เมื่อเปรียบเทียบกับตารางที่ 2.9 จะได้ประชากรคือ 9

จากนั้นสุ่มตัวเลข 0 ถึง 1 ขึ้นมา เพื่อหาว่าจะมีการสลับบิตของโครโมโซมที่ตำแหน่งใด สมมติว่าตัวเลขที่ได้จากการสุ่ม คือ 0.5174 เมื่อนำไปเปรียบเทียบในตาราง 11 จะพบจะมีการสลับบิตของประชากร 7 และ 12 ในตำแหน่งที่ 2 จะได้

ภาพ 20 ภาพการดำเนินการทางพันธุกรรมแบบ Crossover ของ 2 และ 9

จากภาพ 20 จะพบว่าเมื่อดำเนินการทางพันธุกรรมแบบ Crossover แล้วจะพบว่าจะได้ประชากรในรุ่นที่ 2 (Generation = 2) ขึ้นมาใหม่ 2 ตัว คือ 1 และ 10 จากดำเนินการทางพันธุรรมที่ผ่านมาทั้งหมดก็ทำให้ได้ประชากรในรุ่นที่ 2 ครบ 6 ตัว คือ 4 , 15 , 9 , 7 , 1 และ 10 จากนั้นนำประชากรที่ได้ทั้ง 6 ตัวไปใส่ในสมการฟิตเนส เพื่อหาค่าฟิตเนสของประชากรในแต่ละตัว

ตาราง 14 การหาค่าฟิตเนสของประชากรแต่ละตัวในรุ่นที่ 2

ประชากรในรุ่นที่ 2 ที่ได้จากการสุ่ม	Fitness	Fitness / Δ	Cumulative
4	0.0217	0.0712	0.0712
15	0.0286	0.0939	0.1651
9	0.0908	0.2981	0.4632
7	0.0526	0.1727	0.6359
1	0.0110	0.0361	0.6720
10	0.0999	0.3280	1.000
	Δ = 0.3046		

จากตาราง 14 จะเลือกประชากรในรุ่นที่ 2 ที่มีค่าฟิตเนสสูงที่สุด (x = 10) มาเป็นคำตอบที่ดีที่สุดในรุ่นที่ 2 จากตัวอย่างจะพบว่าเมื่อใช้ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมมาหาคำตอบที่ดีที่สุดของฟังก์ชันตัวอย่างที่ยกตัวอย่างขึ้นมา เพื่อแสดงวิธีการคำนวนขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมอย่างง่ายด้วยมือ

ภายในบทนี้จะเป็นทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งประกอบไปด้วยลักษณะการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดัน และวงจรทอน-ทบระดับแรงดัน การทำงานของวงจรวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบโหมดกระแสสูงสุดและโหมดกระแสเฉลี่ย การออกแบบชุดควบคุมแบบคงทน ตัวควบคุมแบบจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ และขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม ส่วนบทที่ 3 จะเป็นขั้นตอนการศึกษาและการนำทฤษฎีไปประยุกต์ใช้เพื่อสังเคราะห์หาชุดควบคุมแบบคงทน การออกแบบตัวควบคุมแบบจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ที่กำหนดโครงสร้างได้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม และเปรียบเทียบผลการทดลองที่จำลองด้วยคอมพิวเตอร์และผลการทดลองจากการทดลองจริง