

# ตัวควบคุมพีไอดีในโหมดกระแสที่ปราศจากตัวต้านทานภายนอกอย่างง่าย

## Simple Resistorless Current-mode PID Controller

อนูรี หล่อสวัสดิ์ศิริ<sup>1</sup> และ วินัย ศิลารวม<sup>2</sup>

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

140 ถนนเชื่อมสัมพันธ์ แขวงกระทุ่มราย เขตหนองจอก กรุงเทพมหานคร 10530<sup>1,2</sup>

E-mail: anuree@mutacth.com<sup>1</sup>, vinai@mutacth.com<sup>2</sup>

### บทคัดย่อ

บทความฉบับนี้นำเสนอตัวควบคุมพีไอดีที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจรถานส์คอนดักเตอร์เพียง 4 ตัวและตัวเก็บประจุแบบลงกราวนด์ 2 ตัวเท่านั้นโดยปราศจากตัวต้านทานภายนอก ซึ่งวงจรมีข้อดีหลายประการ อาทิเช่น โครงสร้างเรียบง่ายไม่ซับซ้อน ปรับพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับกระแสไบอัสของวงจรถานส์คอนดักเตอร์ รวมถึงเหมาะในการนำไปประยุกต์สร้างเป็นวงจรรวม การวิเคราะห์ผลของอุปกรณ์แฝงของตัวทรานส์คอนดักเตอร์ที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของตัวควบคุมที่นำเสนอได้ถูกตรวจสอบด้วยการจำลองการทำงานของตัวควบคุมนี้และการประยุกต์ใช้ในระบบควบคุมแบบป้อนกลับหนึ่งหน่วยด้วยโปรแกรม SPICE ที่ใช้แบบจำลองทรานซิสเตอร์ CMOS TSMC 0.18 um พร้อมด้วยแรงดันไฟเลี้ยงของวงจรเป็น  $\pm 0.9$  V ก็ให้ผลลัพธ์สอดคล้องกับการวิเคราะห์ทางทฤษฎีด้วยดี

### Abstract

This paper presents the design of the current-mode proportional integral derivative (PID) controller using four transconductors as

active element and two grounded capacitors without external resistor. The proposed controller offers some attractive features of simple resistorless structure, electronic tuning of its parameters and very suitable for integrated circuit implementation. The analysis of the parasitic effects of the transconductor on the controller is observed. The SPICE simulation results of the PID controller and its application of the unity feedback system employing CMOS TSMC 0.18 um and  $\pm 0.9$  V supply show good agreement with the theoretical analysis.

### 1. บทนำ

ตัวควบคุมพีไอดี (proportional-integral-derivative controller) นับได้ว่า เป็นตัวควบคุมรูปแบบหนึ่งที่มีการนำไปใช้งานอย่างมากมายในระบบควบคุมทางอุตสาหกรรม ตัวอย่างเช่น ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์ ระบบควบคุมอุณหภูมิ และระบบควบคุมการไหล เป็นต้น ทั้งนี้เนื่องจากว่า วงจรของตัวควบคุมนี้ออกแบบและสร้างได้ง่ายและราคาถูก นอกจากนี้ยังมีความสะดวกในการปรับค่าพารามิเตอร์ของวงจรด้วย [1-2] จากการสืบค้น

ผลงานวิจัยที่ผ่านมาที่เกี่ยวข้องของกับตัวควบคุมพีไอดีเชิงอนาล็อกนั้นมีการออกแบบวงจรโดยการเลือกอุปกรณ์หลักเป็นอุปกรณ์แบบแอกทีฟที่หลากหลาย อาทิเช่น วงจรขยายค่าความนำที่ส่งผ่านกระแส (operational transconductance amplifier: OTA) [3] วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 ที่ถูกควบคุมด้วยกระแส (second generation current controlled conveyor: CCCII) [4] วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 (second generation current conveyor: CCII) [5,6,8] วงจรขยายกันชนของผลต่างกระแส (current differential buffer amplifier: CDBA) [7] วงจรทรานส์คอนดักเตอร์ (transconductor) [9] วงจรขยายกันชนของผลต่างกระแสที่ควบคุมได้ด้วยกระแส (current controlled current differential buffer amplifier: CCCDBA) [10] วงจรขยายค่าความนำที่มีตัวตามกระแสและสำเนากระแสที่พอร์ต Z (Z-copy current follower transconductance amplifier: ZC-CFTA) [11] และวงจรถอดเมนล็อก (log domain circuit) [12] เป็นต้น อย่างไรก็ตาม ตัวควบคุมแบบพีไอดีเหล่านี้ ก็มีข้อที่ควรปรับปรุงดังนี้ คือ

1. ใช้จำนวนอุปกรณ์แบบแอกทีฟหรือทรานซิสเตอร์มากเกินไป [3-10,12]
  2. ใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยตัว [7,11]
  3. ใช้ตัวต้านทานภายนอก [4-8,11]
  4. ไม่มีการปรับพารามิเตอร์ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ [5-8,11] ทำให้ไม่สะดวกในการใช้งาน
- จากข้อที่ควรปรับปรุงข้อ 1-3 นั้นไม่เหมาะที่จะนำไปสร้างในรูปวงจรรวมเนื่องจากใช้พื้นที่ของวงจรมากวมถึงมีความต้องการกำลังไฟฟ้ามากด้วย นอกจากนี้ ในปัจจุบัน การออกแบบวงจรให้ทำงานใน

โหมดกระแสกำลังได้รับความนิยมมากขึ้น เนื่องจากวงจรมีข้อดี คือ สามารถทำงานได้ด้วยแรงดันไฟเลี้ยงต่ำ มีแบนด์วิดท์กว้าง และยังมีความเป็นเชิงเส้นสูงกว่าวงจรถูกทำงานในโหมดแรงดันด้วย

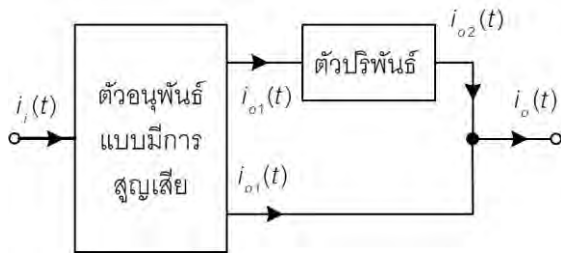
เพื่อปรับปรุงข้อด้อยดังกล่าวข้างต้น บทความนี้จึงนำเสนอตัวควบคุมพีไอดีในโหมดกระแสที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน โดยเลือกใช้วงจรรานส์คอนดักเตอร์ที่ปรับค่าความนำได้ด้วยกระแสไบอัสต่อร่วมกับตัวเก็บประจุแบบลงกราวนด์ โดยไม่ต้องใช้ตัวต้านทานภายนอกเลย จึงทำให้ตัวควบคุมที่นำเสนอมีความน่าสนใจในการนำไปสร้างในรูปวงจรรวมและสามารถปรับพารามิเตอร์ของวงจรได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วย นอกจากนี้ ยังใช้แรงดันไฟเลี้ยงของวงจรมีค่าต่ำอีกด้วย โดยได้แสดงผลการทำงานของวงจรมีนำเสนอและการประยุกต์ใช้งานด้วยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม SPICE

## 2. แนวคิดและวงจรของตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอ

### 2.1 แนวคิดเบื้องต้น

ในหัวข้อนี้ จะกล่าวถึงแนวคิดเบื้องต้นของตัวควบคุมพีไอดีซึ่งจะนำไปใช้ในการออกแบบวงจรมีหัวข้อถัดไป โดยพิจารณาจากบล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอดังรูปที่ 1 ซึ่งประกอบด้วยบล็อกของตัวอนุพันธ์ทางเวลาแบบมีการสูญเสียและบล็อกของตัวปริพันธ์ต่อเข้าด้วยกัน ถ้าหากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต  $i_{o1}(t)$  และกระแสอินพุต  $i_i(t)$  ของตัวอนุพันธ์ที่มีค่าเป็น

$$I_{o1}(s) = K_p(1 + T_D s)I_i(s) \quad (1)$$



รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอ

จากนั้นทำการป้อนกระแส  $i_{o1}(t)$  เป็นอินพุตให้กับตัวปริพันธ์ ทำให้ได้กระแสที่ออกจากวงจรมีเป็น

$$I_{o2}(s) = \frac{K_p(1+T_Ds)}{T_I s} I_i(s) \quad (2)$$

เมื่อนำกระแสจากสมการ (1) และ (2) มารวมกันแล้ว จะทำให้ได้สมการของกระแสเอาต์พุตเป็น

$$I_o(s) = \left\{ K_p(1+T_Ds) + \frac{K_p(1+T_Ds)}{T_I s} \right\} I_i(s) \quad (3)$$

จากสมการ (3) เมื่อจัดรูปสมการใหม่ จะทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอดีเป็น

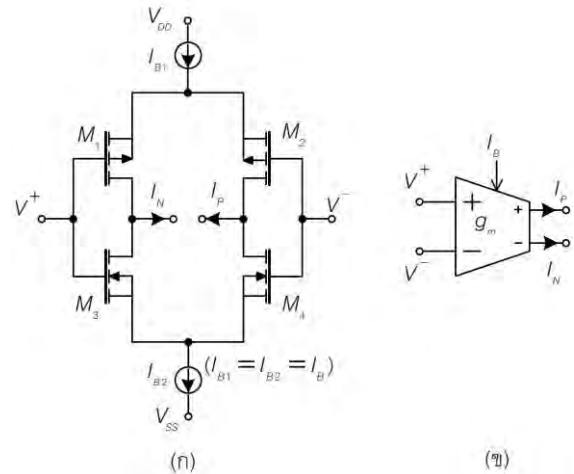
$$H_1(s) = \frac{I_o(s)}{I_i(s)} = K_p(1+T_Ds) \left( 1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (4)$$

โดยที่  $K_p$  คือ ค่าอัตราขยายของการปรับสัดส่วน ในขณะที่  $T_D$  และ  $T_I$  คือ ค่าคงตัวทางเวลาของตัวอนุพันธ์และตัวปริพันธ์ของตัวควบคุมพีไอดีตามลำดับ จากสมการ (4) จะเห็นว่า ตัวควบคุมพีไอดีนั้นสามารถประกอบขึ้นจากการต่อร่วมกันของตัวอนุพันธ์แบบมีการสูญเสียและตัวปริพันธ์ได้ โดยรายละเอียดของวงจรของตัวควบคุมพีไอดีจะได้กล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

## 2.2 วงจรของตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอ

เนื่องจากบทความนี้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีไอดีโดยเลือกใช้ตัวทรานส์คอนดักเตอร์เป็น

อุปกรณ์แบบแอคทีฟหลัก ดังนั้น ในส่วนแรกของหัวข้อนี้จะกล่าวถึงวงจรและคุณสมบัติของตัวทรานส์คอนดักเตอร์พอสเซ็ปก่อน สำหรับตัวทรานส์คอนดักเตอร์อย่างง่ายจะประกอบด้วยตัวทรานซิสเตอร์แบบซีมอส (CMOS transistor) 4 ตัวและแหล่งจ่ายกระแส 2 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 2 (ก) และมีสัญลักษณ์ดังรูปที่ 2 (ข) [13] เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในย่านอิมิตัวและมีค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เท่ากันทุกตัว นั่นคือ กระแสเอาต์พุตของตัวทรานส์คอนดักเตอร์นี้จะมีค่าเป็น



รูปที่ 2 ตัวทรานส์คอนดักเตอร์อย่างง่าย

(ก) วงจร

(ข) สัญลักษณ์

$$I_P = -I_N = g_m(V^+ - V^-) \quad (5)$$

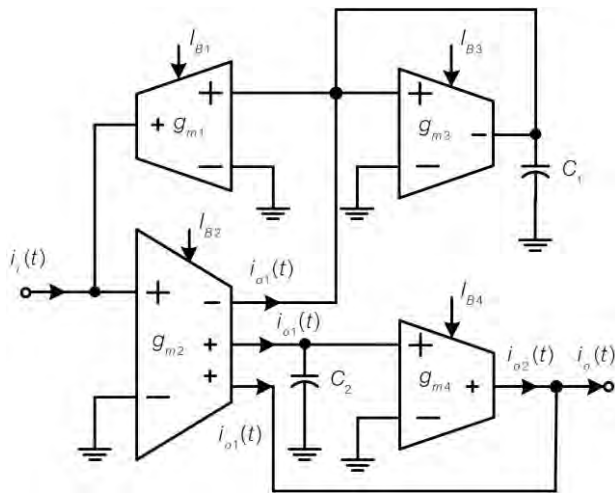
โดยที่  $g_m$  คือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ซึ่งมีนิยามเป็น

$$g_m = \left( \mu C_{ox} \frac{W}{L} I_B \right)^{\frac{1}{2}} \quad (6)$$

โดยที่  $\mu$  คือ ความเร็วในการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอน หรือโฮล  $C_{ox}$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าต่อหน่วยพื้นที่ของ

ส่วนออกไซด์ระหว่างส่วนเกตและช่องทางเดินกระแส W/L คืออัตราส่วนของความกว้างต่อความยาวของช่องทางเดินกระแสของทรานซิสเตอร์ และ  $I_B$  คือกระแสไบอัสที่ป้อนให้กับตัวทรานซิสคอนดักเตอร์ จากสมการ (6) จะเห็นว่า ค่าทรานซิสคอนดักแทนซ์สามารถปรับเปลี่ยนได้ด้วยกระแสไบอัสของวงจรถัดไป

จากบล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมพีไอดีในรูปที่ 2 เมื่ออาศัยตัวทรานซิสคอนดักเตอร์ดังกล่าวข้างต้นต่อร่วมกับตัวเก็บประจุสามารถนำมาออกแบบเป็นตัวควบคุมพีไอดีแบบใหม่ดังรูปที่ 3 ซึ่งประกอบด้วยตัวทรานซิสคอนดักเตอร์ 4 ตัวและตัวเก็บประจุแบบลงกราวนด์ 2 ตัวเท่านั้น



รูปที่ 3 ตัวควบคุมพีไอดีในโหมดกระแสที่นำเสนองาน

จากวงจรตามรูปที่ 3 ตัวทรานซิสคอนดักเตอร์ตัวที่ 1 ถึง 3 ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ  $C_1$  ทำหน้าที่เป็นตัวอนุพันธ์แบบมีการสูญเสีย ส่วนตัวทรานซิสคอนดักเตอร์ตัวที่ 4 และตัวเก็บประจุ  $C_2$  ทำหน้าที่เป็นตัว

ปริพันธ์ เมื่อทำการวิเคราะห์วงจรตามรูปที่ 3 นี้จะทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอดีเป็น

$$H_2(s) = \frac{I_o(s)}{I_i(s)} = \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \left(1 + \frac{C_1 s}{g_{m3}}\right) \left(1 + \frac{g_{m4}}{C_2 s}\right) \quad (7)$$

โดยที่  $g_{mi}$  เป็นค่าความนำส่งผ่านของตัวทรานซิสคอนดักเตอร์ตัวที่  $i$  เมื่อเปรียบเทียบกับสมการ (4) กับ (7) จะพบว่า

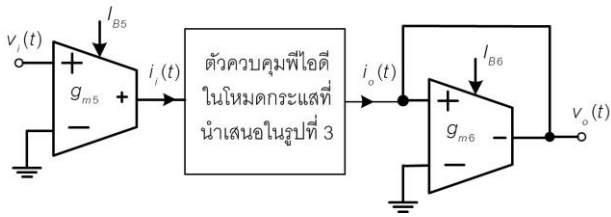
$$K_p = \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \quad (8)$$

$$T_D = \frac{C_1}{g_{m3}} \quad (9)$$

$$T_I = \frac{C_2}{g_{m4}} \quad (10)$$

ซึ่งจากสมการ (8) ถึง (10) จะเห็นว่า พารามิเตอร์  $K_p$ ,  $T_D$  และ  $T_I$  ของตัวควบคุมพีไอดีนี้สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับกระแสไบอัสของตัวทรานซิสคอนดักเตอร์นั่นเอง นอกจากนี้ยังพบว่า วงจรของตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอด้วยรูปที่ 3 สามารถดัดแปลงวงจรให้ทำงานในโหมดแรงดันได้ด้วย โดยการเพิ่มวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสที่ขั้วอินพุตและวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันที่ขั้วเอาต์พุต จะได้วงจรของตัวควบคุมพีไอดีในโหมดแรงดันดังรูปที่ 4 ซึ่งก็จะมีฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอดีนี้ดังสมการ (11) ซึ่งก็มีความสัมพันธ์ในการปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์เช่นกัน

$$H_3(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{g_{m3}g_{m5}}{g_{m1}g_{m6}} \left(1 + \frac{C_1 s}{g_{m3}}\right) \left(1 + \frac{g_{m4}}{C_2 s}\right) \quad (11)$$

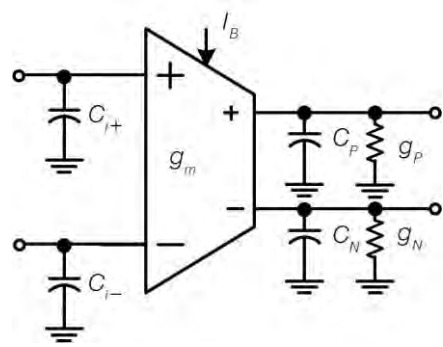


รูปที่ 4 ตัวควบคุมพีโอดีในโหมดแรงดันที่ดัดแปลงจากวงจรในรูปที่ 3

### 2.3 ผลของอุปกรณ์แฝงในตัวทรานส์คอนดักเตอร์

ในหัวข้อนี้ จะกล่าวถึงกรณีที่ตัวทรานส์คอนดักเตอร์มีคุณสมบัติไม่เป็นอุดมคติ กล่าวคือ ตัวทรานส์คอนดักเตอร์มีอุปกรณ์แฝง (parasitic elements) ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของตัวควบคุมพีโอดีที่นำเสนอตามรูปที่ 3 โดยในรูปที่ 5 ได้แสดงสัญลักษณ์ของตัวทรานส์คอนดักเตอร์ที่มีอุปกรณ์แฝงต่อร่วมด้วย ซึ่งมีตัวเก็บประจุแฝง  $C_{i+}$  และ  $C_{i-}$  ที่ขั้วอินพุตและมีค่าความนำแฝง  $g_p$  และ  $g_n$  และตัวเก็บประจุแฝง  $C_p$  และ  $C_n$  ที่ขั้วเอาต์พุต โดยอุปกรณ์แฝงเหล่านี้จะมีค่าน้อยมาก ๆ สำหรับการวิเคราะห์การทำงานของตัวควบคุมพีโอดีตามรูปที่ 3 ซึ่งรวมผลกระทบของอุปกรณ์แฝงเหล่านี้ร่วมด้วย จะได้กระแสเอาต์พุตเป็น

$$I_o(s) = \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \left(1 + \frac{y_2}{g_{m3}}\right) \left(1 + \frac{g_{m4}}{y_3}\right) (I_i(s) - y_1 V_i(s)) - y_4 V_o(s) \quad (12)$$



รูปที่ 5 ตัวทรานส์คอนดักเตอร์ที่ประกอบด้วยอุปกรณ์แฝง

โดยที่

$$y_1 = g_{p1} + s(C_{p1} + C_{i+2}) \quad (13)$$

$$y_2 = g_{n2} + g_{n3} + s(C_1 + C_{i+1} + C_{n2} + C_{i+3} + C_{n3}) \quad (14)$$

$$y_3 = g_{p2} + s(C_2 + C_{p2} + C_{i+4}) \quad (15)$$

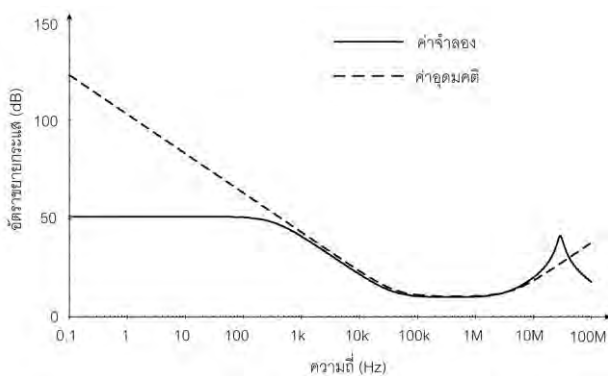
$$y_4 = g_{p2} + g_{p4} + s(C_{p2} + C_{p4}) \quad (16)$$

จากสมการ (12) ถึง (16) จะเห็นว่า เทอม  $y_1$  และ เทอม  $y_4$  จะมีผลกระทบที่ความถี่สูงมากๆ กรณีนี้ ควรเลือกย่านความถี่ใช้งานให้ต่ำกว่าค่าความถี่นี้ ส่วน เทอม  $y_2$  และ เทอม  $y_3$  จะลดผลกระทบได้ด้วยการเลือกตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  ให้มีค่ามากกว่าตัวเก็บประจุแฝงมาก ๆ

### 3. ผลการจำลองการทำงาน

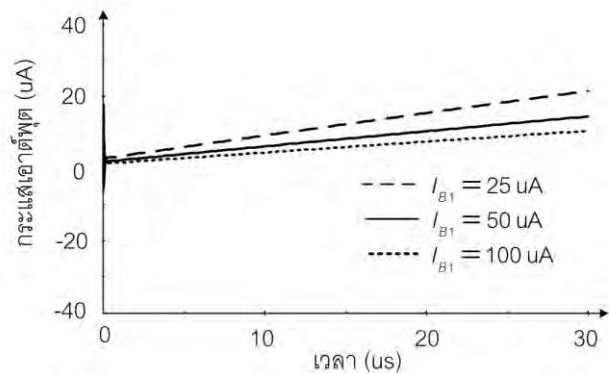
ในหัวข้อนี้ จะกล่าวถึงการทดสอบการทำงานของตัวควบคุมพีโอดีในโหมดกระแสที่นำเสนอ โดยตัวทรานส์คอนดักเตอร์ในรูปที่ 2 จะถูกจำลองด้วยโปรแกรม SPICE ที่ใช้เทคโนโลยีซีมอส TSMC 0.18 um และใช้แรงดันไฟเลี้ยง  $\pm 0.9V$  [14] โดยทรานซิสเตอร์ทุกตัวเลือกใช้  $L = 0.54 \text{ um}$  และเลือก  $W = 9 \text{ um}$  สำหรับทรานซิสเตอร์แบบพีมอส (PMOS)  $M_1$  และ  $M_2$  ในขณะที่เลือก  $W = 3.6 \text{ um}$  สำหรับทรานซิสเตอร์แบบเอ็นมอส (NMOS)  $M_3$  และ  $M_4$

ส่วนตัวควบคุมพีไอดีในโหมดกระแสที่นำเสนอนี้ในรูปที่ 3 เมื่อกำหนดให้ตัวเก็บประจุ  $C_1 = 0.02$  nF และ  $C_2 = 20$  nF และกระแสไบอัสของตัวทรานส์คอนดักเตอร์มีค่าเป็น  $I_{B1} = 20$  uA,  $I_{B2} = 200$  uA,  $I_{B3} = 200$  uA และ  $I_{B4} = 200$  uA ซึ่งใช้กำลังไฟฟ้า 1.2 mW และมีผลตอบสนองทางความถี่ของตัวควบคุมนี้ดังรูปที่ 6 จะเห็นว่า ผลตอบสนองความถี่ของตัวควบคุมพีไอดีนี้ที่ได้จากการจำลองจะมีค่าใกล้เคียงกับค่าในทางทฤษฎีในย่านความถี่ 1 kHz ถึง 10 MHz นอกย่านความถี่นี้ ผลตอบสนองความถี่ที่ได้จากการจำลองจะมีความคลาดเคลื่อนจากค่าทางทฤษฎี ซึ่งมีความคลาดเคลื่อนของตัวทรานส์คอนดักเตอร์ โดยในย่านความถี่ตั้งแต่ 30 MHz ขึ้นไป ค่าจำลองของผลตอบสนองทางความถี่จะเริ่มตกลง ซึ่งเป็นผลมาจากตัวเก็บประจุแฝงของตัวทรานส์คอนดักเตอร์ ส่วนในย่านความถี่ 300 Hz ลงมา ค่าจำลองของผลตอบสนองความถี่จะเริ่มห่างออกจากค่าทางทฤษฎีมากขึ้น ซึ่งเป็นผลมาจากค่าความนำแฝงของตัวทรานส์คอนดักเตอร์



รูปที่ 6 ผลตอบสนองความถี่ของตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอนี้ในรูปที่ 3

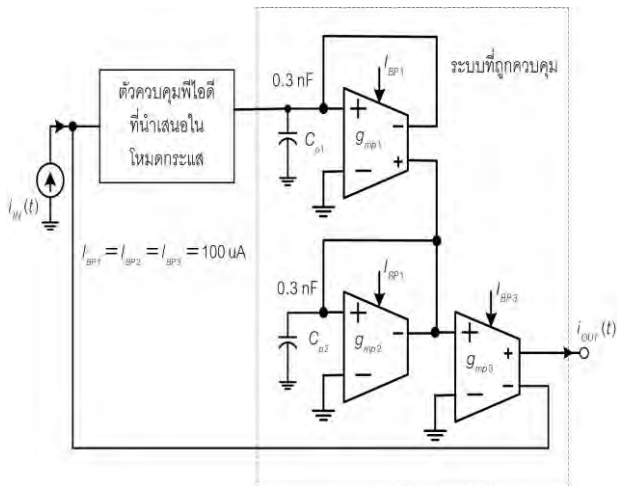
จากนั้น เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณขั้นบันไดขนาด 1 uA และกำหนดค่ากระแสไบอัส  $I_{B1} = 25$  uA, 50 uA และ 100 uA จะได้ค่าจำลองของกระแสเอาต์พุตดังรูปที่ 7 จะเห็นว่า ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอสมาสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการปรับกระแสไบอัสของตัวทรานส์คอนดักเตอร์นั่นเอง



รูปที่ 7 ผลตอบสนองสัญญาณขั้นบันไดของตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอนี้

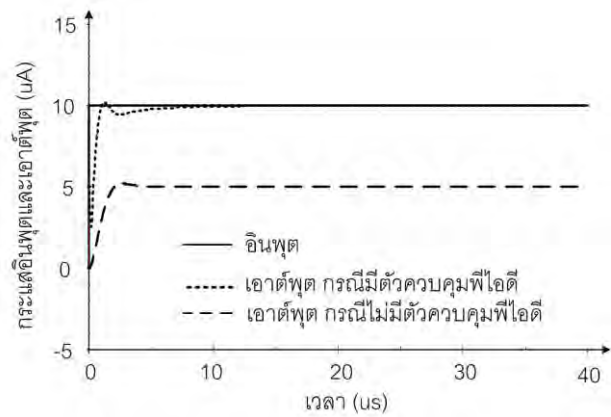
สำหรับตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานของตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอนั้นได้แสดงในรูปที่ 8 ซึ่งเป็นระบบควบคุมแบบป้อนกลับแบบหนึ่งหน่วยจะประกอบด้วยตัวควบคุมพีไอดีในโหมดกระแสที่นำเสนอนี้พร้อมกับวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ทำหน้าที่เป็นเหมือนระบบที่ถูกควบคุม ซึ่งเป็นวงจรมีผลตอบสนองแบบหน่วงวิกฤติ (critical damping response) เมื่อวงจรรองความถี่ต่ำผ่านนี้มีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$P_{LPF}(s) = \frac{1}{0.59 \times 10^{-12} s^2 + 1.54 \times 10^{-6} s + 1} \quad (17)$$



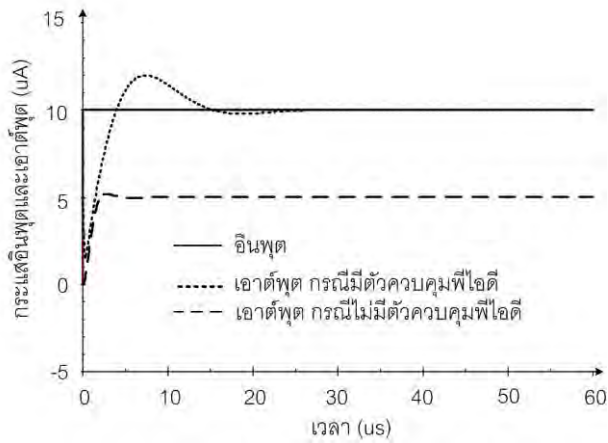
รูปที่ 8 ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอนี้

จากสมการ (17) เมื่อใช้วิธีการปรับค่าของซีเกลอร์-นิโคลส์ (Ziegler-Nichols tuning method) จะทำให้ได้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอดีมีค่าเป็น  $K_p = 4.47$ ,  $T_D = 0.48 \text{ us}$  และ  $T_I = 2.55 \text{ us}$  [1] ซึ่งจากตัวควบคุมพีไอดีในโหมดกระแสตามรูปที่ 3 เลือกใช้  $C_1 = 0.1 \text{ nF}$ ,  $C_2 = 1 \text{ nF}$ ,  $I_{B1} = 10 \text{ uA}$ ,  $I_{B2} = I_{B3} = 200 \text{ uA}$  และ  $I_{B4} = 100 \text{ uA}$  เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณขั้นบันไดขนาด  $10 \text{ uA}$  ให้กับระบบควบคุมตามรูปที่ 8 จะได้ผลตอบสนองแบบขั้นบันไดดังรูปที่ 9 ซึ่งในรูปนี้จะมีการเปรียบเทียบผลกับระบบควบคุมแบบป้อนกลับหนึ่งหน่วยในกรณีที่ไม่มีความควบคุมพีไอดีด้วย จะเห็นว่า กรณีที่ไม่มีตัวควบคุมพีไอดี ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบป้อนกลับ จะมีค่าความคลาดเคลื่อนในสภาวะคงตัว  $5 \text{ uA}$  เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินสูงสุด  $4 \%$  ช่วงเวลาไต่ขึ้น  $1.33 \text{ us}$  และช่วงเวลาเช็ดตัว  $1.82 \text{ us}$  ส่วนกรณีที่มีการใช้ตัวควบคุมแบบพีไอดีในระบบควบคุมแบบป้อนกลับนั้น จะไม่มีค่าความคลาดเคลื่อนในสภาวะคงตัวเลย เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินสูงสุด  $1.7 \%$  ช่วงเวลาไต่ขึ้น  $0.77 \text{ us}$  และช่วงเวลาเช็ดตัว  $3.05 \text{ us}$  เท่านั้น



รูปที่ 9 ผลตอบสนองแบบขั้นบันไดของระบบควบคุมในรูปที่ 8 กรณีระบบที่ถูกควบคุมมีผลตอบสนองแบบหน่วงวิกฤติ

จากระบบควบคุมในรูปที่ 8 เมื่อทำการเปลี่ยนระบบที่ถูกควบคุมให้มีผลตอบสนองแบบหน่วงเกิน (over damping response) โดยเลือกใช้  $C_{p1} = 0.1 \text{ nF}$  และ  $C_{p2} = 5 \text{ nF}$  ซึ่งจะได้ผลตอบสนองแบบขั้นบันไดดังรูปที่ 10 จะเห็นว่า กรณีที่ไม่มีตัวควบคุมพีไอดี ผลตอบสนองของระบบจะคล้ายกับผลตอบสนองในรูปที่ 9 ขณะที่กรณีมีตัวควบคุมพีไอดีในระบบ ผลตอบสนองที่ได้ก็จะมีค่าความคลาดเคลื่อนในสภาวะคงตัวเช่นกัน ส่วนเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินสูงสุดมีค่าเป็น  $19.9 \%$  ช่วงเวลาไต่ขึ้น  $3.29 \text{ us}$  และช่วงเวลาเช็ดตัว  $12.91 \text{ us}$  จะเห็นว่า ตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอสวยช่วยปรับปรุงการทำงานของระบบควบคุมแบบป้อนกลับให้ดีขึ้นได้ สำหรับการเปรียบเทียบคุณสมบัติของตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอกับตัวควบคุมแบบเดิมที่ได้นำเสนอมามีดังตารางที่ 1



รูปที่ 10 ผลตอบสนองแบบขั้นบันไดของระบบควบคุมในรูปแบบที่ 8 กรณีระบบที่ถูกควบคุมมีผลตอบสนองแบบหน่วงเกิน

#### 4. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอตัวควบคุมพีไอดีในโหมดกระแสแบบใหม่ที่ประกอบด้วยตัวทรานส์คอน

ตารางที่ 1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของตัวควบคุมพีไอดีแบบใหม่ที่นำเสนอเทียบกับแบบเดิม

ลำดับอ้างอิง	จำนวนอุปกรณ์แบบแอคทีฟ	ตัวเก็บประจุแบบลงกราวนด์	ตัวต้านทานภายนอก	การปรับค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์	แรงดันไฟเลี้ยง (V)
[3]	OTA 8 ตัว (ทรานซิสเตอร์ 72 ตัว)	ใช้	ไม่	ใช่	±5
[4]	CCCII 8 ตัว (ทรานซิสเตอร์ 112 ตัว)	ใช้	ใช่	ใช่	-
[5]	CCII+ 3 ตัว (ทรานซิสเตอร์ 54 ตัว)	ใช้	ใช่	ไม่	-
[6]	CCII 2 ตัว (ทรานซิสเตอร์ 22 ตัว)	ใช้	ใช่	ไม่	±1.5
[7]	CDBA 4 ตัว (ทรานซิสเตอร์ 80 ตัว)	ไม่	ใช่	ไม่	-
[8]	CCII 2 ตัว (ทรานซิสเตอร์ 32 ตัว)	ใช้	ใช่	ไม่	±1
[9]	ตัวทรานส์คอนดักเตอร์ 5 ตัว (ทรานซิสเตอร์ 24 ตัว)	ใช้	ไม่	ใช่	±0.9
[10]	CCCDDBA 4 ตัว ตัวแยกกระแส 1 ตัว (ทรานซิสเตอร์ 108 ตัว)	ใช้	ไม่	ใช่	±1.5
[11]	ZC-CFTA 1 ตัว (ทรานซิสเตอร์ 14 ตัว)	ไม่	ใช่	ไม่	±1
[12]	ทรานซิสเตอร์ 62 ตัว	ใช้	ไม่	ใช่	±1.5
ตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอ	ตัวทรานส์คอนดักเตอร์ 4 ตัว (ทรานซิสเตอร์ 20 ตัว)	ใช้	ไม่	ใช่	±0.9

ดักเตอร์ 4 ตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุแบบลงกราวนด์อีก 2 ตัวโดยไม่ใช้ตัวต้านทานภายนอกเลย จึงทำให้ตัวควบคุมที่นำเสนอนี้มีคุณสมบัติที่น่าสนใจ คือ มีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนเหมาะในการนำไปสร้างในรูปแบบวงจรรวม พารามิเตอร์ของตัวควบคุมปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ใช้แรงดันไฟเลี้ยงของวงจรต่ำและยังมีความถี่ใช้งานสูงถึง 10 MHz ด้วยการจำลองการทำงานของตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ พบว่า มีผลสอดคล้องกับการวิเคราะห์ทางทฤษฎีด้วยดี นอกจากนี้ ตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอยังช่วยปรับการทำงานของระบบควบคุมแบบป้อนกลับหนึ่งหน่วยให้ดีขึ้นอีกด้วย



## เอกสารอ้างอิง

- [1] Gopal M. "Control Systems: Principle and Design" 2<sup>nd</sup> edition, Singapore: McGraw-Hill Inc., 2003.
- [2] Astrom K. and Hagglund T. "PID Controllers: Theory, Design and Tuning" 2<sup>nd</sup> edition, North Carolina: Instrument Society of America Inc., 1995.
- [3] Erdal C., Toker A. and Acar C. "OTA-C based proportional-integral-derivative (PID) controller and calculating optimum parameter" Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, Vol. 9, No. 2, pp. 189-198, 2001.
- [4] Erdal C., Kuntman H. and Kafali S. "A current controlled conveyor based proportional-integral-derivative (PID) controller" Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol. 4, No. 2, pp. 1243-1248, 2004.
- [5] Minaei S., Yuce E, Tokat S. and Cicekoglu O. "Simple realizations of current-mode and voltage-mode PID, PI and PD controllers" In Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Dubrovnik (Croatia), pp. 195-198, 2005.
- [6] Yuce E., Tokat S., Kizilkaya A. and Cicekoglu O. "CCII-based PID controllers employing grounded passive components" International Journal of Electronics and Communications, Vol. 60, No. 5, pp. 399-403, 2006.
- [7] Keskin A. U. "Design of a PID controller circuit employing CDBAs" International Journal of Electrical Engineering Education, Vol. 43, No. 1, pp. 48-56, 2006.
- [8] Yuce E. and Minaei S. "New CCII-based versatile structure for realizing PID controller and instrumentation amplifier" Microelectronics Journal, Vol. 41, No. 5, pp. 311-316, 2010.
- [9] สมเกียรติ เกิดทอง วินัย ศิลารวม วิชาวัลย์ นาคทรัพย์ วิชาแสง พิสิทธิ์ และ วิวัฒน์ กิรานนท์ "ตัวควบคุมแบบพีไอดีโดยใช้วงจรรีจิสเตอร์แบบซีมอสที่ถูกรวมด้วยกระแส" เอกสารรวมเล่มการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 33 หน้า 771-773 พ.ศ. 2553.
- [10] Srisakultiew S. and Siripruchyanun "A synthesis of electronically controllable current-mode PI, PD and PID controllers employing CCCDBAs" Circuits and Systems, Vol. 4, pp. 287-292, 2013.
- [11] Tangsrirat W. "Voltage-mode analog PID controller using a single z-copy current follower transconductance amplifier (ZC-CFTA)" Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials, Vol. 45, No. 3, pp. 175-179, 2015.
- [12] Prommee P. and Angkeaw K. "High performance electronically tunable log-

- domain current-mode PID controller”  
Microelectronics Journal, Vol.72, pp. 126-137, 2018.
- [13] Arbel A. F. and Goldminz L. “Output stage for current-mode feedback amplifiers, theory and applications” Analog Integrated Circuit and Signal Processing Vol.2, No. 3, pp. 243-255, 1992.
- [14] The MOSIS Service “SPICE model of TSMC 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS process parameter” Available at: <http://www.mosis.org/test/>.