

## บทที่ 3

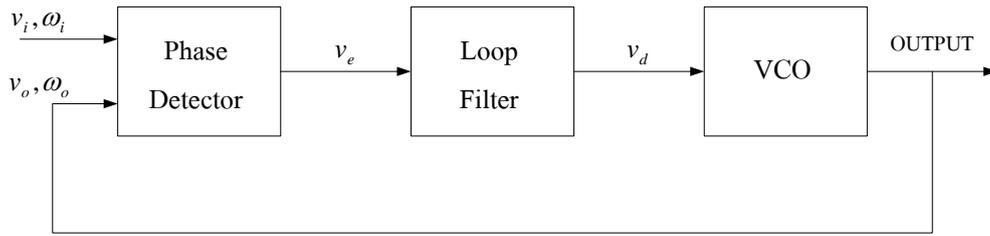
# เฟสล็อกกลูป

### 3.1 บทนำ

เฟสล็อกกลูป (Phase Lock Loops : PLL) ได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่างๆ ได้แก่ การควบคุมในงานอุตสาหกรรม งานด้านโทรคมนาคม งานเครื่องมือวัด และเครื่องมือวัดมิติเดียว โดยเฟสล็อกกลูปถูกนำไปใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์เป็นส่วนมาก นอกจากนี้ยังได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้ควบคุมอุณหภูมิของน้ำโดยทำงานร่วมกับตัวควบคุมแบบ PID สำหรับในงานวิจัยนี้ จะใช้เฟสล็อกกลูปเพื่อควบคุมให้กระแสและแรงดันของวงจรแท่งที่อยู่ในสถานะเรโซแนนซ์ โดยเฟสล็อกกลูปสามารถแบ่งออกได้เป็น 4 ชนิด [5] คือ ลิเนียร์เฟสล็อกกลูป (LPLL) คลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกกลูป (DPLL) ออดคิจิตอลเฟสล็อกกลูป (ADPLL) และซอฟต์แวร์เฟสล็อกกลูป (SPLL) ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวเพียง 2 ชนิด คือ ลิเนียร์เฟสล็อกกลูป และ คลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกกลูป

### 3.2 ลิเนียร์เฟสล็อกกลูป (LPLL)

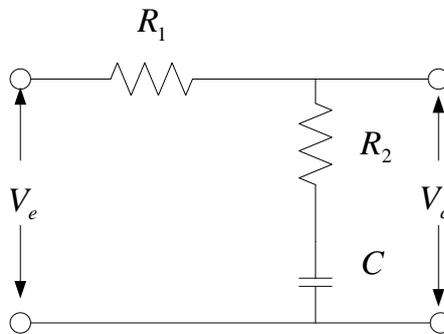
ลิเนียร์เฟสล็อกกลูปเป็นเครื่องมือที่ทำให้สัญญาณหนึ่งตามรอยอีกสัญญาณหนึ่ง ซึ่งสัญญาณเอาท์พุทจะถูกทำให้พร้อมเฟรียซ (Synchronous) กับสัญญาณอินพุตอ้างอิงทั้งความถี่และเฟส เฟสล็อกกลูปเป็นระบบเซอร์โวลตรอมดา ซึ่งจะควบคุมให้ความแตกต่างเฟสระหว่างเฟสเอาท์พุทกับเฟสอ้างอิงให้มีค่าน้อยที่สุด ลิเนียร์เฟสล็อกกลูปประกอบไปด้วยวงจรตรวจจับเฟส (Phase Detector : PD) วงจรกรองกลูป (Loop Filter : LF) และวงจรกำเนิดความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Oscillator : VCO) ดังแสดงในรูปที่ 3.1 โดยภาคตัวตรวจจับเฟสของลิเนียร์เฟสล็อกกลูปทำหน้าที่ตรวจจับความคลาดเคลื่อนของเฟสของสัญญาณอินพุตอ้างอิง ( $v_i(t)$ ) ซึ่งโดยทั่วไปจะเป็นสัญญาณคลื่นไซน์ที่มีความถี่เชิงมุม ( $\omega_i$ ) กับสัญญาณเอาท์พุทของวงจรกำเนิดความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน ( $v_d(t)$ ) ซึ่งโดยทั่วไปจะเป็นรูปคลื่นไซน์หรือสัญญาณสี่เหลี่ยมที่สมมาตรที่มีความถี่เชิงมุม ( $\omega_o$ ) สัญญาณเอาท์พุท ( $v_e(t)$ ) ของภาคตรวจจับเฟสจะถูกส่งต่อไปยังภาคกรองกลูป(วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน) ทำให้ได้แรงดันไฟกระแสตรง ( $v_d(t)$ ) ซึ่งเป็นสัดส่วนโดยตรงกับสัญญาณความคลาดเคลื่อนของเฟส เพื่อใช้ควบคุมวงจรกำเนิดความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) โดยทั่วไปวงจรกรองกลูปของลิเนียร์เฟสล็อกกลูปส่วนมากจะใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง ซึ่งจะมีทั้งแบบพาสซีฟและแอคทีฟโดยจะได้อีกกล่าวต่อไป



รูปที่ 3.1 รูปแบบของลิเนียร์เฟสล็อกคูลูป

### 3.2.1 วงจรกรองคูลูป

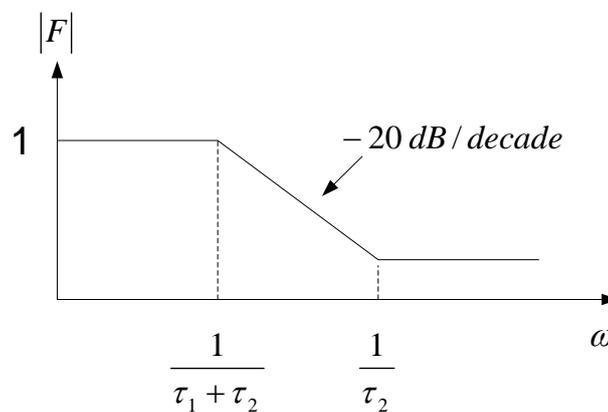
วงจรกรองคูลูปที่แสดงในรูปที่ 3.2 เป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟเล็กฟิลเตอร์ ซึ่งใช้กันมากในการออกแบบเฟสล็อกคูลูป โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอน ดังแสดงในสมการที่ (3.1) [5] ซึ่งมี 1 โพลและ 1 ซีโร



รูปที่ 3.2 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟเล็กฟิลเตอร์

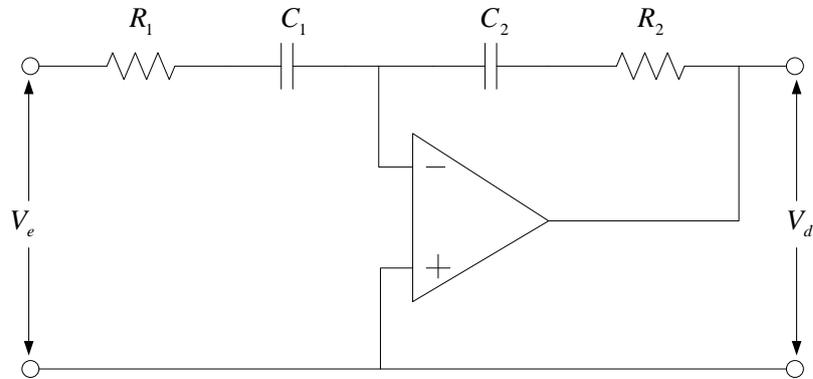
$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)} \tag{3.1}$$

เมื่อ  $\tau_1 = R_1C$  และ  $\tau_2 = R_2C$  ผลตอบสนองของวงจรแสดงในรูปที่ 3.3 [5]



รูปที่ 3.3 ผลตอบสนองของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟเล็กฟิลเตอร์

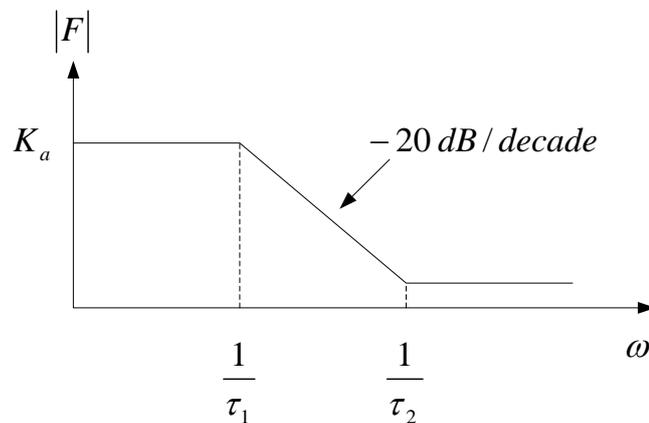
วงจรกรองรูปที่แสดงในรูปที่ 3.4 เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟเล็กฟิลเตอร์ โดยมีฟังก์ชันของการถ่ายโอนจะมีอัตราขยาย  $K_a$  เพิ่มขึ้นมาโดยสามารถเลือกค่าได้มากกว่า 1 มากๆ ดังแสดงในสมการที่ (3.2) [5]



รูปที่ 3.4 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำแบบแอกทีฟเล็กฟิลเตอร์

$$F(s) = K_a \frac{1 + s\tau_2}{1 + s\tau_1} \quad (3.2)$$

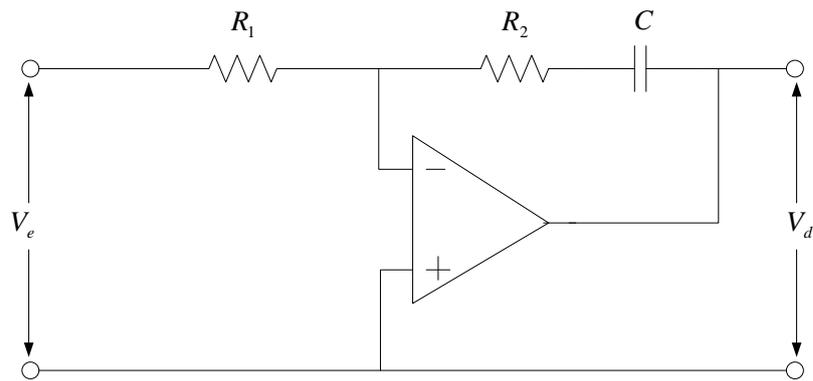
เมื่อ  $\tau_1 = R_1C_1$  และ  $\tau_2 = R_2C_2$  และ  $K_a = \frac{-C_1}{C_2}$  ผลตอบสนองของวงจรแสดงดังรูปที่ 3.5 [5]



รูปที่ 3.5 ผลตอบสนองของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟเล็กฟิลเตอร์

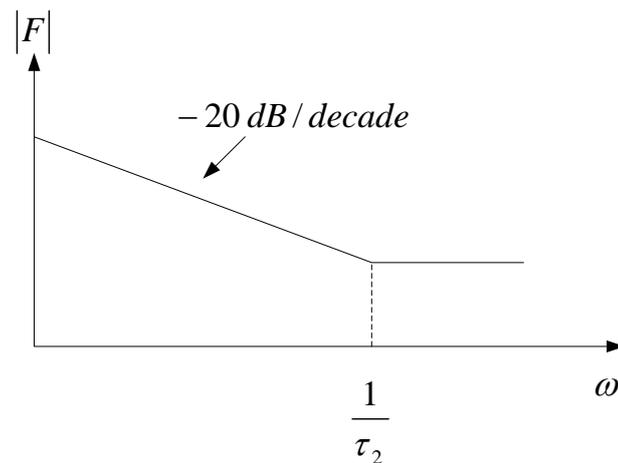
วงจรกรองรูปที่แสดงในรูปที่ 3.6 เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ PI ฟิลเตอร์ โดยมีฟังก์ชันของการถ่ายโอนแสดงในสมการที่ (3.3) [5]

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1} \quad (3.3)$$



รูปที่ 3.6 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำแบบแอกทีฟ PI ฟิวเตอร์

เมื่อ  $\tau_1 = R_1 C$  และ  $\tau_2 = R_2 C$  ผลตอบสนองของวงจรแสดงในรูปที่ 3.7 [5] โดยมีโพลอยู่ที่  $s = 0$  ซึ่งทำหน้าที่เหมือนอินทิเกรเตอร์

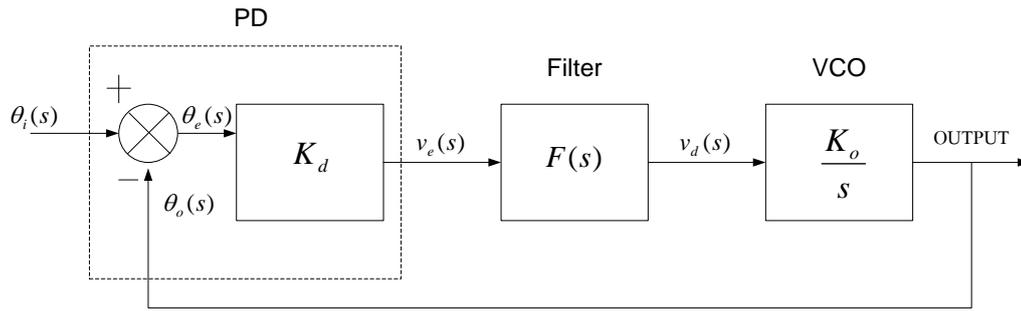


รูปที่ 3.7 ผลตอบสนองของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ PI ฟิวเตอร์

### 3.2.2 การทำงานของลิเนียร์เฟสบล็อกคู่ในสถานะล็อก

ในการทำงานของลิเนียร์เฟสบล็อกคู่สามารถเขียนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เมื่ออยู่ในสถานะล็อกได้ดังรูปที่ 3.8 [5] โดยฟังก์ชันถ่ายโอน  $H(s)$  ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของ  $\theta_o$  ของสัญญาณเอาต์พุต และเฟส  $\theta_i$  ของสัญญาณอินพุต สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.4) [5]

$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_o K_d F(s)}{s + K_o K_d F(s)} \quad (3.4)$$



รูปที่ 3.8 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของลิเนียร์เฟสล็อกคูล

และสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนความคลาดเคลื่อนเฟส  $H_e(s)$  ได้ดังสมการที่ (3.5)

$$H_e(s) = \frac{\theta_e(s)}{\theta_i(s)} = \frac{s}{s + K_o K_d F(s)} = 1 - H(s) \quad (3.5)$$

โดยที่

$K_o$  คืออัตราขยายของตัวตรวจจับเฟส

$K_d$  คืออัตราขยายของวงจรถ่ายโอนความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน

เมื่อแทนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถ่ายโอน  $F(s)$  ตามชนิดของวงจรถ่ายโอนความถี่ต่ำผ่านลงในสมการที่ (3.4) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนเฟส  $H(s)$  ดังนี้

วงจรถ่ายโอนความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟแก็กฟิลเตอร์

$$H(s) = \frac{K_o K_d \frac{1 + s\tau_2}{\tau_1 + \tau_2}}{s^2 + s \frac{1 + K_o K_d \tau_2}{\tau_1 + \tau_2} + \frac{K_o K_d}{\tau_1 + \tau_2}} \quad (3.6)$$

วงจรถ่ายโอนความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟแก็กฟิลเตอร์

$$H(s) = \frac{K_o K_d K_a \frac{1 + s\tau_2}{\tau_1}}{s^2 + s \frac{1 + K_o K_d K_a \tau_2}{\tau_1} + \frac{K_o K_d K_a}{\tau_1}} \quad (3.7)$$

วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ PI ฟิลเตอร์

$$H(s) = \frac{K_o K_d \frac{1+s\tau_2}{\tau_1}}{s^2 + s \frac{1+K_o K_d \tau_2}{\tau_1} + \frac{K_o K_d}{\tau_1}} \quad (3.8)$$

เราสามารถเขียนตัวหารของฟังก์ชันถ่ายโอนเฟส  $H(s)$  โดยเขียนให้อยู่ในรูปแบบมาตรฐานคือ

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$$

โดยที่

$\omega_n$  คือความถี่ธรรมชาติ (Natural Frequency)

$\zeta$  คือตัวประกอบหน่วง (Damping Factor)

ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านใหม่ ได้ดังนี้

วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟเล็กฟิลเตอร์

$$H(s) = \frac{s\omega_n \left( 2\zeta - \frac{\omega_n}{K_o K_d} \right) + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.9)$$

$$\text{เมื่อ } \omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{\tau_1 + \tau_2}} \text{ และ } \zeta = \frac{\omega_n}{2} \left( \tau_2 + \frac{1}{K_o K_d} \right)$$

วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟเล็กฟิลเตอร์

$$H(s) = \frac{s\omega_n \left( 2\zeta - \frac{\omega_n}{K_o K_d K_a} \right) + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.10)$$

$$\text{เมื่อ } \omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d K_a}{\tau_1}} \text{ และ } \zeta = \frac{\omega_n}{2} \left( \tau_2 + \frac{1}{K_o K_d K_a} \right)$$

วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทิฟ PI ฟิลเตอร์

$$H(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.11)$$

$$\text{เมื่อ } \omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{\tau_1}} \text{ และ } \zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$$

ในทางปฏิบัติลิเนียร์เฟสล็กกลุ่มส่วนมากจะมีอัตราขยายสูง ดังนั้นจะสอดคล้องกับเงื่อนไขคือ  $K_o K_d \gg \omega_n$  หรือ  $K_o K_d K_a \gg \omega_n$  ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองจะแสดงดังสมการที่ (3.12) [5]

$$H(s) \approx \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.12)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนความคลาดเคลื่อนเฟส  $H_e(s)$  ที่มีอัตราขยายสูงทั้ง 3 แบบของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน แสดงดังสมการที่ (3.13) [5]

$$H_e(s) \approx \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.13)$$

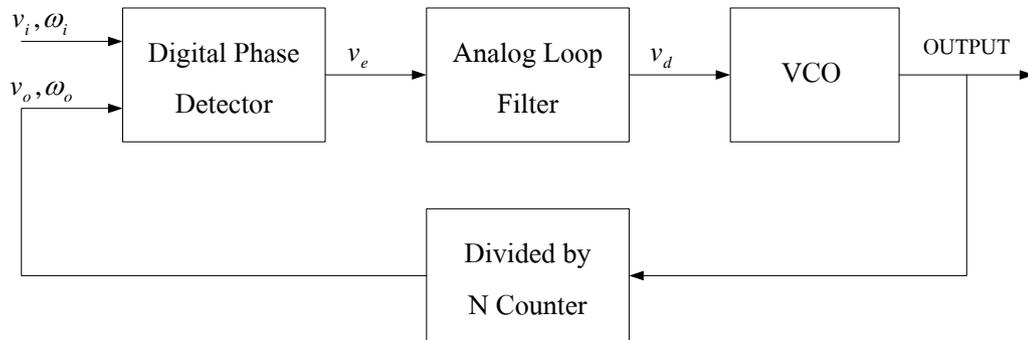
### 3.3 คลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็กกลุ่ม (DPLL)

คลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็กกลุ่ม เป็นระบบที่มีการผสมกันระหว่างส่วนที่เป็นอนาล็อกกับดิจิตอล ส่วนที่ทำงานเป็นดิจิตอลทั้งหมดของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็กกลุ่มคือ ภาคตรวจจับเฟส ในขณะที่ภาคกรองและวงจรถ้าเนคความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน ยังคงมีการทำงานเป็นแบบอนาล็อกอยู่ ดังนั้นคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็กกลุ่ม จึงมีการทำงานคล้ายกับลิเนียร์เฟสล็กกลุ่ม [5]

#### 3.3.1 รูปแบบของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็กกลุ่ม

โครงสร้างของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็กกลุ่ม แสดงดังรูปที่ 3.9 จะประกอบไปด้วย ภาคตัวตรวจจับเฟส ภาคกรองและวงจรถ้าเนคความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน ซึ่งเหมือนกับลิเนียร์เฟสล็กกลุ่ม ในการประยุกต์การใช้งานที่เกี่ยวกับการสังเคราะห์ความถี่จะมีการเพิ่มภาคความถี่  $N$  เข้าไประหว่างวงจรถ้าเนคความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดันกับภาคตัวตรวจจับเฟส ดังนั้นวงจรถ้าเนคความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน จะผลิตความถี่เป็น  $N$  เท่าของความถี่อ้างอิง ในส่วนของภาคกรองและวงจรถ้าเนคความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดันของคลาสซิคอลดิจิตอล

เฟสล็อกกลุ๊ป จะเหมือนกับที่ใช้ในลิเนียร์เฟสล็อกกลุ๊ป ในส่วนที่แตกต่างคือในส่วนของภาคตัวตรวจจับเฟสจะมีการทำงานเป็นแบบลอคจิก



รูปที่ 3.9 โครงสร้างของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกกลุ๊ป

### 3.3.2 ตัวตรวจจับเฟสแบบดิจิตอล

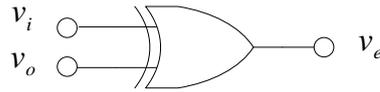
ตัวตรวจจับเฟสแบบดิจิตอลทำหน้าที่เปรียบเทียบความถี่ ซึ่งเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมทางด้านสัญญาณอินพุต และให้เอาท์พุตเป็นพัลส์ที่มีขนาดความกว้างเปลี่ยนแปลงตามความแตกต่างของเฟสของสัญญาณอินพุตทั้งสอง ตัวตรวจจับเฟสที่นิยมใช้กันคือ ตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท และตัวตรวจจับเฟสแบบ เจเค ฟลิปฟลอป และแบบเฟส-ความถี่ [5]

#### 3.3.2.1 ตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท

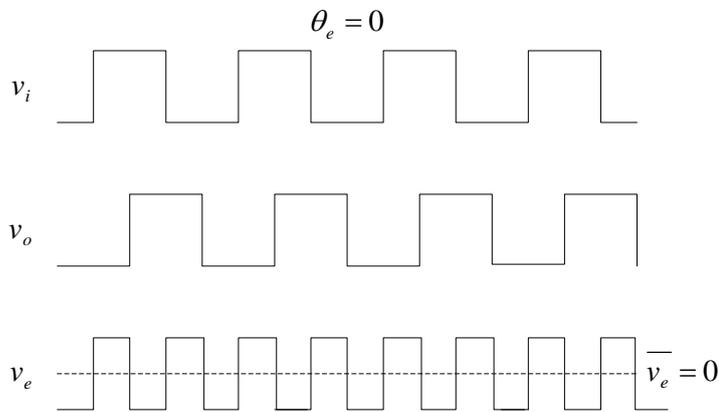
ตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท แสดงดังรูปที่ 3.10 โดยสัญญาณอินพุตทั้งสองของตัวตรวจจับเฟส แบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกทคือ  $v_i$  และ  $v_o$  จะมีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์ที่มีความสมมาตร และในรูปที่ 3.11 แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส  $\theta_e$  ของตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท เมื่อค่าผิดพลาดเฟสเท่ากับศูนย์ สัญญาณ  $v_i$  และ  $v_o$  จะมีเฟสต่างกัน 90 องศา ดังนั้นสัญญาณเอาท์พุต  $v_e$  จะเป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุตและมีค่าวัฏจักรหน้าที่ (Duty Cycle) เท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์ เนื่องจากความถี่สูงของสัญญาณ  $v_e$  จะถูกกรองทิ้งไปด้วยวงจรกรองลูป ดังนั้นเราจึงพิจารณาเพียงค่าเฉลี่ยของ  $v_e$  ดังแสดงด้วยเส้นประในรูปที่ 3.11 คือค่าเฉลี่ยของระดับลอคจิกอินพุตทั้งสอง  $\overline{v_e}$  โดยถ้าเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกทได้รับการจ่ายไฟจากแหล่งจ่ายไฟ 5 โวลต์  $\overline{v_e}$  จะมีค่าเท่ากับ 2.5 โวลต์ ซึ่งค่าแรงดัน ณ จุดนี้กำหนดให้เป็นจุดสงบ (Quiescent Point) ของเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท และที่ระดับแรงดันนี้จะให้เป็นจุดอ้างอิง  $\overline{v_e} = 0$  ดังนั้นเมื่อสัญญาณเอาท์พุต  $v_o$  มีค่ามากกว่าสัญญาณอินพุต  $v_i$  ค่าผิดพลาดเฟส  $\theta_e$  จะมีค่าเป็นบวกดังแสดงในรูปที่ 3.12 โดยค่าของวัฏจักรหน้าที่ที่มีค่ามากกว่า 50 เปอร์เซ็นต์ จึงทำให้ค่า  $\overline{v_e}$  มีค่ามากกว่าศูนย์ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าค่าของ  $\overline{v_e}$  จะมีค่ามากที่สุดเมื่อค่าผิดพลาดเฟสเท่ากับ 90 องศา

และค่าของ  $\bar{v}_e$  จะมีค่าน้อยที่สุดเมื่อค่าผิดพลาดเฟสอยู่ที่  $-90^\circ$  องศา ดังนั้นเมื่อนำค่าผิดพลาดเฟสไปเปรียบเทียบกับ  $v_e$  สามารถเขียน กราฟได้ดังรูปที่ 3.13 โดยค่าผิดพลาดเฟสจะเป็นสัดส่วนกับ  $v_e$  อยู่ในช่วง  $-\pi/2 < \theta_e < \pi/2$  สามารถเขียนสมการ ได้ดังสมการที่ (3.14) [5]

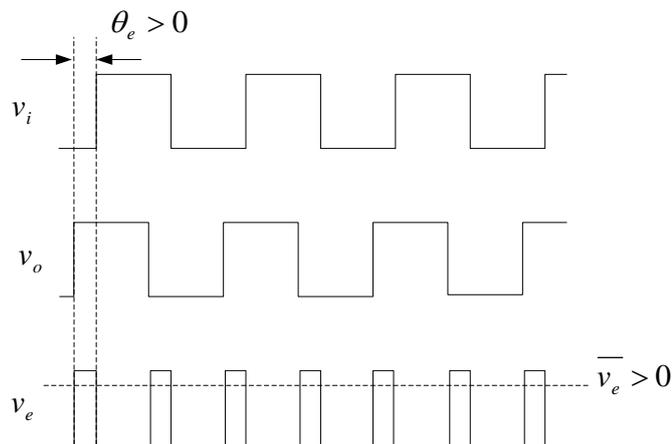
$$\bar{v}_e = K_d \theta_e \tag{3.14}$$



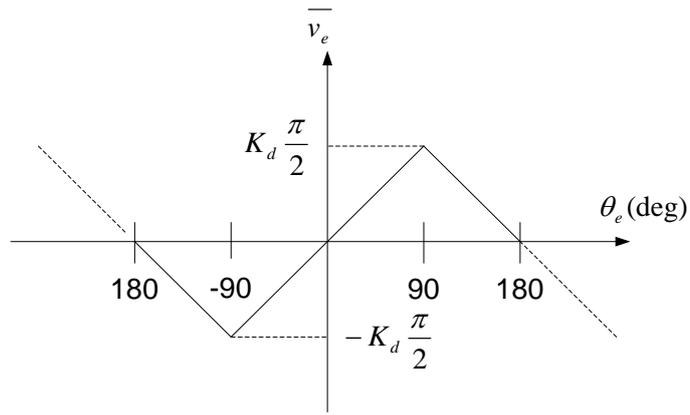
รูปที่ 3.10 ตัวตรวจจับเฟสแบบเอกซ์คลูซีฟออร์เกท



รูปที่ 3.11 แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส  $\theta_e$  เท่ากับศูนย์



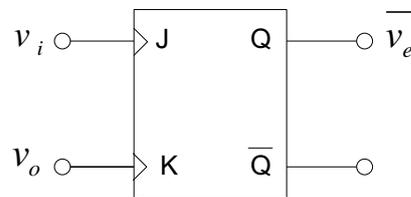
รูปที่ 3.12 แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส  $\theta_e$  มากกว่าศูนย์



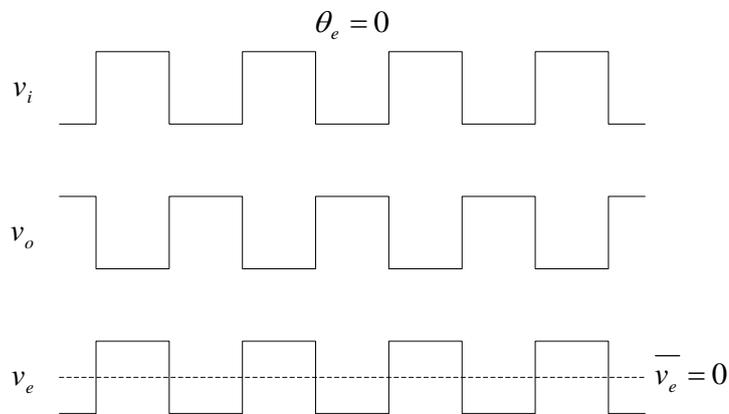
รูปที่ 3.13 สัญญาณเอาต์พุต  $\bar{v}_e$  ของตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟอว์เกท

3.3.2.2 ตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอป

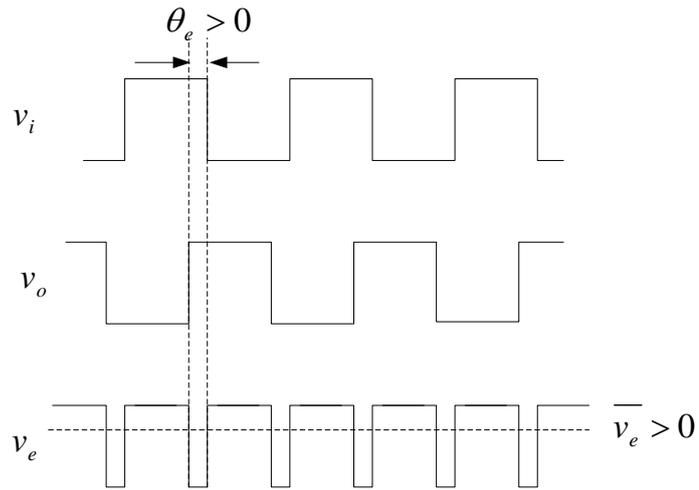
ตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอปแสดงในรูปที่ 3.14 โดยจะมีการทำงานเมื่อมีสัญญาณพัลส์ขอบขาขึ้นปรากฏที่ขาอินพุต J ทำให้เอาต์พุตของฟลิปฟลอปเปลี่ยนเป็นสภาวะลอจิกสูง (Q=1) และจะเปลี่ยนเป็นลอจิกต่ำ (Q=0) เมื่อมีสัญญาณพัลส์ขอบขาขึ้นปรากฏที่ขาอินพุต K



รูปที่ 3.14 ตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอป

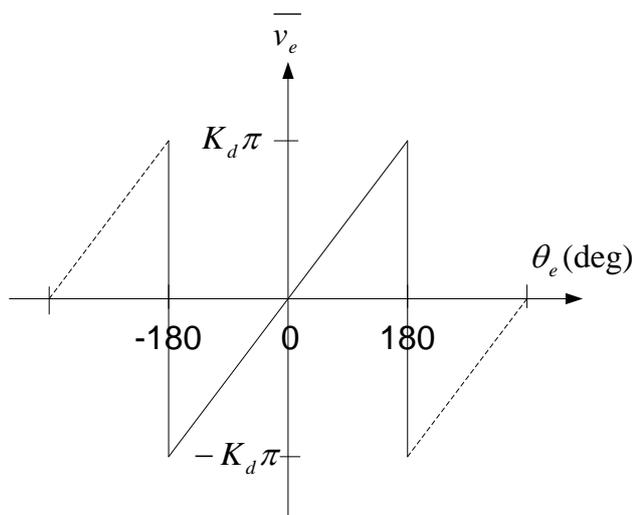


รูปที่ 3.15 แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส  $\theta_e$  เท่ากับศูนย์



รูปที่ 3.16 แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส  $\theta_e$  มากกว่าศูนย์

จากรูปที่ 3.15 แสดงรูปสัญญาณของตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอปที่มีค่าผิดพลาดทางเฟสเป็นศูนย์ เมื่อสัญญาณ  $v_i$  และ  $v_o$  ต่างเฟสกันอยู่ 180 องศา สัญญาณเอาต์พุต  $\bar{v}_e$  เป็นสัญญาณที่สมมาตรและมีคาบเหมือนกับความถี่อ้างอิง ถ้าความคลาดเคลื่อนของเฟสเป็นบวก ดังแสดงในรูปที่ 3.16 ค่าวัฏจักรการทำงานจะมีค่ามากกว่า 50 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งค่า  $\bar{v}_e$  จะมีค่าเป็นบวก ดังนั้น  $\bar{v}_e$  จะมีค่าสูงสุดเมื่อความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ 180 องศา และมีค่าต่ำสุดเมื่อความคลาดเคลื่อนทางเฟสเท่ากับ 180 องศา และในรูปที่ 3.17 แสดงค่าเปรียบเทียบระหว่างค่าความคลาดเคลื่อนทางเฟสกับค่า  $\bar{v}_e$  ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นรูปฟันเลื่อย พิสัยค่าผิดพลาดทางเฟสที่ค่า  $\bar{v}_e$  เป็นสัดส่วนกับค่าความคลาดเคลื่อนทางเฟสอยู่  $-\pi < \theta_e < \pi$  และสามารถนำมาเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ (3.15) [5] โดยตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอปสามารถรักษาการตามรอยเฟสเมื่อเกิดความคลาดเคลื่อนเฟสมากกว่าตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็ทซ์คลูซีฟออร์เกทอยู่สองเท่า



รูปที่ 3.17 สัญญาณเอาต์พุต  $\bar{v}_e$  ของตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอป

$$\overline{v_e} = K_d \theta_e \quad (3.15)$$

### 3.3.2.3 ตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่

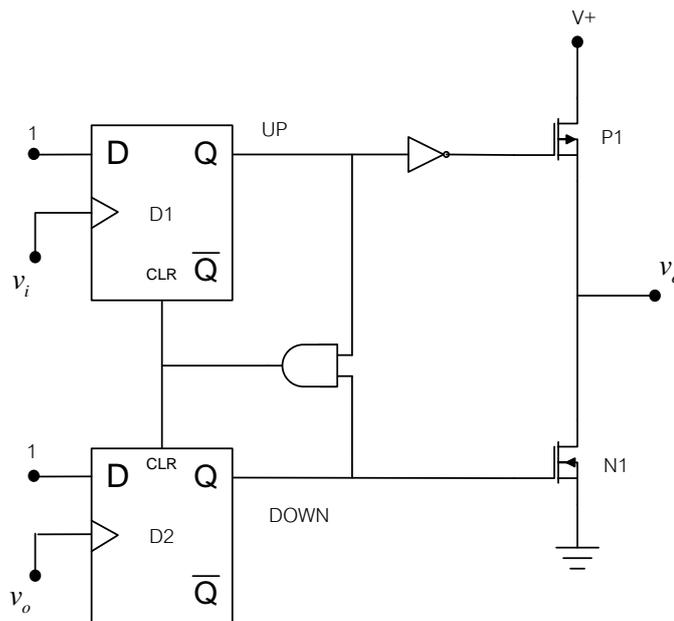
ตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่ มีคุณสมบัติที่แตกต่างจากตัวตรวจจับเฟสแบบอื่นคือ ในขณะที่เฟสล็อกอยู่ยังไม่อยู่ในสภาวะล็อก สัญญาณเอาต์พุตไม่เพียง แต่จะขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนทางเฟสแต่ยังขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนความถี่  $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$  อีกด้วย โดยตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่ แสดงดังรูปที่ 3.18 โดยใช้ D ฟลิปฟลอป 2 ตัวโดยขาเรีเซ็ตของฟลิปฟลอปทั้งสองต่ออยู่กับแอนด์เกต ซึ่งอินพุตของแอนด์เกตจะต่ออยู่กับเอาต์พุตของ D ฟลิปฟลอปซึ่งมีเอาต์พุตเป็น UP และ DN อยู่ในสถานะใดสถานะหนึ่งจาก 4 สถานะดังต่อไปนี้ [5]

UP = 0, DN = 0 เอาต์พุตคงสภาวะก่อนหน้า

UP = 0, DN = 1 เอาต์พุตเป็นสภาวะ -1

UP = 1, DN = 0 เอาต์พุตเป็นสภาวะ +1

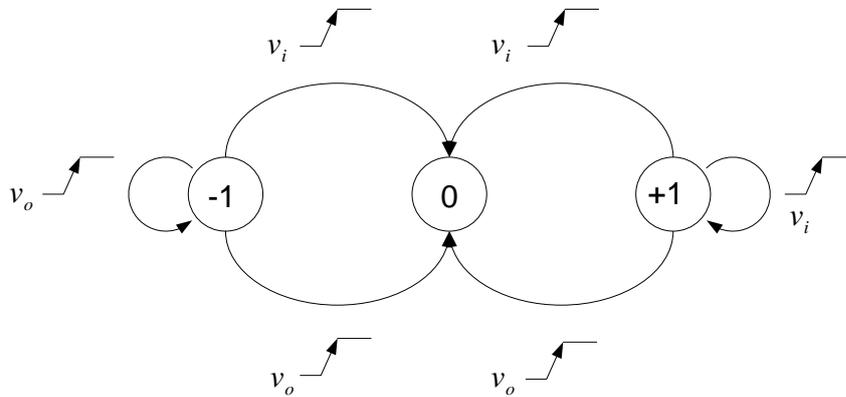
UP = 1, DN = 1 เอาต์พุตเป็นสภาวะ 0 (Reset)



รูปที่ 3.18 ตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่

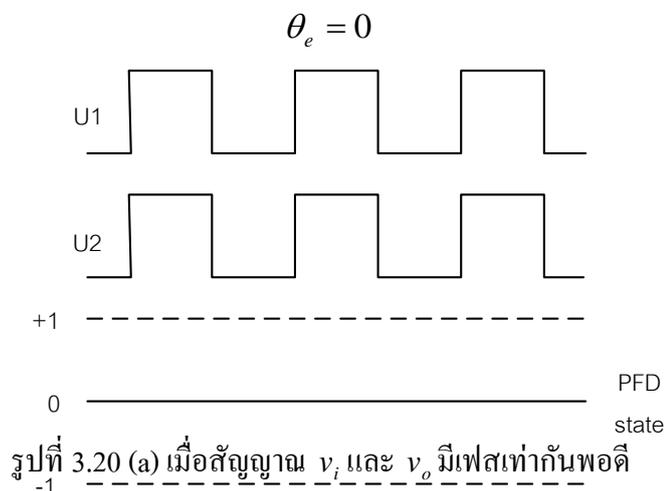
สภาวะของเอาต์พุตของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ จะเปลี่ยนไปในขณะที่มีพัลส์ขอบขาขึ้นของสัญญาณ  $v_i$  และ  $v_o$  โดยเมื่อสัญญาณ  $v_i$  เป็นพัลส์ขอบขาขึ้น สถานะของ UP เป็น +1 มอสเฟตพีเชนแนลนำกระแสเอาต์พุตของตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่  $v_e$  จะมีค่าเป็น+1 และเมื่อสัญญาณ  $v_o$  เป็นพัลส์ขอบขาขึ้น สถานะของ DN เป็น +1 มอสเฟตเอ็นเชนแนลนำกระแสเอาต์พุตของตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่  $v_e$  จะมีค่าเท่ากับกราวด์ และเมื่อ  $v_i, v_o$

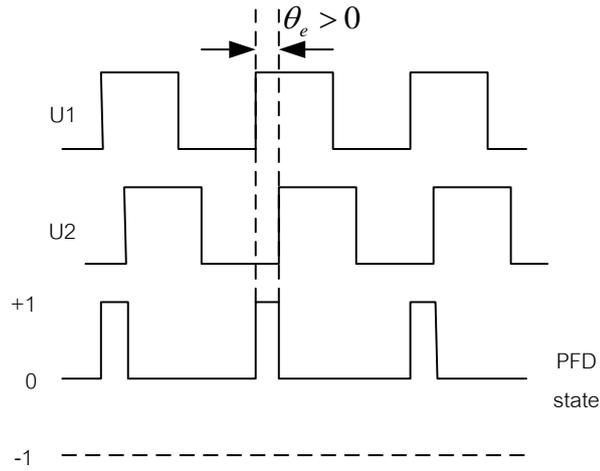
เป็นพัลส์ขอบขาขึ้นพร้อมกัน สถานะของ UP และ DN เป็น 1 ทำให้ D พลิกฟลอปทั้งสองตัว Reset เอาท์พุทของ  $v_e$  จะอยู่ในสภาวะลอย ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาท์พุทมี 3 ระดับ แต่วงจรลอจิกจะให้เอาท์พุทเป็นสัญญาณไบนารี ดังนั้นสถานะของ  $v_e = 0$  จะถูกแทนด้วยสภาวะความต้านทานสูง (High Impedance) ดังนั้นสามารถเขียนเป็นสเตทไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.19



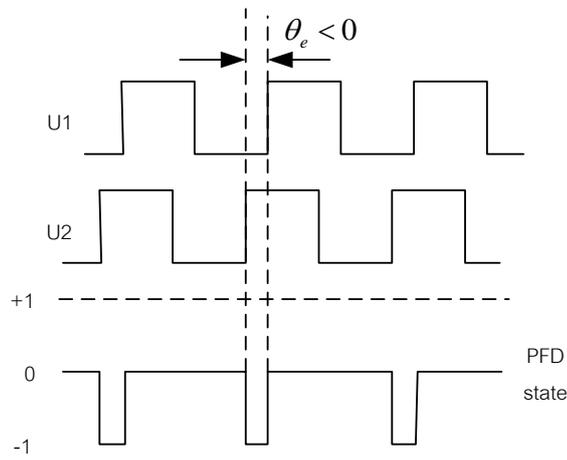
รูปที่ 3.19 การเปลี่ยนสถานะของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่

การทำงานของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ในกรณีที่มีค่าความคลาดเคลื่อนเฟสเป็นศูนย์แสดงในรูปที่ 3.20 (a) เมื่อสัญญาณ  $v_i$  และ  $v_o$  มีเฟสเท่ากันพอดีทำให้ขอบขาขึ้นของสัญญาณ  $v_i$  และ  $v_o$  เกิดขึ้นในเวลาเดียวกันตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่จะมีสถานะเป็นศูนย์ ในรูปที่ 3.20 (b) เมื่อสัญญาณ  $v_i$  นำหน้า  $v_o$  ทำให้ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ มีการเปลี่ยนสถานะอยู่ระหว่างสถานะ 0 กับ +1 โดยค่าความคลาดเคลื่อนทางเฟส  $\theta_e$  ที่มีค่าเป็นบวกจะมีค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดที่ 360 องศา และในรูปที่ 3.20 (c) เมื่อสัญญาณ  $v_i$  ล้าหลัง  $v_o$  ทำให้ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ มีการเปลี่ยนสถานะอยู่ระหว่างสถานะ 0 กับ -1 โดยค่าความคลาดเคลื่อนทางเฟส  $\theta_e$  ที่มีค่าเป็นลบจะมีค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดที่ -360 องศา ถ้านำสัญญาณ  $\overline{v_e}$  ไปเขียนกราฟเทียบกับค่าความคลาดเคลื่อนเฟส  $\theta_e$  จะได้รูปสัญญาณฟันเลื่อยดังแสดงในรูปที่ 3.21

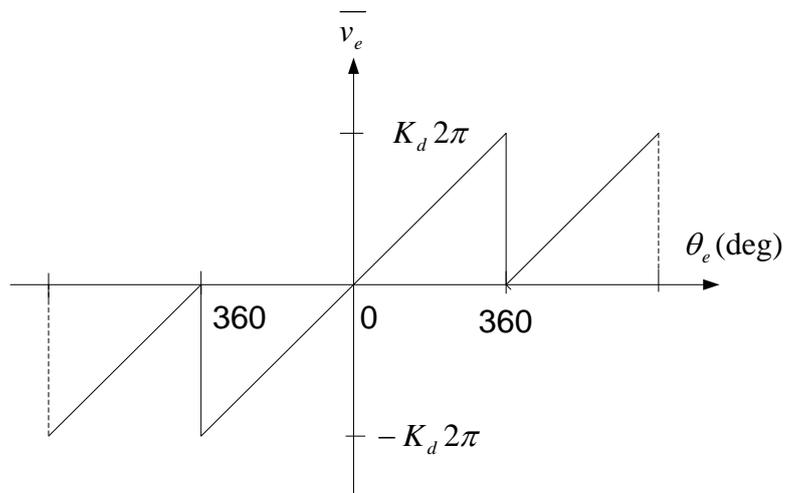




รูปที่ 3.20 (b) เมื่อสัญญาณ  $v_i$  นำหน้า  $v_o$



รูปที่ 3.20 (c) เมื่อสัญญาณ  $v_i$  ล้าหลัง  $v_o$

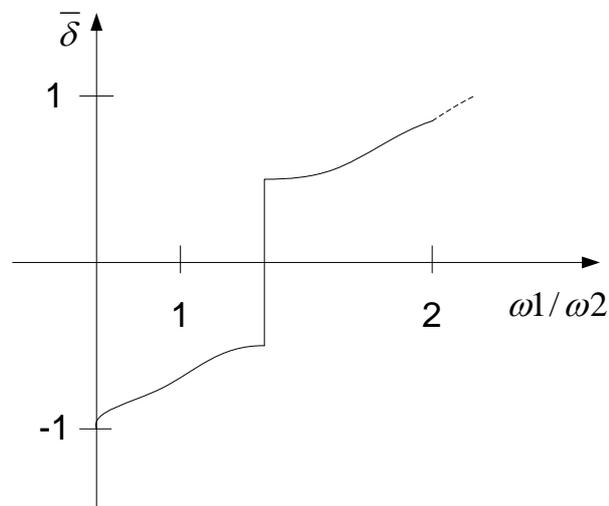


รูปที่ 3.21 กราฟสัญญาณเอาต์พุตของ  $\bar{v}_e$  ของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่

จากรูปที่ 3.21 สัญญาณเอาต์พุตของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ จะมีค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสมีพิสัยอยู่ที่  $-2\pi < \theta_e < 2\pi$  และสามารถหาค่า  $\bar{v}_e$  ได้ดังสมการที่ (3.16) [5]

$$\bar{v}_e = K_d \theta_e \quad (3.16)$$

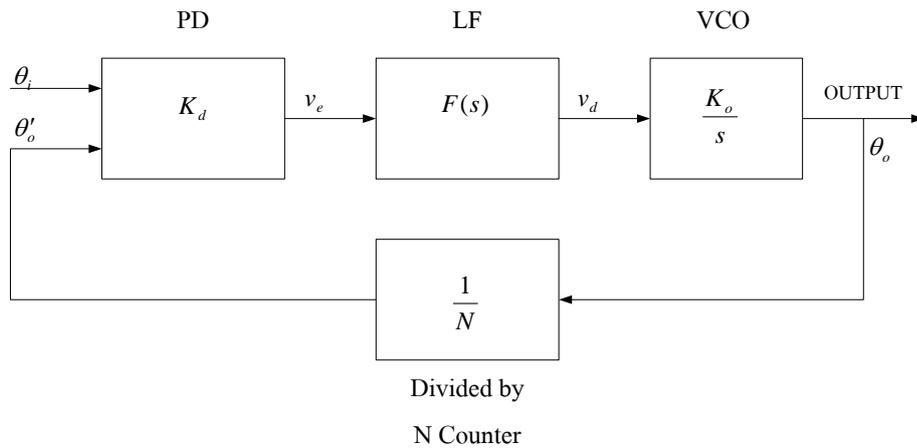
ค่าวัฏจักรการทำงานของสัญญาณ  $\bar{v}_e$  เทียบกับอัตราส่วนความถี่  $\omega_1 / \omega_2$  แสดงดังรูปที่ 3.22 ค่าวัฏจักรการทำงาน  $\delta$  ที่นิยามมาจากเวลาเฉลี่ยที่ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ [5] ในกรณี  $\omega_1 > \omega_2$  ค่าวัฏจักรการทำงาน  $\delta$  จะมีค่าเป็นบวก ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่อยู่ในสถานะ +1 สำหรับกรณี  $\omega_1 < \omega_2$  ค่าวัฏจักรการทำงาน  $\delta$  จะมีค่าเป็นลบ ในขณะที่ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่อยู่ในสถานะ -1 โดยค่าของ  $\delta$  ประมาณ -1 เมื่อ  $\omega_1 \ll \omega_2$  และค่า  $\delta$  ประมาณ +1 เมื่อ  $\omega_1 \gg \omega_2$  และค่าของ  $\delta$  ประมาณ 0.5 เมื่อ  $\omega_1$  มากกว่า  $\omega_2$  เพียงเล็กน้อย และค่าของ  $\delta$  ประมาณ -0.5 เมื่อ  $\omega_1$  น้อยกว่า  $\omega_2$  เพียงเล็กน้อย คุณสมบัติที่เป็นตัวกำหนดพิสัยการดึงเข้าซึ่งเป็นคุณสมบัติที่หาไม่ได้ในตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท และแบบ JK ฟลิปฟลอป เพราะว่าสัญญาณเอาต์พุต  $\bar{v}_e$  ของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนเฟส  $\theta_e$  ในสภาวะล็อก และจะขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนความถี่  $\Delta\omega$  เมื่ออยู่ในสภาวะไม่ล็อก ดังนั้นคลาสซิคอลดิจิทัลเฟสล็อกกลุ๊ปที่ใช้ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่จะเข้าสู่สภาวะล็อกทุกกรณีโดยไม่คำนึงถึงชนิดตัวกรองลูปที่นำมาใช้ [5]



รูปที่ 3.22 ค่าวัฏจักรการทำงานของสัญญาณเอาต์พุต  $\bar{v}_e$  ของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่

### 3.3.3 การทำงานของคลาสซิคอลดิจิทัลเฟสล็อกกลุ๊ปในสภาวะล็อก

การทำงานของคลาสซิคอลดิจิทัลเฟสล็อกกลุ๊ปในสภาวะล็อก สามารถหาได้จากฟังก์ชันถ่ายโอนของภาคต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.23 โดยฟังก์ชันถ่ายโอน  $H(s)$  สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.17) [5]



รูปที่ 3.23 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของคิจิตอลเฟสล็อกกลูป

$$H(s) = \frac{\theta_o}{\theta_i} = \frac{K_o K_d F(s)}{s + \frac{K_o K_d F(s)}{N}} \quad (3.17)$$

โดยที่  $N$  คือตัวหารความถี่ วิธีการหาฟังก์ชันถ่ายโอนเฟส  $H(s)$  ใช้หลักการเดียวกับลิเนียร์เฟส ล็อกกลูป [5] โดยการแทนค่าวงจรรองกลูป  $F(s)$  ในฟังก์ชันถ่ายโอนเฟส  $H(s)$  โดยสามารถจัดให้อยู่ในรูปแบบมาตรฐานได้ดังสมการที่ (3.18) [5]

$$H(s) = \frac{2N\zeta\omega_n s + N\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.18)$$

$$\text{เมื่อ } \omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{N(\tau_1 + \tau_2)}} \text{ และ } \zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$$

ค่า  $\omega_n$  และ  $\zeta$  ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน และตัวตรวจจับเฟสชนิดต่างๆ แสดงในตารางที่ 3.1 [5] จากตารางที่ 3.1 ค่า  $\zeta$  ของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่มีค่าเท่ากันหมด เพราะตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่มีเอาต์พุต 3 สถานะ เมื่อตัวมันอยู่ที่สถานะความถี่สูง ทำให้ไม่มีกระแสไหลเข้าวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุจะไม่มีกระแสเพิ่ม ดังนั้นวงจรรองความถี่ต่ำผ่านจึงมองเหมือนเป็นอินทิเกรเตอร์ในอุดมคติ และมีฟังก์ชันถ่ายโอนเช่นเดียวกับวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทิฟ PI ฟิลเตอร์

ตารางที่ 3.1  $\omega_n$  และ  $\zeta$  ของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกูป

ชนิดตัว ตรวจจับเฟส	ชนิดของวงจรรองรูป		
	พาสซีฟเล็กฟิลเตอร์	แอคทีฟเล็กฟิลเตอร์	แอคทีฟ PI ฟิลเตอร์
	$\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{N(\tau_1 + \tau_2)}}$	$\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d K_a}{N\tau_1}}$	$\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{N\tau_1}}$
เอ็กซ์คูซิฟออร์ เกท และ JK/FF	$\zeta = \frac{\omega_n}{2} \left( \tau_2 + \frac{N}{K_o K_d} \right)$	$\zeta = \frac{\omega_n}{2} \left( \tau_2 + \frac{N}{K_o K_d K_a} \right)$	$\zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$
เฟส-ความถี่	$\zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$	$\zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$	$\zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้เฟสล็อกูปชนิด คลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกูปโดยใช้ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ เพราะว่าสัญญาณเอาท์พุต  $v_e$  ของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนเฟส  $\theta_e$  ในสภาวะล็อก และจะขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนความถี่  $\Delta\omega$  เมื่ออยู่ในสภาวะไม่ล็อก ดังนั้นจะเข้าสู่สภาวะล็อกทุกกรณีโดยไม่คำนึงถึงชนิดตัวกรองรูปที่นำมาใช้