

ตัวสร้างสัญญาณควบคุมโดยอาศัยวงจรรองความถี่ผ่านหมดสำหรับการพัฒนา  
วงจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์  
อนุชา แก้วพูลสุข\* และ รัชณุ กัฒมัน

**All-Pass Filter-based Control Signal Generator  
for Sinusoidal-Amplitude Detector**

Anucha Kaewpoonsuk\* and Ratchanoo Katman

กลุ่มวิจัยฟิสิกส์อิเล็กทรอนิกส์ ภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร  
อ.เมือง จ.พิษณุโลก 65000

\* Corresponding author. E-mail: anuchak@nu.ac.th

**บทคัดย่อ**

บทความนี้แนะนำเสนอตัวสร้างสัญญาณควบคุมสำหรับการพัฒนาวงจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์ให้มีการทำงานที่รวดเร็วขึ้น เทคนิคที่ใช้เป็นการอาศัยสมบัติการเลื่อนเฟสของวงจรรองความถี่ผ่านหมดซึ่งได้นำมาต่อยอดร่วมกับวงจรระกะสำหรับการสร้างสัญญาณ 2 สัญญาณเพื่อนำมาใช้ควบคุมจังหวะการทำงานของวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณและวงจรสุ่มและคงค่าสัญญาณตามลำดับ ผลจากการใช้ตัวสร้างสัญญาณที่นำเสนอสามารถได้รับไม่เพียงแต่วงจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูดที่มีโครงสร้างเรียบง่ายเท่านั้น แต่ยังได้วงจรที่มีการทำงานที่รวดเร็ว การทดสอบสมบัติการทำงานของวงจรที่ได้ด้วยการต่อวงจรบนบอร์ดทดลองได้ผลสอดคล้องเป็นไปตามหลักการที่ได้นำเสนอ

**คำสำคัญ:** วงจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูด วงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณ วงจรรองความถี่ผ่านหมด วงจรเลื่อนเฟส

### Abstract

In this paper, a control signal generator to enhance operation speed of a sinusoidal-amplitude detector is described. Realization technique exploits a phase shift behavior of an all-pass filter connected with logic circuit to generate two signals for controlling the sequential operations of peak detector and sample-and-hold circuit. Based on proposed generator, not only the amplitude detector with simple configuration but also fast operation can be obtained. Circuit performances experimentally tested on a bread board are agreed with the proposed expectations.

*Keywords:* Amplitude detector, peak detector, all-pass filter, phase-shifter

### บทนำ

ตัวรับรู้ (sensor) บางชนิดเช่นตัวรับรู้ตำแหน่งที่อาศัยหลักการเปลี่ยนแปลงค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า หรืออาศัยหลักการเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่ใช้ในระบบการวัดและควบคุมจะใช้วิธีการจ่ายสัญญาณรูปไซน์เพื่อเป็นอินพุตให้กับตัวรับรู้ โดยที่ตัวรับรู้ดังกล่าวจะให้สัญญาณเอาต์พุตออกมาในรูปของสัญญาณรูปไซน์ที่มีค่าความถี่เท่าเดิมแต่มีค่าแอมพลิจูดเปลี่ยนแปลงไปตามปริมาณที่ต้องการตรวจวัด สำหรับวิธีการประมวลผลสัญญาณเพื่อตรวจวัดค่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้โดยทั่วไปแล้วจะสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 วิธีได้แก่วิธีการแปลงสัญญาณรูปไซน์ให้เป็นสัญญาณดิจิทัล จากนั้นอาศัยหลักการประมวลผลสัญญาณแบบดิจิทัลเพื่อคำนวณหาค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ โดยหลักการดังกล่าวนี้จะมีจุดด้อยอยู่ที่ไม่สามารถใช้งานกับสัญญาณที่มีความถี่สูงได้ ซึ่งตัวประมวลผลหลักของระบบแบบดิจิทัลยังต้องทำหน้าที่อื่นๆ ภายในเวลาเดียวกันด้วย เช่น ทำหน้าที่ในการควบคุมระบบการติดต่อสื่อสาร หรือการแสดงผลการตรวจวัด เป็นต้น วิธีการที่สองเป็นการใช้วงจรประมวลผลสัญญาณแบบแอนะล็อกสำหรับการตรวจวัดค่าแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์โดยตรง ซึ่งจะทำให้สามารถใช้งานกับสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่สูงได้ ในส่วนของวิธีการพัฒนาวงจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูดที่เป็นที่คุ้นเคยโดยทั่วไปได้แก่การใช้วงจรเรียงกระแสต่อร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Boudouris and Peters, 1980; Kriegsmann, 1985) และวิธีการใช้วงจรยกกำลังสองและวงจรหารสัญญาณต่อร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Gilbert, 2006; Surakamponthorn and Kumwachara, 1999) โดยวิธีที่สองนี้เป็นการหารากที่สองกำลังสองเฉลี่ย (Root Mean Square; RMS) ของสัญญาณ ซึ่งเป็นค่าที่แปรผันตรงกับแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต อย่างไรก็ตามทั้งสองวิธีดังกล่าวนี้จะให้เอาต์พุตที่มีลักษณะกระเพื่อมเล็กน้อยอยู่ตลอดเวลา นอกจากนี้ยังต้องใช้เวลาเริ่มต้นในการทำงานหลายคาบของสัญญาณอินพุตอันเนื่องมาจากการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำ

ผ่าน วิธีการอื่นเช่นการใช้วงจรถ่วงเฟสคงที่  $90^\circ$  ต่อร่วมกับวงจรถ่วงกำลังสองและวงจรถ่วงคราคที่สอง (Chu *et al.*, 1992; Sangpisit *et al.*, 1998) ในปี พ.ศ. 2549 ได้มีการนำเสนอวิธีการพัฒนาออกแบบวงจรหาค่าแอมพลิจูดโดยใช้วงจรถ่วงจับค่ายอดสัญญาณต่อร่วมกับวงจรถ่วงและคงค่าสัญญาณและวงจรถ่วงสร้างสัญญาณควบคุม (Raksachat *et al.*, 2006) โดยวิธีดังกล่าวอาศัยวงจรถ่วงจับค่ายอดสัญญาณสำหรับการตรวจวัดค่าแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์และใช้วงจรถ่วงและคงค่าสัญญาณสำหรับการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรถ่วงให้มีค่าคงที่ (ไม่เกิดการกระเพื่อม) ก่อนที่จะทำการตรวจวัดค่าแอมพลิจูดในรอบการทำงานใหม่ต่อไป จุดค้อยของงานดังกล่าวคือความล่าช้าในการทำงานโดยในรอบการทำงานนั้นจะใช้เวลาทั้งหมดเท่ากับ 2 คาบของสัญญาณอินพุต ในบทความนี้เป็นการพัฒนาปรับปรุงวงจรถ่วงในส่วนของวงจรถ่วงสร้างสัญญาณควบคุมขึ้นใหม่เพื่อทำให้วงจรถ่วงวัดค่าแอมพลิจูดสามารถทำงานได้ภายในเวลา 1 คาบของสัญญาณอินพุต โดยจะมีความเหมาะสมสำหรับงานที่ความถี่ของสัญญาณอินพุตมีค่าคงที่หรือมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงโดยประมาณไม่เกิน 0.75 ดีเคท (decade) ถึง 2 ดีเคท สำหรับรายละเอียดการพัฒนาออกแบบวงจรถ่วงและการทดสอบการทำงานนั้นจะได้กล่าวในหัวข้อถัดไป

#### แนวคิดและหลักการพัฒนาออกแบบวงจรถ่วง

รูป 1 แสดงโครงสร้างของวงจรถ่วงวัดค่าแอมพลิจูดสำหรับสัญญาณรูปไซน์ที่ได้พัฒนาขึ้นในครั้งนี้ ซึ่งประกอบด้วยวงจรถ่วงจับค่ายอดสัญญาณ วงจรถ่วงและคงค่าสัญญาณ และวงจรถ่วงสร้างสัญญาณควบคุม โดยใช้วงจรถ่วงความถี่ผ่านหมดเป็นพื้นฐานในการออกแบบ รูป 2 แสดงแผนภาพเวลาของสัญญาณที่สำคัญของวงจรถ่วงในรูป 1 ซึ่งการทำงานในแต่ละรอบนั้นจะแบ่งออกได้เป็น 4 จังหวะเหมือนกับวิธีการในบทความเดิม (Raksachat *et al.*, 2006) ดังนี้คือ

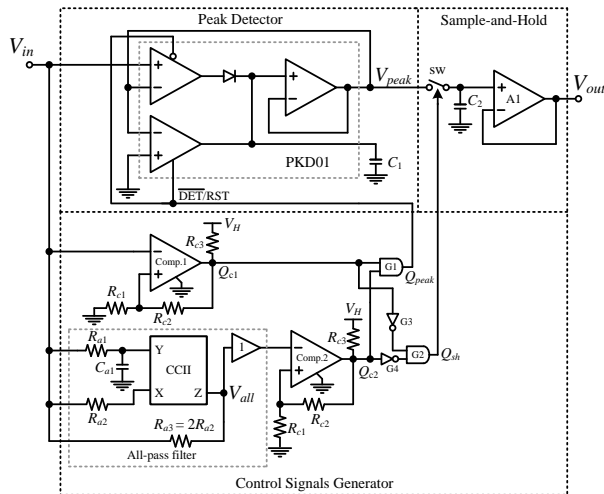
ลำดับที่ 1: สัญญาณควบคุม  $Q_{peak}$  เปลี่ยนสถานะจากตรรกะ 1 เป็นตรรกะ 0 เพื่ออนุญาตให้วงจรถ่วงจับค่ายอดสัญญาณเริ่มทำงาน ซึ่งหลังจากเวลา  $T_{in}/4$  จะได้เอาต์พุตของวงจรถ่วงจับค่ายอดสัญญาณเป็นค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต

ลำดับที่ 2: สัญญาณควบคุม  $Q_{sh}$  เปลี่ยนสถานะจากตรรกะ 0 เป็นตรรกะ 1 เพื่อควบคุมให้วงจรถ่วงและคงค่าสัญญาณเปิดรับค่าเอาต์พุตของวงจรถ่วงจับค่ายอดสัญญาณไปเป็นเอาต์พุตของวงจรถ่วง

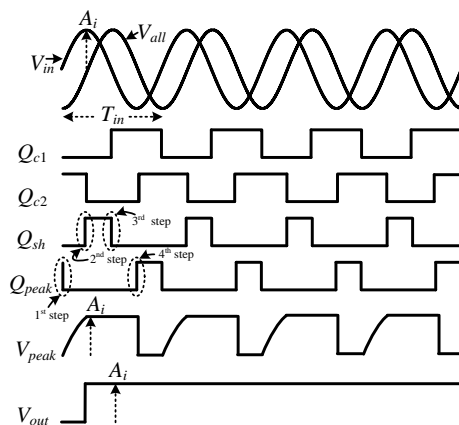
ลำดับที่ 3: สัญญาณควบคุม  $Q_{sh}$  เปลี่ยนสถานะจากตรรกะ 1 เป็นตรรกะ 0 เพื่อควบคุมให้วงจรถ่วงและคงค่าสัญญาณทำการหยุดรับค่าจากวงจรถ่วงจับค่ายอดสัญญาณพร้อมทั้งรักษาระดับค่าของสัญญาณเดิมไว้ให้มีค่าคงที่ก่อนที่จะมีการเปิดรับข้อมูลใหม่ในรอบการทำงานถัดไป

ลำดับที่ 4: สัญญาณควบคุม  $Q_{peak}$  เปลี่ยนสถานะจากตรรกะ 0 เป็นตรรกะ 1 เพื่อรีเซ็ตค่าเอาต์พุตเดิมของวงจรถ่วงจับค่ายอดสัญญาณ สำหรับการเตรียมความพร้อมในรอบการทำงานใหม่

ความแตกต่างที่สำคัญระหว่างวงจรที่ได้พัฒนาขึ้นใหม่กับงานเดิมคือส่วนของวงจรสร้างสัญญาณควบคุมซึ่งจะสามารถควบคุมให้วงจรสามารถทำงานได้ภายในเวลา 1 คาบของสัญญาณอินพุต ในขณะที่งานเดิมใช้เวลาเท่ากับ 2 คาบของสัญญาณอินพุต ทั้งนี้เนื่องจากในงานดังกล่าว (Raksachat *et al.*, 2006) เป็นการอาศัยสมบัติของฟลิปฟล็อปชนิดเจค (JK-Flip Flop) สำหรับการหารความถี่ของสัญญาณอินพุตเพื่อนำมาสร้างเป็นสัญญาณควบคุมการทำงานของวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณ และวงจรสุ่มและคงค่าสัญญาณ โดยในงานนี้ได้กำหนดเงื่อนไขการทำงานของวงจรทั้ง 4 จังหวะเปรียบเทียบกับเฟสของสัญญาณอินพุต ( $\theta_{in}$ ) ไว้ดังนี้คือ จังหวะที่ 1 และจังหวะที่ 3 จะเกิดขึ้นในขณะที่เฟสของสัญญาณอินพุตมีค่าเท่ากับ  $0^\circ$  และ  $180^\circ$  ตามลำดับ จังหวะที่ 2 จะต้องเกิดในช่วงมุม:  $90^\circ \leq \theta_{in} < 180^\circ$  และจังหวะที่ 4 จะต้องเกิดในช่วงมุม:  $270^\circ \leq \theta_{in} < 360^\circ$



รูป 1 วงจรตรวจจับค่าแอมพลิจูดสำหรับสัญญาณรูปไซน์



รูป 2 แผนภาพเวลาของสัญญาณที่สำคัญของวงจรในรูป 1

เพื่อให้การทำงานเป็นไปตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้ในส่วนของวงจรสร้างสัญญาณควบคุมภายในงานนี้ได้ใช้วิธีนำสัญญาณอินพุตไปผ่านวงจรตรวจจับผ่านศูนย์และวงจรรองความถี่ผ่านหมัดดังแสดงในรูป 1 เมื่อ  $Q_{c1}$  และ  $Q_{c2}$  คือสัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับผ่านศูนย์ Comp.1 และ Comp.2 ตามลำดับ โดยจะสามารถสังเคราะห์สัญญาณควบคุม  $Q_{peak}$  และ  $Q_{sh}$  ได้ดังนี้คือ

$$Q_{peak} = Q_{c1} \text{ and } Q_{c2} \quad (1)$$

$$Q_{sh} = \overline{Q_{c1}} \text{ and } \overline{Q_{c2}} \quad (2)$$

โดยในส่วนของวงจรรองความถี่ผ่านหมัดนั้นได้พัฒนาขึ้นจากวงจรสายพานกระแสซึ่งจะสามารถเขียนฟังก์ชันส่งผ่าน (Transfer function) เพื่อแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแรงดันเอาต์พุต  $V_{all}$  กับสัญญาณแรงดันอินพุต  $V_{in}$  ของวงจรได้เป็น

$$H(s) = \frac{V_{all}}{V_{in}} = \frac{(1 - sC_{a1}R_{a1})}{(1 + sC_{a1}R_{a1})} \quad (3)$$

เมื่อ  $V_{in} = A_i \sin(2\pi f_{in}t)$  และ  $s = j\omega = j2\pi f_{in}$  จากสมการที่ (3) ขนาดและเฟสของ  $H(s)$  จะสามารถแยกเขียนได้เป็น

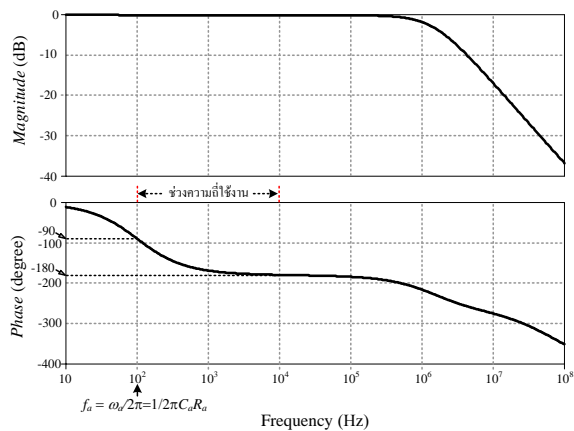
$$|H(j\omega)| = 1 \quad (4a)$$

$$\angle H(j\omega) = -2 \arctan \omega C_{a1} R_{a1} \quad (4b)$$

สมการที่ (4a) แสดงให้เห็นว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตตลอดช่วงความถี่ใช้งานจะมีค่าเท่ากับขนาดของสัญญาณอินพุต สมการที่ (4b) แสดงให้เห็นว่าเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะตามหลังเฟสของสัญญาณอินพุต โดยเมื่อกำหนดให้  $\omega_a = 1/(C_{a1}R_{a1})$  จะได้ผลการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณทั้งสองเท่ากับ  $90^\circ$  รูป 3 แสดงตัวอย่างผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรรองความถี่ผ่านหมัดด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งเป็นการใช้สมบัติของไอซีเบอร์ AD844 ทำหน้าที่เป็นวงจรสายพานกระแสและบัฟเฟอร์ (Buffer) ภายในไอซีเดียวกัน กำหนดพารามิเตอร์  $f_a = \omega_a / 2\pi = 1/(2\pi C_{a1}R_{a1}) = 100 \text{ Hz}$  และกำหนดสัญญาณแรงดันอินพุต ( $V_{in}$ ) ของวงจรเป็นสัญญาณรูปไซน์ขนาดเท่ากับ  $1 \text{ V}_{rms}$  ใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรเท่ากับ  $\pm 9 \text{ V}$  ทำการทดลองแปรค่าความถี่ของสัญญาณ  $V_{in}$  วัดขนาด (Magnitude) และเฟส (Phase;  $\theta_{all}$ ) ของสัญญาณเอาต์พุต ( $V_{all}$ ) เทียบกับสัญญาณ  $V_{in}$  จากรูปผลการเลียนแบบการทำงานของพิจารณาช่วงความถี่ของสัญญาณ  $V_{in}$  ที่ทำให้เฟสของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ  $-90^\circ$  ถึง  $-179^\circ$  ซึ่งจะได้ช่วงความถี่ประมาณเท่ากับ 2 ดีเคท (ความถี่ 100 Hz ถึง 10 kHz) อย่างไรก็ตามการกำหนดให้  $f_a = 1/(2\pi C_{a1}R_{a1})$  มีค่าสูงจากผลการเลียนแบบการทำงานพบว่าจะมีผลทำให้ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรมีค่าแคบลงดังแสดงในตารางที่ 1

ตารางที่ 1 การเลื่อนเฟส ( $\theta_{all}$ ) ของสัญญาณเอาต์พุต ( $V_{all}$ ) เปรียบเทียบกับเฟสของสัญญาณอินพุต ( $V_{in}$ ) สำหรับวงจรกรองความถี่ผ่านหมด (จากการเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE)

ลำดับที่	พารามิเตอร์		ค่าความถี่ของสัญญาณอินพุต พิจารณาที่ $\theta_{all}$ ต่างๆ (Hz)			ช่วงความถี่ระหว่าง $\theta_{all} = -90^\circ$ ถึง $-179^\circ$  = $\log \frac{f_{in}(\theta_{in}=-179^\circ)}{f_{in}(\theta_{in}=-90^\circ)}$ (ดีเคท)
	$C_{a1}$ ( $\mu\text{F}$ )	$R_{a1}$ ( $\text{k}\Omega$ )	$\theta_{all} = -90^\circ$	$\theta_{all} = -175^\circ$	$\theta_{all} = -179^\circ$	
1	100	1.599	1	23.33	100	2
2	10	1.599	10	230.51	1 k	2
3	1	1.599	100	2.28 k	10 k	2
4	0.1	1.599	1 k	19.98 k	42.87 k	1.63
5	0.01	1.599	10 k	119.60 k	159.25 k	1.20
6	0.001	1.599	95.51 k	490.92 k	538.34 k	0.75
7	0.0001	1.599	719.88 k	2.04 M	2.16 M	0.48



รูป 3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ผ่านหมด

เมื่อกำหนด  $f_a = \omega_a / 2\pi = 1 / (2\pi C_{a1} R_{a1}) = 100 \text{ Hz}$

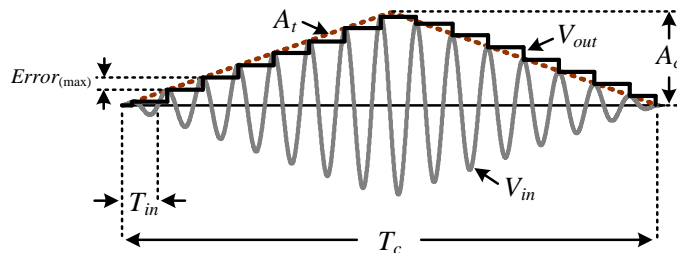
จากตารางที่ 1 สังเกตข้อมูลลำดับที่ 1 ถึงลำดับที่ 6 การนำวงจรกรองความถี่ผ่านหมดไปประยุกต์ใช้ สำหรับการสร้างสัญญาณควบคุม  $Q_{sh}$  จะสามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ใช้งานโดยประมาณเท่ากับ 0.75 ดีเคท ถึง 2 ดีเคท โดยในทางปฏิบัติช่วงความถี่ใช้งานจะแคบกว่านี้เล็กน้อย เนื่องจากต้องเผื่อเวลาสำหรับการสร้างสัญญาณควบคุม  $Q_{peak}$  เพื่อการรีเซ็ตค่าแอมพลิจูดเดิมของวงจรตรวจจับค่าออกสัญญาณ ยกตัวอย่างเช่นข้อมูลในลำดับที่ 5 ถ้าใช้การเผื่อเวลาไว้คิดเป็นมุมเท่ากับ 5°

จะได้ช่วงความถี่ใช้งานเท่ากับ 10 kHz ถึง 119.6 kHz สำหรับข้อมูลในลำดับที่ 7 ซึ่งจะได้ช่วงความถี่ใช้งานประมาณเท่ากับ 0.48 ดีเคท (ช่วงความถี่ 719.88 kHz ถึง 2.16 MHz) อย่างไรก็ตามผลจากการทดสอบการทำงานพบว่าช่วงความถี่ใช้งานของวงจรหาค่าแอมพลิจูดจะถูกจำกัดอยู่ที่ความสามารถในการทำงานของวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณซึ่งมีค่าสูงสุดประมาณเท่ากับ 170 kHz

พารามิเตอร์ประการหนึ่งที่น่าสนใจได้แก่ผลจากการเปลี่ยนแปลงค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต โดยในที่นี้ได้สมมติให้สัญญาณอินพุต ( $V_{in}$ ) ของวงจรมีความถี่คงที่  $f_{in}=1/T_{in}$  แต่มีการเปลี่ยนแปลงค่าแอมพลิจูด ( $A$ ) เป็นรูปสามเหลี่ยมอย่างต่อเนื่องดังแสดงในรูป 4 โดยมีค่าความถี่ในการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดคือ  $f_c=1/T_c$  และค่ายอดสูงสุดของสัญญาณอินพุตมีค่าเท่ากับ  $A_c$  กำหนดให้  $Error_{(max)}$  คือค่าผิดพลาดสูงสุดจากการทำงานของวงจร ซึ่งจะสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้เป็น

$$|Error_{(max)}| = \frac{2A_c f_c}{f_{in}} \quad (5)$$

จากสมการที่ (5) ยกตัวอย่างการคำนวณเช่น ถ้ากำหนดให้  $f_{in} = 50$  kHz โดย  $A_c = 5$  V และ  $f_c = 1$  kHz จะได้  $|Error_{(max)}| = 200$  mV แต่ถ้าใช้  $f_c = 100$  Hz จะได้  $|Error_{(max)}| = 20$  mV ซึ่งจะเห็นได้ว่าถ้าต้องการลดขนาดค่าผิดพลาด  $|Error_{(max)}|$  ของวงจรจะต้องกำหนดให้  $f_{in} \gg f_c$  อย่างไรก็ตามค่าผิดพลาดดังกล่าวนี้จะมีค่าน้อยกว่าค่าที่ได้จากวงจรตรวจจับค่าแอมพลิจูดแบบเดิม (Raksachat *et al.*, 2006) อยู่ 50% เมื่อใช้เงื่อนไขเดียวกัน



รูป 4 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต

**วัสดุอุปกรณ์ และวิธีการ**

การทดสอบสมบัติการทำงานของวงจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูดสำหรับสัญญาณรูปไซน์ภายในงานนี้ได้ใช้วิธีต่อวงจรบนบอร์ดทดลองโดยใช้ไอซีต่างๆ ดังนี้คือ วงจรสายพานกระแสและบัฟเฟอร์ นั้นอาศัยสมบัติของไอซีวงจรรขยายชนิดป้อนกลับกระแสเบอร์ AD844 วงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณ ใช้ไอซีเบอร์ PKD01 ออปแอมป์ A1 ใช้ไอซีเบอร์ LF353 ออปแอมป์ Comp.1 และ Comp.2 ซึ่งใช้สำหรับเป็นวงจรตรวจจับผ่านศูนย์ใช้ไอซีเบอร์ LM311 แอนด์เกตและไอซีนี้อตเกตใช้ไอซีเบอร์ MC14081BCP และ MC14069BCP ตามลำดับ สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ sw ใช้ไอซีเบอร์ MC14066BCP ใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรเท่ากับ  $\pm 9\text{ V}$  กำหนดค่า  $R_{c1} = R_{c3} = 1\text{ k}\Omega$ ,  $R_{e2} = 100\text{ k}\Omega$ ,  $R_{a1} = 1.6\text{ k}\Omega$ ,  $R_{a3} = 2R_{a2} = 20\text{ k}\Omega$ ,  $C_2 = 10\text{ nF}$

ลำดับที่ 1 ผู้วิจัยได้ทำการทดลองแปรค่าตัวเก็บประจุ  $C_1$  สำหรับวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณ ทั้งนี้เพื่อหาช่วงความถี่ใช้งานที่วงจรยังคงสามารถตรวจจับค่าแอมพลิจูดขนาด  $5\text{ V}$  ได้ทัน โดยมีความผิดพลาดในการทำงานโดยประมาณไม่เกิน  $\pm 0.1\text{ V}$  (ก่อนถูกรีเซ็ตค่าทุกรอบการทำงาน) ซึ่งจะได้ผลการทดสอบดังแสดงในตารางที่ 2

ลำดับที่ 2 ผู้วิจัยได้ทดสอบสมบัติการทำงานของวงจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูดโดยการป้อนอินพุตของวงจรเป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีค่าแอมพลิจูดคงที่ในช่วงความถี่ต่างๆ (โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังตารางที่ 1 และตารางที่ 2) ทั้งนี้เพื่อตรวจสอบจังหวะการทำงานและช่วงความถี่ใช้งานของวงจร โดยจะได้รูปตัวอย่างผลการทำงานของวงจรดังแสดงในรูป 5 และรูป 6

ลำดับที่ 3 เป็นการทดสอบความถูกต้องในการทำงานของวงจรในกรณีที่สัญญาณอินพุตของวงจรมีค่าความถี่เท่ากับ  $1\text{ kHz}$  แอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตแปรค่าในช่วง  $0.2\text{ V}$  ถึง  $5\text{ V}$  ซึ่งได้รูปการทำงานของวงจรดังแสดงในรูป 7

ลำดับที่ 4 เป็นการทดสอบสมบัติการทำงานของวงจรในกรณีที่สัญญาณอินพุตของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงค่าแอมพลิจูด โดยในที่นี้ได้นำสัญญาณรูปไซน์ความถี่  $10\text{ kHz}$  มอดูเลตทางขนาด (amplitude modulator) กับสัญญาณความถี่ตัวรูปร่างต่างๆ โดยจะได้รูปตัวอย่างผลการทำงานของวงจรดังแสดงในรูป 8

ลำดับสุดท้ายเป็นการทดลองวัดค่าผลรวมความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิก (Total Harmonic Distortion; THD) สัญญาณเอาต์พุต ( $V_{out}$ ) ของวงจร โดยได้กำหนดให้อินพุตของวงจรเกิดจากการมอดูเลตแอมพลิจูดระหว่างสัญญาณรูปไซน์ความถี่คงที่เท่ากับ  $50\text{ kHz}$  กับสัญญาณตัวที่สองซึ่งเป็นรูปไซน์ขนาดเท่ากับ  $1\text{ V}$  แปรค่าความถี่ของสัญญาณตัวที่สองในช่วง  $1\text{ Hz}$  ถึง  $10\text{ kHz}$  ซึ่งจะได้ผลการทดลองดังแสดงในรูป 9



### ผลการทดสอบการทำงานและอภิปรัชญาผล

จากตารางที่ 2 ค่า  $f_{in(min)}$  และ  $f_{in(max)}$  คือค่าความถี่ต่ำสุดและค่าความถี่สูงสุดที่วงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณสามารถทำงานได้ (จากการเลือกใช้ตัวเก็บประจุแต่ละค่า) ตามลำดับ โดยที่ค่าแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณแรงดันอินพุตกำหนดไว้เท่ากับ 5 V นอกจากนี้จากการตรวจสอบพบว่าการเลือกใช้ตัวเก็บประจุแต่ละค่านั้นวงจรจะสามารถใช้งานกับสัญญาณอินพุตที่มีค่าแอมพลิจูดต่ำสุดได้ไม่เท่ากัน โดยผู้วิจัยได้เลือกเฉพาะช่วงความถี่ที่วงจรมีช่วงปฏิบัติการ 200 mV ถึง 5 V มาแสดงผล จะสังเกตได้ว่าหากต้องการใช้งานกับสัญญาณอินพุตที่มีความถี่สูงจะต้องเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีค่าต่ำ แต่อย่างไรก็ตามผู้วิจัยพบว่าวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณที่ใช้สามารถใช้งานกับสัญญาณอินพุตที่มีความถี่สูงสุดประมาณเท่ากับ 170 kHz

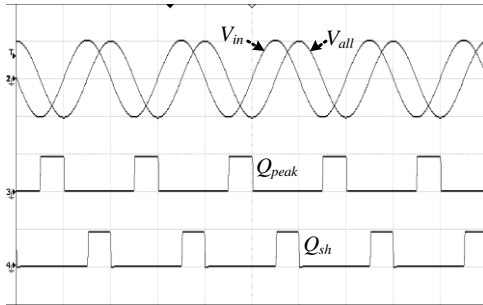
ตารางที่ 2 ตัวเก็บประจุที่เหมาะสมสำหรับวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณในแต่ละช่วงความถี่ใช้งาน

ค่าตัวเก็บประจุ (nF)	ช่วงความถี่ใช้งาน (kHz)	
	$f_{in(min)}$	$f_{in(max)}$
0.1	70	170
0.143	10	110
1	0.3	30
10	0.1	1.5
20	0.001	0.1

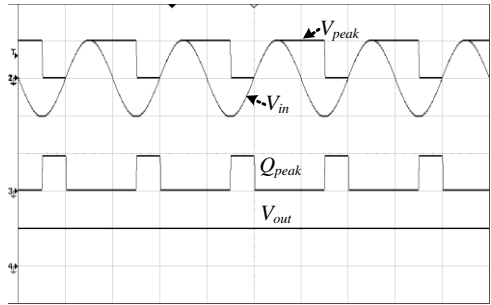
พิจารณาผลการทำงานของวงจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูดในรูป 5(ก) เมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่เท่ากับ 1 kHz (กำหนดค่า  $f_a = 1/(2\pi C_{a1} R_{a1}) = 1$  kHz และ  $C_1 = 10$  nF) ซึ่งจะเห็นได้ว่าเฟสของสัญญาณ  $V_{all}$  ตามหลังเฟสของสัญญาณ  $V_{in}$  เท่ากับ  $90^\circ$  สัญญาณ  $Q_{sh}$  และ  $Q_{peak}$  เกิดในช่วงมุม  $90^\circ$  ถึง  $180^\circ$  และช่วงมุม  $270^\circ$  ถึง  $360^\circ$  ของสัญญาณ  $V_{in}$  ตามลำดับ สำหรับรูป 5(ข) จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุต ( $V_{peak}$ ) ของวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณจะถูกรีเซตค่าในรอบการทำงานที่เกิดมีสัญญาณ  $Q_{peak}$  ในขณะที่สัญญาณเอาต์พุต ( $V_{out}$ ) ของวงจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูดที่ได้จะมีลักษณะเป็นไฟตรงซึ่งมีขนาดเท่ากับค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต  $V_{in}$

รูป 6 แสดงผลการทำงานของวงจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูดโดยใช้พารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจร เช่นเดียวกับผลการทำงานในรูป 5 แต่เปลี่ยนความถี่ของสัญญาณอินพุตเป็น 10 kHz โดยจะเห็นได้ว่าเฟสของสัญญาณ  $V_{all}$  ตามหลังเฟสของสัญญาณ  $V_{in}$  เกือบเท่ากับ  $180^\circ$  สัญญาณ  $Q_{sh}$  และ  $Q_{peak}$  เกิดในช่วงมุมก่อน  $180^\circ$  ถึง  $180^\circ$  และช่วงมุมก่อน  $360^\circ$  ถึง  $360^\circ$  ของสัญญาณ  $V_{in}$  ตามลำดับ ทั้งนี้วงจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูดยังคงสามารถทำงานได้ และจากการตรวจสอบพบว่าสามารถทำงานได้ถึงความถี่ประมาณ 20 kHz (สอดคล้องกับตารางที่ 1) นอกจากนี้ทั้งรูป 5 และรูป 6 ยังแสดงให้เห็นว่า 1 รอบ

การทำงานของวงจรจะใช้เวลาเท่ากับ 1 คาบของสัญญาณอินพุตซึ่งเร็วกว่าหลักการเดิม (Raksachat *et al.*, 2006) ที่ได้เคยมีการนำเสนอไว้

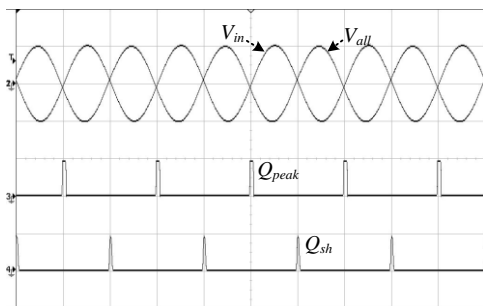


(ก) สัญญาณ  $V_{in}$ ,  $V_{all}$ ,  $Q_{peak}$  และ  $Q_{sh}$

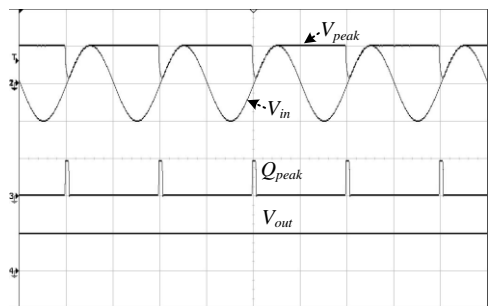


(ข) สัญญาณ  $V_{in}$ ,  $V_{peak}$ ,  $Q_{peak}$  และ  $V_{out}$

**รูป 5** ผลการทำงานกรณีสัญญาณอินพุตมีค่าแอมพลิจูดคงที่เท่ากับ 5 V ความถี่เท่ากับ 1 kHz (สเกลแนวตั้งเท่ากับ 5 V/div., 5 V/div., 10 V/div., และ 5 V/div. ตามลำดับ; สเกลแนวนอนเท่ากับ 500  $\mu$ s/div.)

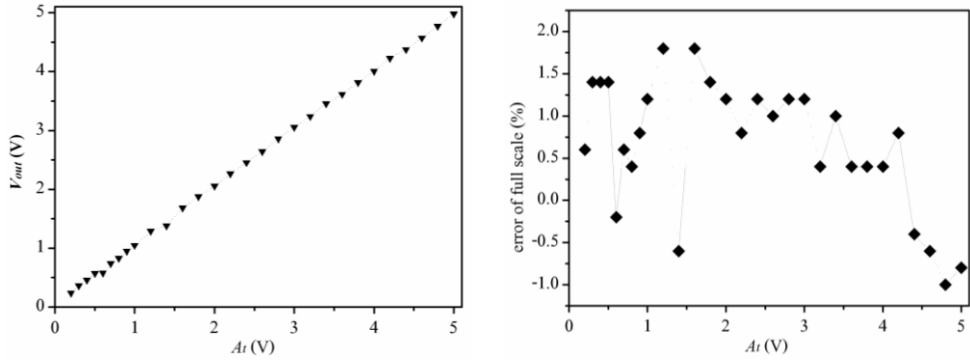


(ก) สัญญาณ  $V_{in}$ ,  $V_{all}$ ,  $Q_{peak}$  และ  $Q_{sh}$



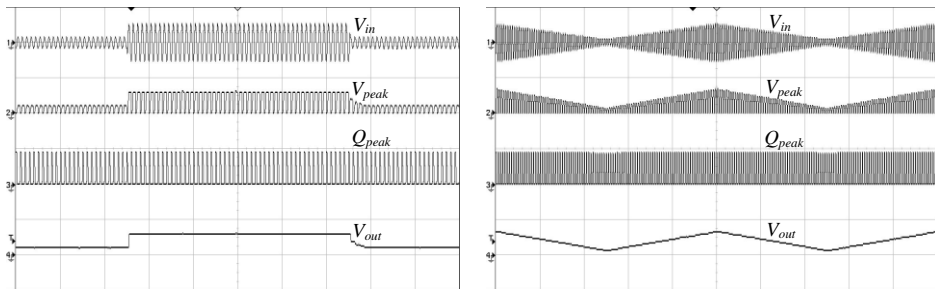
(ข) สัญญาณ  $V_{in}$ ,  $V_{peak}$ ,  $Q_{peak}$  และ  $V_{out}$

**รูป 6** ผลการทำงานกรณีสัญญาณอินพุตมีค่าแอมพลิจูดคงที่เท่ากับ 5 V ความถี่เท่ากับ 10 kHz (สเกลแนวตั้งเท่ากับ 5 V/div., 5 V/div., 10 V/div., และ 5 V/div. ตามลำดับ; สเกลแนวนอนเท่ากับ 500  $\mu$ s/div.)

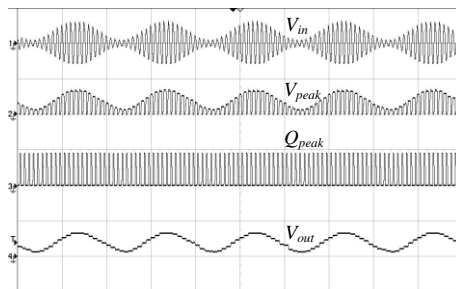


รูป 7 ผลการแปรค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต

รูป 7 แสดงผลการแปรค่าแอมพลิจูดสัญญาณอินพุตของวงจร ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรมีช่วงปฏิบัติการขนาดตั้งแต่ 200 mV ถึง 5 V โดยมีค่าความผิดพลาดในการทำงานอยู่ที่ประมาณ  $\pm 1.8\%$  ของค่าเต็มสเกล (ค่าเต็มสเกลเท่ากับ 5 V)



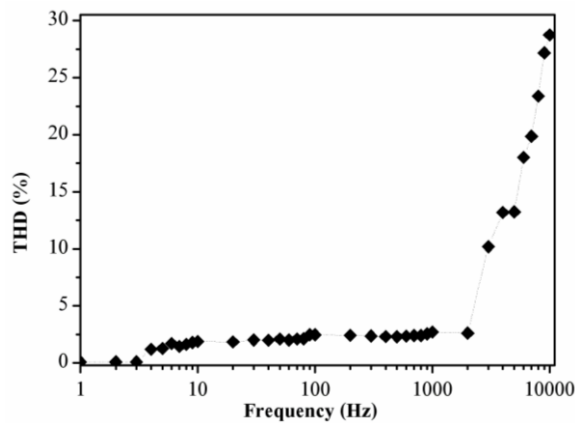
(ก) การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดเป็นรูปสี่เหลี่ยม (ข) การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดเป็นรูปสามเหลี่ยม



(ค) การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดเป็นรูปไซน์

รูป 8 ผลการทำงานในกรณีที่สัญญาณอินพุตของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงค่าแอมพลิจูดเป็นรูปต่างๆ (สเกลแนวตั้งทุกรูปเท่ากับ 5 V/div., 5 V/div., 10 V/div., และ 5 V/div. ตามลำดับ; สเกลแนวนอนสำหรับรูป 8(ก), 8(ข), และ 8(ค) เท่ากับ 1 ms/div., 2 ms/div., และ 1 ms/div.)

สำหรับผลการทำงานของวงจรในรูป 8 แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถตรวจวัดค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตที่มีการเปลี่ยนแปลงไปได้อย่างรวดเร็ว พิจารณาผลจากค่าความถี่ในการเปลี่ยนแปลงค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตในรูป 8(ข) ซึ่งมีความถี่เท่ากับ 100 Hz เปรียบเทียบกับรูป 8(ค) ซึ่งมีความถี่เท่ากับ 500 Hz จะเห็นได้ในเบื้องต้นว่าสัญญาณเอาต์พุตของรูป 8(ข) จะมีความต่อเนื่องสม่ำเสมอกว่าสัญญาณเอาต์พุตของรูป 8(ค) และผลจากการแปรค่าความถี่ของสัญญาณรูปไซน์ (ซึ่งถูกมอดูเลตทางขนาดกับสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 50 kHz) ในขั้นตอนการทดลองลำดับสุดท้าย แสดงให้เห็นว่าเมื่อความถี่ของสัญญาณสูงขึ้น (เข้าใกล้ความถี่ 50 kHz มากขึ้น) จะได้ค่าผลรวมความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกมีค่ามากขึ้น



รูป 9 ผลการวัดค่าผลรวมความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิก

**สรุป**

หลักการของตัวสร้างสัญญาณควบคุมสำหรับวงจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์ที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นในครั้งนี้เป็นการใช้ประโยชน์จากสมบัติการเลื่อนเฟสของวงจรองความถี่ผ่านหมดซึ่งได้นำมาต่อร่วมกับวงจรตรรกะ สัญญาณควบคุมที่ได้นำมาใช้ควบคุมจังหวะการทำงานของวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณและวงจรสุ่มและคงค่าสัญญาณซึ่งเป็นวงจรย่อยภายในวงจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูด อาศัยการเลือกค่าพารามิเตอร์ของวงจรองความถี่ผ่านหมดที่เหมาะสมจะทำให้ได้ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรประมาณ 0.75 ดีเคท ถึง 2 ดีเคท ต่อการเลือกกำหนดค่าพารามิเตอร์ 1 ครั้ง ค่าความถี่ใช้งานสูงสุดของวงจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูดถูกจำกัดที่ความสามารถในการทำงาน ของวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง โดยประมาณเท่ากับ 170 kHz ช่วงปฏิบัติการทางขนาดของวงจรเท่ากับ 200 mV ถึง 5 V โดยเมื่อทดสอบกับสัญญาณอินพุตที่มีความถี่เท่ากับ 1 kHz สามารถวัดค่าความผิดพลาดสูงสุดของวงจรได้ในช่วง ±1.8 % ของค่าเต็มสเกล (5 V)

### กิตติกรรมประกาศ

โครงการงานวิจัยนี้ได้รับการสนับสนุนงบประมาณจากมหาวิทยาลัยขอนแก่น (ทุนอุดหนุนการวิจัยจากงบประมาณแผ่นดิน ประจำปีงบประมาณ 2553) ซึ่งคณะผู้วิจัยขอขอบคุณมา ณ โอกาสนี้ และขอขอบคุณภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น ซึ่งเป็นต้นสังกัดของผู้วิจัยที่ได้ให้การส่งเสริมสนับสนุนการทำวิจัยของบุคลากรอย่างจริงจัง

### เอกสารอ้างอิง

- Boudouris, A., and Peters, E.F. (1980). Audio amplitude detector circuit. United states patent. 4,206,415, (Eprad Incorporated), 929507.
- Chu, H.Y., Jou, H.L., and Huang, C.L. (1992). Transient response of a peak voltage detector for sinusoidal signals. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 39(1),74-79.
- Gilbert, B. (2006). Low supply current RMS-to-DC converter. United states patent. 7,002,394 B1 (Analog Devices, Inc.), 09/694,731.
- Kriegsmann, G.A. (1985). An asymptotic theory of rectification and detection. *IEEE Transactions on circuit and systems, CAS-32*, 10, 1064-1068.
- Raksachat, P., Chaikla, A., Kaewpoonsuk, A., Riewruja, V. and Julsereewong, P. (2006, October). *An amplitude detector for variable frequency sinusoidal signals*. Paper presented at the SICE-ICASE International joint conference, Bexco, Busan, Korea.
- Sangpisit, W., Wardkein, P., Kiranon, W. and Loescharataramdee, C. (1998). A novel derivative envelope detector. *IEEE Transactions on consumer electronics*, 44(4), 1396-1405.
- Surakamponorn, W., and Kumwachara, K. (1999). A Dual translinear-based true RMS-to-DC converter. *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, 47(2), 459-464.