

วงจรถอดการกล้ำสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้วงจรกรองความถี่สูงผ่าน เป็นตัวสร้างสัญญาณควบคุม อนุชา แก้วพูลสุข

Resolver-Signal Demodulator Using High-Pass Filter as Control Signal Generator Anucha Kaewpoonsuk

กลุ่มวิจัยฟิสิกส์อิเล็กทรอนิกส์ ภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร จังหวัดพิษณุโลก 65000

Physics-Electronics Research Group, Department of Physics, Faculty of Science, Naresuan University, Phitsanulok 65000.

Corresponding Author. E-mail address: anuchak@nu.ac.th

Received 13 September 2011; accepted 25 May 2012

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรถอดการกล้ำสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้วงจรกรองความถี่สูงผ่านต่อร่วมกับวงจรตรรกะสำหรับพัฒนาเป็นวงจรสร้างสัญญาณควบคุมให้กับวงจรย่อยต่าง ๆ ในระบบ ส่วนประกอบทั้งหมดของวงจรประกอบด้วยวงจรสร้างสัญญาณควบคุมต่อร่วมกับวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 2 วงจร วงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณ 2 วงจร วงจรสุ่มและคงค่าสัญญาณ 2 วงจร และวงจรขยาย ± 1 เท่า 2 วงจร การทำงานของวงจรถอดการกล้ำสัญญาณรีโซลเวอร์ที่นำเสนอจะให้อัตราสัญญาณเอาต์พุตที่อยู่ในรูปของความถี่ 2 สัญญาณ ซึ่งแปรผันตรงกับค่าของสัญญาณไซน์และโคไซน์จากขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองของรีโซลเวอร์ ตามลำดับ จุดเด่นของวงจรที่ได้พัฒนาขึ้น คือ การไม่ใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต่อร่วมซึ่งจะส่งผลให้ไม่เกิดการเลื่อนเฟสของสัญญาณเอาต์พุต นอกจากนี้ในกรณีที่ค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์มีค่าคงที่ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีลักษณะราบเรียบ ในส่วนของวงจรสร้างสัญญาณควบคุมได้ออกแบบให้สามารถใช้งานได้กับสัญญาณกระตุ้นของรีโซลเวอร์ที่มีความถี่ตั้งแต่ 1 kHz จนถึงความถี่มากกว่า 15 kHz ซึ่งครอบคลุมย่านความถี่ของสัญญาณกระตุ้นที่ใช้กับรีโซลเวอร์โดยทั่วไปและได้นำวงจรถอดการกล้ำที่นำเสนอไปทดสอบใช้งานกับรีโซลเวอร์รุ่น Sanyo Denki, 101-4100 ซึ่งเป็นรุ่นที่ใช้สัญญาณรูปไซน์ความถี่ 3 kHz เป็นสัญญาณกระตุ้นให้กับขดลวดโรเตอร์ของรีโซลเวอร์ ผลจากการทดสอบการทำงานพบว่าวงจรสามารถทำงานได้จริงสอดคล้องกับหลักการที่ได้นำเสนอ โดยมีค่าผิดพลาดสูงสุดประมาณเท่ากับ 30 mV. ตลอดช่วงมุม 0° ถึง 360°

คำสำคัญ: รีโซลเวอร์ วงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ วงจรถอดการกล้ำ วงจรตีมอดูเลเตอร์ วงจรแยกขอบสัญญาณ วงจรหาค่าแอมพลิจูด การเลื่อนเฟสของสัญญาณ

Abstract

This paper presents a resolver-signal demodulator using high-pass filter connected with logic circuit to form as control signal generator for sub-circuits used. Overall structure consists of a control-signal generator, two full-wave rectifiers, two peak detectors, two sample-and-hold circuits, and two $\pm$ unity-gain amplifiers. One of two output signals of the proposed demodulator is proportional to sine envelopes of stator winding, while another output is proportional to cosine envelopes of stator winding. Obvious advantage of the proposed technique is that no low-pass filter circuit is required, thus no phase shifting output signal is produced. In addition, smooth output signals for constant resolver-shaft angle can be achieved. The designed control-signal generator allows the frequency of input signals to be varied over 1 kHz to 15 kHz range. This is sufficient for frequency range of commercially available resolvers. The proposed demodulator was tested with a Sanyo Denki 101-4100 resolver-type using 3 kHz excitation frequency. Experimental results verifying the proposed circuit performance are closely agreed with the expected values. The maximum error is approximately equal to 30 mV for 0° - 360° shaft-angle range.

Keywords: resolver-shaft angle, resolver converter, demodulator, envelope detector, amplitude detector, phase shift

บทนำ

รีโซลเวอร์ (resolver) (Data Device Corporation, 2007; Michalski et al., 2007; Mienkina et al., 2002; Moog Components Group, 2007) เป็นทรานสดิวเซอร์ (transducer) ที่ใช้สำหรับวัดค่าความเร็วและตำแหน่งมุมแกนหมุนของอุปกรณ์ที่มีแกนหมุน ตัวอย่างเช่น มอเตอร์และเพลาของเครื่องจักรกล เป็นต้น สมบัติการทำงานที่ดีของรีโซลเวอร์ คือ มีความน่าเชื่อถือสำหรับเกือบทุกสภาวะแวดล้อมการใช้งาน เช่น ในสถานที่ที่มีอุณหภูมิสูงหรือต่ำ

กว่าปกติ ในสถานที่ที่มีหมอกควันหรือฝุ่นละออง หรือแม้แต่ในสภาวะที่มีความสั่นสะเทือน รีโซลเวอร์มีความเหมาะสมสำหรับงานวัดตำแหน่งมุมหรือความเร็วรอบที่มีอัตราเร็วรอบต่ำ แต่มีความต้องการความถูกต้องแม่นยำในการทำงานสูง เช่น ในระบบแกนหมุนของเรดาร์ เสาอากาศ ดาวเทียม ในระบบแขนกล ในรถถัง และในปีกเครื่องบิน ปกติรูปร่างของรีโซลเวอร์จะคล้ายกับมอเตอร์ขนาดเล็กติดตั้งแสดงในรูปที่ 1(ก) ภายในรีโซลเวอร์มีขดลวดที่ออกแบบมาโดยเฉพาะซึ่งจะให้ค่าอัตราการส่งผ่านสัญญาณความถี่ต่างกันระหว่างขดลวดโรเตอร์ (rotor) และขดลวดสเตเตอร์ (stator)

ผันแปรไปตามค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์ โดยรูปที่ 1 (ข) แสดงสัญลักษณ์วงจรภายในอย่างง่ายของรีโซลเวอร์ การประยุกต์ใช้งานสามารถทำได้โดยการต่อแกนหมุนของอุปกรณ์ที่ต้องการวัดมุมเข้ากับแกนหมุนของรีโซลเวอร์หรืออาจใช้กลไก เช่น เฟืองหรือสายพานเป็นตัวกลางขับเคลื่อน ส่วนใหญ่นิยมใช้ขดลวดโรเตอร์เป็นขดลวดปฐมภูมิโดยจะใช้สัญญาณรูปไซน์เป็นสัญญาณกระตุ้น ($V_r = V_{ex}$) ผลที่ได้คือ ตัวรีโซลเวอร์จะให้สัญญาณความต่างศักย์เอาต์พุตออกมาที่ขดลวดสเตเตอร์ ซึ่งมีอยู่สองขดลวดตั้งฉากกัน โดยขดลวดแรกจะเป็นสัญญาณที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันไซน์ (sine) ค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์ขึ้นอยู่กับสัญญาณกระตุ้น (V_{s1}) ขดลวดสเตเตอร์ขดที่สองจะให้สัญญาณที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันโคไซน์ (cosine) ค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์ขึ้นอยู่กับสัญญาณกระตุ้น (V_{s2}) โดยสามารถเขียนเป็นสมการเพื่อแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้ คือ

$$V_{s1} = kV_{ex} \sin(\theta_t) = kA_{ex} \sin(\omega_{ex}t) \sin(\theta_t) \quad (1)$$

$$V_{s2} = kV_{ex} \cos(\theta_t) = kA_{ex} \sin(\omega_{ex}t) \cos(\theta_t) \quad (2)$$

$$V_r = V_{ex} = A_{ex} \sin(\omega_{ex}t) \quad (3)$$

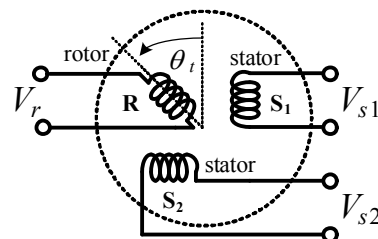
เมื่อ A_{ex} และ ω_{ex} คือ ค่าแอมพลิจูดและค่าความถี่เชิงมุมของสัญญาณกระตุ้น (V_{ex}) ตามลำดับ โดย θ_t คือ ค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์และ k คือ ค่าอัตราการส่งผ่านระหว่างขดลวดสเตเตอร์กับขดลวดโรเตอร์

จากสมบัติดังกล่าวนี้จะเห็นได้ว่าสัญญาณความต่างศักย์เอาต์พุตที่ได้จากรีโซลเวอร์ไม่เป็นเชิงเส้นกับค่ามุมของแกนหมุน ดังนั้น การนำรีโซลเวอร์ไปประยุกต์ใช้งานจึงจำเป็นต้องใช้งานร่วมกับอุปกรณ์หรือวงจรซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากรีโซลเวอร์ให้เป็นเชิงเส้นกับค่ามุมของแกนหมุน โดยอุปกรณ์หรือวงจรดังกล่าวนี้จะถูกเรียกว่าตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ (resolver converter) ที่ผ่านมานักวิจัยในต่างประเทศมีการศึกษาวิจัยเพื่อพัฒนาออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ซึ่งมีทั้งการนำเสนอผลงานการออกแบบผ่านทางวารสารวิชาการและการจดสิทธิบัตรสำหรับการผลิตเป็นวงจรรวมหรือไอซีเพื่อประโยชน์ทางการค้า โดยในหลายๆ วิธีที่ได้มีการนำเสนอไว้จะใช้วงจรถอดการกล้ำสัญญาณต่อไว้เป็นภาคแรกของระบบเพื่อกำจัดสัญญาณกระตุ้นออกไปก่อนที่จะดำเนินการในขั้นตอนอื่นๆ ต่อไป สำหรับการออกแบบวงจรถอดการกล้ำสัญญาณที่เคยนำมาใช้กัน เช่น การออกแบบโดยใช้วงจรคูณต่อร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Deppe & Biel, 1991; kaewpoonsuk et al., 2008; Vlahu, 1999) หรือวิธีการใช้วงจรเรียงกระแสต่อร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Howard, 1997; Ono, 1985; Serev & Bogin, 1985) โดยทั้งสองวิธีการดังกล่าวนี้ ถือได้ว่าเป็นวิธีการพื้นฐานที่ทราบกันโดยทั่วไป แต่อย่างไรก็ตามวิธีการทั้งสองแบบนี้จะเกิดปัญหาด้านการเลื่อนเฟสของสัญญาณอันเนื่องมาจากการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านวิธีการอื่นที่

น่าสนใจ เช่น การใช้วงจรเลื่อนเฟสคงที่ 90 องศาต่อร่วมกับวงจรโมนอสเตเบิล (monostable) สำหรับสร้างสัญญาณเพื่อควบคุมการทำงานของวงจรสุมและคงค่าสัญญาณ (Ben-Brahim et al., 2008; Ben-Brahim et al., 2009; Gasperi & Onarheim, 1990; Sarma et al., 2008; Sarma & Venkateswaralu, 2009; Serev, 1991) ในปี พ.ศ.2553 ได้มีการนำเสนอการพัฒนาออกแบบวงจรถอดการกล้ำสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เจเคฟลิปฟล็อปต่อร่วมกับวงจรตรรกะต่างๆ สำหรับเป็นตัวสร้างสัญญาณควบคุมให้กับวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณวงจรสุมและคงค่าสัญญาณและวงจรขยาย ± 1 เท่า (Kaewpoonsuk et al., 2010) โดยวิธีดังกล่าวอาศัยเจเคฟลิปฟล็อปสำหรับการหาความถี่สัญญาณอินพุตเพื่อนำมาใช้ในการสร้างสัญญาณควบคุมให้กับระบบ ข้อดีที่สำคัญของวงจรคือ ความสามารถในการรักษาระดับความต่างศักย์เอาต์พุตของวงจรให้มีค่าคงที่ (ไม่เกิดการกระเพื่อม) ในกรณีที่ค่ามุมของสัญญาณรีโซลเวอร์อินพุตมีค่าคงที่ แต่วงจรจะมีจุดด้อย คือ ความล่าช้าในการทำงานโดยใน 1 รอบการทำงานนั้นจะใช้เวลาทั้งหมดเท่ากับ 2 คาบของสัญญาณอินพุต สำหรับภายในงานนี้ผู้วิจัยได้พัฒนาปรับปรุงวงจรถอดการกล้ำสัญญาณรีโซลเวอร์ขึ้นใหม่ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในส่วนของวงจรสร้างสัญญาณควบคุมเพื่อทำให้วงจรสามารถทำงานได้ภายในเวลา 1 คาบของสัญญาณอินพุต โดยจะได้กล่าวรายละเอียดการออกแบบและการทดสอบสมบัติการทำงานต่างๆ ของวงจรในหัวข้อถัดไป



(ก) รูปถ่ายภายนอก



(ข) สัญลักษณ์วงจรภายในอย่างง่าย

รูปที่ 1 รีโซลเวอร์

แนวคิดและหลักการพัฒนาออกแบบวงจร

แนวคิดที่นำมาใช้ในงานนี้ คือ การประยุกต์ใช้วงจรที่มีสมบัติการเลื่อนเฟสของสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณอ้างอิงอีกตัวหนึ่งสำหรับใช้งานร่วมกับสัญญาณกระตุ้นของรีโซเวอร์ ในการสร้างสัญญาณควบคุมต่างๆ ให้กับวงจรย่อยภายในระบบแทนการใช้เคเบิลฟลิปฟล็อป รูปที่ 2 แสดงโครงสร้างของวงจรถอดการกล้ำสัญญาณรีโซเวอร์และแผนภาพการทำงานเบื้องต้นของวงจรที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้น เมื่อ V_{ex} คือ สัญญาณความต่างศักย์ที่ใช้กระตุ้นหรือใช้เป็นอินพุต (V) ให้กับขดลวดโรเตอร์ และ V_s คือ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากขดลวดสเตเตอร์ของรีโซเวอร์ ในที่นี้สมมติให้เป็นสัญญาณที่ได้จากขดลวดสเตเตอร์ชุดแรก ซึ่งเป็นสัญญาณที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันไซน์ค่ามแกนหมุนของรีโซเวอร์คูณอยู่กับสัญญาณกระตุ้น โดยที่สัญญาณ V_s ดังกล่าวนี้นสามารถแบ่งออกได้เป็นสองกรณี คือ กรณีแรก V มีเฟสตรงกับสัญญาณ V โดยจะเป็นช่วงเวลาฟังก์ชันไซน์มีค่าเป็นบวก และกรณีที่สอง V มีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณ V โดยจะเป็นช่วงเวลาฟังก์ชันไซน์มีค่าเป็นลบ พิจารณาแผนภาพการทำงานของวงจรทั้งสองกรณีดังรูปที่ 2(ข) และ 2(ค) การทำงานในแต่ละรอบทั้งสองกรณีนั้นจะแบ่งออกได้เป็น 4 จังหวะ ดังนี้คือ จังหวะที่ 1: สัญญาณควบคุม Q_{peak} เปลี่ยนสถานะจากตรรกะ 1 เป็นตรรกะ 0 เพื่ออนุญาตให้วงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณเริ่มทำงาน ซึ่งหลังจากเวลา $T/4$ เทียบกับสัญญาณ V_{ex} จะได้เอาต์พุตของวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณ (Peak Detector) เป็นค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ V จังหวะที่ 2: สัญญาณควบคุม Q_{sh} เปลี่ยนสถานะจากตรรกะ 0 เป็นตรรกะ 1 เพื่อควบคุมให้วงจรสุ่มและคงค่าสัญญาณ (Sample and Hold) เปิดรับค่าเอาต์พุตของวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณไปเป็น V_A จังหวะที่ 3: สัญญาณควบคุม Q_{sh} เปลี่ยนสถานะจากตรรกะ 1 เป็นตรรกะ 0 เพื่อควบคุมให้วงจรสุ่มและคงค่าสัญญาณทำการหยุดรับค่าจากวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณพร้อมทั้งรักษาระดับค่าของสัญญาณ V_A เดิมไว้ให้มีค่าคงที่ก่อนที่จะมีการเปิดรับข้อมูลใหม่ในรอบการทำงานถัดไป จังหวะที่ 4: สัญญาณควบคุม Q_{peak} เปลี่ยนสถานะจากตรรกะ 0 เป็นตรรกะ 1 เพื่อรีเซ็ตค่าเอาต์พุตเดิมของวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณ สำหรับการเตรียมความพร้อมในรอบการทำงานใหม่ในส่วนของวงจรขยาย ± 1 เท่า ($\pm$ unity-gain amplifier) การทำงานของวงจรจะแบ่งออกได้เป็นสองกรณี คือ กรณีที่สัญญาณ V_s และ V_{ex} มีเฟสตรงกันดังรูปที่ 2(ข) โดยสัญญาณควบคุม Q_{sh} จะมีสถานะตรรกะ 0 ซึ่งวงจรจะให้สัญญาณเอาต์พุต (V_{out}) มีค่าเป็น $(+)V_A$ และกรณีที่สัญญาณ V_s และ V_{ex} มีเฟสตรงข้ามกันดังรูปที่ 2(ค) สัญญาณควบคุม Q_{sh} จะมีสถานะตรรกะ 1 ซึ่งวงจรจะให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าเป็น $(-)V_A$ โดยทั้งสองกรณีสามารถนำมาเขียนเป็นสมการเพื่อแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้ คือ

$$V_{out} = \begin{cases} (+)V_A & ; Q_u = 0 \\ (-)V_A & ; Q_u = 1 \end{cases} = \begin{cases} (+)K_1 & ; Q_u = 0 \\ (-)K_1 & ; Q_u = 1 \end{cases} \quad (4)$$

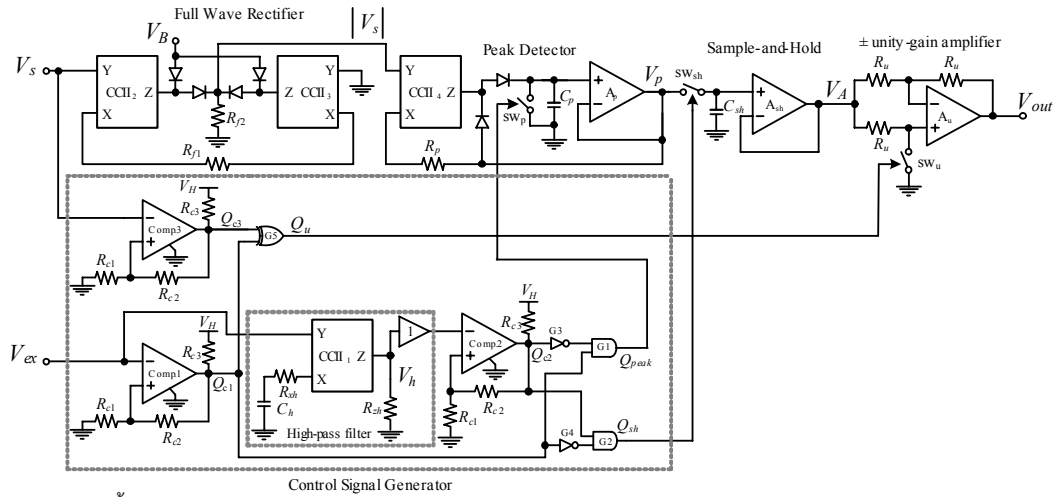
เมื่อ $K_1 = kA_s \sin(\theta)$ คือ ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ V_{s1} ตามสมการที่ (1) ในทำนองเดียวกันถ้าให้ $V = V_{s2}$ จะได้ $K_2 = kA_s \cos(\theta)$ ซึ่งเป็นค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ V_{s2} ตามสมการที่ (2) พิจารณาวงจรเปรียบเทียบความต่างศักย์ Comp.1 Comp.2 และ Comp.3 ซึ่งในที่นี้ได้ถูกใช้งานเป็นตัวตรวจจับผ่านศูนย์ (zero-crossing detectors) สำหรับสัญญาณ V_{ex} สัญญาณ V_h และสัญญาณ V_s ตามลำดับ โดยมีเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกต G5 ทำหน้าที่ตรวจเช็คสถานะเฟสของสัญญาณ V และ V_{ex} ว่ามีเฟสตรงกันหรือตรงข้ามกัน ซึ่งจะนำไปใช้ควบคุมการทำงานของวงจรขยาย ± 1 เท่า ถึงแม้ว่าการทำงานของวงจรจะมี 4 จังหวะเหมือนกับหลักการเดิมที่ได้เคยมีการนำเสนอไว้ (Kaewpoonsuk et al., 2010) แต่อย่างไรก็ตามภายในงานนี้ทั้ง 4 จังหวะจะถูกออกแบบให้ทำงานภายใน 1 คาบของสัญญาณ V_{ex} โดยในที่นี้ได้ใช้วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (high pass filter) เพื่อสร้างสัญญาณ V_h ซึ่งมีเฟสเลื่อนไปจากสัญญาณ V_{ex} ซึ่งจะนำมาใช้สำหรับการสังเคราะห์สัญญาณควบคุม Q_{sh} และ Q_{peak} พิจารณาจังหวะการเกิดสัญญาณควบคุม Q_{sh} และ Q_{peak} ตามแผนภาพในรูปที่ 2(ข) และ 2(ค) ซึ่งจะต้องมีสถานะตรรกะ 1 ในช่วงเวลา $T/4$ ถึง $T/2$ และช่วงเวลา $3T/4$ ถึง T ตามลำดับ และเพื่อให้ได้สัญญาณควบคุม Q_{sh} และ Q_{peak} เป็นไปตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้ สัญญาณ V_h จะต้องมียุท (phi) นำหน้าสัญญาณ V_{ex} ในช่วงมุม $0^\circ < \phi \leq (+)90^\circ$ พิจารณาในส่วนของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน อาศัยหลักการวิเคราะห์ห้วงจรทำให้สามารถเขียนความสัมพันธ์หรือฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function; $H(s)$) ของวงจรได้เป็น

$$H(s) = \frac{V_h}{V_{ex}} = \left(\frac{R_{zh}}{R_{xh}} \right) \left(\frac{s}{s + (1/C_h R_{xh})} \right) \quad (5)$$

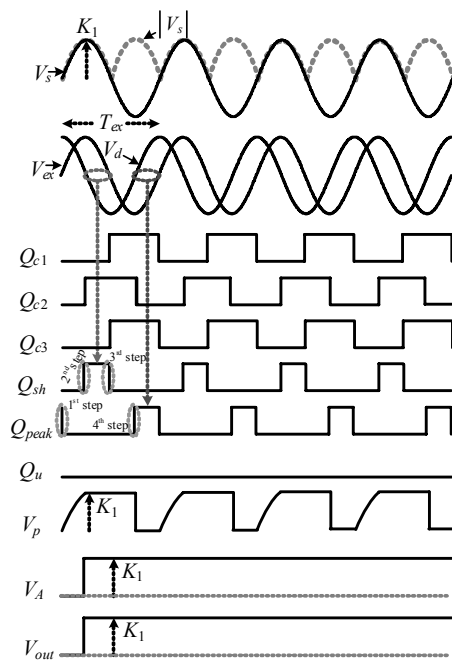
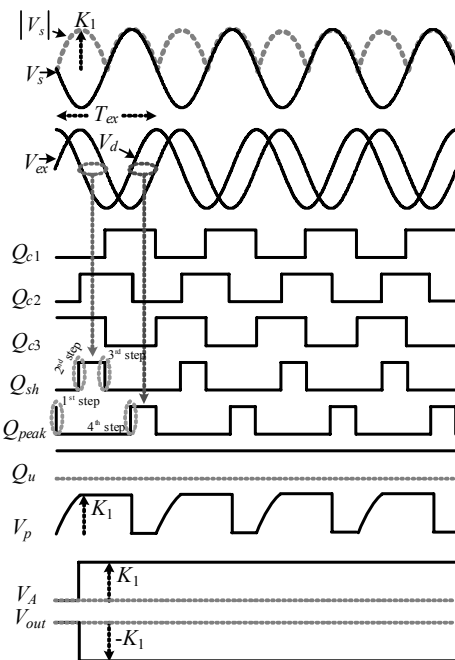
$$\text{โดยที่} \quad |H(s)| = \left(\frac{R_{zh}}{R_{xh}} \right) \left(\frac{\omega_{ex}/\omega_c}{\sqrt{(\omega_{ex}/\omega_c)^2 + 1}} \right) \quad (6)$$

$$\phi = \angle H(s) = 90^\circ - \tan^{-1}(\omega_{ex}/\omega_c) \quad (7)$$

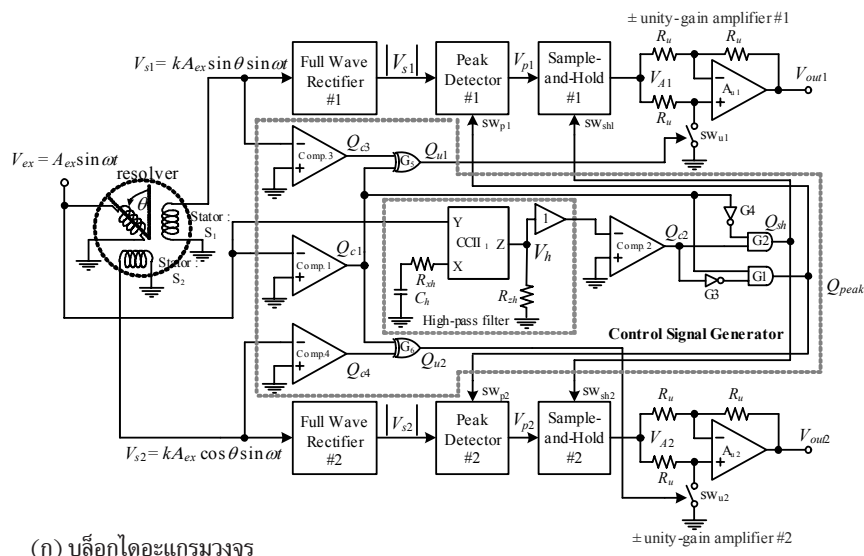
เมื่อ $f_c = \omega_c/2\pi = 1/(2\pi C_h R_{xh})$ และ (R_{zh}/R_{xh}) คือ ค่าความถี่คัตออฟ (cutoff frequency) และค่าอัตราขยายที่ความถี่แถบกลาง (midrange frequency) ของวงจร ตามลำดับ จากสมการที่ (6) และสมการที่ (7) จะเห็นได้ว่าขนาดและเฟสของสัญญาณ V_h จะแปรผันกับความถี่ของสัญญาณ V และเมื่อพิจารณาถึงย่านความถี่ใช้งานของสัญญาณกระตุ้น V ที่นำมาใช้กับรีโซเวอร์ในแต่ละรุ่นซึ่งโดยทั่วไปจะมีค่าอยู่ในย่าน 1 kHz ถึง 15 kHz (Bouallaga et al., 2007) อาศัยการเลือกกำหนดค่าพารามิเตอร์ R_{zh} , C_h และ R_{xh} ที่เหมาะสม (รายละเอียดในหัวข้อถัดไป) จะทำได้วงจรที่สามารถใช้งานกับสัญญาณ V_{ex} ตลอดย่านความถี่ 1 kHz ถึง 15 kHz โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนค่าความต้านทานหรือค่าความจุไฟฟ้าต่างๆ ภายในวงจรสร้างสัญญาณควบคุม



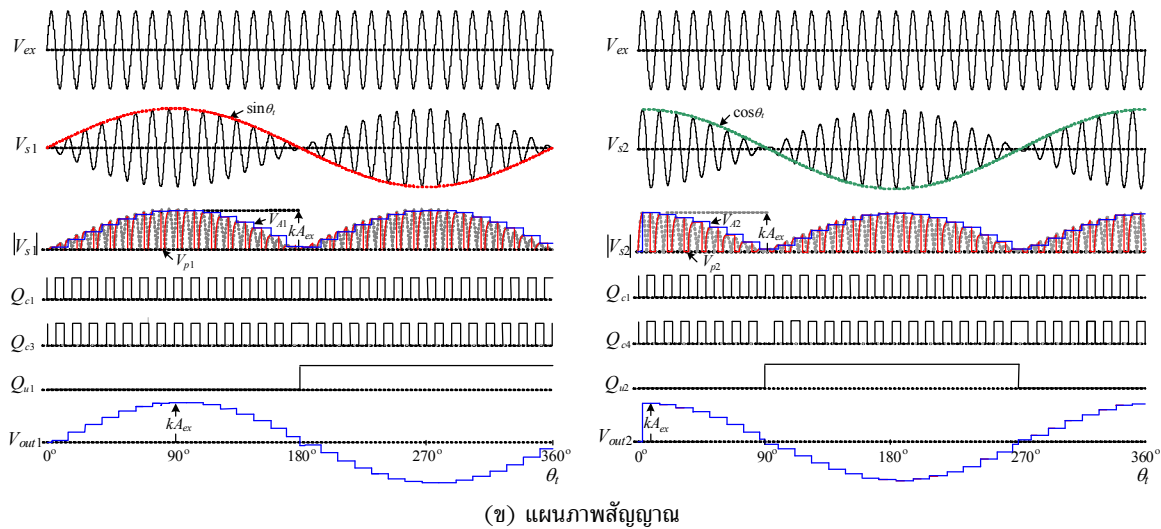
(ก) โครงสร้างวงจร

(ข) การทำงานขณะ V_s และ V_{ex} มีเฟสตรงกัน(ค) การทำงานขณะ V_s และ V_{ex} มีเฟสตรงข้ามกัน

รูปที่ 2 วงจรถอดการกล้ำสัญญาณรีโซลเวอร์และแผนภาพการทำงานเบื้องต้น



(ก) บล็อกไดอะแกรมวงจร



(ข) แผนภาพสัญญาณ

รูปที่ 3 บล็อกไดอะแกรมวงจรการกล้ำสัญญาณรีโซลเวอร์และแผนภาพสัญญาณ

จากหลักการเบื้องต้นของวงจรดังรูปที่ 2 เพื่อการถอดการกล้ำสัญญาณที่มาจากขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองของรีโซลเวอร์สามารถทำได้โดยเพิ่มจำนวนของวงจรเรียงกระแสวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณ วงจรสุ่มและคงค่าสัญญาณ วงจรขยาย ± 1 เท่า และวงจรเปรียบเทียบแรงดันได้ดังแสดงในรูปที่ 3(ก) โดยในส่วนของวงจรเปรียบเทียบความต่างศักย์แรงดันต่างๆ ที่ใช้ได้แสดงไว้เป็นเพียงสัญลักษณ์อย่างง่าย (สำหรับการต่อใช้งานจริงได้ต่อตัวต้านทางต่างๆ ไว้ดังรูปที่ 2) สำหรับรูปที่ 3(ข) และรูปที่ 3(ค) แสดงแผนภาพรวมสัญญาณที่สำคัญของวงจรรูปที่ 3(ก) เมื่อแกนหมุนของรีโซลเวอร์หมุนครบหนึ่งรอบ (เริ่มต้นจากมุม 0°) สัญญาณ Q_{sh} และ Q_{peak} ที่ใช้สำหรับควบคุมการทำงานของวงจรสุ่มและคงค่าสัญญาณ และวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณทั้งสองด้านจะใช้ร่วมกัน และใช้สัญญาณควบคุม Q_{us} และ Q_{uc} แยกกัน ซึ่งจะมีผลทำให้ได้สัญญาณแรงดัน V_{A1} และ V_{A2} ดังนี้คือ

$$V_{A1} = \begin{cases} kA_{ex} \sin \theta_t & \text{for } 0^\circ \leq \theta_t < 180^\circ \\ -kA_{ex} \sin \theta_t & \text{for } 180^\circ \leq \theta_t < 360^\circ \end{cases} \quad (8)$$

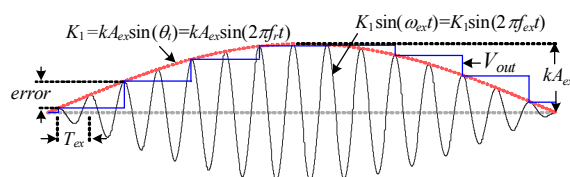
$$V_{A2} = \begin{cases} kA_{ex} \cos \theta_t & \text{for } 0^\circ \leq \theta_t < 90^\circ \\ -kA_{ex} \cos \theta_t & \text{for } 90^\circ \leq \theta_t < 270^\circ \\ kA_{ex} \cos \theta_t & \text{for } 270^\circ \leq \theta_t < 360^\circ \end{cases} \quad (9)$$

ผลจากการทำงานของวงจรขยาย ± 1 เท่า A_{u1} ซึ่งจะทำให้หน้าทีกลับเฟสของสัญญาณ V_{A1} ในช่วงมุม $180^\circ \leq \theta_t < 360^\circ$ และวงจรขยาย ± 1 เท่า A_{u2} ซึ่งจะทำให้หน้าทีกลับเฟสของสัญญาณ V_{A2} ในช่วงมุม $90^\circ \leq \theta_t < 270^\circ$ ซึ่งจะมีผลทำให้ได้สัญญาณแรงดันเอาต์พุต V_{out1} และ V_{out2} ของวงจรมีค่าเป็น

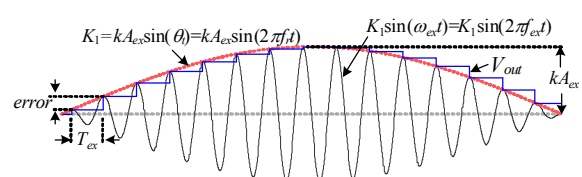
$$V_{out1} = kA_{ex} \sin \theta_t \quad (10)$$

$$V_{out2} = kA_{ex} \cos \theta_t \quad (11)$$

พิจารณารูปของสัญญาณ V_{out1} และ V_{out2} แม้ว่าจะมีลักษณะคล้ายคลึงกันไปจากฟังก์ชันไซน์และฟังก์ชันโคไซน์เล็กน้อย อย่างไรก็ตามการใช้งานรีโซลเวอร์ในทางปฏิบัติจะมีการกำหนดให้ค่าความถี่ของสัญญาณกระตุ้นมีค่าสูงกว่าค่าความถี่เชิงมุมของแกนหมุนมาก ตามที่ได้กล่าวอ้างในบทนำว่ารีโซลเวอร์นิยมนำไปประยุกต์ใช้กับงานวัดมุมแกนหมุนที่มีความเร็วรอบต่ำ ซึ่งจะส่งผลให้สามารถพิจารณาได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมีค่าใกล้เคียงกับค่าในอุดมคติ และเมื่อทำการเปรียบเทียบคุณสมบัติการทำงานของวงจรที่นำเสนอในครั้งนี้งานเดิมที่ได้เคยมีการนำเสนอไว้ (Kaewpoonsuk et al., 2010) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4(ก) และ 4(ข) ซึ่งทั้งสองรูปเป็นการพิจารณาในกรณีที่แกนหมุนของรีโซลเวอร์หมุนด้วยอัตราเร็วรอบเท่ากัน โดยจะเห็นได้ว่าวงจรที่ได้นำเสนอในครั้งนี้มีค่าความผิดพลาดในการทำงาน (Error) ต่ำกว่าวงจรเดิม 50% เนื่องจากวงจรใหม่นี้สามารถทำงานได้ภายใน 1 คาบของสัญญาณกระตุ้น ในขณะที่วงจรแบบเดิมจะใช้เวลาเท่ากับ 2 คาบของสัญญาณกระตุ้น



(ก) แบบใช้วงจรเดิม (Kaewpoonsuk et al., 2010)



(ข) แบบใช้วงจรที่นำเสนอ

รูปที่ 4 ค่าผิดพลาดในการทำงานของวงจรเนื่องมาจากการหมุนของแกนหมุนของรีโซลเวอร์

วัสดุอุปกรณ์และวิธีการ

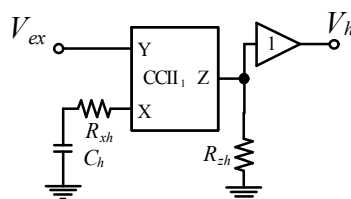
พิจารณาในส่วนของวงจรกรองความถี่สูงผ่านซึ่งภายในงานนี้ได้ใช้โอซีวงจรขยายป้อนกลับกระแส (current feedback amplifier; CFA) ซึ่งโครงสร้างภายในประกอบด้วยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (second-generation current conveyor amplifier; CCII) ต่อกับบัฟเฟอร์ (buffer) ในกรณีที่กำหนดให้ตัวต้านทาน R_{zh} มีค่าเท่ากับศูนย์ วงจรดังกล่าวนี้จะทำหน้าที่เป็นวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ (differentiator) ซึ่งจะมีผลทำให้เฟสของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรนำหน้าเฟสของสัญญาณอินพุตเท่ากับ $(+90^\circ)$ ตลอดเวลา อย่างไรก็ตามในที่นี้ได้ใช้ตัวต้านทาน R_{zh} เพื่อทำหน้าที่เป็นตัวจำกัดขนาดกระแสที่ไหลออกจากพอร์ต X ของวงจรสายพานกระแส ทั้งนี้จะมีผลทำให้การเลื่อนเฟสของสัญญาณ V_h ไม่ได้มีค่าคงที่อยู่ที่ $(+90^\circ)$ ตามสมบัติการอนุพันธ์ (differentiate) สัญญาณรูปไซน์ในอุดมคติ แต่สมบัติการเลื่อนเฟสของวงจรดังกล่าวนี้เป็นไปตามสมการที่ (7) นอกจากนี้ยังขึ้นอยู่กับสมบัติการทำงานของวงจรขยายป้อนกลับกระแสที่ใช้ อาศัยการเลือกกำหนดค่าตามสมการที่ (7) เพื่อทำให้การเลื่อนเฟสของสัญญาณ V_h มีค่าเท่ากับ $(+45^\circ)$ เมื่อความถี่ของสัญญาณ V_{in} มีค่าเท่ากับ 10 kHz (ที่ความถี่ 1 kHz การเลื่อนเฟสของสัญญาณจะมีค่าเข้าใกล้ $(+90^\circ)$) ใช้โปรแกรม PSPICE จำลองการทำงานของวงจรโดยอาศัยสมบัติการทำงานของโอซีวงจรป้อนกลับกระแสเบอร์ AD844 และได้เลือกกำหนดค่าพารามิเตอร์ $R_{zh} = R_{zh} = 15.9 \text{ k}\Omega$ และ $C_h = 1 \text{ nF}$

สำหรับการทดสอบหลักการทำงานของวงจรที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นภายในงานนี้ได้ใช้วิธีต่อวงจรลงบนบอร์ดทดลองโดยใช้ไอซีสำเร็จรูปและอุปกรณ์สำคัญต่างๆ ดังนี้คือ ใช้ออปแอมป์เบอร์ LM319 ทำหน้าที่เป็นวงจรเปรียบเทียบความต่างศักย์ Comp.1 Comp.2 และ Comp.3 กำหนดให้ตัวต้านทาน $R_{c3} = R_{c3} = 1 \text{ k}\Omega$ และ $R_{c2} = 100 \text{ k}\Omega$ วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองต่างๆ ที่ใช้ภายในวงจรอาศัยสมบัติของไอซีเบอร์ AD844 ในส่วนของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นพัฒนาขึ้นจากวงจรสายพานกระแสต่อร่วมกับไดโอด และใช้แหล่งจ่ายไฟตรง (V_{cc}) ขนาด 0.5 V สำหรับไบอัสให้กับไดโอดดังแสดงในรูปที่ 2 ในส่วนของวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณได้ใช้วงจรสายพานกระแสต่อร่วมกับออปแอมป์เบอร์ LF351 ไดโอดต่างๆ ที่ใช้เบอร์ 1N4148 สำหรับไอซีออปแอมป์ A_{sh} และ A_u ที่ใช้คือเบอร์ OP07 แอนะล็อกสวิตช์ sw_p sw_{sh} และ sw_u ใช้เบอร์ MC14066BCP ไอซีแอนด์เกต อินเวอร์เตอร์เกต และ

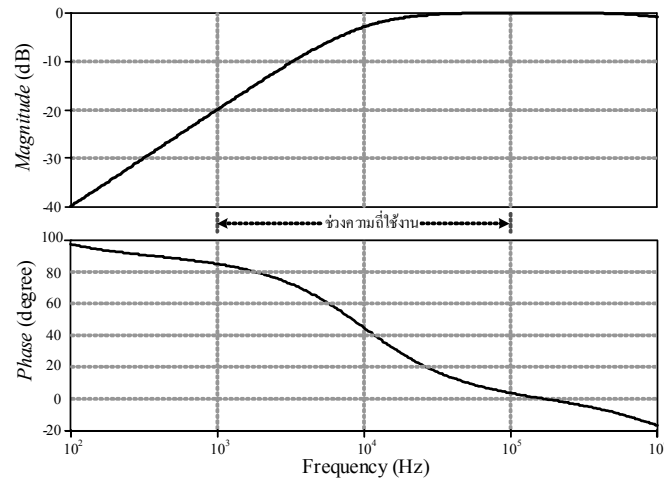
เอ็กซ์คลูซีฟเกตที่ใช้คือ เบอร์ HEF4081BP HD 14069UPB และ HD14070BP ตามลำดับ ตัวเก็บประจุ $C_h = 1 \text{ nF}$, $C_p = 10 \text{ nF}$ และ $C_{sh} = 100 \text{ nF}$ มีตัวต้านทาน $R_{zh} = R_{zh} = 15.9 \text{ k}\Omega$, $R_p = 1 \text{ k}\Omega$, และ $R_{f1} = R_{f2} = R_u = 10 \text{ k}\Omega$ ใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรเท่ากับ $\pm 12 \text{ V}$ ลำดับการทดสอบสมบัติการทำงานในเบื้องต้นได้ทำการทดลองใช้สัญญาณรูปไซน์แอมพลิจูดเท่ากับ 7.5 V ป้อนเป็นสัญญาณกระตุ้นให้กับรีโซลเวอร์รุ่น Sanyo Denki, 101-4100 และเป็นอินพุตให้กับวงจร ทดลองแปรค่าความถี่ของสัญญาณตั้งแต่ 1 kHz ถึง 20 kHz (กำหนดช่วงความถี่ให้กว้างกว่า 15 kHz) เลือกใช้พารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรสร้างสัญญาณควบคุมเป็นค่าเดียวกันกับวิธีการใช้โปรแกรม PSPICE จำลองการทำงานของวงจร ทั้งนี้เพื่อเป็นการทดสอบว่าวงจรสร้างสัญญาณควบคุมจะสามารถสร้างสัญญาณควบคุม Q และ Q_{peak} ได้ตลอดช่วงความถี่ของสัญญาณกระตุ้นที่ใช้กับรีโซลเวอร์โดยทั่วไปหรือไม่ ซึ่งได้ตัวอย่างผลการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 6 ลำดับต่อมาได้ทำการทดลองแปรค่าแอมพลิจูดของสัญญาณที่ได้จากขดลวดสเตเตอร์ (V_s) ด้วยการใช้มือหมุนแกนหมุนของรีโซลเวอร์อย่างช้าๆ เพื่อเป็นการทดสอบสมบัติไฟตรงและความถูกต้องในการทำงานของวงจร โดยกำหนดความถี่ของสัญญาณกระตุ้นให้มีค่าเท่ากับ 3 kHz ซึ่งตรงกับค่าตามคู่มือใช้ของรีโซลเวอร์รุ่นดังกล่าว ทั้งนี้ได้ผลการทำงานดังแสดงในรูปที่ 7 ลำดับสุดท้ายเป็นการใช้มอดูเลเตอร์ดีซีแบบทรอบเพื่อขับแกนหมุนของรีโซลเวอร์โดยจะได้ผลการทำงานดังแสดงรูปที่ 8

ผลการศึกษา และอภิปรายผล

ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่สูงผ่านแสดงในรูปที่ 5 ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อเลือกใช้งานเฉพาะย่านความถี่ที่วงจรมีค่าอัตราขยายมากกว่า -20 dB ขึ้นไป ซึ่งจะได้สัญญาณ V ที่มีขนาดใหญ่เพียงพอสำหรับใช้เป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรเปรียบเทียบความต่างศักย์ ประกอบกับการเลือกช่วงที่มีการเลื่อนเฟสของสัญญาณในช่วง $0^\circ - 90^\circ$ ซึ่งจะได้ย่านความถี่ใช้งานครอบคลุมตลอดย่าน 1 kHz ถึง 100 kHz โดยที่ความถี่ 1 kHz 15 kHz และ 100 kHz มีการเลื่อนเฟสเท่ากับ $(+85^\circ)$ $(+33^\circ)$ และ $(+3.8^\circ)$ ตามลำดับ ทั้งนี้เพียงพอสำหรับใช้งานกับรีโซลเวอร์ทั่วไป (ซึ่งใช้ความถี่ของสัญญาณกระตุ้นในย่านความถี่ 1 kHz ถึง 15 kHz)



(ก) วงจรกรองความถี่สูงผ่าน

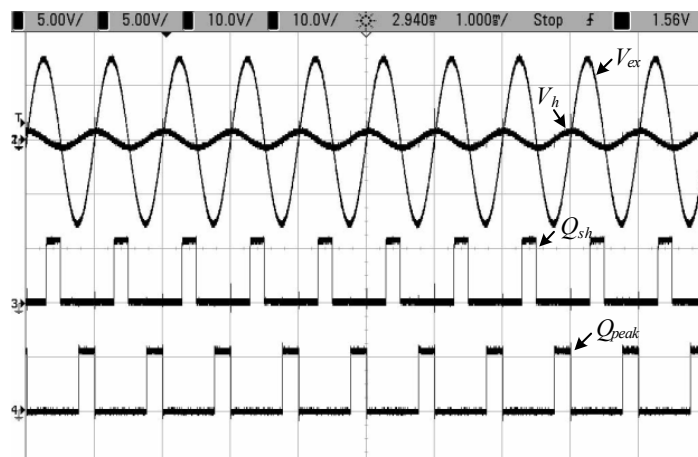


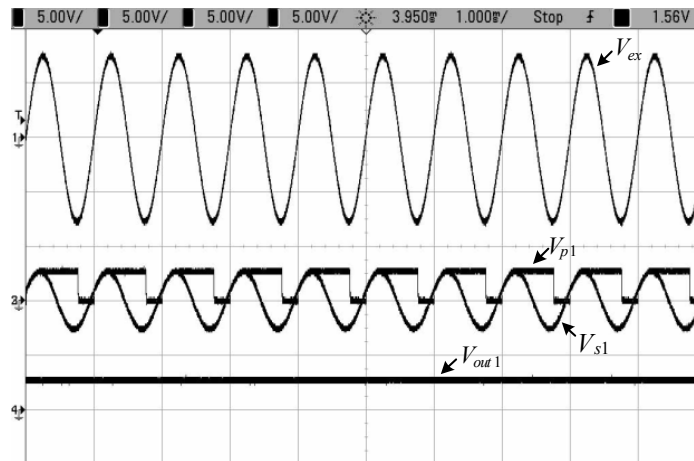
(ข) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

รูปที่ 5 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน และผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

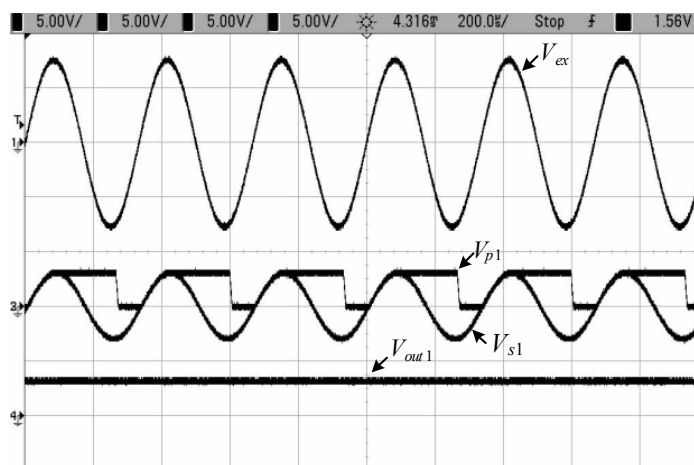
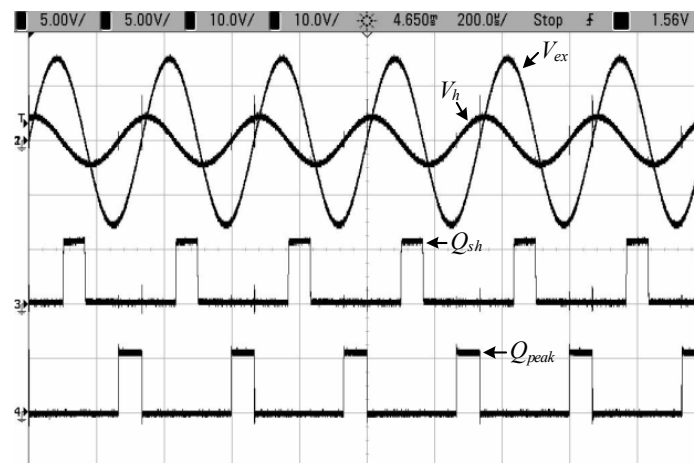
พิจารณารูปผลการทดสอบการทำงานของวงจรในรูปที่ 6 จะเห็นได้ว่าสัญญาณ V_h ที่ได้ทั้งสามรูปจะนำหน้าเฟสของสัญญาณ V_{ex} อยู่ในช่วง $0^\circ < \phi \leq (+)90^\circ$ ซึ่งจะมีผลทำให้ได้สัญญาณควมคุม Q_{sh} และ Q_{peak} อยู่ในช่วงมุม 90° ถึง 180° และช่วงมุม 270° ถึง 360° ของสัญญาณ V_{ex} ตามลำดับ โดยรูปที่ 6(ก) และ 6(ข) เฟสของสัญญาณ V_h ที่ได้จะนำหน้าเฟสของสัญญาณ V_{ex} เกือบเท่ากับ 90° โดย V_h มีค่าแอมพลิจูดโดยประมาณเท่ากับ 0.75 V และ 2.26 V ตามลำดับ ซึ่งจะมีผลทำให้ได้ช่วงเวลาที่มีสัญญาณ Q_{sh} และ Q_{peak} มีสถานะเป็นตรรกะ 1 มีความกว้างประมาณเท่ากับ $T_{ex}/4$ และในรูปที่ 6(ค) เฟสของสัญญาณ V_h ที่นำหน้าเฟสของสัญญาณ V_{ex} จะมีค่าลดลงเหลือประมาณเท่ากับ 25° โดย V_h มีค่าแอมพลิจูดโดยประมาณเท่ากับ 6.6 V ซึ่งจะมีผลทำให้ได้สัญญาณ Q_{sh} และ Q_{peak} ที่มีความกว้างของช่วงเวลาที่มีสถานะเป็นตรรกะ 1 มีค่าลดลง อย่างไรก็ตามช่วงเวลาดังกล่าวเพียงพอสำหรับควบคุมการทำงานของวงจรตรวจจับคายอดสัญญาณและวงจรสุ่มและคงค่าสัญญาณให้สามารถทำงานได้เป็นไปตามหลักการที่ได้ออกแบบไว้ ดังแผนภาพตามรูปที่ 2(ข) และจะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุต (V_{out1}) ที่ได้จะมีลักษณะเป็นสัญญาณไฟตรงที่มีความราบเรียบ โดยมีขนาดความสูงเท่ากับค่าแอมพลิจูด

หรือขอบของสัญญาณอินพุต (V_{s1}) นอกจากนี้ผู้ทดลองยังได้พบว่าที่ความถี่ของสัญญาณกระตุ้นเท่ากับ 3 kHz ซึ่งเป็นค่าที่ตรงกับค่าตามคู่มือใช้ของรีโซลเวอร์รุ่นดังกล่าว ตัวรีโซลเวอร์จะให้ผลตอบสนองที่ดีที่สุดนั่นคือจะสามารถจ่ายสัญญาณเอาต์พุตออกมาที่ขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองที่มีขนาดใหญ่ที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับค่าความถี่อื่นๆ ที่มีค่าตำแหน่งแกนหมุนเดียวกัน อย่างไรก็ตามผลจากการทดลองเป็นการยืนยันได้ว่าวงจรที่ได้พัฒนาขึ้นสามารถใช้งานกับความถี่ของสัญญาณกระตุ้นในช่วง 1 kHz ถึง 20 kHz ได้ สำหรับรูปที่ 7 แสดงผลการแปรค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตโดยจะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ตลอดช่วงทำงานจะมีค่าผิดพลาดสูงสุดประมาณเท่ากับ 30mV ซึ่งเป็นผลมาจากข้อจำกัดในการทำของวงจรตรวจจับคายอดสัญญาณซึ่งได้รับการบกพร่องจากสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ สำหรับรูปที่ 8 ซึ่งแกนหมุนของรีโซลเวอร์ถูกขับเคลื่อนด้วยมอเตอร์ดีซีแบบถาวร ความเร็วรอบเท่ากับ 0.125 รอบ/วินาที โดยจะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุต V_{out1} และ V_{out2} ที่ได้จากวงจรจะเป็นสัญญาณที่เป็นคาบของสัญญาณ V_{s1} และ V_{s2} ตามลำดับ ซึ่งเป็นการยืนยันว่าวงจรที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นสามารถนำไปใช้งานได้จริง

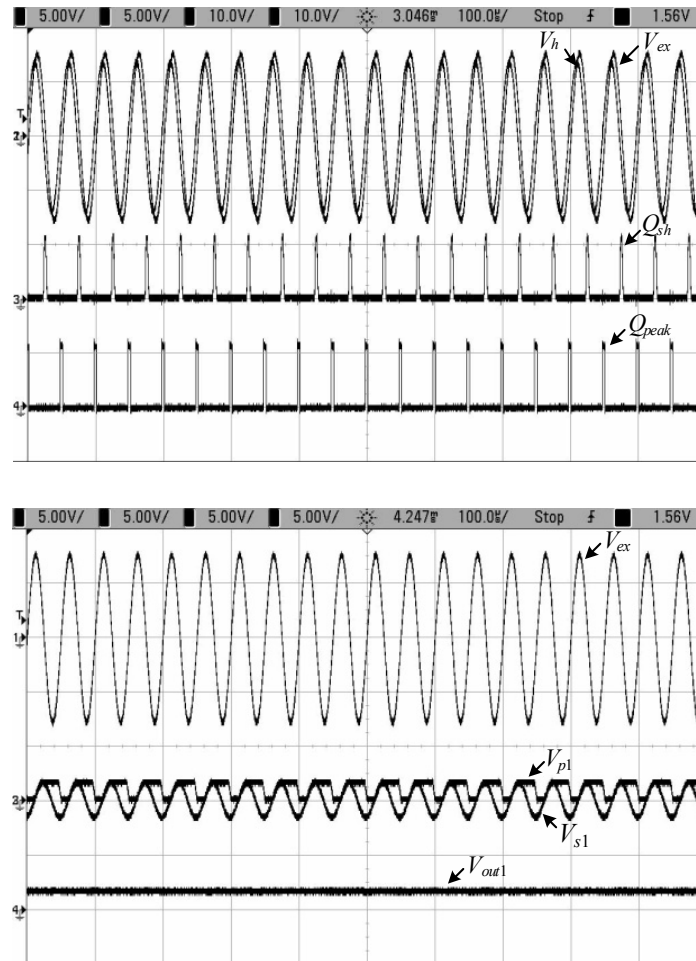




(ก) เมื่อ V_{ex} มีความถี่เท่ากับ 1 kHz

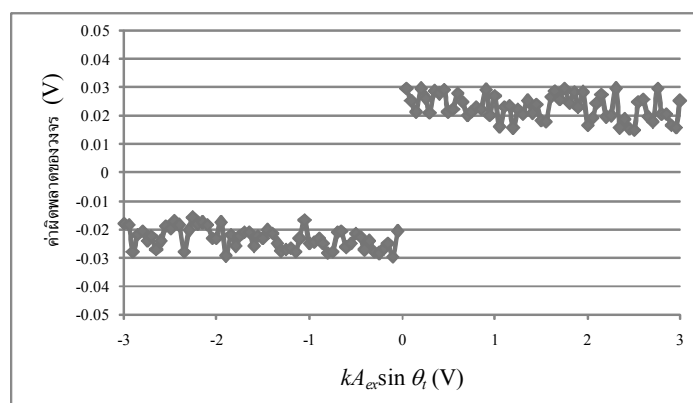


(ข) เมื่อ V_{ex} มีความถี่เท่ากับ 3 kHz

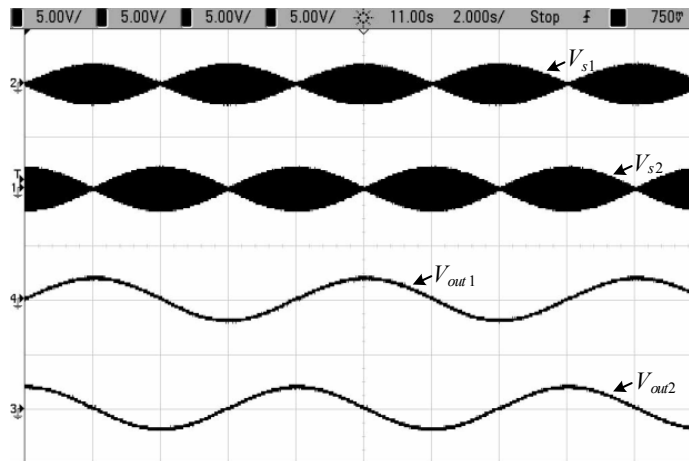


(ค) เมื่อ V_{ex} มีความถี่เท่ากับ 20 kHz

รูปที่ 6 ผลการทำงานของวงจรหม่แ่กนหม่ของรีโซลเวอร์มีค่าคงที่



รูปที่ 7 ผลการแปรค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต (V_{s1})



รูปที่ 8 ผลการทำงานของวงจรขั้วโวลต์โวลต์หมุนด้วยอัตราเร็วรอบ 0.125 รอบ/วินาที

สรุปผลการศึกษา

วงจรถอดการกล้ำสัญญาณโวลต์โวลต์ได้พัฒนาขึ้นภายในงานนี้ อาศัยสมบัติการเลื่อนเฟสของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน เพื่อนำมาใช้สำหรับการสร้างสัญญาณควบคุมต่างๆ ให้กับระบบอาศัยการเลือกค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมซึ่งจะได้ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรครอบคลุมย่านความถี่ของสัญญาณกระตุ้นที่ใช้งานกับรีโซลเวอร์รุ่นทั่วไป ซึ่งใช้ความถี่ของสัญญาณกระตุ้นในช่วง 1 kHz ถึง 15 kHz ได้โดยไม่ต้องเปลี่ยนค่าตัวต้านทานและค่าความจุไฟฟ้าภายในวงจรสร้างสัญญาณควบคุม ผลจากการทดลองใช้งานวงจรสำหรับถอดการกล้ำสัญญาณที่ได้จากรีโซลเวอร์รุ่น Sanyo Denki, 101-4100 ซึ่งเป็นรุ่นที่ใช้สัญญาณรูปไซน์ความถี่ 3 kHz (กำหนดค่าแอมพลิจูดของสัญญาณกระตุ้นเท่ากับ 7.5 V) แสดงให้เห็นว่าวงจรที่ได้พัฒนาขึ้นสามารถทำงานได้ใกล้เคียงกับหลักการที่ได้นำเสนอ นั่นคือจะได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีลักษณะเรียบ ในกรณีที่ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณรีโซลเวอร์อินพุตมีค่าคงที่และวงจรสามารถทำงานได้ภายในเวลา 1 คาบของสัญญาณกระตุ้น แต่อย่างไรก็ตามสัญญาณเอาต์พุตที่วัดได้จะมีค่าขนาดความผิดพลาดสูงสุดประมาณเท่ากับ 30 mV สำหรับแนวทางที่คาดว่าจะสามารถพัฒนาต่อไปได้เพื่อทำให้วงจรมีสมบัติการทำงานที่ดีขึ้น คือ การทดลองใช้วงจรย่อยต่างๆ ที่มีความสามารถในการทำงานที่ดีขึ้น เช่น วงจรเปรียบเทียบความต่างศักย์และวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณที่มีความเร็วในการทำงานสูง และมีค่าความต่างศักย์ออฟเซตต่ำ การทดลองใช้วงจรสุ่มและคงค่าสัญญาณแบบดิจิทัลเพื่ออำนวยความสะดวกในการแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัล รวมทั้งการทดลองใช้วงจรสร้างสัญญาณควบคุมแบบอื่นๆ เพื่อเป็นทางเลือกสำหรับผู้ใช้งานต่อไป

กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัยนี้ได้รับการสนับสนุนงบประมาณจากมหาวิทยาลัยนเรศวร (ทุนอุดหนุนการวิจัยจากงบประมาณ

รายได้ ประจำปีงบประมาณ 2554) ซึ่งคณะผู้วิจัยขอขอบคุณมา ณ โอกาสนี้ และขอขอบคุณภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร ซึ่งเป็นต้นสังกัดของผู้วิจัยที่ได้ให้การส่งเสริมสนับสนุนการทำวิจัยของบุคลากรอย่างจริงจัง

เอกสารอ้างอิง

- Ben-Brahim, L., Benammar, M., & Alhamadi, M.A. (2009, Feb.). A Resolver Angle Estimator Based on Its Excitation Signal. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 56(2), 574-580.
- Ben-Brahim, L., Benammar, M.; Alhamadi, M.A., Al-Emadi, N., & Al-Hitmi, M.A. (2008, Oct.). A new low cost linear resolver converter. *IEEE Sensors journal*, 8(10), 1620-1627.
- Bouallaga, K., Idkhajine, L., Prata, A., & Monmasson, E. (2007, Sep.). Demodulation methods on fully FPGA-based system for resolver signals treatment. Paper presented at the 12th European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg, Denmark.
- Data Device Corporation. (2007). Synchro/Resolver Conversion Handbook. Retrieved Aug 1, 2011, from <http://www.ddc-web.com>
- Deppe, J. G., & Biel, J. R. (1991, Jul.). AC encoded signal to digital converter. *U.S. Patent*, 5034743.
- Gasperi, M. L., & Onarheim, W. G. (1990, Jun.). Method and apparatus for correcting resolver errors. *U.S. Patent*, 4933674.

Howard, D. E. (1997, Jul.). Dual brushless resolver rate sensor. *U.S. Patent, 5644224*.

kaewpoonsuk, A., Katman, R., Kamsri, T., Rerkratn, A., & Riewruja, V. (2010, Oct.). *A simple amplitude detector-based demodulator for resolver converters*. Paper presented at the International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS), in KINTEX, Gyeonggi-do, Korea.

Kaewpoonsuk, A., Petchmaneelumka, W., Rerkratn, A., Tammaruckwattana, S., & Riewruja, V. (2008, Aug.). *A novel resolver-to-DC converter based on OTA-based inverse-sine function circuit*. Paper presented at the SICE Annual Conference, Univ. of Electro-Communications (UEC), Chofu city, Tokyo, Japan.

Michalski, A., Sienkiewicz, J., & Watral, Z. (2007, Oct.). Universal Magnetic Circuit for Resolvers with Different Speed Ratios. *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, 58-68.

Mienkina, M., Pekarek, P., & Dobes, F. (2002). DSP56F80x Resolver Driver and Hardware Interface. Motorola datasheet. Retrieved Aug. 1, 2011, from <http://www.motorola.com.cn/mcu2004/doc/modelNo/56F805/AN1942.pdf>

Moog Components Group. (2007). Synchro and Resolver Engineering Handbook. Retrieved Aug. 1, 2011, from <http://www.moog.com>

Ono, T. (1985, Jul.). Resolver-type rotational positioning arrangement. *U.S. Patent, 4529922*.

Sarma, S., & Venkateswaralu, A. (2009, Dec.). Systematic error cancellations and fault detection of resolver angular sensors using a DSP based system. *Mechatronics*, 19(8), 1303-1312.

Sarma, S., Agrawal, V.K., & Udupa, S. (2008, Jan.). Software-based resolver-to-digital conversion using a DSP. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 55(1), 371-379.

Serev, P. G. (1991, Jan.). Microcontroller based resolver-to-digital converter. *U.S. Patent, 4989001*.

Serev, P. G., & Bogin, R. M. (1985, Apr.). Programmable limit switch system using a resolver-to-digital angle converter. *U.S. Patent, 4511884*.

Vlahu, S. P. (1999, Jun.). Direct resolver to digital converter. *U.S. Patent, 5912638*.

Vlahu, S. P. (1999, Sep.). Variable reluctance resolver to digital converter. *U.S. Patent, 5949359*.