

อภิธานการ



สำนักหอสมุด



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ

การพัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสและวงจรจ่ายแรงดันไฟฟ้า
สำหรับระบบเครื่องมือวัด

Design of current source and voltage source
for instrumentation systems

โดย อนุชา แก้วพูลสุข

สำนักหอสมุด มหาวิทยาลัยนเรศวร
วันลงทะเบียน..... 15 ก.ย. 2558
เลขทะเบียน..... 16532246
เลขเรียกหนังสือ.....

กันยายน 2556

สัญญาเลขที่ R2556C007

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ

การพัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสและวงจรจ่ายแรงดันไฟฟ้า
สำหรับระบบเครื่องมือวัด

Design of current source and voltage source
for instrumentation systems



อนุชา แก้วพูลสุข

อาจารย์ ภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร

สนับสนุนโดยกองทุนวิจัยมหาวิทยาลัยนเรศวร

กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัยนี้สำเร็จลุล่วงได้ คณะผู้วิจัยขอขอบคุณกองทุนวิจัย (ทุนงบประมาณรายได้) มหาวิทยาลัยนเรศวร ที่ได้ให้การสนับสนุนงบประมาณดำเนินงาน ขอขอบคุณคณะวิทยาศาสตร์ ขอขอบคุณภาควิชาฟิสิกส์ ซึ่งเป็นต้นสังกัดของผู้วิจัยที่ได้ให้การส่งเสริมการดำเนินการวิจัยของบุคลากรด้วยดี

อนุชา แก้วพูลสุข
(ผู้วิจัย)



บทคัดย่อ

จุดประสงค์หลักของโครงการวิจัยนี้เป็นการพัฒนาออกแบบวงจรจ่ายแรงดันไฟฟ้าและวงจรจ่ายกระแสไฟฟ้าสำหรับระบบเครื่องมือวัด นอกจากนี้ยังเป็นการเพิ่มพูนประสบการณ์วิจัยให้กับผู้ช่วยนักวิจัยในโครงการซึ่งเป็นนิสิตระดับบัณฑิตศึกษา คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร ผลการดำเนินงานผู้วิจัยได้พัฒนาออกแบบวงจรขึ้นทั้งหมด 3 วงจร ได้แก่ วงจรกำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้ารูปไซน์ที่สามารถควบคุมค่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตได้ วงจรจ่ายกระแสชนิดไฟฟ้ากระแสสลับและวงจรจ่ายกระแสชนิดไฟฟ้ากระแสตรง จากผลการทดสอบสมบัติการทำงานสามารถยืนยันได้ว่าแต่ละวงจรที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นสามารถทำงานได้อย่างสอดคล้องกับหลักการที่นำเสนอ



ABSTRACT

The main objective of this research is to propose the design of the voltage and current sources for instrumentation systems. Moreover, it is used to enhance experience for, research assistant of the project, under-graduate and graduate students of faculty of science, Naresuan University. Three developed circuits, consists of a sinusoidal voltage signal generator with controllable amplitude, an alternating-current-type current source, and a direct-current-type current source, are proposed. Experimental results were verified that the performances of each proposed circuit are in agreement with the expected values.



สารบัญ

บทที่	หน้า
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย.....	1
1.3 ขอบเขตของโครงการวิจัย	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการทำโครงการวิจัย.....	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
1.6 แผนการถ่ายทอดเทคโนโลยีหรือผลการวิจัยสู่กลุ่มเป้าหมาย.....	4
1.6 วิธีการดำเนินการวิจัย และสถานที่ทำการทดลอง/เก็บข้อมูล.....	4
1.7 รายละเอียดของรายงานวิจัย.....	4
2 การทบทวนวรรณกรรม/สารสนเทศ (Information) ที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.1 วงจรกำเนิดสัญญาณ (Signal Generators)	6
2.2 วงจรจ่ายกระแสสำหรับงานตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์	7
2.3 วงจรจ่ายกระแสสำหรับงานตรวจวัดความเข้มข้นสารละลาย	8
3 การพัฒนาออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่สามารถควบคุมแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตได้	9
3.1 หลักการทำงานของวงจร	9
3.2 การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้อง	12
3.3 การทดสอบ ผลการทดสอบ และการวิจารณ์ผลการทำงานของวงจร.....	14
3.4 สรุป.....	16

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรควบคุมค่าแอมพลิจูดของสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณรูปไซน์โดยทั่วไป	3
1.2 แนวคิดการควบคุมค่าแอมพลิจูดของออสซิลเลเตอร์ภายในงานวิจัย	3
2.1 ตัวอย่างวงจรออสซิลเลเตอร์อันดับสองชนิดวินบริดจ์	7
2.2 ตัวอย่างบล็อกไดอะแกรมระบบตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์ของวัสดุ	7
2.3 ตัวอย่างบล็อกไดอะแกรมของระบบตรวจวัดความเข้มข้นสารละลายโดยใช้หลักการคูลอมบ์เมตริกไทเทรชัน	8
3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบวินบริดจ์	10
3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่สามารถควบคุมแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตได้	11
3.3 ผลการแปรค่าขนาดของแรงดันไฟฟ้าควบคุม V_{con}	14
3.4 ผลการทำงานเมื่อแรงดันไฟฟ้าควบคุม V_{con} เป็นสัญญาณความถี่ต่างๆ	15
3.5 ผลการแปรค่าความถี่ของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าควบคุม V_{con}	16
4.1 บล็อกวงจรจ่ายกระแสสำหรับงานตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์	17
4.2 โครงสร้างของวงจร CFOA	17
4.3 การประยุกต์ใช้วงจร CFOA เป็นวงจรจ่ายกระแสแบบเปิดวงจร	18
4.4 วงจรจ่ายกระแสโดยใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุมที่พัฒนาออกแบบขึ้น	19
4.5 ผลการทำงานของวงจรเมื่อกำหนด $R_c=100\Omega$	24
4.6 ผลการทำงานของวงจรเมื่อกำหนด $R_c=1k\Omega$	25
4.7 ผลการแปรค่าอนุภูมิ	26
4.8 ผลการแปรค่าความต้านทานโหลด	27
4.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรจ่ายกระแสทั้งสอง	28
5.1 วงจรจ่ายกระแสโดยใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน	30
5.2 วงจรจ่ายกระแสโดยใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน	31
5.3 วงจรจ่ายกระแสโดยใช้ไอซี LM317	31
5.4 ผลการทดลองแปรค่าความต้านทานโหลด	32
5.5 บล็อกไดอะแกรมชุดวงจรควบคุมการจ่ายกระแสและจับเวลา	33
5.6 ชุดวงจรควบคุมการจ่ายกระแสและจับเวลา	34
5.7 ชุดวงจรควบคุมการจ่ายกระแสและจับเวลาที่พัฒนาขึ้น	35
5.8 ตัวอย่างการแสดงผลการจ่ายกระแสและจับเวลา	35
5.9 ผลการจับเวลา	36
5.10 ผลการวัดค่ากระแสเอาต์พุต	37

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

กระบวนการทางอิเล็กทรอนิกส์สำหรับงานวัดและงานทดสอบแบบไม่ทำลาย รวมทั้งระบบงานควบคุมต่างๆ บ่อยครั้งที่มีความจำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายกระแส หรือแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่เป็นสัญญาณกระตุ้นหรือเป็นสัญญาณอินพุตให้กับระบบ ตัวอย่างเช่นการตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์ของเนื้อเยื่อซึ่งนิยมใช้วิธีจ่ายกระแสไฟฟ้ากระแสสลับแอมพลิจูดคงที่ให้กับวัตถุทดสอบ จากนั้นทำการวัดแอมพลิจูดของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม หรือวัดความต่างเฟสที่เกิดขึ้น เพื่อนำค่าที่ตรวจวัดได้ไปสอบเทียบเป็นค่าอิมพีแดนซ์ต่อไป [1-10] ตัวอย่างที่สองเช่นการจ่ายไฟตรงให้กับสารละลายที่ต้องการตรวจวัดความเข้มข้น อาศัยการจับเวลาจนกระทั่งสารละลายเปลี่ยนสี นำค่ากระแสและเวลาที่ใช้เพื่อคำนวณค่าความเข้มข้นของสารละลาย ซึ่งหลักการดังกล่าวนี้เรียกว่า “คูโลมบ์เมตริกไทเทรชัน (Coulometric Titration)” [11-14] ตัวอย่างที่สามเช่นการใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นอินพุตให้กับทรานส์ดิวเซอร์วัดตำแหน่งประเภทแอลวีดีที (LVDT) และรีโซลเวอร์ (resolver) หรือใช้เป็นอินพุตให้กับขดลวดภายในเครื่องตรวจจับโลหะบางชนิด [15-19] เป็นต้น การพัฒนาออกแบบวงจรเพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายกระแส หรือแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่มีความถูกต้องและมีเสถียรภาพต่อการใช้งาน ถือได้ว่าเป็นเรื่องสำคัญเป็นอย่างยิ่งซึ่งจะส่งผลถึงความสามารถในการทำงาน และความน่าเชื่อถือของระบบงานวัดต่างๆ ดังกล่าว จากการทบทวนวรรณกรรมหรืองานวิจัยที่เกี่ยวข้องผู้วิจัยพบว่าได้มีผู้นำเสนอผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรรอสซิลเลเตอร์อันดับสอง (The second-order oscillator circuit) โดยบทความดังกล่าว [20] แสดงให้เห็นว่าผู้ใช้งานสามารถควบคุมค่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากออสซิลเลเตอร์ดังกล่าวได้ด้วยการป้อนแหล่งจ่ายไฟไบอัสไฟตรงจากภายนอก แต่อย่างไรก็ตาม ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะผันผวนกับค่าแหล่งจ่ายไฟไบอัส และยังขึ้นอยู่กับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรที่ใช้ นอกจากนี้ยังมีพจน์ของออฟเซตที่รวมอยู่ด้วย ผู้วิจัยจึงมีแนวคิดที่จะพัฒนาปรับปรุงจุดด้อยของวงจรดังกล่าว โดยคาดหวังว่าวงจรที่จะได้พัฒนาปรับปรุงขึ้นใหม่ในครั้งนี้จะมีคุณค่าเพียงพอสำหรับการเผยแพร่ในวงการอิเล็กทรอนิกส์ในรูปแบบของการประชุมวิชาการหรือวารสารวิชาการระดับนานาชาติ นอกจากนี้จะได้ทำการพัฒนางานวิจัยอิเล็กทรอนิกส์ที่เกี่ยวข้องสำหรับต่อยอดเป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าไฟฟ้สำหรับงานตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์ของวัสดุเพื่อแสดงให้เห็นถึงการนำไปประยุกต์ใช้งานจริง และเพื่อให้เกิดความต่อเนื่องของงานวิจัยและการพัฒนาองค์ความรู้ ลำดับต่อไปจะเป็นการพัฒนาออกแบบแหล่งจ่ายกระแสสำหรับงานตรวจวัดสารละลายที่ใช้หลักการคูโลมบ์เมตริกไทเทรชัน โดยจะได้วงจรต้นแบบที่นักวิจัยทางเคมีสามารถนำไปใช้งานได้จริง

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

1. พัฒนาออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่สามารถควบคุมแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตได้ สำหรับงานในระบบตรวจวัดและระบบควบคุมต่างๆ

2. พัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสไฟฟ้าชนิดกระแสสลับ สำหรับงานตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์ของวัสดุ
3. พัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสไฟฟ้าชนิดกระแสตรงสำหรับงานตรวจวัดความเข้มข้นสารละลายแบบใช้หลักการคูลอมบ์เมตริกโทรเทรชัน
4. เพื่อส่งเสริมและฝึกฝนนิสิตระดับอุดมศึกษาและระดับบัณฑิตศึกษาซึ่งเป็นผู้ช่วยผู้ดำเนินงานวิจัย ให้มีประสบการณ์และความเชี่ยวชาญในการทำวิจัย

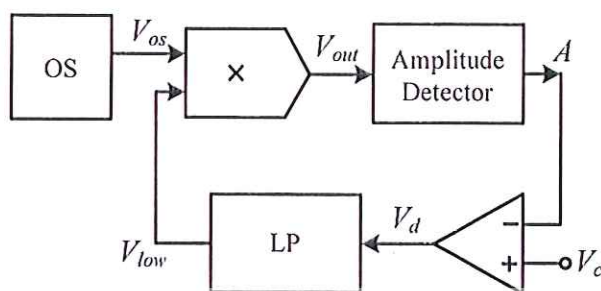
1.3 ขอบเขตของโครงการวิจัย

1. การพัฒนาออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าจะมุ่งความสนใจที่การควบคุมขนาดหรือค่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุต เมื่อนำไปใช้งานกับตัวภาระ (load) ค่าต่างๆ ที่เปลี่ยนไป
2. การพัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสไฟฟ้าชนิดกระแสสลับ โดยมุ่งความสนใจที่การออกแบบวงจรเพื่อใช้งานกับงานตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์ของวัสดุ โดยจะมีการพัฒนาออกแบบวงจรร้อยอื่นๆ ที่จำเป็นเช่น วงจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตของระบบ และวงจรเชื่อมต่อสัญญาณสำหรับการแสดงผลการตรวจวัด
3. การพัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสไฟฟ้าชนิดกระแสตรงได้กำหนดค่ากระแสสูงสุดไว้ที่ไม่เกิน 10 mA และทำการพัฒนาออกแบบวงจรร้อยอื่น ๆ ที่จำเป็นเช่น วงจรส่วนการจับเวลา วงจรส่วนป้อนข้อมูลอินพุต และส่วนแสดงผล

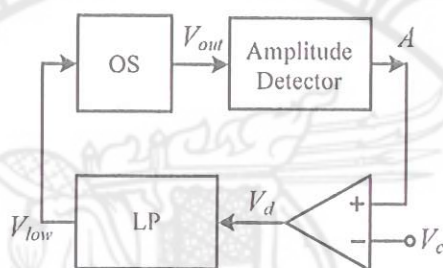
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการทำโครงงานวิจัย

1. การควบคุมขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณภายในงานนี้จะเป็นการอาศัยหลักการป้อนกลับแบบลบ โดยการนำผลการตรวจวัดค่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุต (A) ที่ได้มาเปรียบเทียบกับค่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุต (V_o) ที่ต้องการ ทำการขยายผลความแตกต่างที่ได้ป้อนกลับเป็นสัญญาณควบคุม (V_{con}) ของระบบ ซึ่งโดยทั่วไปแล้วที่ผ่านมามีความจำเป็นจะต้องใช้วงจรควบคุมสัญญาณต่อรวมเป็นส่วนหนึ่งของระบบดังแสดงในรูปที่ 1.1 แต่สำหรับในงานนี้จะเป็นการใช้ประโยชน์จากผลการวิเคราะห์ของวงจรออสซิลเลเตอร์อันดับสอง (second order oscillators) [20] ซึ่งบทความดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าค่าขนาดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ต่าง ๆ ดังกล่าวนั้นแปรผันตรงกับขนาดของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรและผกผันกับขนาดของแรงดันไฟฟ้าไบอัสวงจร โดยในที่นี้จะได้ทำการพัฒนาปรับปรุงจุดต่อในส่วนนี้ (ดังแสดงในรูปที่ 1.2) ซึ่งจะมีผลทำให้ให้ผู้ใช้งานสามารถนำไปใช้งานได้อย่างสะดวก ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะแปรผันตรงกับค่าของสัญญาณควบคุมจากภายนอก ทั้งนี้ไม่จำเป็นต้องใช้วงจรควบคุมสัญญาณต่อรวม

2. การพัฒนางจรจ่ายกระแสไฟฟ้าในวัตถุประสงค์ข้อ 2 และข้อ 3 จะเป็นการออกแบบวงจรแปลงค่าแรงดันไฟฟ้าค่ากระแสไฟฟ้าโดยอาศัยหลักการป้อนกลับแบบลบ ซึ่งจะส่งผลทำให้ค่ากระแสเอาต์พุตที่ได้มีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของตัวภาระ และแหล่งจ่ายไฟด้านอินพุตของวงจร



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรควบคุมค่าแอมพลิจูดของสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์
กำเนิดสัญญาณรูปไซน์โดยทั่วไป



รูปที่ 1.2 แนวคิดการควบคุมค่าแอมพลิจูดของออสซิลเลเตอร์ภายในงานวิจัย

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ได้วงจรต้นแบบ และองค์ความรู้เกี่ยวกับการพัฒนาออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่สามารถควบคุมค่าขนาดและค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตได้ ซึ่งเป็นการพัฒนาเทคโนโลยีด้านการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์และการสร้างเครื่องมือวัดต่างๆ ภายในประเทศ
2. นิสิตผู้ร่วมโครงการวิจัยมีประสบการณ์ตรงเกี่ยวกับแนวคิดและกระบวนการวิจัย เมื่อจบการศึกษาออกไปจะเป็นบุคลากรที่มีคุณภาพของประเทศ
3. การเผยแพร่ผลงานวิจัยผ่านการประชุมวิชาการ และวารสารวิชาการจะเป็นการแลกเปลี่ยนองค์ความรู้ระหว่างผู้วิจัยกับนักวิจัยอื่นที่เกี่ยวข้องกัน นอกจากนี้เป็นการเผยแพร่ชื่อเสียงของสถาบันต้นสังกัดของผู้วิจัยสู่ระดับสากล
4. การนำผลงานวิจัยมาใช้เป็นส่วนหนึ่งของการเรียนการสอนวิชาอิเล็กทรอนิกส์ สำหรับนิสิตสาขาฟิสิกส์ประยุกต์ มหาวิทยาลัยนเรศวร เป็นการเพิ่มแรงบันดาลใจให้กับนิสิตในการเรียนและการประยุกต์ใช้งานต่อไป

1.6 แผนการถ่ายทอดเทคโนโลยีหรือผลการวิจัยสู่กลุ่มเป้าหมาย

เผยแพร่ผลงานวิจัยบางส่วนผ่านการประชุมวิชาการ วารสารวิชาการ และถ่ายทอดให้กับนิสิต สาขาฟิสิกส์ประยุกต์มหาวิทยาลัยนเรศวร ที่เรียนวิชาอิเล็กทรอนิกส์

1.7 วิธีการดำเนินการวิจัย และสถานที่ทำการทดลอง/เก็บข้อมูล

สถานที่ดำเนินการศึกษาวิจัยในโครงการนี้คือ ภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร จังหวัดพิษณุโลก โดยได้วางแผนทางระเบียบวิธีวิจัยไว้ดังนี้ คือ

ขั้นที่ 1 ศึกษาค้นคว้าหาข้อมูลสำหรับการทำวิจัย

ขั้นที่ 2 พัฒนาออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่สามารถควบคุมแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตได้ ทดสอบและปรับปรุงการทำงานของวงจร

ขั้นที่ 3 วิเคราะห์และรวบรวมข้อมูลทางเทคนิคของวงจรที่พัฒนาขึ้นในขั้นที่ 2 เขียนบทความสำหรับเผยแพร่ผลงานวิจัย

ขั้นที่ 4 พัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสไฟฟ้าชนิดกระแสสลับและวงจรที่เกี่ยวข้องสำหรับระบบตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์ของวัสดุ ทดสอบและปรับปรุงการทำงานของวงจร

ขั้นที่ 5 วิเคราะห์และรวบรวมข้อมูลทางเทคนิคของวงจรที่พัฒนาขึ้นในขั้นที่ 4 เขียนบทความสำหรับเผยแพร่ผลงานวิจัย

ขั้นที่ 6 พัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสไฟฟ้าชนิดกระแสตรงและวงจรที่เกี่ยวข้องสำหรับงานตรวจวัดความเข้มข้นสารละลายแบบใช้หลักการคูลอมบ์เมตริกไทเทรชัน ทดสอบและปรับปรุงการทำงานของวงจร

ขั้นที่ 7 วิเคราะห์และรวบรวมข้อมูลทางเทคนิคของวงจรที่พัฒนาขึ้นในขั้นที่ 6 เขียนบทความสำหรับเผยแพร่ผลงานวิจัย

ขั้นที่ 8 จัดทำรายงานการวิจัย

1.8 รายละเอียดของรายงานวิจัย

ในรายงานวิจัยนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท กับ 3 ภาคผนวก ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 คือบทนำ ซึ่งเป็นการกล่าวนำถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของงานวิจัย ขอบเขตของโครงการวิจัย ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการทำวิจัย ประโยชน์ที่คาดว่าจะรับ แผนการถ่ายทอดเทคโนโลยี วิธีการดำเนินการวิจัย และรายละเอียดของรายงานวิจัยในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงการทบทวนวรรณกรรม/สารสนเทศ (Information) ที่เกี่ยวข้อง

บทที่ 3 กล่าวถึงการพัฒนาออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่สามารถควบคุมแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตได้

บทที่ 4 กล่าวถึงการพัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสไฟฟ้าชนิดกระแสสลับ สำหรับงานตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์ของวัสดุ

บทที่ 5 กล่าวถึงการพัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสไฟฟ้าชนิดกระแสตรงสำหรับงานตรวจวัดความเข้มข้นสารละลาย

บทที่ 6 เป็นการสรุปผลการดำเนินงาน รวมทั้งข้อเสนอแนะและแนวทางในการทำวิจัยต่อ

ในส่วนท้ายของรายงานวิจัยจะเป็นภาคผนวก โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้
ภาคผนวก ก แสดงโปรแกรมคำสั่งภาษาซีที่ใช้กับไมโครคอนโทรลเลอร์
ภาคผนวก ข แสดงข้อมูลการเผยแพร่ผลงานวิจัย
ภาคผนวก ค แสดงประวัติผู้วิจัยโครงการวิจัย



บทที่ 2

การทบทวนวรรณกรรม/สารสนเทศ (Information) ที่เกี่ยวข้อง

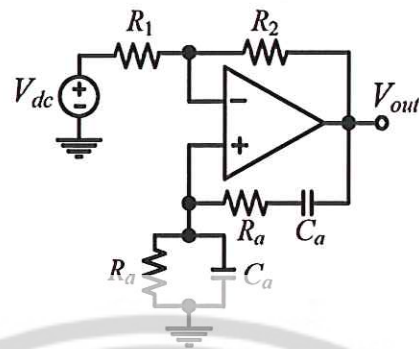
2.1 วงจรกำเนิดสัญญาณ (Signal Generators)

วงจรงกำเนิดสัญญาณในทางอิเล็กทรอนิกส์มักมีความหมายเดียวกับวงจรรอสซิลเลเตอร์ ซึ่งคือวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ให้งานกำเนิดสัญญาณโดยไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณอินพุตให้กับวงจร โดยทั่วไปรูปแบบของออสซิลเลเตอร์จะสามารถออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือแบบรีแลกเซชัน (Relaxation oscillator) และแบบป้อนกลับ (Feedback oscillator)

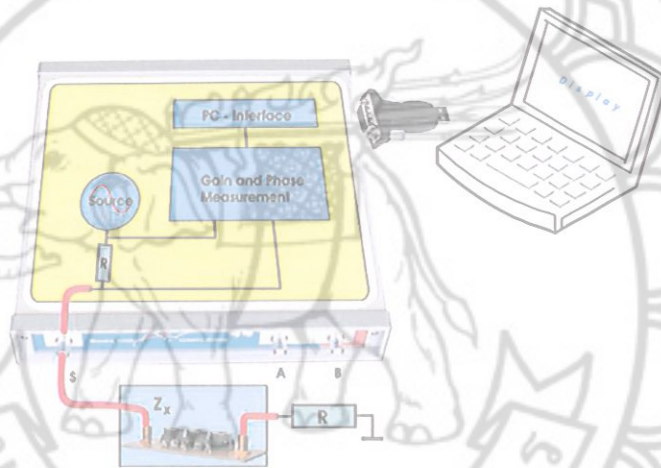
สำหรับออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชันนั้นเป็นการอาศัยคุณสมบัติค่าคงตัวของเวลาของวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ (RC-Circuit) และอาศัยวงจรมิตริกเกอร์ (Schmitt trigger) หรือวงจรอื่น ๆ ที่จำเป็น เพื่อเปลี่ยนสภาวะการชาร์จและการคายประจุให้กับตัวเก็บประจุผ่านตัวต้านทาน โดยตัววงจรจะให้งานกำเนิดสัญญาณที่ไม่ใช่สัญญาณรูปไซน์เช่น สัญญาณรูปสี่เหลี่ยม สัญญาณรูปสามเหลี่ยม และสัญญาณรูปฟันเลื่อย เป็นต้น สำหรับออสซิลเลเตอร์แบบป้อนกลับเป็นการใช้เทคนิคการป้อนกลับแบบบวก (Positive feedback) ซึ่งจะอาศัยการป้อนส่วนของสัญญาณเอาต์พุตที่มีการเลื่อนที่เหมาะสมกลับไปยังภาคอินพุตของวงจร โดยสัญญาณที่ได้จากวงจรจะอยู่ในรูปของสัญญาณรูปไซน์ แม้ว่าออสซิลเลเตอร์ส่วนใหญ่จะไม่ต้องอาศัยสัญญาณอินพุต อย่างไรก็ตามออสซิลเลเตอร์ที่ต้องการแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรเพื่อใช้เป็นตัวให้พลังงานกับวงจรรอสซิลเลเตอร์และโหลดของวงจร พิจารณาตัวอย่างวงจรรอสซิลเลเตอร์อันดับสองชนิดวินบริดจ์ดังแสดงในรูปที่ 2.1 ซึ่งโดยทั่วไปจะกำหนดให้ $V_{dc} = 0$ โดยจะสามารถวิเคราะห์หาค่าความถี่ (f_o) ของสัญญาณ V_{out} ของวงจรได้เป็น $f_o = 1/(2R_oC_o)$ ในปี พ.ศ. 2551 ได้มีนักวิจัยเสนอแนวคิดและแสดงการวิเคราะห์สมการเพื่อแสดงให้เห็นว่าค่าแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์ที่ได้จากวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบวินบริดจ์ดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับขนาดของ V_{dc} โดยจะสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้ [20] คือ

$$V_{out} = \begin{cases} -(V_{sat} - 2V_{dc}) \cos(2\pi f_o t) - 2V_{dc} & ; V_{dc} > 0 \\ -(V_{sat} + 2V_{dc}) \cos(2\pi f_o t) - 2V_{dc} & ; V_{dc} < 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

เมื่อ V_{sat} คือค่าแรงดันอิ่มตัวของสัญญาณ V_{out} และ $f_o = 1/(2\pi R_o C_o)$ จากสมการที่ (2.1) จะเห็นได้ว่าค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ V_{out} จะผันผวนกับค่าของ V_{dc} นอกจากนี้ในสมการยังมีพจน์ของ $-2V_{dc}$ ซึ่งถือได้ว่าเป็นออฟเซตของวงจร (ดังนั้นการนำหลักการนี้ไปใช้งานจะต้องมีวงจรเพื่อกำจัดพจน์ $-2V_{dc}$ ต่อร่วมด้วย)



รูปที่ 2.1 ตัวอย่างวงจรออสซิลเลเตอร์อันดับสองชนิดวินบริดจ์



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างบล็อกไดอะแกรมระบบตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์ของวัสดุ

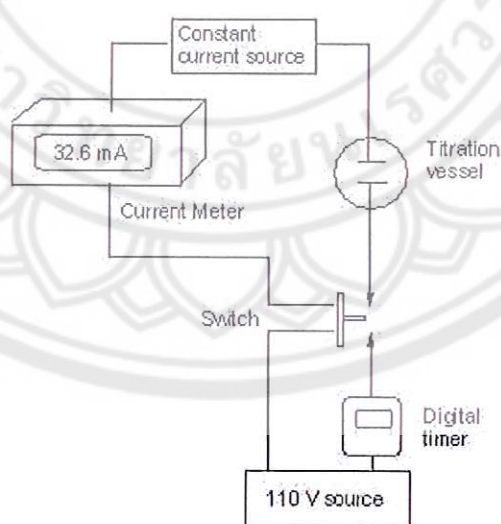
2.2 วงจรจ่ายกระแสสำหรับงานตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์

วงจรจ่ายกระแสโดยใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุม (Voltage Control Current Source; VCCS) ในทางอิเล็กทรอนิกส์จะมีความหมายเดียวกันกับวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้า (Voltage to current converter) ซึ่งเป็นวงจรที่มีประโยชน์และสำคัญมากวงจรหนึ่งในระบบเครื่องมือวัดระบบการวัดและการควบคุม [21-25] ในอดีตที่ผ่านมาการพัฒนาออกแบบวงจรดังกล่าวนี้จะนิยมใช้ออปแอมป์เป็นพื้นฐานในการออกแบบ [23-26] ทั้งนี้เนื่องจากการมีข้อดีคือมีราคาถูกและหาซื้อได้ง่าย แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากการมีข้อจำกัดที่มีค่าช่วงความถี่ใช้งานที่แคบของออปแอมป์ ทำให้มีการศึกษาวิจัยเพื่อพัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสโดยใช้ไอซีอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ ที่มีความสามารถสูงกว่า ตัวอย่างไอซีที่น่าสนใจและกำลังได้รับความนิยมใช้งานเพิ่มมากขึ้นตัวหนึ่งได้แก่ ไอซีวงจรรขยายชนิดป้อนกลับกระแส (Current Feedback Operational Amplifier; CFOA) โดยไอซีดังกล่าวนี้ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้สำหรับการพัฒนาออกแบบเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรกรอง

ความถี่ที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ รวมทั้งการประยุกต์ใช้ในการพัฒนาออกแบบเครื่องมือวัดต่างๆ [27-30] เมื่อพิจารณาโครงสร้างภายในของไอซีวงจรรขยายชนิดป้อนกลับกระแส พบว่าจะประกอบด้วยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second Generation Current Conveyor) และวงจรถามแรงดันไฟฟ้า (Voltage follower) ซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรถ่ายกระแสได้โดยง่าย [31] แต่การใช้วิธีการต่อวงจรรอย่างง่ายดังกล่าวจะมีผลทำให้วงจรมีข้อจำกัดการใช้งาน ทั้งนี้เนื่องจากผลของค่าความต้านทานแฝงที่ขาอินพุตของวงจรสายพานกระแส ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้มีแนวคิดที่จะปรับปรุงการทำงานของวงจรถ่ายกระแสดังกล่าวเพื่อให้วงจรมีการทำงานจ่ายกระแสได้มากและถูกต้องแม่นยำขึ้น รวมทั้งมีย่านความถี่ใช้งานที่กว้างการวิธีการออกแบบวงจรถ่ายกระแสโดยใช้ออปแอมป์แบบทั่วไป

2.3 วงจรถ่ายกระแสสำหรับงานตรวจวัดความเข้มข้นสารละลาย

จากการสืบค้นข้อมูลพบว่าการพัฒนาออกแบบวงจรถ่ายกระแสสำหรับงานตรวจวัดความเข้มข้นสารละลายแบบใช้หลักการคูลอมบ์เมตริกไทเทรชันนั้น ได้มีนักวิจัยในต่างประเทศนำเสนอผลงานการออกแบบวงจรถ่ายกระแสผ่านวารสารวิชาการและการจดสิทธิบัตรไว้จำนวนหนึ่ง [11-12] อย่างไรก็ตามในปัจจุบันได้มีการผลิตไอซี และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดใหม่ๆ ที่มีความสามารถมากกว่ารุ่นเดิมขึ้นอย่างต่อเนื่อง ทั้งนี้เพื่ออำนวยความสะดวกในการนำไปประยุกต์ใช้งาน ตัวอย่างเช่นไอซีวงจรรักษาแรงดันไฟฟ้า ไอซีวงจรรขยายชนิดป้อนกลับกระแส (Current feedback amplifier; CFA) วงจรถ่ายสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล และวงจรมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) เป็นต้น ดังนั้นภายในงานนี้ผู้วิจัยจึงได้มีแนวคิดที่จะประยุกต์ใช้ไอซีสำเร็จรูปต่างๆ เพื่อพัฒนาเป็นตัวจ่ายสัญญาณกระแสไฟตรง และชุดอุปกรณ์จับเวลาให้กับระบบการตรวจสอบความเข้มข้นสารละลายแบบเทคนิคคูลอมบ์เมตริกไทเทรชัน



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างบล็อกไดอะแกรมของระบบตรวจวัดความเข้มข้นสารละลาย โดยใช้หลักการคูลอมบ์เมตริกไทเทรชัน
(ที่มา : <http://people.stfx.ca/tsmithpa/Chem362/labs/coul.html>)

บทที่ 3

การพัฒนาออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่สามารถควบคุมแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตได้

ภายในบทนี้เป็นการอธิบายถึงหลักการการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ได้ทำการพัฒนาออกแบบขึ้น โดยเริ่มต้นจากหลักการทํางานเบื้องต้น การพัฒนาปรับปรุงการทํางานของวงจร การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์สำคัญต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับวงจร การทดสอบและผลการทดสอบการทํางานของวงจร และการสรุปส่งท้ายบท

3.1 หลักการทํางานของวงจร

3.1.1 หลักการเบื้องต้น

พิจารณารูปที่ 3.1 ซึ่งแสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบวินบริดจ์ (Wien bridge oscillator) โดยใช้โอปแอมป์เป็นพื้นฐานในการออกแบบ โดยที่การใช้งานโดยทั่วไปนั้นจะนิยมนำด้านหนึ่งของตัวต้านทาน R_2 เข้ากับกราวด์ของวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.1(ก) และเมื่อกำหนดเงื่อนไขให้ $R_3/R_2 = 2$ วงจรจะให้กำเนิดสัญญาณรูปไซน์ V_{os} ที่มีความถี่ f_{os} เท่ากับ

$$f_{os} = \frac{\omega_{os}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 C_1}} \quad (3.1)$$

สำหรับค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ V_{os} นั้นจะถูกจำกัดที่ค่าแรงดันไฟเลี้ยงของวงจรที่ใช้ โดยจะมีค่าเท่ากับค่าแรงดันไฟฟ้าอิ่มตัว (V_{sat}) ของโอปแอมป์ ซึ่งเป็นค่าที่ต่ำกว่าค่าแรงดันไฟเลี้ยงของวงจรอยู่เล็กน้อย นอกจากนี้ยังเป็นค่าที่ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของโอปแอมป์ที่ใช้ จากวงจรในรูปที่ 3.1(ก) เมื่อมีการต่อทางด้านหนึ่งของตัวต้านทาน R_2 เข้ากับแหล่งจ่ายไฟตรงภายนอก V_B ดังแสดงในรูปที่ 3.1(ข) จะทำให้ได้สัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้เป็น

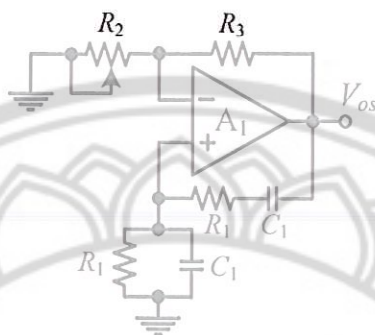
$$V_{os} = -(V_{sat} - 2V_B) \cos(\omega_{os} t) - 2V_B = -A_{os} \cos(\omega_{os} t) - 2V_B \quad (3.2ก)$$

เมื่อ

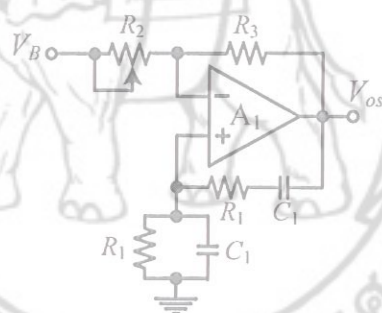
$$A_{os} = (V_{sat} - 2V_B) \quad (3.2ข)$$

พิจารณาสมการที่ (3.2ข) ประการแรกจะเห็นได้ว่าค่าแอมพลิจูด (A_{os}) ของสัญญาณ V_{os} นั้น ผกผันกับค่าแรงดันไฟตรง V_B ประการที่สองคือค่าแอมพลิจูดดังกล่าวนี้ยังขึ้นกับค่าแรงดันไฟฟ้าอิ่มตัว V_{sat} ซึ่งจะมีผลทำให้มีค่าขึ้นอยู่กับอุณหภูมิแวดล้อม ค่าแรงดันไฟเลี้ยงของวงจร และคุณสมบัติของ

อปแอมป์ที่ใช้ นอกจากนี้ในสมการที่ (3.2ก) ยังมีพจน์ของ $-2V_B$ รวมอยู่ทางด้านขวามือของสมการ ซึ่งในที่นี้ถือได้ว่าเป็นค่าออฟเซตของสัญญาณ V_{os}



(ก) แบบใช้งานทั่วไป

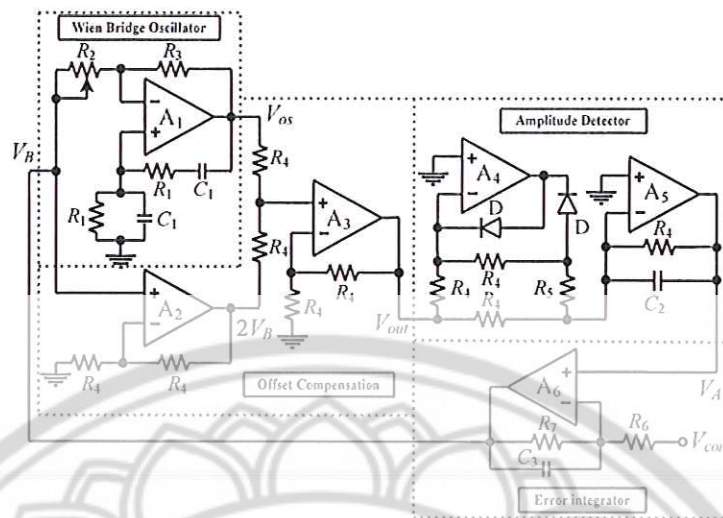


(ข) แบบมีการป้อนแรงดันไฟตรง V_B เพื่อควบคุมค่าแอมพลิจูด

รูปที่ 3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบวินบริดจ์

3.1.2 วงจรกำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่สามารถควบคุมแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตได้

จากหลักการเบื้องต้นของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.1 ผู้วิจัยได้พัฒนาออกแบบวงจรย่อยอื่นๆ เพื่อทำงานร่วมกับสำหรับการพัฒนาเป็นวงจรถูกกำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่สามารถควบคุมแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตได้ดังแสดงในรูปที่ 3.2 ซึ่งวงจรย่อยที่นำมาต่อร่วมได้แก่ วงจรจำกัดแรงดันไฟฟ้าออฟเซต (Offset compensation circuit) วงจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูด (Amplitude detector) และวงจรอินทิเกรตค่าผิดพลาด (Error integrator) โดยการทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้ คือ



รูปที่ 3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่สามารถควบคุมแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตได้

ออปแอมป์ A_2 และ A_3 ต่อกับตัวต้านทาน (R_4) ในลักษณะเป็นวงจรบวกสัญญาณ (Summing amplifier) ซึ่งในที่นี้จะถูกใช้สำหรับการกำจัดพจน์ ($-2V_B$) ออกจากสมการที่ (3.2ก) ซึ่งจะมีผลทำให้ได้สัญญาณ V_{out} ของวงจรเป็น

$$V_{out} = V_{os} + 2V_B \tag{3.3}$$

$$V_{out} = A_{out} \cos(\omega_{os}t - \pi) \tag{3.4}$$

เมื่อ A_{out} คือค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ V_{out} โดยจะมีค่าเท่ากับ

$$A_{out} = (V_{sat} - 2V_B) \tag{3.5}$$

พิจารณาออปแอมป์ A_4 และ A_5 ซึ่งต่อกันกันไดโอด ตัวเก็บประจุ และตัวต้านทานต่างๆ เพื่อทำหน้าที่เป็นวงจรหาค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ V_{out} โดยเมื่อเลือกกำหนดพารามิเตอร์ที่เหมาะสม เช่น $R_5 = R_4/2$ และ $C_2 R_4 \omega_{os} \gg 1$ จะมีผลทำให้ได้สัญญาณแรงดันไฟตรง V_A ที่มีลักษณะการกระเพื่อมต่ำ โดยมีค่าประมาณเท่ากับ

$$V_A = k(V_{sat} - 2V_B) \tag{3.6}$$

$$k = \frac{2}{\pi} \tag{3.7}$$

เมื่อ $k = 2/\pi$ คืออัตราขยายของวงจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูด สัญญาณแรงดันไฟตรง V_A ได้ถูกส่งมาเปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมจากภายนอก V_{con} โดยใช้วงจรถ่ายโอนค่าผิดพลาด ซึ่ง

ออกแบบโดยใช้ออปแอมป์ A_6 โดยที่สัญญาณเอาต์พุตของ A_6 จะถูกป้อนกลับไปเป็นค่าแรงดันไบอัสไฟตรง V_B ให้กับวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยเมื่ออาศัยหลักการวิเคราะห์วงจรจะสามารถเขียนเป็นสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันไฟตรง V_A กับสัญญาณควบคุมจากภายนอก V_{con} ได้ดังนี้ คือ

$$V_A = \frac{2kR_7}{R_6 + 2k(R_6 + R_7)} V_{con} + \frac{kR_6}{R_6 + 2k(R_6 + R_7)} V_{sat} \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.8) เมื่อกำหนดให้ $R_7 \gg R_6$ จะสามารถประมาณความสัมพันธ์ ได้เป็น

$$V_A = V_{con} \quad (3.9)$$

และเมื่อทำการแทนค่า เพื่อคำนวณหาค่า A_{out} จะได้

$$A_{out} = V_C / k = \pi V_{con} / 2 \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.10) จะเห็นได้ว่าค่าแอมพลิจูด (A_{out}) ของสัญญาณ V_{out} นั้นเป็นค่าที่แปรผันตรงกับสัญญาณแรงดันไฟตรงควบคุมจากภายนอก V_{con} โดยไม่ขึ้นกับค่าแรงดันอิ่มตัว V_{sat}

3.2 การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้อง

พารามิเตอร์แรกที่จะพิจารณาคือ การเลือกใช้ค่าความต้านทานในสมการที่ (3.8) เพื่อความถูกต้องในการประมาณสมการดังกล่าวเป็นสมการที่ (3.9) โดยเมื่อทำการจัดรูปสมการที่ (3.8) ใหม่ให้อยู่ในรูปของค่าผิดพลาด ε_1 ค่าแรงดันออฟเซต V_{off1} จะสามารถเขียนสมการได้เป็น

$$V_A = (1 - \varepsilon_1) V_{con} + V_{off1} \quad (3.11)$$

เมื่อ

$$\varepsilon_1 = \frac{(1 + 2k)}{1 + 2k(R_6 + R_7)/R_6} \quad (3.12)$$

และ

$$V_{off1} = \frac{k}{1 + 2k(R_6 + R_7)/R_6} V_{sat} \quad (3.13)$$

จากสมการที่ (3.11) ถึง (3.13) สมมติให้ $R_6 = 1 \text{ k}\Omega$ $R_7 = 100 \text{ k}\Omega$ $k = 0.637$ และ $V_{sat} = 10 \text{ V}$ จะได้ ε_1 และ V_{off1} มีค่าประมาณเท่ากับ 0.0175 และ 0.049 V ตามลำดับ โดยจะเห็นได้ว่าเมื่อต้องการลดค่า ε_1 และ V_{off1} สามารถทำได้โดยการเพิ่มค่าของ R_7/R_6

พารามิเตอร์ที่สองที่จะพิจารณาคือความสามารถกำจัดแรงดันออฟเซตของวงจรถักจัดออฟเซต

โดยเมื่อสมมุติให้สัญญาณเอาต์พุต V_{out} ของวงจรยังมีค่าแรงดันออฟเซต V_{off2} ผสมอยู่ดังนี้คือ

$$V_{out} = (V_{sat} - 2V_B)\cos\omega_{os}t + V_{off2} \quad (3.14)$$

เมื่อ $V_{off2} = mV_B$ คือค่าแรงดันออฟเซตซึ่งมีผลมาจากค่าความต้านทานที่ไม่สมพงค์กันจริง ภายในวงจรกำจัดแรงดันออฟเซต และ m คือค่าอัตราส่วนระหว่าง V_{off2} และ V_B และเมื่อถือว่า V_{off2} มีค่าอยู่ในช่วง $0 \leq |V_{off2}| \leq (V_{sat} - 2V_B)$ ดังนั้นสมการที่ (3.6) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_A = \frac{2(V_{sat} - 2V_B)}{(2 - \pi)V_{off2} / (V_{sat} - 2V_B) + \pi} = \frac{k(V_{sat} - 2V_B)}{(2 - \pi)V_{off2} / \pi(V_{sat} - 2V_B) + 1} \quad (3.15)$$

ในทำนองเดียวกันจะสามารถเขียนความสัมพันธ์ของสมการที่ (3.10) ในรูปของค่าผิดพลาด ε_2 ได้เป็น

$$A_{out} = (1 - \varepsilon_2)V_{con} / k \quad (3.16a)$$

เมื่อ

$$\varepsilon_2 = \frac{(\pi - 2)}{\pi} \frac{V_{off2}}{(V_{sat} - 2V_B)} \quad (3.16b)$$

จากสมการที่ (3.11) สมมุติให้ $V_{off2} = 0.1$, $V_B = 0.25$ V และ $V_{sat} = 10$ V จะได้ค่าผิดพลาด ε_2 ประมาณเท่ากับ 0.018 โดยจะเห็นได้ว่าค่า ε_2 นั้นเป็นค่าที่แปรผันตรงกับ V_{off2} ซึ่งขึ้นอยู่กับความถูกต้องในการทำงานของวงจรกำจัดค่าแรงดันออฟเซต

พารามิเตอร์ที่สามที่ได้พิจารณาคือ ช่วงปฏิบัติการของสัญญาณควบคุม V_{con} โดยสามารถเขียนได้เป็น

$$0 \leq V_{con} \leq kV_{sat} \quad (3.17)$$

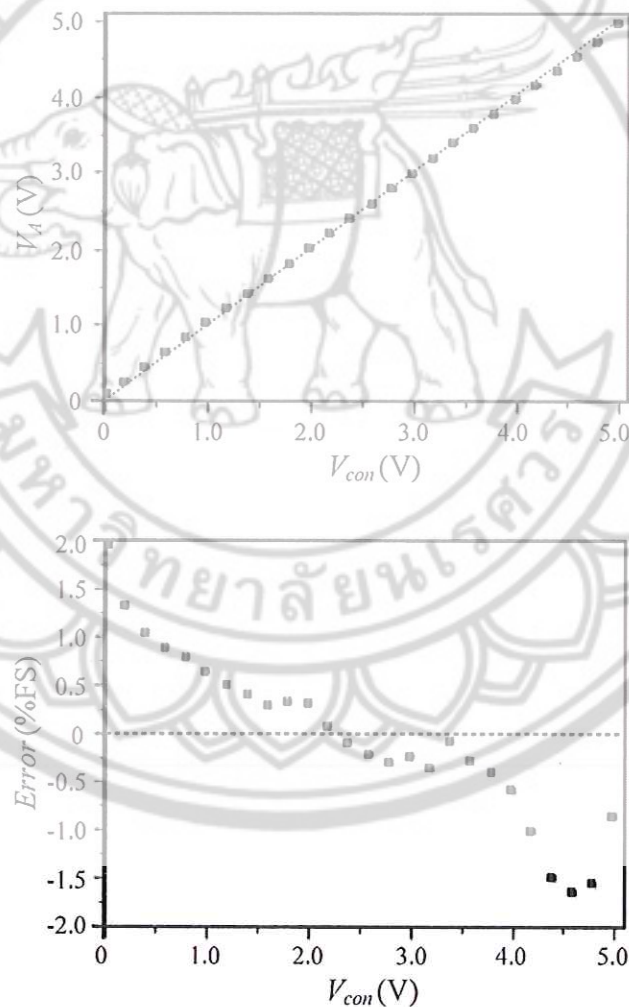
พารามิเตอร์สุดท้ายที่พิจารณาคือค่าความถี่คutoff f_c ของวงจร ซึ่งพิจารณาการค่าโพลหลักของวงจร โดยสามารถประมาณได้เป็น

$$f_c = \frac{2k}{2\pi C_3 R_6 (2k + 1)} \quad (3.18)$$

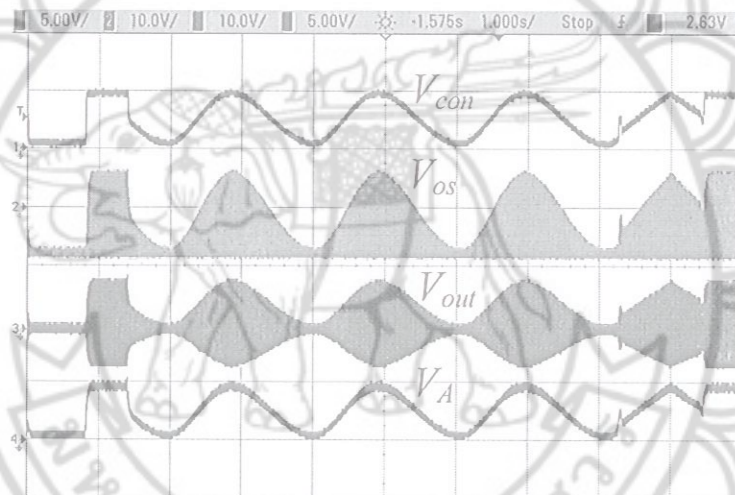
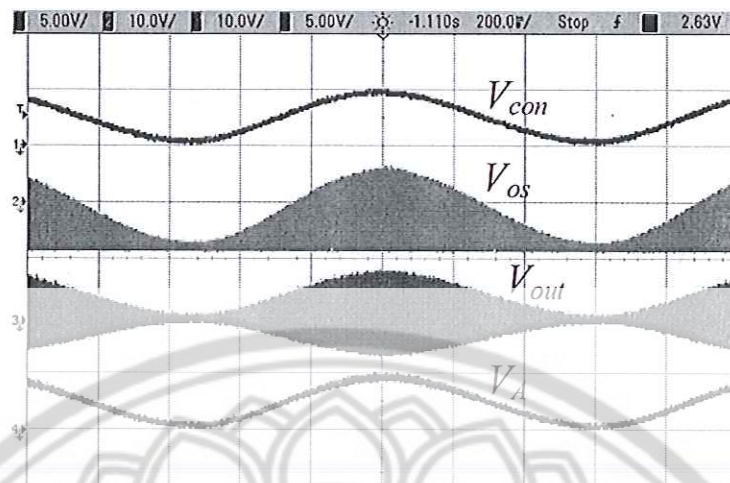
3.3 การทดสอบ ผลการทดสอบ และการวิจารณ์ผลการทำงานของวงจร

เพื่อเป็นการทดสอบสมบัติการทำงานของวงจรที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นภายในงานนี้ ผู้วิจัยได้ต่อวงจรบนบอร์ดทดลอง โดยได้เลือกใช้อุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้ คือ ใช้ออปแอมป์เบอร์ UA741 ไดโอดเบอร์ 1N4148 ใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรเท่ากับ $\pm 10V$ ค่าความต้านทานและค่าความจุไฟฟ้าต่างๆ มีการกำหนดค่า $R_1 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 0.5 \text{ k}\Omega$ (แบบปรับค่าได้) $R_3 = 30 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_7 = 100 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$, $C_2 = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$ และ $C_3 = 10 \text{ }\mu\text{F}$ ซึ่งจะได้ค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตเป็น $f_{os} = 1.59 \text{ kHz}$ สำหรับขั้นตอนการทดสอบการทำงานได้ลำดับไว้ดังนี้ คือ

1. ลำดับแรกเป็นการทดลองแปรค่าขนาดของสัญญาณควบคุม V_{con} ในช่วง $0V$ ถึง $5 V$
2. ลำดับที่สองเป็นการทดลองใช้สัญญาณควบคุม V_{con} ที่มีค่าความถี่เท่ากับ 0.9 Hz เป็นสัญญาณรูปไซน์ สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมและสัญญาณรูปสามเหลี่ยม
3. ลำดับสุดท้ายเป็นการทดลองแปรค่าความถี่ของสัญญาณ V_{con}



รูปที่ 3.3 ผลการแปรค่าขนาดของแรงดันไฟฟ้าควบคุม V_{con}

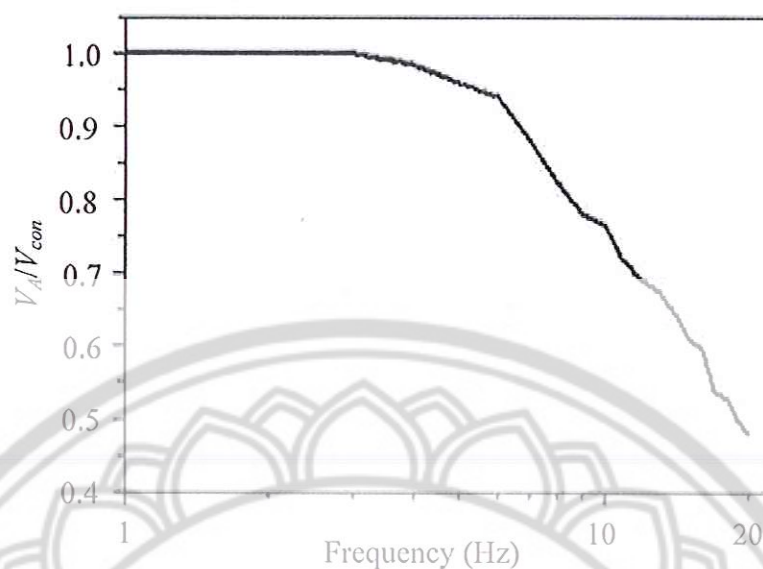


รูปที่ 3.4 ผลการทำงานเมื่อแรงดันไฟฟ้าควบคุม V_{con} เป็นสัญญาณความถี่ต่ำรูปต่าง ๆ

พิจารณารูปที่ 3.3 ซึ่งแสดงผลการแปรค่าขนาดของของสัญญาณควบคุม V_{con} โดยจะเห็นได้ว่าค่าแรงดันไฟฟ้า V_A ที่ได้นั้นมีค่าประมาณเท่ากับ V_{con} ตลอดช่วง 0V ถึง 5V โดยมีค่าความผิดพลาดสูงสุดประมาณเท่ากับ 80 mV หรือเท่ากับ 1.6 % จากค่าเต็มสเกล

สำหรับรูปที่ 3.4 แสดงผลการทำงานของวงจรเมื่อกำหนดให้สัญญาณควบคุม V_{con} เป็นสัญญาณรูปไซน์ สัญญาณรูปสี่เหลี่ยม และสัญญาณรูปสามเหลี่ยมความถี่ต่ำ โดยจะเห็นได้ว่าวงจรสามารถให้กำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต V_{out} ที่มีค่าแอมพลิจูดค่าประมาณเท่ากับ V_{con} จริง

รูปที่ 3.5 แสดงผลการแปรค่าความถี่ของสัญญาณ V_{con} โดยจะเห็นได้ว่าในช่วงความถี่ต่ำค่าอัตราส่วน V_A/V_{con} จะมีค่าประมาณเท่ากับหนึ่ง แต่เมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้นอัตราส่วน V_A/V_{con} จะมีค่าลดลง ซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ (3.18)



รูปที่ 3.5 ผลการแปรค่าความถี่ของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าควบคุม V_{con}

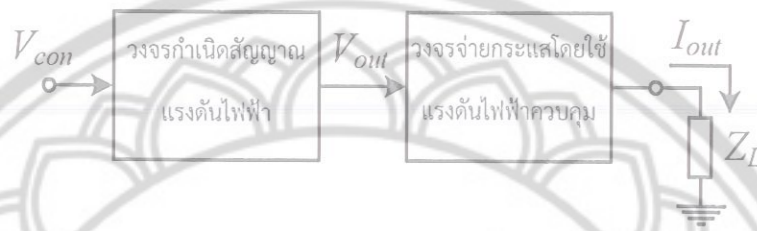
3.4 สรุป

วงจรกำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นในบทนี้เป็นการอาศัยคุณสมบัติการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบวินบริดจ์ทำงานร่วมกับวงจรย่อยต่างๆ ที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้น โดยในการออกแบบนั้นจะใช้เฉพาะออปแอมป์ทั้งหมด 6 ตัวเพื่อทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์แบบไวงาน (Active device) ซึ่งข้อดีของออปแอมป์คือมีราคาถูกและหาซื้อได้ง่าย จากสมการที่ (3.1) แสดงให้เห็นว่าวงจรที่ได้พัฒนาขึ้นนี้สามารถปรับค่าความถี่ของวงจรได้จากการปรับค่าตัวต้านทาน R_1 หรือตัวเก็บประจุ C_1 และจากสมการที่ (3.10) แสดงให้เห็นว่าผู้ใช้งานสามารถปรับค่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตได้จากการปรับค่าแรงดันไบอัสไฟตรง (V_c) จากภายนอก จากผลการทดสอบการทำงานของวงจรแสดงให้เห็นว่ามีความสอดคล้องกับหลักการที่ได้ออกแบบไว้รวมทั้งมีความสอดคล้องกับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้จากการวิเคราะห์

บทที่ 4

การพัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสสำหรับงานตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์

บทนี้อธิบายถึงการพัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยแรงดันไฟฟ้า ซึ่งเมื่อนำมาต่อร่วมกับวงจรถ่ายสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ได้ทำการพัฒนาขึ้นในบทที่ 3 ดังแสดงเป็นบล็อกวงจรในรูปที่ 4.1 จะทำให้ได้วงจรถ่ายกระแสสำหรับงานตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์



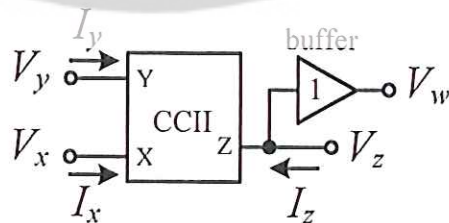
รูปที่ 4.1 บล็อกวงจรถ่ายกระแสสำหรับงานตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์

เนื่องจากภายในบทที่ 3 ได้อธิบายถึงวงจรถ่ายสัญญาณแรงดันไฟฟ้าโดยละเอียดแล้ว ดังนั้นภายในบทนี้จึงเน้นเฉพาะการอธิบายถึงหลังการทำงานของวงจรถ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยแรงดันไฟฟ้าเป็นหลัก

4.1 หลักการทำงานของวงจรถ่ายกระแสโดยใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุม

4.1.1 หลักการเบื้องต้น

แนวคิดที่นำมาใช้สำหรับการออกแบบวงจรถ่ายกระแสในงานนี้คือการออกแบบวงจรโดยใช้โอซีวีจจรขยายชนิดป้อนกลับกระแส (CFOA) ซึ่งมีจุดเด่นที่การมีช่วงความถี่ใช้งานกว้างกว่าออปแอมป์โดยทั่วไป และโครงสร้างภายในของวงจรมีความซับซ้อนน้อยกว่าออปแอมป์ทำให้การพัฒนาวงจรต่อเพื่อให้ทั้งระบบอยู่ในรูปแบบของวงจรรวมสามารถดำเนินการได้โดยง่าย เมื่อพิจารณาส่วนประกอบของวงจรถ่ายกระแส CFOA จะประกอบด้วยวงจรถ่ายสัญญาณแรงดันที่ส่งต่อมายังวงจรถ่ายกระแสตามแรงดันไฟฟ้าหรือวงจรถ่ายกระแส (Buffer) ดังแสดงในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 โครงสร้างวงจรถ่ายกระแส CFOA

จากวงจรในรูปที่ 4.2 จะเห็นได้ว่าวงจร CFOA มีขาให้ผู้ใช้งานต่อเพื่อใช้งานทั้งหมด 4 ขา (ไม่รวมขาแรงดันไฟเลี้ยงวงจร) โดยแต่ละขามีคุณสมบัติการทำงานที่สำคัญดังนี้ คือ $I_y=0$, $V_x=V_y$, $I_z=I_x$, และ $V_w=V_z$ จากคุณสมบัติดังกล่าวนี้ผู้ใช้งานสามารถนำวงจร CFOA มาพัฒนาออกแบบเป็นวงจรจ่ายกระแสโดยใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุมอย่างง่ายได้ดังแสดงในรูปที่ 4.3(ก) โดยในกรณีนี้ที่วงจรทำงานได้อย่างเป็นอุดมคติจะทำให้ได้สัญญาณกระแสเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับ $I_{out1}=V_{in1}/R_c$ แต่อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาถึงผลของค่าความต้านทานแฝง (r_{in}) ที่พอร์ต X รวมทั้งค่าความต้านทานแฝง (r_t) และค่าความจุไฟฟ้าแฝง (c_t) ที่พอร์ต Z ของวงจรสายพานกระแส ดังแสดงด้วยวงจรเสมือนในรูปที่ 4.3(ข)



รูปที่ 4.3 การประยุกต์ใช้วงจร CFOA เป็นวงจรจ่ายกระแสแบบเปิดวงจร

จากวงจรในรูปที่ 4.3(ข) อาศัยหลักการวิเคราะห์ห้วงจรโดยทั่วไป โดยใช้เงื่อนไขคือ $Z_o=r_t(sc_r t+1) \gg R_L$ จะได้ค่าของกระแสเอาต์พุต (I_{out1}) ของวงจรคือ

$$I_{out1} = \frac{V_{in1}}{r_{in} + R_c} \quad (4.1)$$

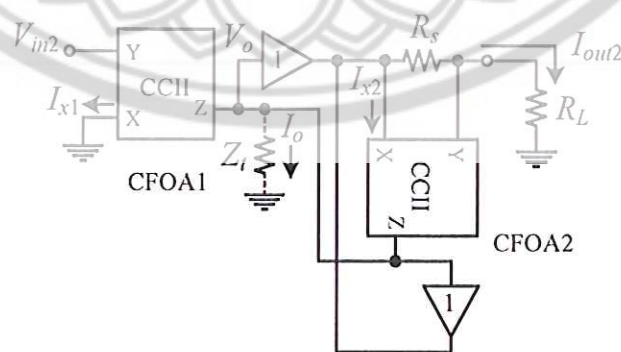
เมื่อ $r_{in} = kT/2qI_B$ คือค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต X ของวงจรรายพานกระแส, $k = 8.617 \times 10^{-5}$ eV/°K คือค่าคงตัวโบลต์ซมันน์ (Boltzmann's constant), T คือค่าอุณหภูมิแวดล้อมในหน่วย °K, q คือค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน ซึ่งมีค่าโดยประมาณเท่ากับ 1.602×10^{-19} C, และ I_B คือค่ากระแสไบอัสภายในวงจรรายพานกระแส ยกตัวอย่างเช่นในกรณีที่สมมุติให้ $T = 300$ °K, และ $I_B = 258$ μ A จะได้ค่าความต้านทานแฝง r_x มีค่าโดยประมาณเท่ากับ 50 Ω จากสมการที่ (4.1) ในกรณีที่ที่มีการออกแบบให้ $R_c \gg r_{in}$ จะสามารถประมาณความสัมพันธ์ได้เป็น

$$I_{out1} = \frac{V_{in1}}{R_c} \quad (4.2)$$

จากสมการที่ (4.2) จะเห็นได้ว่าผู้ใช้งานสามารถเลือกกำหนดค่าขนาดของสัญญาณกระแสเอาต์พุตได้จากการปรับค่า V_{in1} หรือ R_c โดยในกรณีที่มีการกำหนด V_{in1} ให้มีค่าคงที่นั้น หากต้องการเพิ่มค่ากระแสเอาต์พุตของวงจร จะต้องทำการลดค่าความต้านทาน R_c ปัญหาที่ตามมาคือถ้ามีการใช้ R_c ที่มีค่าต่ำเกินไปจนมีค่าเข้าใกล้ r_{in} จะมีผลทำให้กระแสเอาต์พุตที่ได้ผิดไปจากค่าในอุดมคติตามสมการที่ (4.2) นอกจากนี้ผลของอุณหภูมิแวดล้อมจะเข้ามามีบทบาทมากยิ่งขึ้น

4.1.2 วงจรจ่ายกระแสโดยใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุมที่พัฒนาออกแบบขึ้น

รูปที่ 4.4 แสดงวงจรจ่ายกระแสโดยใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุมที่พัฒนาออกแบบขึ้นในงานวิจัยนี้ โครงสร้างของวงจรประกอบด้วยวงจร CFOA จำนวน 2 วงจร ต่อกับตัวต้านทานภายนอก (R_s) จำนวน 1 ตัว โดยที่ R_L คือโหลดของวงจร และ Z_i คือค่าอิมพีแดนซ์แฝงที่พอร์ต Z ของวงจรรายพานกระแส ซึ่งเป็นวงจรย่อยภายในวงจร CFOA



รูปที่ 4.4 วงจรจ่ายกระแสโดยใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุมที่พัฒนาออกแบบขึ้น

จากวงจรในรูปที่ 4.4 การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้ คือ CFOA1 จะทำหน้าที่เป็นวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสอย่างง่าย โดยจะทำการแปลงค่าแรงดันไฟฟ้าอินพุต V_{in2} ให้เป็นกระแส $I_{z1}=I_{x1}$ ลำดับต่อมาคือตัวต้านทาน R_s จะทำหน้าที่แปลงค่ากระแสเอาต์พุตของวงจร (I_{out2}) ให้เป็นค่าแรงดันไฟฟ้า V_{Rs} ซึ่งจะนำมาใช้เป็นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าอินพุตให้กับ CFOA2 เพื่อการสร้างกระแส I_{z2} สำหรับนำไปลบกับค่ากระแส I_{z1} จากคุณสมบัติของ Z_I ซึ่งมีค่าสูงมาก ดังนั้นผลต่างระหว่างค่ากระแส I_{z1} กับ I_{z2} เพียงเล็กน้อยจะทำให้ได้ค่าแรงดันไฟฟ้า V_o มีค่าเพิ่มขึ้นจนกระทั่งทำให้ได้ $I_{z2}=I_{z1}$ ในที่สุด โดยเมื่อทำการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสใส่ไฟฟ้ากับค่าแรงดันไฟฟ้าที่จุดต่างๆ ของวงจร จะสามารถแสดงได้ดังนี้ คือ

ที่พอร์ต Z ของวงจร CFOA ทั้งสองตัว

$$I_{z1} = I_{x1} = \frac{V_{in2}}{r_{in1}} \quad (4.3)$$

$$I_{z2} = I_{x2} = \frac{V_{Rs}}{r_{in2}} \quad (4.4)$$

$$V_o = Z_I I_o = Z_I (I_{x1} - I_{x2}) \quad (4.5)$$

ที่พอร์ต X ของวงจร CFOA2

$$V_o = (R_s + R_L) I_{out2} \quad (4.6)$$

เมื่อ

$$V_{Rs} = R_s I_{out2} \quad (4.7)$$

แก้สมการที่ (4.3) ถึง (4.7) จะได้

$$I_{out2} = \frac{r_{in2} Z_I V_{in2}}{[(R_s + R_L) r_{in2} + R_s Z_I] r_{in1}} \quad (4.8)$$

เมื่อ $r_{in1}=kT/2q|B_1|$ และ $r_{in2}=kT/2q|B_2|$ คือค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต X ของ CFOA1 และ CFOA2 ตามลำดับ โดยเมื่อทำการจัดรูปของสมการใหม่ จะสามารถเขียนได้เป็น

$$I_{out2} = \frac{GZ_I V_{in2}}{[(R_s + R_L) r_{in2} + R_s Z_I]} \quad (4.9)$$

เมื่อ

$$G = \frac{I_{B1}}{I_{B2}} \quad (4.10)$$

จากสมการที่ (4.9) และ (4.10) เมื่อมีการกำหนดให้ $R_s Z_t \gg (R_s + R_L)r_{in2}$ จะสามารถประมาณความสัมพันธ์ได้ เป็น

$$I_{out2} = \frac{I_{B1}}{I_{B2}} \frac{V_{in2}}{R_s} \quad (4.11)$$

จากสมการที่ (4.11) จะเห็นได้ว่าผู้ใช้งานสามารถควบคุมค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรได้ด้วยการปรับค่าแรงดันไฟฟ้า V_{in2} หรือ ตัวต้านทาน R_s นอกจากนี้ในกรณีที่มีการพัฒนาวงจรให้อยู่ในรูปแบบของวงจรรวมจะสามารถออกแบบให้มีการควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (I_{B1} หรือ I_{B2}) ได้โดยง่าย

4.2 การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้อง

เพื่อเป็นการเปรียบเทียบคุณสมบัติการทำงานของวงจรจ่ายกระแสที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นโดยใช้วงจร CFOA ในลักษณะมีการป้อนกลับ (Feedback) ดังแสดงในรูปที่ 4.4 กับวิธีการต่อวงจรในลักษณะเปิดวงจร (Open loop) ดังแสดงในรูปที่ 4.3(ก) ผู้วิจัยได้ทำการวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่สำคัญต่อการทำงานของวงจรทั้งหมด 3 พารามิเตอร์ ดังนี้คือ

พารามิเตอร์แรกคือค่าความคลาดเคลื่อนในการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันไฟฟ้าอินพุตไปเป็นค่ากระแสเอาต์พุต ในรูปแบบของตัวแปร ε_1 และ ε_2 โดยที่พิจารณาสมาการที่ (4.1) และสมการที่ (4.9) ใหม่จะได้

$$I_{out1} = \frac{V_{in1}}{R_c} (1 - \varepsilon_1) \quad (4.12)$$

$$I_{out2} = \frac{G V_{in2}}{R_s} (1 - \varepsilon_2) \quad (4.13)$$

เมื่อ

$$\varepsilon_1 = \frac{r_x}{r_x + R_c} \quad (4.14)$$

$$\varepsilon_2 = \frac{(R_s + R_L)r_{in2}}{(R_s + R_L)r_{in2} + R_s Z_t} \quad (4.15)$$

ยกตัวอย่างเช่น ถ้ากำหนดให้ $r_{in}=r_{in1}=r_{in2}=50\Omega$, $Z_t=1.5M\Omega$, $R_L=R_c=1\text{ k}\Omega$, และ $R_s=10\Omega$ ดังนั้นจะได้ค่าความคลาดเคลื่อน ε_1 และ ε_2 โดยประมาณเท่ากับ 4.76×10^{-2} และ 0.336×10^{-2} ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่า ε_2 นั้นมีค่าต่ำกว่า ε_1

พารามิเตอร์ที่สองที่นำมาพิจารณาคือผลของอุณหภูมิซึ่งแฝงมาในตัวแปร r_{in} r_{in1} และ r_{in2} ซึ่งจะมีผลต่อค่าของกระแสเอาต์พุตของวงจรทั้งในรูปที่ 4.3 และรูปที่ 4.4 โดยเมื่อทำการวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงค่ากระแสเอาต์พุตของทั้งสองวงจรเปรียบเทียบกับ การเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ จะได้ความสัมพันธ์ในรูปแบบของตัวแปร ε_{T1} และ ε_{T2} ดังนี้ คือ

$$\varepsilon_{T1} = \frac{-(k/2qI_{B1})V_{in1} \Delta T}{[(kT/2qI_{B1}) + R_c]^2 T} \quad (4.16)$$

$$\varepsilon_{T2} = \frac{-G(k/2qI_{B2})(R_s + R_L)Z_t V_{in2} \Delta T}{[(R_s + R_L)(kT/2qI_{B2}) + R_s Z_t]^2 T} \quad (4.17)$$

เมื่อ $G=I_{B1}/I_{B2}$, T คือค่าอุณหภูมิห้องเริ่มต้น และ ΔT คือค่าของอุณหภูมิห้องที่มีการเปลี่ยนแปลงไป

จากสมการที่ (4.16) และ (4.17) สมมติให้ $I_{B1}=I_{B2}=258\mu A$, $Z_t=1.5M\Omega$, $R_L=1k\Omega$, $R_c=950\Omega$, $R_s=10\Omega$, $T=300K$, $\Delta T=10K$, $V_{in1}=10V$, และ $V_{in2}=0.1V$ โดยจะมีผลทำให้ได้ค่ากระแส I_{out1} และ I_{out2} ตามอุดมคติเท่ากับ $10mA$ และสามารถคำนวณค่า ε_{T1} และ ε_{T2} ได้เป็น -16.7×10^{-6} และ -1.11×10^{-6} ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่า ε_{T2} มีค่าต่ำกว่า ε_{T1}

พารามิเตอร์สุดท้ายที่พิจารณาคือ ค่าความถี่ใช้งานของวงจรทั้งสอง ซึ่งจะสามารถวิเคราะห์หาได้เป็น

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi c_1 [r_i R_L / (r_i + R_L)]} \quad (4.18)$$

$$f_{c2} = \frac{R_s r_{i2} + (R_s + R_L) r_{in2}}{2\pi c_{i2} r_{i2} (R_s + R_L) r_{in2}} \quad (4.19)$$

เมื่อ $c_{i2}=2c_i$ และ $r_{i2}=r_i/2$ โดยเมื่อสมมติให้ $r_{in2}=50\Omega$, $R_s=10\Omega$, $R_L=1k\Omega$, $r_{i2}=r_i/2=1.5M\Omega$, และ $c_{i2}=2c_i=9pF$ จะได้ค่าความถี่ใช้งาน f_{c1} และ f_{c2} ทั้งสองวงจรประมาณเท่ากับ $35.38MHz$ และ $3.51MHz$ ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่า f_{c2} นั้นมีค่าต่ำกว่า f_{c1} แต่อย่างไรก็ตามค่า f_{c2} ดังกล่าวนี้ยังคงมีค่ามากกว่าค่าความถี่ใช้งานของวงจรจ่ายกระแสที่ออกแบบโดยใช้ออปแอมป์โดยทั่วไป

4.3 การทดสอบ ผลการทดสอบ และการวิจารณ์ผลการทำงานของวงจร

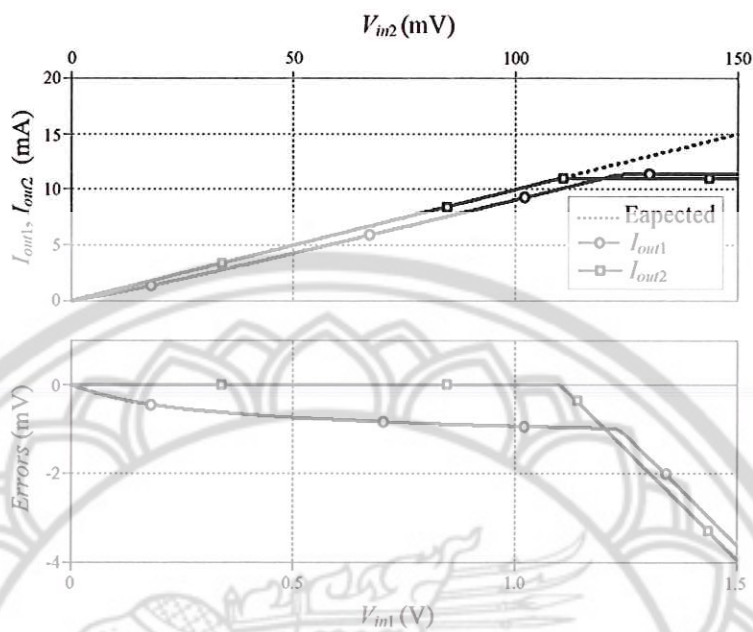
สำหรับการทดสอบหลักการทำงานของวงจรที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นภายในบทนี้ได้ใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงานของวงจร โดยจะเป็นการทดสอบและเปรียบเทียบคุณสมบัติการทำงานของวงจรจ่ายกระแสดั้งเดิมดังแสดงในรูปที่ 4.3Z(ก) กับวงจรที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นดังแสดงในรูปที่ 4.4 โดยที่วงจร CFOA ทุกตัวที่นำมาใช้นั้นจะอาศัยคุณสมบัติของไอซีรุ่น AD844 กำหนดค่าแรงดันไฟฟ้าเลี้ยงวงจรเท่ากับ $\pm 15V$ สำหรับขั้นตอนการทดสอบการทำงานได้ลำดับไว้ดังนี้คือ

1. ลำดับแรกเป็นการทดลองแปรค่าขนาดของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าอินพุตของวงจร
2. ลำดับที่สองเป็นการทดลองแปรค่าอิมพีแดนซ์โหลด
3. ลำดับที่สามเป็นการทดลองแปรค่าความต้านทานที่ใช้เป็นโหลดให้กับวงจร
4. ลำดับสุดท้ายเป็นการทดลองแปรค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตของวงจร

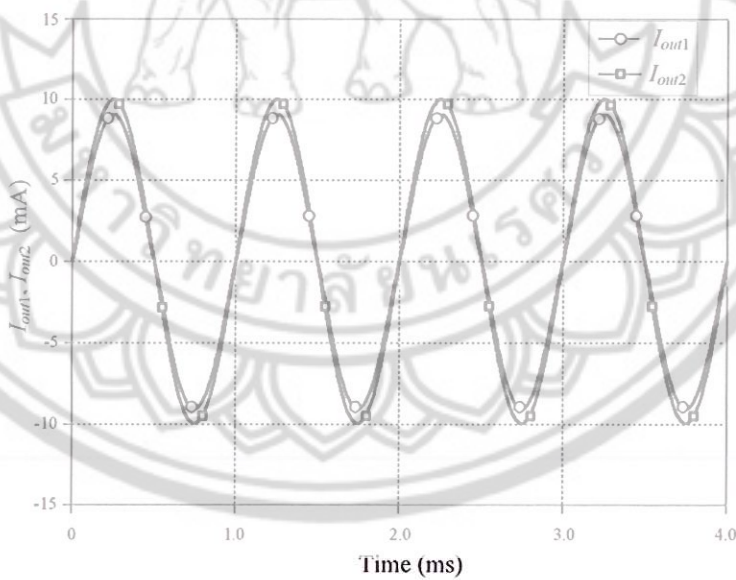
พิจารณารูปที่ 4.5(ก) ซึ่งแสดงผลการแปรค่าแรงดันไฟฟ้า V_{in1} จาก 0V ถึง 1.5V แปรค่า V_{in2} จาก 0V ถึง 0.15V โดยที่มีการกำหนดค่า $R_c=100\Omega$ $R_s=10\Omega$ และ $R_L=1k\Omega$ จากผลการทดสอบการทำงานจะเห็นได้ว่าค่าผิดพลาดในการทำงานของวงจรจ่ายกระแสที่นำเสนอมีค่าต่ำกว่าค่าผิดพลาดของวงจรจ่ายกระแสแบบเดิม ขนาดสูงสุดของกระแส I_{out1} มีค่าประมาณเท่ากับ 11.38 mA และขนาดสูงสุดของกระแส I_{out2} มีค่าประมาณเท่ากับ 11.06 mA

รูปที่ 4.5(ข) แสดงการทำงานของวงจรทั้งสองในโดเมนเวลา โดยทำการป้อนอินพุตของทั้งสองวงจรเป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 1kHz กำหนดค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ V_{in1} เท่ากับ 1V แอมพลิจูดของสัญญาณ V_{in2} เท่ากับ 0.1V ทั้งนี้เพื่อให้ได้ค่ากระแสเอาต์พุตของทั้งสองวงจรมีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ 10mA ซึ่งจากผลการทดสอบการทำงานของวงจรจะเห็นว่าวงจรจ่ายกระแสแบบเดิมนั้นจะให้กระแสเอาต์พุตที่มีค่าแอมพลิจูดต่ำกว่าค่าที่คาดหวัง

เพื่อเป็นการปรับปรุงสมบัติการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.3(ก) ในที่นี้ได้ทดลองใช้วิธีเพิ่มค่าความต้านทาน R_c ขึ้น 10 เท่า นั่นคือกำหนดให้ $R_c=1k\Omega$ ทั้งนี้เพื่อเป็นการลดผลของค่าความต้านทานแฝงภายในพอร์ต X ของวงจร CFOA แต่เพื่อให้ได้กระแสเอาต์พุตในช่วงเดิมจึงจำเป็นต้องเพิ่ม V_{in1} เป็น 10 เท่าเช่นกัน พิจารณารูปที่ 4.6(ก) ซึ่งแสดงผลการแปรค่าแรงดันไฟฟ้า V_{in1} จาก 0V ถึง 15V แปรค่า V_{in2} จาก 0V ถึง 0.15V (ช่วงเท่าเดิม) จากผลการทดสอบการทำงานจะเห็นได้ว่าค่าผิดพลาดในการทำงานของวงจรจ่ายกระแสแบบเดิมนั้นมีค่าลดลง แต่ผลที่ตามมาคือช่วงปฏิบัติการทางขนาดของวงจรจะมีค่าลดลงด้วย (สามารถจ่ายกระแสเอาต์พุตสูงสุดได้เพียงประมาณ 7.4mA) นอกจากนี้เมื่อทำการขยายสเกลเพื่อพิจารณาหาค่าผิดพลาดในการทำงานของวงจรดังแสดงในรูปที่ 4.6(ข) จะเห็นได้ว่าวงจรจ่ายกระแสที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นใหม่นี้ยังคงมีค่าผิดพลาดในการทำงานต่ำกว่าวงจรจ่ายกระแสแบบเดิม รูปที่ 4.6(ค) แสดงการขยายสเกลเฉพาะวงจรจ่ายกระแสที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นใหม่เพื่อวัดค่าความผิดพลาดในการทำงาน ซึ่งพบว่ามีความผิดพลาดสูงสุดประมาณ $10\mu A$ ในขณะที่วงจรแบบเดิมจะมีค่าผิดพลาดสูงสุดประมาณเท่ากับ $90\mu A$



(ก) ผลการทำงานจากการแปรค่า V_{in1} และ V_{in2}



(ข) ผลการทำงานในโดเมนเวลา

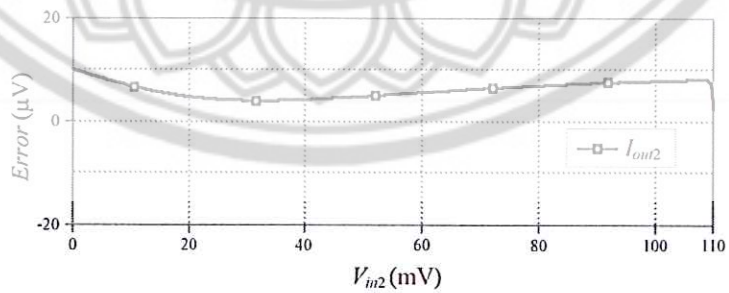
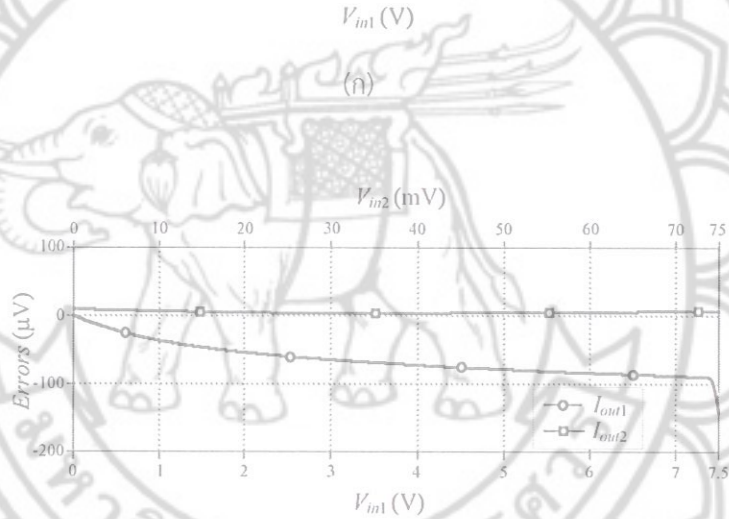
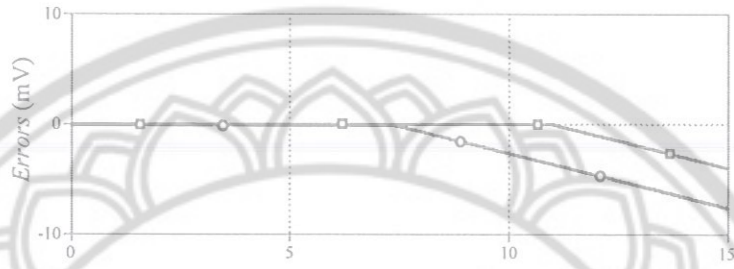
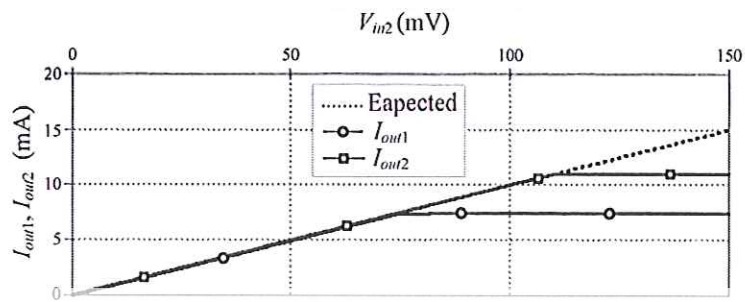
รูปที่ 4.5 ผลการทำงานของวงจรเมื่อกำหนด $R_c=100\Omega$

TK
3001
01495
1556

6832246
15 ก.ย. 2558



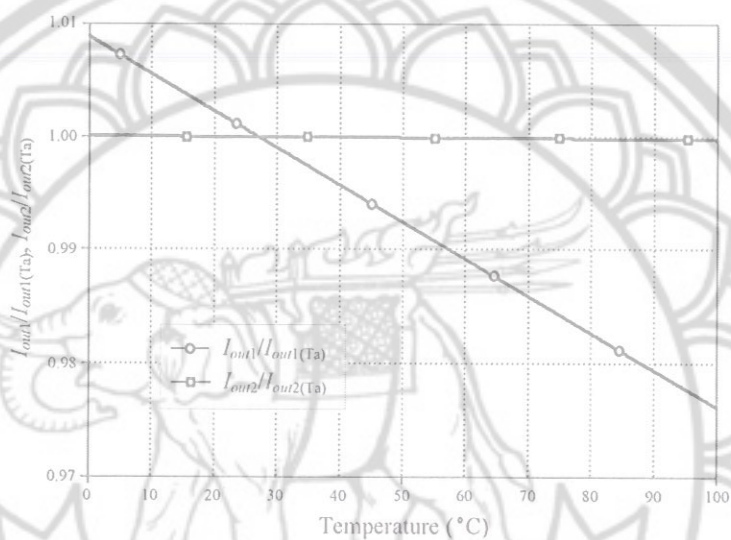
สำนักหอสมุด



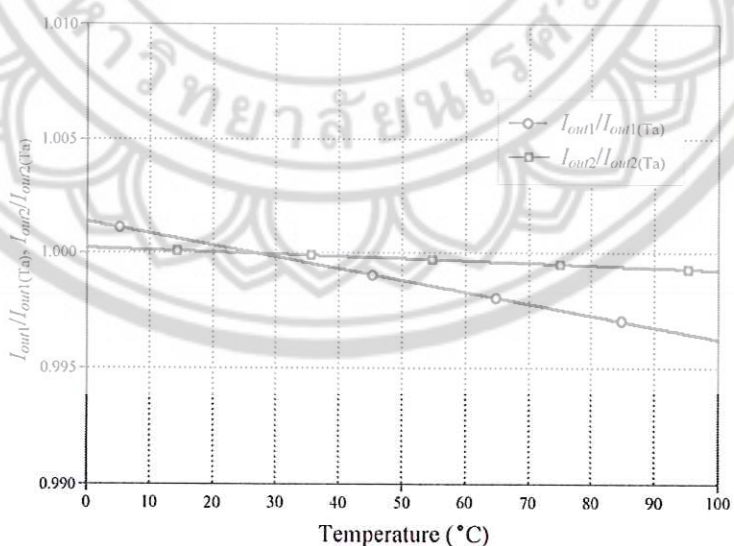
(ค)

รูปที่ 4.6 ผลการทำงานของวงจรเมื่อกำหนด $R_C=1k\Omega$

พิจารณารูปที่ 4.7 ซึ่งแสดงผลการแปรค่าอุณหภูมิของทั้งสองวงจร โดยในรูปที่ 4.7(ก) เป็นผลจากการเลือกกำหนดค่า $R_c=100\Omega$ กำหนดค่ากระแส I_{out1} และ I_{out2} ที่คาดหวังเท่ากับ 10mA ซึ่งจากผลการทดสอบการทำงานจะเห็นได้ว่าวงจรจ่ายกระแสที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นมีความเสถียรมากกว่าวงจรจ่ายกระแสแบบเดิม สำหรับรูปที่ 4.7(ข) เป็นผลจากการเลือกกำหนดค่า $R_c=1k\Omega$ กำหนดค่ากระแส I_{out1} และ I_{out2} ที่คาดหวังเท่ากับ 5 mA และ 10 mA ตามลำดับ ทั้งนี้เนื่องจากวงจรจ่ายกระแสแบบเดิมนั้นจะสามารถจ่ายกระแสสูงสุดได้เพียง 7.4 mA (จากผลการทดลองในรูปที่ 4.6) จากผลการทดสอบการทำงานจะเห็นได้ว่าวงจรจ่ายกระแสแบบเดิมนั้นมีสมบัติการทำงานที่ด้อยกว่ารูปที่ 4.7(ก) แต่ยังคงมีคุณสมบัติที่ดีกว่าวงจรจ่ายกระแสที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นใหม่



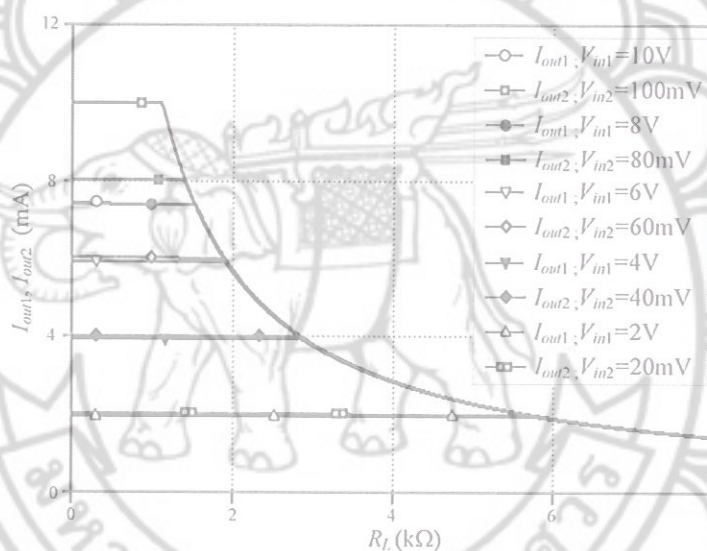
(ก) กำหนดค่า $R_c=100\Omega$



(ข) กำหนดค่า $R_c=1k\Omega$

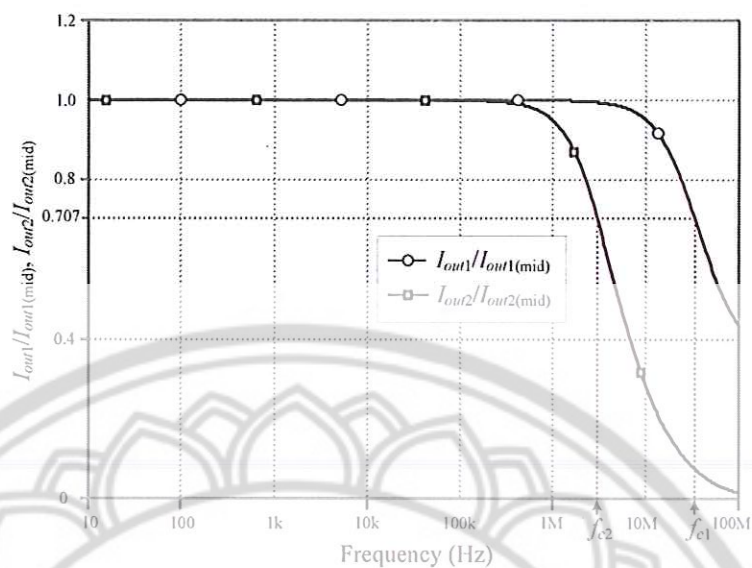
รูปที่ 4.7 ผลการแปรค่าอุณหภูมิ

รูปที่ 4.8 แสดงผลการแปรค่าความต้านทาน R_L ซึ่งใช้เป็นโหลดให้กับวงจรจ่ายกระแสทั้งสอง ในช่วง 0 ถึง $8\text{k}\Omega$ (กำหนดค่า $R_c=1\text{k}\Omega$) จากผลการทดสอบการทำงานจะเห็นได้ว่าเมื่อค่าความต้านทานโหลดมีค่าสูงขึ้นจนกระทั่งถึงค่าหนึ่ง ค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรทั้งสองจะมีค่าต่ำลงเป็นไปในทำนองเดียวกัน และมีคุณสมบัติที่ใกล้เคียงกัน ยกเว้นในกรณีที่มีการออกแบบให้กระแส I_{out1} มีค่ามากกว่า 7.4 mA ซึ่งวงจรในรูปที่ 4.3(ก) ไม่สามารถทำได้ โดยผลการทดลองในรูปนี้ก็สอดคล้องกับข้อจำกัดดังกล่าว ตัวอย่างผลการวัดที่สำคัญของวงจรที่นำเสนอ เช่น เมื่อออกแบบให้วงจรจ่ายกระแสเท่ากับ 10 mA วงจรจะสามารถนำไปใช้ได้กับโหลดที่มีค่าความต้านทานไม่เกิน $1.2\text{k}\Omega$ หรืออาจกล่าวได้อีกแง่หนึ่งว่าหากค่าความต้านทานโหลดมีค่ามากกว่า $1.2\text{k}\Omega$ วงจรจะสามารถจ่ายกระแสสูงสุดได้ไม่ถึง 10 mA



รูปที่ 4.8 ผลการแปรค่าความต้านทานโหลด

รูปที่ 4.9 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรจ่ายกระแสทั้งสอง ซึ่งพบว่าวงจรจ่ายกระแสในรูปที่ 3.3(ก) มีความถี่ใช้งานประมาณ 33 MHz ในขณะที่วงจรจ่ายกระแสที่พัฒนาขึ้นมีความถี่ใช้งานประมาณ 3.3 MHz ทั้งนี้สอดคล้องกับค่าที่ได้จากการคำนวณไว้ตามสมการที่ (4.18) และสมการที่ (4.19)



รูปที่ 4.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรจ่ายกระแสทั้งสอง

4.4 สรุป

วงจรจ่ายกระแสที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นภายในบทนี้เป็นการพัฒนาออกแบบโดยอาศัยคุณสมบัติการทำงานของวงจร CFOA จำนวน 2 ตัว ต่อร่วมกันในลักษณะมีการป้อนกลับ ซึ่งข้อดีของวงจร CFOA คือการมีผลตอบสนองทางความถี่ที่กว้างกว่าออปแอมป์โดยทั่วไป และเมื่อทำการเปรียบเทียบคุณสมบัติการทำงานของวงจรจ่ายกระแสที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นกับวิธีออกแบบวงจรโดยใช้ CFOA ในลักษณะแบบเปิดวงจร ทั้งผลจากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีและผลจากการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE แสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอมีสมรรถนะการทำงานที่เหนือกว่าวงจรแบบเดิมใน 3 ด้านคือ ด้านความถูกต้องในการทำงาน ด้านช่วงปฏิบัติการทางขนาด และด้านเสถียรภาพทางอุณหภูมิ แต่มีจุดด้อยกว่าวงจรจ่ายกระแสแบบเดิมคือมีผลตอบสนองทางความถี่ที่แคบกว่า แต่อย่างไรก็ตามยังคงมีค่าสูงกว่าวงจรจ่ายกระแสที่ออกแบบโดยใช้ออปแอมป์แบบทั่วไป

บทที่ 5

การพัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสไฟฟ้าชนิดกระแสตรงสำหรับงาน ตรวจวัดความเข้มข้นสารละลาย

บทนี้เป็น การอธิบายถึงการออกแบบและการทดสอบวงจรจ่ายกระแสชนิดไฟฟ้ากระแสตรง 3 แบบ ต่อจากนั้นเป็นการอธิบายถึงนำวงจรจ่ายกระแสที่เหมาะสมมาต่อร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์ และแสดงผลสำหรับการควบคุมการจ่ายกระแสและการจับเวลา เพื่อการพัฒนาสร้างเป็นชุดตรวจวัดความเข้มข้นสารละลายต้นแบบต่อไป

5.1 การออกแบบและหลักการทำงานของวงจรจ่ายกระแส

5.1.1 วงจรจ่ายกระแสแบบใช้ออปแอมป์ต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

พิจารณา รูปที่ 5.1 ซึ่งแสดงวงจรจ่ายกระแสโดยใช้ออปแอมป์ต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน (Basic current mirror) เมื่อ V_{in} คือแรงดันอินพุตไฟตรงจากภายนอก R_L คือค่าความต้านทานที่เป็นโหลดของวงจร การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้ คือ ออปแอมป์ A_1 ซึ่งต่อร่วมกับทรานซิสเตอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และตัวต้านทาน R_c ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้า V_{in} ไปเป็นกระแส I_{in} ที่มีค่าเท่ากับ

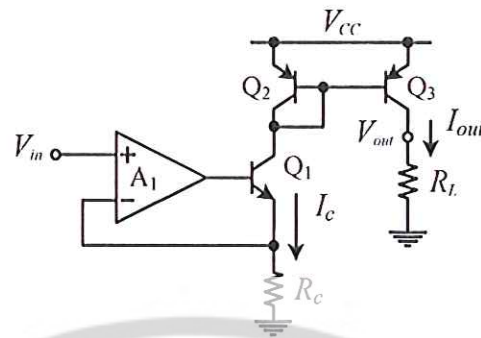
$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R_c} \quad (5.1)$$

กระแส I_{in} จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_2 และ Q_3 ต่อร่วมกัน จากคุณสมบัติการทำงานของวงจรสะท้อนกระแสจะทำให้ได้กระแสเอาต์พุต I_{out} ของวงจรมีค่าเป็น

$$I_{out} = \frac{1}{1 + (2/\beta)} \left(\frac{r_o}{r_o + R_L} \right) \frac{V_{in}}{R_c} \quad (5.2)$$

เมื่อ β คือค่าอัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ และ r_o คือค่าความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ จากสมการที่ (5.2) เมื่อถือว่า $\beta \gg 1$ และ $r_o \gg R_L$ จะสามารถเขียนสมการใหม่โดยประมาณได้เป็น

$$I_{out} = \frac{V_{in}}{R_c} \quad (5.3)$$



รูปที่ 5.1 วงจรจ่ายกระแสโดยใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

5.1.2 วงจรจ่ายกระแสแบบใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน

รูปที่ 5.2 แสดงวงจรจ่ายกระแสที่ได้รับการปรับปรุงจากวงจรในรูปที่ 5.1 นั่นคือได้มีการเปลี่ยนวงจรย่อยในส่วนของวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายไปเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน (Wilson current mirror) ซึ่งวงจรสะท้อนกระแสดังกล่าวนี้มีความถูกต้องของค่าอัตรากระแสสะท้อนมากกว่าแบบพื้นฐาน นอกจากนี้ยังมีค่าความต้านทานเอาต์พุตที่สูงกว่าด้วย โดยผลจากคุณสมบัติการทำงานของวงจรจะมีผลทำให้ได้กระแสเอาต์พุต (I_{out}) ของวงจรในรูปที่ 5.2 มีค่าเป็น

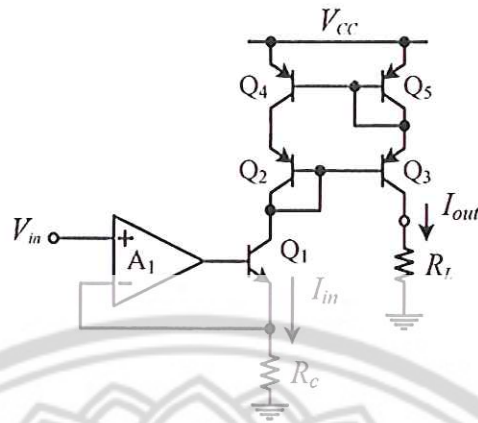
$$I_{out} = \frac{1}{1 + [2/(\beta^2 + \beta + 2)] \left(\frac{r_{o2}}{r_{o2} + R_L} \right) \frac{V_{in}}{R_c}} \quad (5.4)$$

เมื่อ

$$r_{o2} \approx \frac{\beta}{2} r_o \quad (5.4)$$

ในทำนองเดียวกันกับวงจรในรูปที่ 5.1 นั่นคือพิจารณาว่า $\beta \gg 1$ และ $r_o \gg R_L$ จะสามารถเขียนสมการใหม่โดยประมาณได้เป็น

$$I_{out} = \frac{V_{in}}{R_c} \quad (5.5)$$

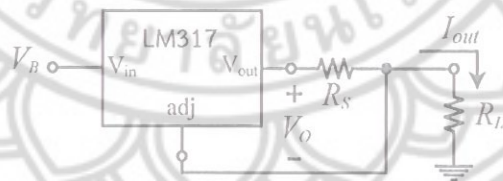


รูปที่ 5.2 วงจรจ่ายกระแสโดยใช้ออปแอมป์ต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน

5.1.3 วงจรจ่ายกระแสแบบใช้ไอซี LM317

พิจารณารูปที่ 5.3 ซึ่งแสดงวงจรจ่ายกระแสชนิดไฟฟ้ากระแสตรง โดยอาศัยคุณสมบัติการทำงานของไอซีรีกซาระดับแรงดันไฟฟ้า LM317 เมื่อ V_B คือค่าแรงดันไบอัสหรือค่าแรงดันไฟฟ้าอินพุตที่ป้อนให้กับไอซี R_L คือค่าความต้านทานของโหลด R_S คือตัวต้านทานที่ใช้ทำหน้าที่แปลงค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมระหว่างขา V_{out} กับขา adj ของไอซี โดยในที่นี่ได้กำหนดชื่อเป็น V_o ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ 1.25V ดังนั้นจึงสามารถประมาณค่ากระแส I_{out} ของวงจรที่จ่ายให้กับโหลด R_L ได้เป็น

$$I_{out} = \frac{V_o}{R_S} = \frac{1.25V}{R_S} \tag{5.6}$$



รูปที่ 5.3 วงจรจ่ายกระแสโดยใช้ไอซี LM317

5.2 การทดสอบการทำงานของวงจรจ่ายกระแส

จากขอบเขตเบื้องต้นของวงจรจ่ายกระแสชนิดไฟฟ้ากระแสตรงที่วางไว้คือ วงจรสามารถจ่ายกระแสสูงสุดได้ 10 mA ดังนั้นในการทดสอบคุณสมบัติการทำงานของวงจรจ่ายกระแสทั้ง 3 แบบที่พัฒนาออกแบบขึ้นจึงได้กำหนดให้ค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรทั้งสามมีค่าเท่ากับ 10 mA ใช้แรงดัน

ไฟเลี้ยงวงจรเท่ากับ $\pm 15V$ ค่าแรงดันอินพุต V_{in} ของวงจรในรูปที่ 5.1 และ 5.2 เท่ากับ $5V$ โดยใช้ค่า R_c เท่ากันคือ 500Ω สำหรับรูปที่ 5.3 กำหนดให้ V_B เท่ากับ $15V$ และ R_s เท่ากับ 125Ω ทำการทดลองเปลี่ยนค่าความต้านทานโหลดจาก 1Ω ถึง $2k\Omega$ โดยได้ผลการทดสอบการทำงานดังแสดงในรูปที่ 5.4



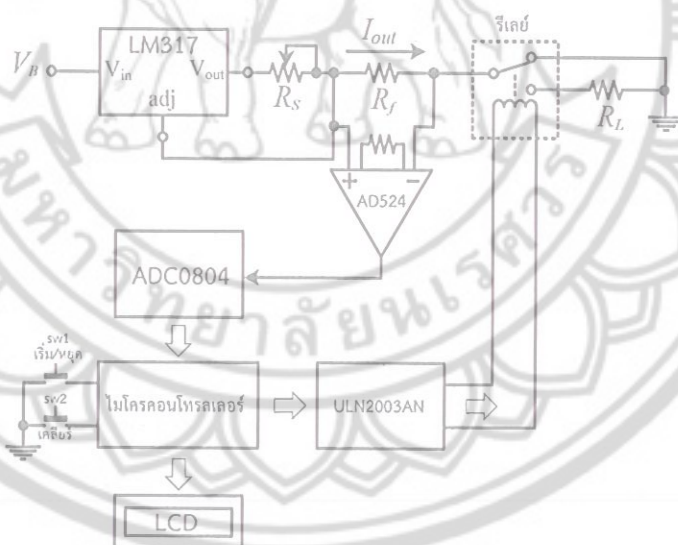
รูปที่ 5.4 ผลการทดลองแปรค่าความต้านทานโหลด

จากผลการทดลองในรูปที่ 5.4 จะเห็นได้ว่าค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรจ่ายกระแสแบบที่ 1 (วงจรในรูปที่ 5.1) นั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงเป็นอย่างมากเมื่อค่าความต้านทานโหลดมีค่าเปลี่ยนไป ดังนั้นจึงไม่เหมาะสมที่จะนำไปเป็นตัวจ่ายกระแสให้กับระบบวัดค่าความเข้มข้นสารละลาย สำหรับค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรจ่ายกระแสแบบที่ 2 (วงจรในรูปที่ 5.2) และแบบที่ 3 (วงจรในรูปที่ 5.3)

นั้นเมื่อพิจารณาค่าต่างๆ จะให้ผลการทำงานที่ใกล้เคียงกับ (รูปบน) แต่เมื่อพิจารณาโดยละเอียดแล้วจะมีความแตกต่างกันดังแสดงในรูปด้านล่าง โดยจะเห็นได้ว่าในภาวะที่ความต้านทานโหลดมีค่าต่ำ วงจรจ่ายกระแสในแบบที่ 2 จะให้ผลการทำงานที่ใกล้เคียงกับค่าในอุดมคติมากกว่า (10mA) นอกจากนี้ยังสามารถใช้งานกับความต้านทานโหลดที่มีค่าสูงกว่าได้ แต่อย่างไรก็ตามวงจรจ่ายกระแสแบบที่ 3 จะมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานโหลดต่ำกว่า หรือกล่าวได้ว่าสามารถจ่ายกระแสได้อย่างคงที่ดีกว่าแบบที่ 2 เมื่อพิจารณาเฉพาะในย่านการทำงานที่ R_L มีค่าต่ำกว่า 1. 2k Ω ดังนั้นภายในงานนี้จึงได้นำวงจรจ่ายกระแสในแบบที่ 3 ไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อพัฒนาเป็นชุดควบคุมการจ่ายกระแสและจับเวลาสำหรับงานวัดค่าความเข้มข้นสารละลายต่อไป

5.3 การพัฒนาออกแบบชุดควบคุมการจ่ายกระแสและจับเวลา

ชุดวงจรจ่ายกระแสและจับเวลาสำหรับงานตรวจวัดความเข้มข้นสารละลายที่ได้พัฒนาขึ้นภายในงานนี้แสดงดังรูปที่ 5.5 ทั้งนี้เป็นการใช้วงจรจ่ายกระแสชนิดไฟฟ้ากระแสตรงในแบบที่ 3 มาต่อร่วมกับวงจรขยายเครื่องมือวัด (Instrumentation amplifier circuit) วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล ไมโครคอนโทรลเลอร์ วงจรขยายกระแส รีเลย์ สวิตช์ควบคุม และจอแสดงผลแบบแอลซีดี การทำงานของระบบสามารถอธิบายได้ดังนี้ คือ

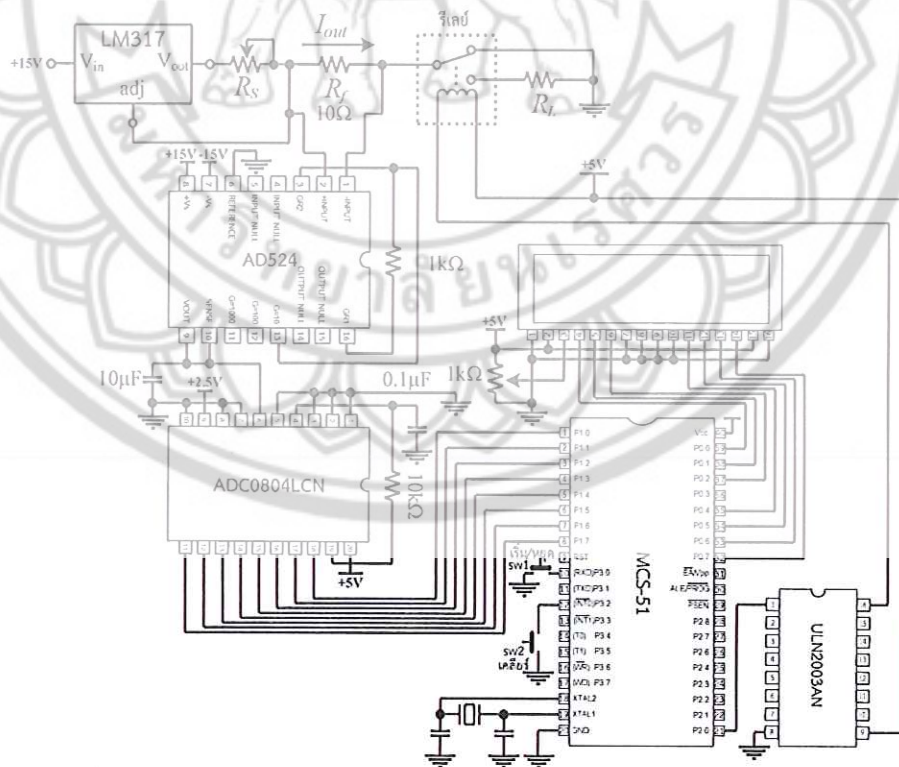


รูปที่ 5.5 บล็อกไดอะแกรมชุดวงจรควบคุมการจ่ายกระแสและจับเวลา

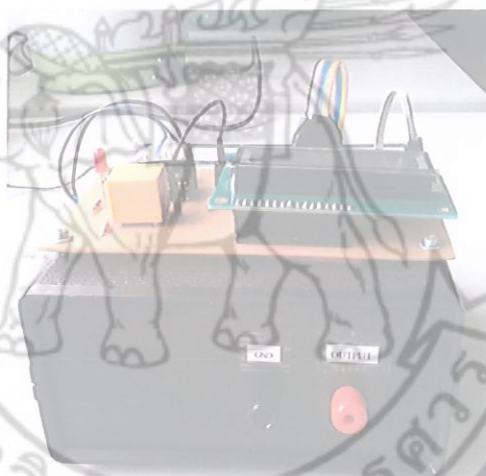
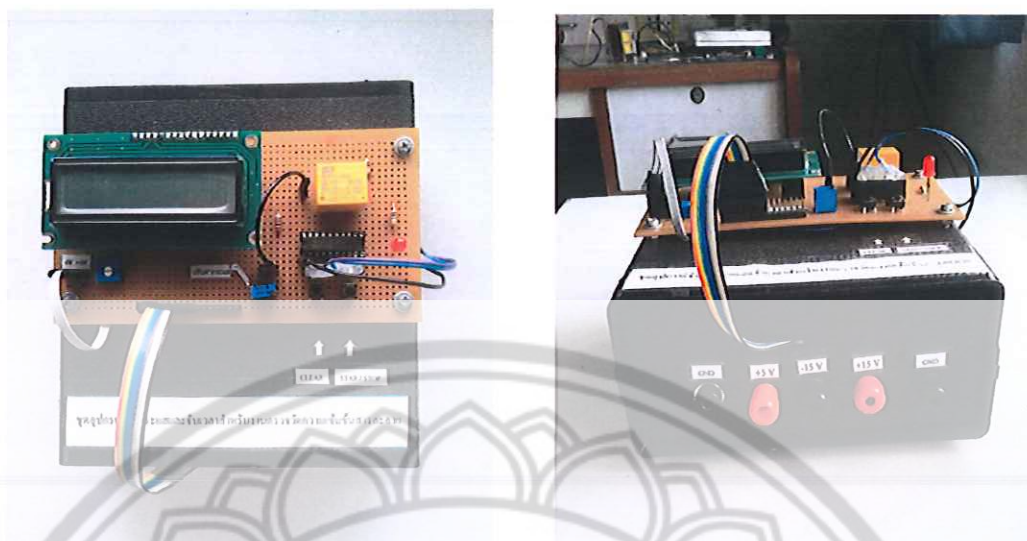
เมื่อเริ่มต้นการใช้งาน ผู้ใช้งานจะทำการปรับค่าตัวต้านทาน R_s เพื่อตั้งค่ากระแสที่ต้องการจ่ายให้กับโหลด โดยที่ในสภาวะเริ่มต้นนี้กระแสเอาต์พุต (I_{out}) จะยังไม่ได้ถูกส่งไปให้โหลด (R_L) แต่จะถูกส่งไปกราวด์ของวงจรแทน วงจรขยายเครื่องมือวัดจะทำการอ่านและแปลงค่ากระแสเอาต์พุตของ

วงจรไปเป็นค่าแรงดันไฟฟ้าสำหรับส่งต่อไปให้วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล และส่งต่อไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อส่งไปแสดงผลยังจอแอลซีดีต่อไป เมื่อตั้งค่ากระแสเอาต์พุตได้ตามต้องการแล้วผู้ใช้งานจะกดปุ่มสวิทช์ควบคุม sw1 ไมโครคอนโทรลเลอร์จะส่งสัญญาณควบคุมไปให้รีเลย์ทำงาน (ผ่านวงจรขยายกระแส) รีเลย์จะย้ายตำแหน่งสวิทช์ภายในเพื่อจ่ายกระแสให้กับโหลด ในขณะเดียวกันไมโครคอนโทรลเลอร์จะเริ่มจับเวลา จอแอลซีดีจะแสดงผลการจับเวลาและค่ากระแสเอาต์พุตที่เป็นค่าปัจจุบันผ่านทางหน้าจอ เมื่อเวลาผ่านไปสารละลายซึ่งเป็นโหลดของวงจรจ่ายกระแสจะเปลี่ยนสีจนผู้ใช้งานสังเกตเห็น ผู้ใช้งานจะทำการกดปุ่มเพื่อหยุดจ่ายกระแส รีเลย์จะเลื่อนตำแหน่งสวิทช์ภายในไปยังกราวด์ตามเดิม ตัวไมโครคอนโทรลเลอร์จะหยุดจับเวลา จอแสดงผลจะแสดงค่ากระแสสุดท้ายและผลการจับเวลาเพื่อให้ผู้ใช้งานสามารถนำไปคำนวณค่าความเข้มข้นสารละลายต่อไป

รูปที่ 5.6 แสดงชุดวงจรควบคุมการจ่ายกระแสและจับเวลาที่ได้ออกแบบขึ้นภายในงานนี้ โดยในส่วนของวงจรขยายเครื่องมือวัดนั้นได้ใช้โอซีเบอร์ AD524 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลใช้โอซีเบอร์ ADC0804LCN ไมโครคอนโทรลเลอร์ใช้ MCS-51 จอแอลซีดีเป็นแบบ 2 บรรทัด 16 ตัวอักษร วงจรขยายกระแสใช้โอซีเบอร์ ULN2003AN สำหรับรูปที่ 5.7 แสดงกล่องวงจรควบคุมการจ่ายกระแสและจับเวลาที่ได้พัฒนาขึ้น โดยในส่วนของโปรแกรมคำสั่งที่ใช้กับไมโครคอนโทรลเลอร์นั้นได้แสดงไว้ในภาคผนวก ก



รูปที่ 5.6 ชุดวงจรควบคุมการจ่ายกระแสและจับเวลา



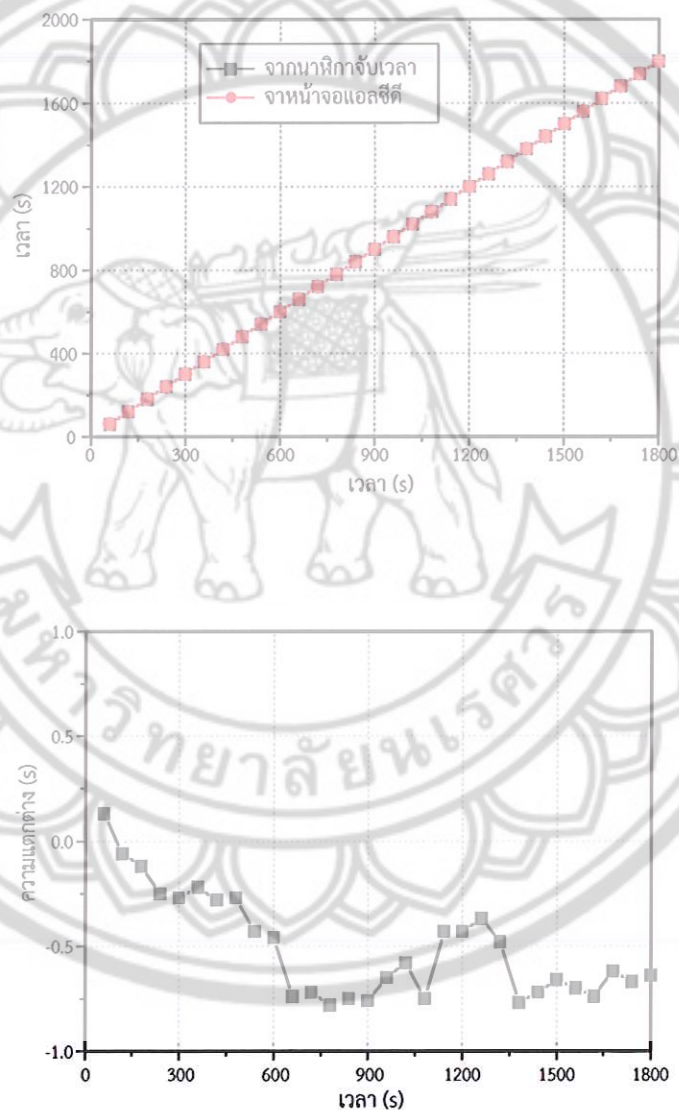
รูปที่ 5.7 ชุดวงจรควบคุมการจ่ายกระแสและจับเวลาที่พัฒนาขึ้น



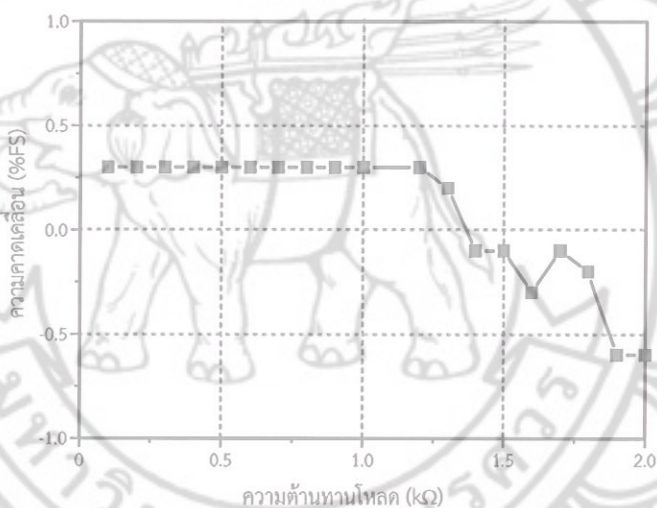
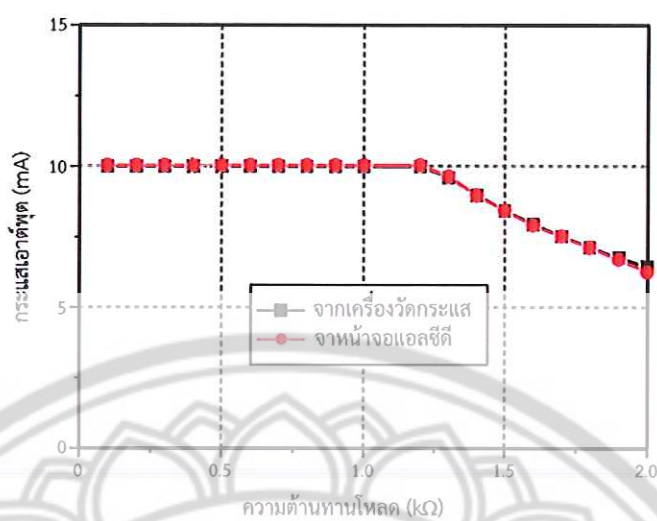
รูปที่ 5.8 ตัวอย่างการแสดงผลการจ่ายกระแสและจับเวลา

5.4 การทดสอบการทำงานของชุดวงจรควบคุมการจ่ายกระแสและจับเวลา

ในการทดสอบการทำงานของชุดวงจรควบคุมการจ่ายกระแสและจับเวลา ในเบื้องต้นผู้วิจัยได้ทำการเปรียบเทียบผลการจับเวลาจากชุดเครื่องมือที่ได้พัฒนาขึ้นกับนาฬิกาจับเวลาในห้องปฏิบัติการเป็นเวลา 30 นาที ซึ่งได้ผลการเปรียบเทียบดังแสดงในรูปที่ 5.9 ลำดับต่อไปเป็นการเปรียบเทียบผลการวัดค่ากระแสเอาต์พุตจากการใช้เครื่องวัดกระแสในห้องปฏิบัติการกับค่าที่อ่านได้จากจอแสดงผลที่ได้พัฒนาขึ้น โดยได้ผลการเปรียบเทียบดังแสดงในรูปที่ 5.10



รูปที่ 5.9 ผลการจับเวลา



รูปที่ 5.10 ผลการวัดค่ากระแสเอาต์พุต

จากผลการทดลองพบว่าการจับเวลาพบว่าเป็นช่วงเวลา 30 นาทีวิธีการทั้งสองจะมีความแตกต่างกันสูงสุดประมาณ 0.77 วินาที ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับทักษะของผู้ทำการทดลอง ในส่วนของการเปรียบเทียบผลการวัดกระแสในในที่นี้ได้ทำการทดลองเปลี่ยนค่าความต้านทานโหลดในช่วง 100 Ω ถึง 2 kΩ โดยจากผลการทดลองพบว่าทั้งสองวิธีมีความคลาดเคลื่อนหรือมีความแตกต่างกันสูงสุดประมาณ 0.6%FS แต่เมื่อพิจารณาเฉพาะในช่วงความต้านทานโหลดมีค่าต่ำกว่า 1. 2 kΩ ทั้งสองวิธีจะมีความแตกต่าง ประมาณ 0.3%FS

5.5 สรุป

วงจรจ่ายกระแสชนิดไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้น 3 แบบ จากผลการทดสอบคุณสมบัติการทำงานพบว่าวงจรในแบบที่ 3 (วงจรที่ออกแบบโดยใช้ไอซี LM317) ดังแสดงในรูปที่ 5.3 มีความเหมาะสมมากที่สุด เนื่องจากมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดต่ำที่สุด เมื่อพิจารณาเฉพาะในช่วงความต้านทานโหลดมีค่าต่ำกว่า $1.2 \text{ k}\Omega$ โดยเมื่อนำวงจรจ่ายกระแสดังกล่าวมาทำงานร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์ และวงจรอื่นๆ เพื่อพัฒนาเป็นชุดวงจรควบคุมการจ่ายกระแสและจับเวลาดังแสดงในรูปที่ 5.6 ผลการทดลองจับเวลาและตรวจวัดค่ากระแสเอาต์พุตเปรียบเทียบกับวิธีการใช้เครื่องมือวัดในห้องปฏิบัติการพบว่ามีความใกล้เคียงกันดังแสดงในรูปที่ 5.9 และรูปที่ 5.10



บทที่ 6

บทสรุปผลการดำเนินงาน

6.1 บทสรุปและวิจารณ์

วัตถุประสงค์หลักของงานวิจัยนี้คือการพัฒนาออกแบบวงจรสำหรับการจ่ายสัญญาณกระตุ้นหรือสัญญาณอินพุตให้กับระบบเครื่องมือวัด การวัดและการควบคุม โดยได้แบ่งงานออกเป็น 3 ส่วนหลักคือ พัฒนาออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่สามารถควบคุมแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตได้ การพัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสไฟฟ้าชนิดกระแสสลับ และการพัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสไฟฟ้าชนิดกระแสตรง ในส่วนของรายละเอียดเกี่ยวกับหลักการทำงาน การทดสอบ ผลการทดสอบ และการวิจารณ์ผลการทำงานโดยละเอียดของวงจรในแต่ละแบบนั้นได้แสดงไว้ในบทที่ 3 ถึงบทที่ 5 ตามลำดับ อย่างไรก็ตามภายในบทนี้จะได้กล่าวถึงคุณสมบัติของแต่ละวงจรโดยกระชับดังนี้คือ

การพัฒนาออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าในบทที่ 3 เป็นการอาศัยสมบัติการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบวินบริดจ์ทำงานร่วมกับวงจรย่อยต่างๆ ที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นโดยอาศัยเทคนิคการตรวจวัดค่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับค่าระดับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงและส่งสัญญาณส่วนต่างกลับไปเป็นแรงดันไบอัสไฟตรงให้กับวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งจากเทคนิคดังกล่าวนี้ทำให้ได้วงจรกำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่สามารถควบคุมแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตได้ ผลจากการทดสอบการทำงานของวงจรแสดงให้เห็นว่าวงจรมีคุณสมบัติการทำงานที่สอดคล้องกับหลักการที่ได้ออกแบบไว้

การพัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสสำหรับงานตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์ในบทที่ 4 เป็นการอาศัยสมบัติการทำงานของวงจรขยายชนิดป้อนกลับกระแส (CFOA) จำนวน 2 ตัว ต่อร่วมกันในลักษณะมีการป้อนกลับ จากผลการทดสอบการทำงานของวงจรเปรียบเทียบกับวิธีการออกแบบโดยใช้วงจรขยายชนิดป้อนกลับกระแสแบบเดิม (ซึ่งเป็นการต่อวงจรในลักษณะเปิดวงจร) พบว่าวงจรที่นำเสนอมีสมบัติการทำงานที่เหนือกว่าวงจรแบบเดิม 3 ด้านคือ มีความถูกต้องในการทำงานสูงกว่า มีช่วงปฏิบัติการทางขนาดที่กว้างกว่า และมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิต่ำกว่า แต่มีจุดด้อยกว่าวงจรจ่ายกระแสแบบเดิมคือมีช่วงความถี่ใช้งานที่แคบกว่า แต่อย่างไรก็ตามยังถือได้ว่ามีค่ากว้างกว่าช่วงความถี่ใช้งานของวงจรจ่ายกระแสที่ออกแบบโดยใช้โอปแอมป์แบบทั่วไป

การพัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสไฟฟ้าชนิดกระแสตรงในบทที่ 5 ในเบื้องต้นผู้วิจัยได้ออกแบบและทดสอบวงจรจ่ายกระแส 3 แบบ ผลจากการทดสอบการทำงานพบว่าวงจรในแบบที่ 3 (แบบใช้ไอซี LM317) มีความเหมาะสมที่จะนำไปประยุกต์ใช้งาน ทั้งนี้เนื่องจากมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานโหลดต่ำที่สุด โดยเมื่อนำวงจรจ่ายกระแสดังกล่าวมาทำงานร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์ และวงจรย่อยอื่นๆ เพื่อการควบคุมการจ่ายกระแสและจับเวลา ผลการทดสอบการทำงานพบว่าผลการจับเวลาและการแสดงผลการวัดค่ากระแสเอาต์พุตเปรียบเทียบกับเครื่องมือวัดในห้องปฏิบัติการพบว่ามีค่าใกล้เคียงกัน ดังนั้นชุดเครื่องมือดังกล่าวที่ได้พัฒนาขึ้นนี้จึงมีความเหมาะสมที่จะนำไปประยุกต์ใช้สำหรับงานตรวจวัดความเข้มข้นสารละลายต่อไป

สำหรับวัตถุประสงค์รองในการดำเนินงานวิจัยได้แก่การส่งเสริมให้นิสิตระดับอุดมศึกษาและระดับบัณฑิตศึกษาซึ่งเป็นผู้ช่วยผู้ดำเนินงานวิจัย ได้มีประสบการณ์และความเชี่ยวชาญในการทำวิจัย โดยที่ผู้วิจัยได้ใช้ส่วนหนึ่งของงานในบทที่ 5 เป็นโจทย์สำหรับการทำโครงการของนิสิตระดับปริญญาตรี สาขาวิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คือนายวรุฒ จันทร์ผิ้ง [32-33] และได้ใช้ส่วนหนึ่งของงานในบทที่ 3 เป็นหัวข้อวิทยานิพนธ์ให้กับ นิสิตระดับปริญญาโท สาขาวิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คือนายอยุธยา ศรีอินทร์ [34] นอกจากนี้ยังได้มีการร่วมกันกับนิสิตระดับปริญญาเอก สาขาวิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คือนายเกรียงศักดิ์ พรหมภักดี ในการออกแบบวงจรจ่ายกระแสสำหรับปั้มน้ำสำหรับการพัฒนาชุดควบคุมอัตราการไหลของน้ำแบบเฟสล็อกกลุป [35] ซึ่งผลจากการดำเนินงานนิสิตแต่ละคนสามารถปฏิบัติงานได้อย่างลุล่วง

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการทำวิจัยต่อ

จากผลการดำเนินงานวิจัย ผู้วิจัยคิดว่าการดำเนินการในครั้งนี้นี้ยังมีช่องทางที่จะสามารถพัฒนาต่อคือ การนำวงจรในแต่ละแบบที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นไปประยุกต์ใช้ในระบบเครื่องมือวัด การวัด และการควบคุมต่างๆ รวมทั้งการพัฒนาปรับปรุงคุณสมบัติการทำงานของวงจรให้สามารถใช้งานได้ อย่างสะดวกมากขึ้น เช่นในส่วนของวงจรกำเนิดสัญญาณแรงดันรูปไซน์นั้นนอกจากจะทำให้สามารถปรับค่าแอมพลิจูดของสัญญาณได้โดยง่ายแล้ว น่าจะมีการออกแบบให้ผู้ใช้งานสามารถปรับเปลี่ยนค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตได้ง่ายกว่างานนี้ และในส่วนของชุดวงจรควบคุมและจับเวลาสำหรับงานตรวจวัดค่าความเข้มข้นสารละลายนั้น น่าจะมีการติดตั้งเซ็นเซอร์เพิ่มเติมสำหรับการตรวจจับภาวะการเปลี่ยนแปลงสีของสารละลาย เพื่อส่งกลับมาควบคุมให้ระบบหยุดจ่ายกระแสอัตโนมัติด้วย แทนการหยุดระบบด้วยการใช้มือกดสวิตซ์

บรรณานุกรม

- [1] R. Pallas-Areny, and J. G. Webster, "Bioelectric Impedance Measurements Using Synchronous Sampling," IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 40, No. 8, pp. 824-829, 1993.
- [2] J. J. Ackmann, "Complex Bioelectric Impedance Measurement System for the Frequency Range from 5 Hz to 1 MHz," Annals of Biomedical Engineering, Vol. 21, pp. 135-146, 1993.
- [3] J. R. Shambroom, and C. P. Smith, "System and Method for Measuring Bioelectric Impedance in the Presence of Interference," U.S. Patent, US 7161362B2, Jan. 9, 2007.
- [4] S. Grimnes, and Ø. G. Martinsen, "Measurements on biomaterials and Other Ionic Conductors," J. Phys. D: Appl. Phys. 40, pp. 9-14, 2007.
- [5] H. Berney, and J.J. O'Riordan, "Impedance Measurement Monitors Blood Coagulation," Analog Dialogue 42-08, August 2008.
- [6] H. Nahrstaedt, T. Schauer, R.O. Seidl, "Bioimpedance Based Measurement System for a Controlled Swallowing Neuro-Prosthesis," In Proc. of 15th Annual International FES Society Conference and 10th Vienna Int. Workshop on FES, 2010.
- [7] M. Larios-López, J. A. Gutierrez-Gnecchi, J.L. Ramírez-Reyes, A. Téllez-Anguiano, and J. C. Gómez-Hernández, "Voltage Controlled Current Source for Atmospheric Corrosion Measurements," ECS Trans. Vol. 36, Iss. 1, pp. 159-167, 2011.
- [8] K. N. Tarchanidis, and A.T. Soilemes, "Digitally Synthesized Alternative Current Sinusoidal Waveform for Resistive Sensor Measurements," J. Eng. Sci. and Tech. Review, Vol. 4, No. 1, pp. 50-54, 2011.
- [9] D. Chen, W. Yang, and M. Pan, "Design of Impedance Measuring Circuits Based on Phase-Sensitive Demodulation Technique," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 60, no. 4, pp. 1276-1282, April 2011.
- [10] S. K. Dhar and Q. D. Hossain, "Non-invasive Bio-impedance Measurement Using Voltage-Current Pulse Technique," International Conference on Electrical, Electronics and Biomedical Engineering (ICEEBE'2012) Penang (Malaysia) May 19-20, 2012.
- [11] B. Chen, and T. Konishi, "A simple current injector: Its application to coulomb titration of chloride," Medical and Biological Engineering and Computing, Vol. 16, No.5, pp. 589-591, 1978.
- [12] D. M. Coulson, "Apparatus for electrochemical detection and coulometric titration," U.S. Patent, US 4440726, Apr. 3, 1984.

- [13] M. H. R. Lankhorst, H. J. M. Bouwmeester, and H. Verweij, "High-Temperature Coulometric Titration of $\text{La}_{1-x}\text{Sr}_x\text{CoO}_{3-\delta}$: Evidence for the Effect of Electronic Band Structure on Nonstoichiometry Behavior," *J. Solid State Chemistry*, Vol. 133, pp. 555-567, 1997.
- [14] Ge Zhao, Jianying Qu, Meng Liu, Kuaizhi Liu, and Zuliang Du, "Application of Chemical Modified Electrode in Coulometric Titration for Determination of Solanesol," *Analytical Letters*, Vol. 35, No. 5, pp. 785-795, 2002.
- [15] C. S. Koukurlis, V. K. Trigonidis, and J. N. Sahalos, "Differential Synchronous Demodulation for Small-Signal Amplitude Estimation," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 42, no. 5, pp. 926-931, Oct. 1993.
- [16] MOOG Components Group, "Synchro and Resolver Engineering Handbook". [Online]. Available: www.moog.com, 2007.
- [17] A. Kaewpoonsuk, W. Petchmaneelumka, A. Rerkratn, A. Tammaruckwattana, and V. Riewruja, "A Novel Resolver-to-DC Converter Based on OTA-based Inverse-Sine Function Circuit," *SICE Annual Conference 2008, The University Electro-Communications, Japan*, Aug. 20-22, 2008.
- [18] M. Deshpande, and B. L. Mathur, "A Novel Displacement Sensor for Magnetic Levitation," *International Journal of Recent Trends in Engineering*, vol. 1, no. 3, pp. 21-24, May 2009.
- [19] L. Ben-Brahim, M. Benammar, and M. A. Alhamadi, "A Resolver Angle Estimator Based on Its Excitation Signal," *IEEE Transactions on Electronics*, vol. 56, no. 2, pp. 574-580, Feb. 2009.
- [20] T. Maneechukate, J. Koseeyaporn, P. Wardkein, and P. Koseeyaporn, "Wide-Band Amplitude Control of The Second-Order Oscillator Circuit," *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, vol. 62, pp. 666-673, 2008.
- [21] J. Ramosa, J. L. Ausina, G. Torellib, and J. F. Duque-Carrilloa, "A Wireless Bioimpedance Device for Abdominal Fatness Monitoring," *Procedia Chemistry*, 1, 2009, 1259-1262.
- [22] J. Gracia, V.-P. Seppa, J. Viik, and J. Hyttinen, "Multilead Measurement System for the Time-Domain Analysis of Bioimpedance Magnitude," *IEEE Transaction on Biomedical Engineering*, vol. 59, no. 8, 2012, 2273-2280.
- [23] R. Nerino, A. Sosso, and G. B. Picotto, "A Novel AC Current Source for Capacitance-Based Displacement Measurements," *IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement*, vol. 46, no. 2, 1997, 640-643.
- [24] J. W. Lee, T. I. Oh, S. M. Paek, J. S. Lee and E. J. Woo "Precision Constant Current Source for Electrical Impedance Tomography", *Proc. 25th Annu. Int. Conf. IEEE EMBS*, 2003, 1066 -1069.

- [25] S. Linzen, T. L. Robertson, T. Hime, B. L. T. Plourde, P. A. Reichardt, and J. Clarke, "Low-Noise Computer-Controlled Current Source for Quantum Coherence Experiments," *Review of Scientific Instruments*, vol. 75, no. 8, 2004, 2541-2544.
- [26] S. Franco, "Design with Operational Amplifier and Analog Integrated Circuit," McGraw-Hill, 1998, 62.
- [27] E. W. Greeneich, "Analog Integrated Circuits," Chapman & Hall, 1997, 172.
- [28] F. J. Lidgey, and K. Hayatle, "Current-Feedback Operational Amplifiers and Applications," *Electronics and Communication Engineering Journal*, 1997, 176-182.
- [29] R. Senani, "Realization of a class of Analog Signal Processing/Signal Generation Circuits: Novel configurations using current feedback op-amps," *Frequenz: Journal of Telecommunications (Germany)*, vol. 52, no. 9/10, 1998, 196-206.
- [30] S. S. Gupta, D. R. Bhaskar and R. Senani, "New Voltage Controlled Oscillators Using CFOAs," *International Journal of Electronics and Communications (AEU) (Germany)*, vol. 63 no. 3, 2009, 209-217.
- [31] Analog Devices, "AD844," Datasheet, [Online]. Available: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD844.pdf
- [32] วรุตม์ จันทร์ผิ้ง, "วงจรรายจ่ายกระแสคงที่สำหรับการตรวจวัดความเข้มข้นสารละลาย," รายงานรายวิชา 262394 การศึกษาปัญหาพิเศษสำหรับฟิสิกส์ประยุกต์ 1, หลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาฟิสิกส์ประยุกต์, มหาวิทยาลัยนเรศวร, ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2555.
- [33] วรุตม์ จันทร์ผิ้ง, "ชุดอุปกรณ์จ่ายกระแสและจับเวลาสำหรับงานตรวจวัดความเข้มข้นสารละลาย," รายงานรายวิชา 262396 การศึกษาปัญหาพิเศษสำหรับฟิสิกส์ประยุกต์ 2, หลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาฟิสิกส์ประยุกต์, มหาวิทยาลัยนเรศวร, ภาคเรียนที่ 1 ปีการศึกษา 2556.
- [34] A. Kaewpoonsuk, T. Maneechukate, A. Sri-In, A. Rerkratn and A. Julsereewong, "An improved Wien bridge oscillator with variable output amplitude," *ICIC Express Letters*, vol. 7, no. 3(B), 2013, 1093-1098.
- [35] K. Prompak, A. Kaewpoonsuk, T. Maneechukate, W. Phanphaisarn and P. Wardkein, "Flow rate controlling using phase-locked loop," *ICIC Express Letters*, vol. 7, no. 3(A), 2013, 753-758.



ภาคผนวก

มหาวิทยาลัยสุรินทร์

ภาคผนวก ก
โปรแกรมคำสั่งภาษาซีที่ใช้กับไมโครคอนโทรลเลอร์

```
#include<reg51.h>
char text1[]={'0','1','2','3','4','5','6','7','8','9','.'};
char display_line1[]={" Test timer "};
char display_line2[]={"          s"};
sbit RW = P0^1;
sbit E= P0^2;
sbit RS = P0^0;
sbit sw1 = P3^0; //clear
sbit sw2 = P3^2; //start/stop
unsigned long ms;
bit flag = 1;
delay(unsigned int w)
{unsigned int z,x;
for(z=0;z<w;z++)
{for(x=0;x<100;x++);}
}

void pulse()
{
unsigned int xx;
E=1;
for(xx=0;xx<100;xx++);
E=0;
for(xx=0;xx<100;xx++);
}

```

//////////*****

```
void send_ctrl(char i)
{
P0=(i&0xf0);
pulse();
P0=((i<<4)&0xf0);
pulse();
}

```

```
//////////*****
```

```
voidsend_data(char i)
{
P0=(i&0xf0)|0x01;
pulse();
P0=((i<<4)&0xf0)|0x01;
pulse();
}
```

```
//////////*****
```

```
voidinit_LCD()
```

```
{
send_ctrl(0x33);
send_ctrl(0x32);
send_ctrl(0x28);
send_ctrl(0x04);
send_ctrl(0x0c);
send_ctrl(0x01);
}
```

```
//////////*****
```

```
voiddisplay_lcd(unsigned long num)
```

```
{unsigned char t,a;
charch;
a = num/1000000;
display_line2[5] = text1[a];
a = (num%1000000)/100000;
display_line2[6] = text1[a];
a = ((num%1000000)%100000)/10000;
display_line2[7] = text1[a];
a = (((num%1000000)%100000)%10000)/1000;
display_line2[8] = text1[a];
display_line2[9] = ',';
a = (((((num%1000000)%100000)%10000)%1000)/100;
display_line2[10] = text1[a];
a = ((((((num%1000000)%100000)%10000)%1000)%100)/10;
display_line2[11] = text1[a];
a = (((((((num%1000000)%100000)%10000)%1000)%100)%10;
```

```

display_line2[12] = text1[a];
send_ctrl(0x80);
for(t=0;t<16;t++)
{
ch = display_line1[t];
send_data(ch);
}
send_ctrl(0xc0);
for(t=0;t<16;t++)
{
ch = display_line2[t];
send_data(ch);
}
}

//////////*****
void external() interrupt 0
{
delay(100);
while(sw2==0);
TR1 = ~TR1;
P2 = ~P2;
delay(100);
}
void timer1() interrupt 3
{ ms++;
TH1 = 0xf4;
TL1 = 0x05;
TF1 = 0;
}
main()
{
unsignedint z;
init_LCD();
TMOD =0x10;
display_lcd(ms);
ms = 0;
TR1 = 0;
}

```

```
TH1 = 0xf4;  
TL1 = 0x05;  
ET1 = 1;  
EX0 = 1;  
EA = 1;  
IT1 = 1;  
P2 = 0x00;  
while(1)  
{  
display_lcd(ms);  
if(sw1==0){ms=0;}  
}
```



ภาคผนวก ข
การเผยแพร่ผลงานวิจัย

- A. Kaewpoonsuk, T. Maneechukate, A. Sri-In, A. Rerkratn and A. Julsereewong, "An improved Wien bridge oscillator with variable output amplitude," ICIC Express Letters, vol. 7, no. 3(B), 2013, pp. 1093-1098.
- K. Prompak, A. Kaewpoonsuk, T. Maneechukate, W. Phanphaisarn and P. Wardkein, "Flow rate controlling using phase-locked loop," ICIC Express Letters, vol. 7, no. 3(A), 2013, pp. 753-758.



Volume 7, Number 3(B), March 2013

ISSN 1881-803X

ICIC
International

ICIC Express Letters

An International Journal of Research and Surveys

Editors-in-Chief
Yan Shi, Tokai University, Japan
Junzo Watada, Waseda University, Japan

Indexed by *Ei Compendex (Elsevier)*
Scopus (Elsevier)
INSPEC (IET)

Published by ICIC International
<http://www.ijcic.org/icicel.htm>

IMPROVED WIEN BRIDGE OSCILLATOR WITH VARIABLE OUTPUT AMPLITUDE

ANUCHA KAEWPOONSUK^{1,2}, THONGCHAI MANEECHUKATE^{1,2}, AYUTTHA A SRI-IN¹
APINAI RERKRATN³ AND AMPHAWAN JULSEREEWONG³

¹Physic-Electronics Research Group

Department of Physics

Faculty of Science

²NU Academic Centre of Excellence in Physics

Naresuan University

Phitsanulok, 65000, Thailand

{anuchak; thongchai}@nu.ac.th; ayutthaya.sriin@gmail.com

³Faculty of Engineering

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

apinai@yahoo.com; keanphaw@kmitl.ac.th

Received June 2012; accepted August 2012

ABSTRACT. *An improved Wien bridge oscillator with variable output amplitude is presented in this article. The proposed technique uses an offset compensation circuit, an amplitude detector, and an error integrator to produce DC bias voltage of the opamp of the Wien bridge oscillator. Surpassing the traditional Wien bridge oscillator, the proposed method offers significant improvement in output amplitude, which can be adjustable. In addition, compared with the previously reported sinusoidal oscillators with variable output amplitude using multiplier circuit, the proposed method affords significant improvement in circuit configuration. Its benefits are simpler structure and lower costs. Experimental results verifying performance of the proposed technique agreed with expected value.*

Keywords: Wien bridge oscillator, Sinusoidal oscillators, Amplitude control circuits

1. Introduction. A sinusoidal oscillator is widely used in communication and electronics systems [1]. It also plays an essential role in measurement and instrumentation systems such as an excitation signal generator for tested materials or sensors [2,3]. One of the most familiar types of sine-wave generators is Wien bridge oscillator using an opamp as active building block. In practical implementation, the Wien bridge oscillator with appropriate amplification control can be used over a wide range of frequencies. Unfortunately, for high frequency operation, the frequency dependence of the opamp of the Wien bridge oscillator is a major limitation in circuit performance. In order to solve this problem, a modified version of Wien bridge oscillator whose oscillation frequency is independent on time constants of the opamps used in the design has been reported [4]. A design of Wien bridge oscillator using switched capacitors for ultralow-frequency operation also has been introduced [5]. In addition, a design strategy to minimize harmonic distortion in the Wien bridge oscillator has been proposed [6]. However, these approaches for improving the Wien bridge oscillator performances have not concentrated upon the other major drawback of the circuit, which is the output amplitude being at power supply rails of the opamp.

This article presents a very elegant technique to improve the Wien bridge oscillator with variable output amplitude. The proposed method is based on a successful idea suggested by [7] to provide amplitude controlling by using forced response of the design system. The proposed realization scheme consists of an offset compensation circuit, an

amplitude detector, and an error integrator to produce DC bias voltage of the opamp of the Wien bridge oscillator. Effectiveness of the proposed technique is confirmed through experimental results.

2. Concept and Design Technique.

2.1. Basic concept. Figure 1 shows the ordinary Wien bridge oscillator with the opamp A1 as basic building block. Usually, one side of a resistor R_2 connects to ground as shown in Figure 1(a). If a gain condition in the stationary state $R_3/R_2 = 2$ is set, the stable oscillator provides an output sinusoidal signal (V_{os}) with oscillation frequency f_{os} as

$$f_{os} = \frac{\omega_{os}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 C_1}} \quad (1)$$

From (1), the amplitude of V_{os} runs into some limit factor such as the power supply voltage, which saturates the opamp output transistors (V_{sat}). In order to adjust the output amplitude of the Wien bridge oscillator, the DC bias voltage V_B is connected to the R_2 in place of ground (See Figure 1(b)). The output oscillation frequency can be stated as (1), but its output amplitude can be given by

$$V_{os} = -(V_{sat} - 2V_B) \cos(\omega_{os}t) = 2V_B \quad (2)$$

From (2), it can be seen that the amplitude of V_{os} is decreased for increasing V_B , and (2) consists of a term $-2V_B$, which is an offset of the circuit. Additionally, the amplitude of V_{os} is varied with an ambient temperature, due to V_{sat} .

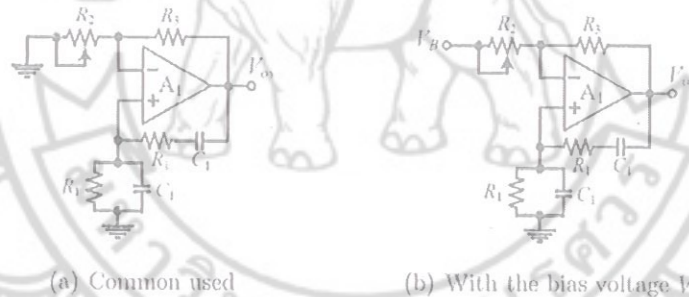


FIGURE 1. Scheme of Wien bridge oscillator

2.2. Improved Wien bridge oscillator. The proposed circuit technique to improve Wien bridge oscillator is illustrated in Figure 2. The offset compensation circuit, amplitude detector, and error integrator are connected in external feedback path of the Wien bridge oscillator to produce the bias voltage V_B . The operations of the modified version of the Wien bridge oscillator of Figure 2 can be explained as follows.

The offset compensation circuit using the opamps A_2 - A_3 as active building blocks is connected to eliminate the offset term ($-2V_B$) as shown in (2). Hence the voltage V_{out} can be written as

$$V_{out} = V_{os} + 2V_B = A_{out} \cos(\omega_{os}t - \pi) = (V_{sat} - 2V_B) \cos(\omega_{os}t - \pi) \quad (3)$$

where $A_{out} = (V_{sat} - 2V_B)$ is the amplitude value of V_{out} signal. The opamps A_4 - A_5 form as the amplitude detector for measuring the amplitude value of V_{out} . Based on the use of suitable conditions such as $R_5 = R_4/2$ and $C_2 R_4 f_{os} \gg 1$, then the DC voltage V_A , with little ripple behavior, can be approximately given by

$$V_A = 2(V_{sat} - 2V_B)/\pi = k(V_{sat} - 2V_B) \quad (4)$$

where $k = 2/\pi$ is the conversion gain of the amplitude detector. The voltage V_A is compared with an external control signal V_{con} by using the error integrator A_6 . The integrator amplifier acts like a storage element. If $V_A = V_{con}$, the circuit holds its output V_B . Only the difference of V_A and V_{con} is amplified to produce the new value of V_B . Using routine circuit analysis of the external feedback path, the relation of the voltages V_{con} , V_A , and the amplitude (A_{out}) of output V_{out} can be expressed as

$$V_A = \frac{2kR_7}{R_6 + 2k(R_6 + R_7)}V_{con} + \frac{kR_0}{R_6 + 2k(R_6 + R_7)}V_{sat} \quad (5)$$

If we let $R_7 \gg R_6$, then (5) can be rewritten as

$$V_A = V_{con} \quad (6)$$

$$A_{out} = V_C/k = \pi V_{con}/2 \quad (7)$$

From (7), it is clearly seen that the amplitude of V_{out} can be directly controlled by the external voltage signal V_{con} .

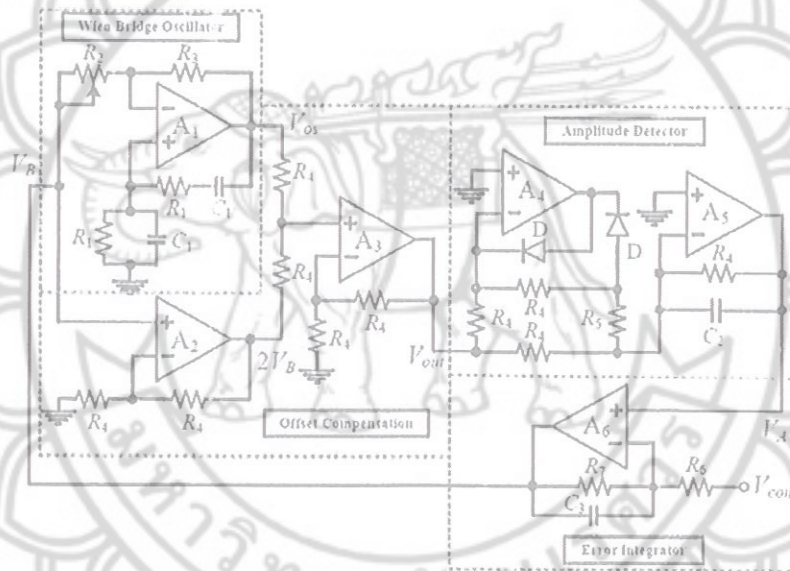


FIGURE 2. Improved Wien-bridge oscillator with variable output amplitude

3. Circuit Parameter Analysis. Deviations from ideal performances of the proposed oscillator of Figure 2 are due to non idealities of sub circuits used. Four major factors that contribute to the inaccuracy are discussed as follows.

The first factor is due to errors of practical resistors used in the error integrator. It affects the correctness of (6), obtained from the approximation of (5). In terms of the error ϵ_1 and offset V_{off1} , we can rewrite (6) as

$$V_A = (1 - \epsilon_1)V_{con} + V_{off1} \quad (8a)$$

where

$$\epsilon_1 = \frac{(1 + 2k)}{1 + 2k(R_6 + R_7)/R_6} \quad (8b)$$

and

$$V_{off1} = \frac{k}{1 + 2k(R_6 + R_7)/R_6}V_{sat} \quad (8c)$$

If $R_6 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_7 = 100 \text{ k}\Omega$, $k = 0.637$, and $V_{sat} = 10 \text{ V}$ then the error ε_1 and the offset V_{off1} are approximately equal to 0.0175 and 0.049 V, respectively. Both parameters can be further reduced by increasing R_7/R_6 value. The second factor affecting the voltage V_A is the performance of the offset compensation. If this sub circuit provides the output V_{out} as

$$V_{out} = (V_{sat} - 2V_B) \cos \omega_{ost} t + V_{off2} \quad (9)$$

where $V_{off2} = mV_B$ denotes the offset value due to practical values of resistors used in the error compensation, and m is the scale factor between V_{off2} and V_B . If we define the range of equation as $0 \leq |V_{off2}| \leq (V_{sat} - 2V_B)$, thus (4) can be rewritten as

$$V_A = \frac{2(V_{sat} - 2V_B)}{(2 - \pi)V_{off2}/(V_{sat} - 2V_B) + \pi} = \frac{k(V_{sat} - 2V_B)}{(2 - \pi)V_{off2}/\pi(V_{sat} - 2V_B) + 1} \quad (10)$$

Similarly, in terms of the error ε_2 , we can rewrite (7) as

$$A_{out} = (1 - \varepsilon_2)V_{con}/k \quad (11a)$$

where

$$\varepsilon_2 = \frac{(\pi - 2)}{\pi} \frac{V_{off2}}{(V_{sat} - 2V_B)} \quad (11b)$$

If $V_{off2} = 0.1$, $V_B = 0.25 \text{ V}$, and $V_{sat} = 10 \text{ V}$, then the error ε_2 is approximately equal to 0.018. It is seen that the error ε_2 is directly proportional to the V_{off2} , which can be reduced by increasing the accuracy of the resistors used in the error compensation. The third factor is the dynamic range of the external control signal V_{con} , which can be given by

$$0 \leq V_{con} \leq kV_{sat} \quad (12)$$

The last factor is the cutoff frequency, f_c , of the circuit, which depends on the dominant pole and can be approximately given by

$$f_c = \frac{2k}{2\pi C_3 R_6 (2k + 1)} \quad (13)$$

4. Experimental Results and Discussion. To demonstrate the performances of the proposed technique, the circuit of Figure 2 was constructed using commercially available opamps UA741, diodes 1N4148, and resistors with 1% tolerance. The supply voltages used were $\pm 10\text{V}$. The values of device components were chosen as: $R_1 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 0\text{-}5 \text{ k}\Omega$ (variable), $R_3 = 30 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_7 = 100 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$, $C_2 = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$, and $C_3 = 10 \text{ }\mu\text{F}$. Hence $f_{os} = 1.59 \text{ kHz}$ can be achieved.

The measured results for varying V_{con} in range of 0-5 V are displayed in Figure 3. Figure 3(a) shows plots of V_1 versus V_{con} for determining DC transfer characteristic of the proposed oscillator, while Figure 3(b) illustrates plots of non-linearity error versus V_{con} . It is evident that the relation of the output amplitude V_A and the external voltage V_{con} are linear, and the maximum non-linearity error is about 80 mV or 1.6 % of full scale range. However, a further improvement of the accuracy can be expected if the accurate amplitude detector is used [11]. Figures 4(a) and 4(b) show the results obtained from applying V_{con} having frequency of 0.9 Hz for sinusoidal waveform and arbitrary waveform, respectively. It can be seen that all measured waveforms agreed well with the expected values. Figure 5 shows plots of measured V_A/V_{con} against frequency of V_{con} signal. It is seen that the cutoff frequency is approximately equal to 12 Hz, and it agreed with the value obtained from (13) by substituting $k = 0.637$, $C_3 = 10 \text{ }\mu\text{F}$, and $R_6 = 1 \text{ k}\Omega$.

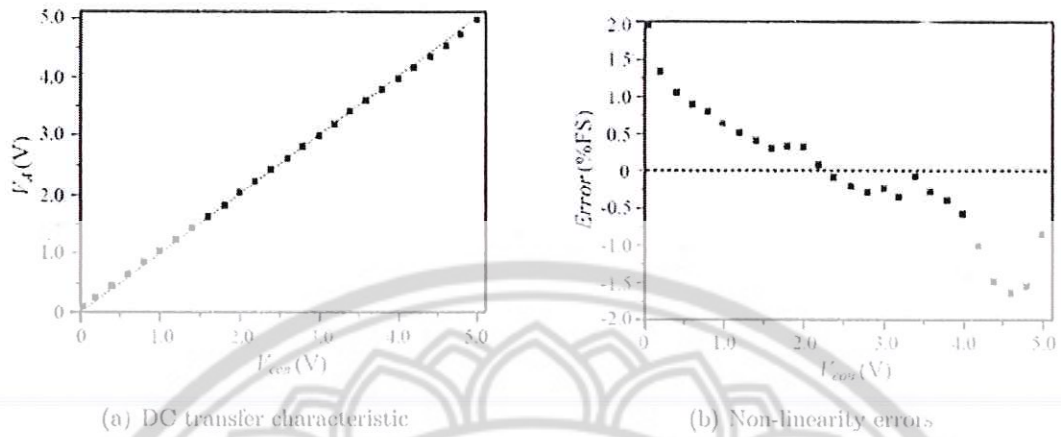


FIGURE 3. Measured results for varying V_{con} in range of 0-5 V

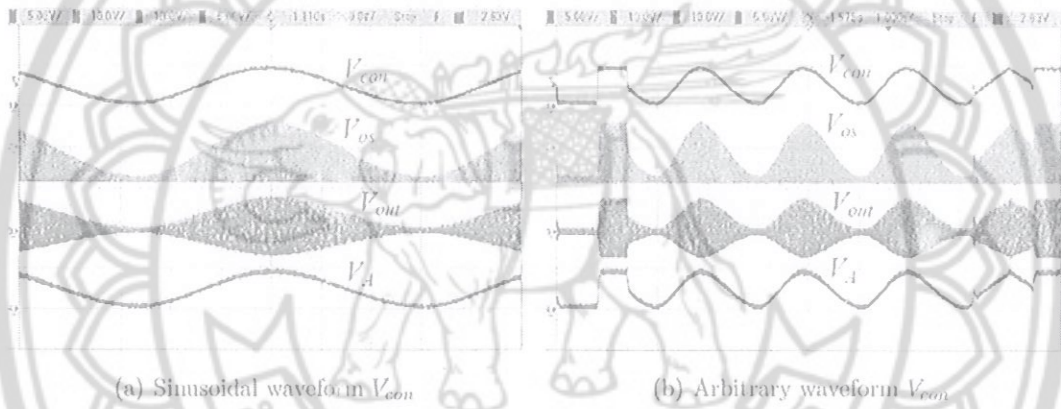


FIGURE 4. Measured results from applying V_{con} having frequency of 0.9 Hz

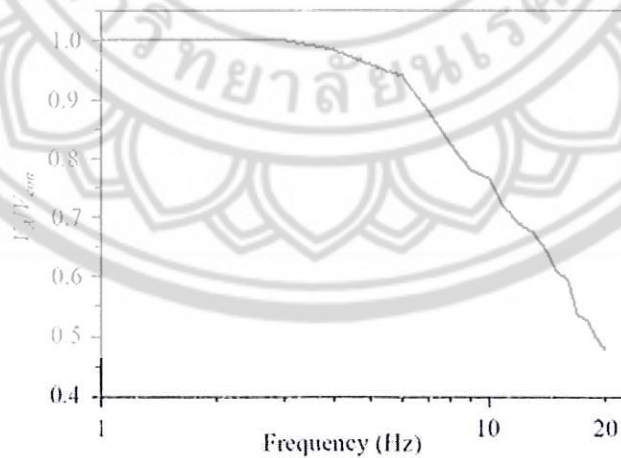


FIGURE 5. Plots of measured V_A/V_{con} against frequency of V_{con}

5. Conclusion. Improved Wien bridge oscillator with variable output amplitude using commercially available devices has been described in this article. The realization technique employs the offset compensation circuit, amplitude detector, and error integrator to connect in external feedback path of the ordinary Wien bridge oscillator. All sub circuits are implemented with only opamps as active elements. From experimental results, it is evident that the proposed oscillator functions correctly and provides good performances. By comparing the proposed circuit using opamps as active elements with the previous oscillators with variable output amplitude using multiplier circuit [8-10], the simpler structure and lower costs sinusoidal generator have been achieved.

Acknowledgment. This work is partially supported by Naresuan University. The authors also gratefully acknowledge the helpful comments and suggestions of the reviewers, which have improved the presentation.

REFERENCES

- [1] T. L. Floyd, *Electronic Devices: Electron Flow Version*, 8th Edition, Pearson Prentice Hall, 2008.
- [2] A. Kaewpoonsuk, W. Petchmaneeumka, A. Rerkratn, A. Tammaruckwattana and V. Riewruja, A novel resolver-to-DC converter based on OTA-based inverse-sine function circuit, *SICE Annual Conference*, pp.609-614, 2008.
- [3] D. Chen, W. Yang and M. Pan, Design of impedance measuring circuits based on phase-sensitive demodulation technique, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.60, no.4, pp.1276-1282, 2011.
- [4] A. Carlosena, P. Martinez and S. Porta, An improved Wien bridge oscillator, *IEEE Trans. Circuits Systems*, vol.37, no.4, pp.543-546, 1990.
- [5] Y. Horie, A. A. A. Youssef, T. Miyazaki and T. Takeishi, Ultralow-frequency design of the Wien bridge oscillator using switched capacitors, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.44, no.2, 1995.
- [6] G. Palumbo, M. Pennisi and S. Pennisi, Wien-type oscillators: Evaluation and optimization of harmonic distortion, *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol.55, no.7, 2008.
- [7] T. Maneechukate, J. Koseeyaporn, P. Wardkein and P. Koseeyaporn, Wide-band amplitude control of the second-order oscillator circuit, *AEU-Int. J. Electron. C*, vol.62, pp.666-673, 2008.
- [8] I. M. Filanovsky and G. J. Fortier, Fast amplitude control in twin-T bridge RC oscillators, *Electron. Lett.*, vol.21, no.18, pp.791-792, 1985.
- [9] I. M. Filanovsky, A sinusoidal VCO with control of frequency and amplitude, *The 22nd Midwest Symposium on Circuits and Systems*, vol.1, pp.446-449, 1989.
- [10] A. S. Hou, Oscillation amplitude control for the bandpass-type sinusoidal oscillator over a wide frequency range, *Int. J. Electron.*, vol.92, no.2, pp.99-108, 2005.
- [11] A. Kaewpoonsuk, R. Katman, A. Julsereewong and V. Riewruja, An amplitude detector using up-down counter, *ICIC Express Letters*, vol.6, no.3, pp.645-650, 2012.

Volume 7, Number 3(A), March 2013

ISSN 1881-803X

ICIC
International

ICIC Express Letters

An International Journal of Research and Surveys

Editors-in-Chief
Yan Shi, Tokai University, Japan
Junzo Watada, Waseda University, Japan

indexed by *Ei Compendex (Elsevier)*
Scopus (Elsevier)
INSPEC (IET)

Published by ICIC International
<http://www.ijicic.org/icicel.htm>

FLOW RATE CONTROLLING USING PHASE-LOCKED LOOP

KRIANGSAK PROMPAK¹, ANUCHA KAEWPOONSUK¹, THONGCHAI MANEECHUKATE¹
WASU PHANPHAISARN² AND PARAMOTE WARDKEIN³

¹Department of Physics
Faculty of Science
University of Naresuan
Phitsanulok 65000, Thailand
mum_c51@hotmail.com; {anuchak; thongchaim}@nu.ac.th

²Department of Physics
Faculty of Science and Technology
University of Piboonsongkram Rajabhat
Phitsanulok 65000, Thailand
wasu_phy@hotmail.com

³Department of Telecommunication Engineering
Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok 10520, Thailand
paramote@telecom.kmitl.ac.th

Received May 2012; accepted July 2012

ABSTRACT. *This paper proposes controlling flow rate by using Phase-Locked Loop (PLL) to control the voltage output of power amplifier sent to the DC pump. With this technique, the flow rate of liquids in the pipe connected to such pump can be easily adjusted. With the property of PLL, the frequency of output signal of the flow sensor, which is proportional to the flow rate, is synchronized with that of the reference input. As a result, the flow rate remains constant. In addition, the experiment results show that the flow rate is not affected by the varying loads, i.e., the flow rate is stable to perturbations.*

Keywords: Phase-locked loop, Flow rate, Control

1. Introduction. The measurement of fluid flow is very important in industrial applications. Some equipment and operations require specific flow rates for working efficiently. The cost of many liquids and gases is based on the measured flow through a pipeline. Thus, it is necessary to accurately measure and control the rate of flow for accounting purposes.

In the measurement and control system when a change in a measured variable with respect to a reference has been sensed, it is necessary to apply a control signal to an actuator to make corrections to an input controlled variable, via a value bringing the measured variable back to its preset value. In most cases, any change in the variables (e.g., temperature, pressure, and level) can be corrected by controlling flow rates.

Conventionally, the flow rate control can be achieved by an analog servo feedback system [1] in which any change in flow rate is sensed and compared with a fixed reference voltage to generate a correction signal. However, this analog feedback system is not satisfactory in some application where excellent speed regulation and fast dynamic response are required. These features can be achieved by using a PLL control system [2,3].

PLL is a feedback loop where a voltage-controlled oscillator can be automatically synchronized ("locked") to a periodic input signal. The locking property of the PLL has numerous applications in communication system (such as frequency, amplitude, or phase

modulation/demodulation, analog of digital), tone decoding, clock and data recovery, self-tunable filters, frequency synthesis, motor speed control [4], etc.

This paper presents the PLL circuit used to control the flow rate, the flow rate is converted to a pulse train by the flow sensor, which is synchronized with a reference pulse train. In this way, by locking onto a reference frequency, precise control of the flow rate is achieved.

This paper is organized as follows. The principle of PLL and voltage controlled oscillator (VCO) obtained by combination of the flow sensor and the DC pump are first described in Section 2. The proposed flow rate control system using PLL is presented in Section 3 where experimental results for controlling flow rate of water are demonstrated in Section 4. Finally, Section 5 is devoted to the conclusion.

2. Principle.

2.1. Phase-locked loop (PLL). The basic functional components of a PLL are: a VCO, a phase detector (PD), and a loop filter (LF).

The interesting signals in the PLL block diagram shown in Figure 1 are defined as follows: the reference (or input signal) $v_1(t)$ with an angular frequency ω_1 , the output signal $v_2(t)$ of the VCO with an angular frequency ω_2 , the output signal of the phase detector $v_d(t)$, the output signal $v_f(t)$ of the loop filter, and the phase error θ_e , defined as the phase difference between signals $v_1(t)$ and $v_2(t)$.

The VCO oscillates at an angular frequency ω_2 which is determined by the output signal $v_f(t)$ of the loop filter. The angular frequency ω_2 is given by

$$\omega_2 = \omega_0 + K_0 v_f(t), \quad (1)$$

where ω_0 is the centre frequency of the VCO and K_0 is the VCO gain. The PD compares the phase of the output signal with the phase of the reference signal and generates an output signal $v_d(t)$ that is approximately proportional to the phase error θ_e , the former signal is given by $v_d(t) = K_d \theta_e$, $\theta_e \rightarrow 0$, where K_d represents the gain of the PD. The output signal $v_d(t)$ consists of a DC component and a high frequency ac component. Since the latter is undesired, it is cancelled by the loop filter. Assuming the angular frequency of the input signal $v_1(t)$ is equal to the centre frequency ω_0 , the VCO then operates at its centre frequency ω_0 , and the phase error is zero, indicating the output signal of the loop filter $v_f(t)$ is also zero. If the phase error θ_e was not initially zero, the PD would develop a nonzero output signal $v_d(t)$. After some delay, the loop filter would also produce a finite signal $v_f(t)$, which will cause the VCO to change its operating frequency in such a way that the phase error finally vanishes, and after some settling time the VCO will oscillate at a frequency that is exactly the frequency of the input signal.

From the above description the PLL can be interpreted as a particular example of a driven oscillator [5].

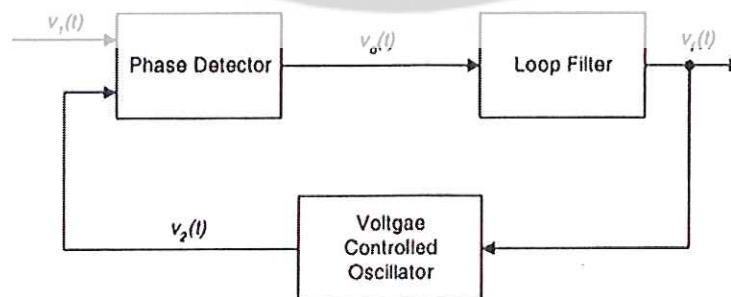


FIGURE 1. Block diagram of the PLL

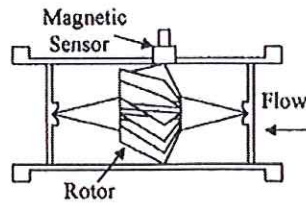


FIGURE 2. Flow rate measurement sensor

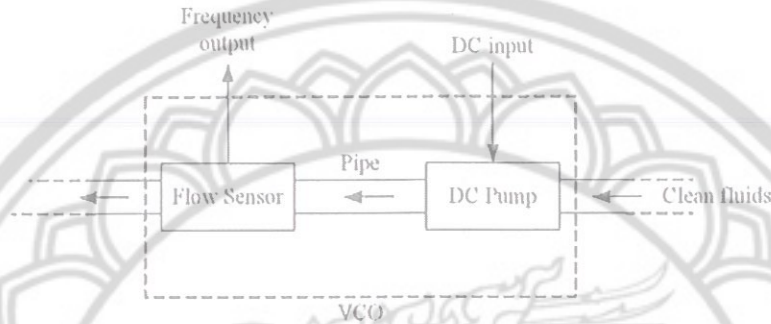


FIGURE 3. The VCO built by connecting the flow sensor with the DC water pump

2.2. Flow sensor connected to DC pump: VCO. An example of flow rate sensor is the turbine flow meter, which is shown in Figure 2. The turbine rotor is mounted in the center of the pipe and rotates at a speed proportional to the rate of flow of the fluid or gas passing over the blades. The turbine blades are normally made of a magnetic material or ferrite particles in plastic so that they are unaffected by corrosive liquids. As the blades rotate they can be sensed by a Hall device attached to the pipe. Thus, the signal generated by Hall sensor has a frequency proportional to the flow rate of liquids. The turbine should be only used with clean fluids such as gasoline.

If a DC pump is connected together with the flow rate sensor described above by the pipe as block diagram shown in Figure 3; hence, it can be considered as a VCO, which the voltage at the input of this VCO, namely the voltage at the input of the pump, determines the frequency f_{osc} of the periodic signal at the output of the VCO, the frequency of the output of flow sensor.

Next, a relation between the flow rate Q and the input voltage V_{in} of the pump can be considered as

$$Q = K_p V_{in} + a, \tag{2}$$

where K_p is the pump gain and a is constant, and a relationship between the angular frequency of output signal of the flow sensor ω and the flow rate Q can be considered as

$$\omega = K_s Q + b, \tag{3}$$

where K_s is the gain of the flow sensor and b is constant. Substitution of Equation (2) in Equation (3) gives

$$\omega = K_p K_s V_{in} + c. \tag{4}$$

It is easy to see that Equation (4) corresponds to Equation (1) above where $K_0 = K_p K_s$ and $\omega_0 = c = a + b$.

3. The Proposed Circuit. An example of liquids used in this paper is water. In order to control flow rate of water inside the pipe by using circuit based PLL, it is important that the phase of output signal of the flow sensor must be synchronized with every cycle of the controlling signal. With synchronization property of the PLL, the proposed circuit is

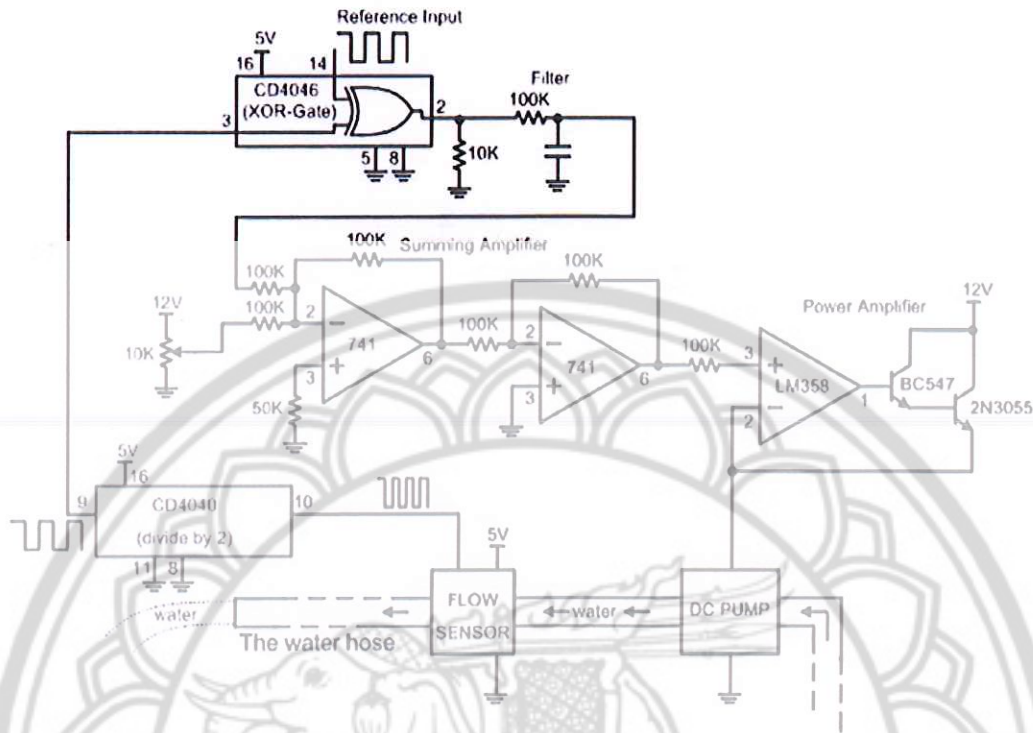


FIGURE 4. The proposed PLL circuit

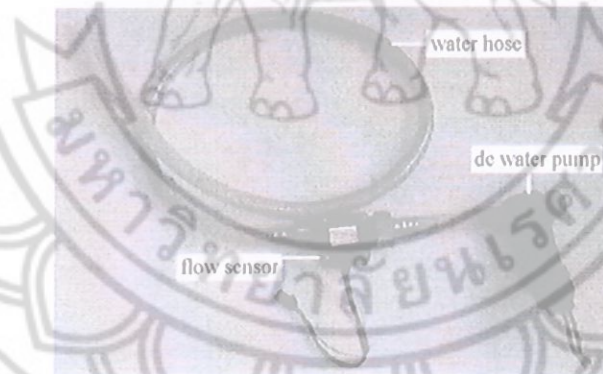


FIGURE 5. The DC pump connected together with the flow rate sensor by water hose

therefore insensitive to varying of the load. Based on the described principle of controlling flow rate, block diagram of the propose circuit can be depicted in Figure 4. From circuit in Figure 4, the reference signal $v_1(t)$ from generator is connected to one of the two inputs of the phase detector on the CMOS 4046 chip. The phase detector on the 4046 is simply an XOR logic gate. The output $v_d(t)$ of the phase detector is filtered by a low-pass filter; here the loop filter is a simple passive RC filter. From the principle of the PLL, the VCO, implemented by combination of DC pump and the flow sensor, must be still running at frequency f_0 when there is no difference between phase of the reference signal and of the VCO output, i.e., the control voltage $v_f(t)$ is zero; in order to do this, a summing amplifier is used to add DC signal to the filter output $v_f(t)$, and then, its output is amplified by a power amplifier whose output drives DC pump. Next, the output signal of the flow rate sensor is connected to the input of a frequency divider on the 4040, whose output is

connected to the other one of inputs of the phase detector on the 4046. The frequency divider that is employed within the loop reduces the reference frequency; here, a frequency divider by 2 is designed.

4. Experimental Results. The system is built and tested with a mini DC water pump (12V, 7L/min) and the water flow sensor, YF-G21 (In datasheet of this flow sensor it describes that flow rate can be calculated directly by the equation $Q = f_{osc}/7.5$, where Q is flow rate in L/min (Precision 3% in the interval 1 L/min to 10 L/min) and f_{osc} is pulse frequency (Hz) in horizontal test). Here, the VCO is implemented by combination of such DC pump (with the pump driver) and flow sensor, as illustrated in Figure 5. The relationship between the voltage at input of such VCO and the frequency of its output signal is represented by a curve as shown in Figure 6. Note that the frequency is proportional to input voltage.

Next, to verify the proposed principle, laboratory experiment of the proposed circuit, as shown in Figure 4, is set up. In the experiment the frequency of the reference signal is 4.0 Hz, i.e., the required flow rate is about 1 L/min; then, the load acting on the system can be easily varied by lifting the free end of water hose up vertically in the air, which is divided into 2 different levels; the first level is lower than the second one, but in each

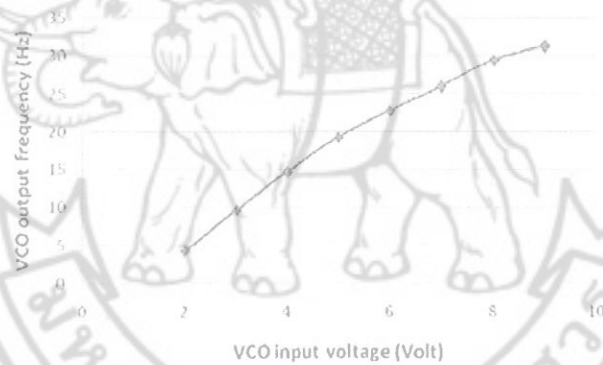


FIGURE 6. The relationship between voltage at the input and frequency of the VCO output signal

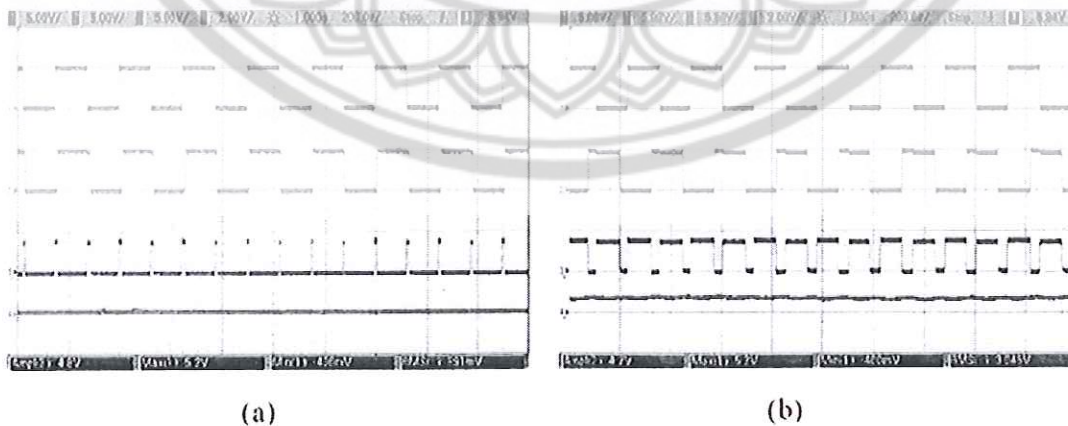


FIGURE 7. The results of experiment from putting the free end of water hose at the first level (a) and the second level (b); the second level is higher than the first one

level the frequency of the output of VCO (divided by 2) remains the same as that of the reference input, namely 4.0 Hz.

The obtained signals are shown in Figures 7(a) and 7(b). In each figure the upper trace is the reference input signal, the second trace is the output signal of the frequency divider, the third trace is the output of PD, and the last trace is the output signal of the low-pass filter. Note that when the free end of water hose is raised higher than ever, the duty cycle of the output of PD increases; and the voltage output of the loop filter also increases, which is amplified to drive the pump. As a result, the frequency of the output of VCO (divided by 2) remains the same as that of the reference input, i.e., the flow rate of water does not change. From this experiment it illustrates that the system is stable to perturbations.

5. **Conclusions.** In this article, controlling flow rate by using PLL has been proposed. The main advantages of the proposed circuits are 1) the flow rate can be electronically controlled by DC input signal and 2) it is stable to perturbations due to synchronization property of the PLL. The experimental results have illustrated that the proposed principle can be applied for fluid flow rate controlling. In the future, we want to develop this system by adding the reference frequency circuit that we can select the wanted reference frequency from it.

REFERENCES

- [1] W. C. Dunn, *Fundamentals of Industrial Instrumentation and Process Control*, McGraw-Hill, America, 2005.
- [2] R. E. Best, *Phase-Locked Loops Design, Simulation, and Applications*, McGraw-Hill, America, 2003.
- [3] S. R. Al-Araji, Z. M. Hussain and M. A. Al-Qutayri, *Digital Phase Lock Loops Architectures and Applications*, Springer, Netherlands, 2006.
- [4] W. Djatmiko and B. Sutopo, Speed control DC Motor under varying load using phase-locked loop system, *Proc. of the International Conf. on Electrical, Electronics, Communication, and Information*, Jakarta, 2001.
- [5] A. Pikovsky, M. Rosenblum and J. Kurths, *Synchronization A Universal Concept in Nonlinear Sciences*, Cambridge University Press, United Kingdom, 2001.

ภาคผนวก ค ประวัติผู้วิจัย

1. ชื่อ - นามสกุล (ภาษาไทย) ผศ.ดร.อนุชา แก้วพูลสุข

ชื่อ - นามสกุล (ภาษาอังกฤษ) Asst. Prof. Anucha Kaewpoonsuk

2. ตำแหน่งปัจจุบัน อาจารย์

3. หน่วยงานและสถานที่ติดต่อได้สะดวก

ภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร

หมายเลขโทรศัพท์ 081-8906733, 055-963501-2 E-mail: anuchak@nu.ac.th

4. ประวัติการศึกษา

2551 : วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

2544 : วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

2540 : วิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขาวิชาฟิสิกส์-คอมพิวเตอร์และอิเล็กทรอนิกส์

มหาวิทยาลัยนเรศวร

5. การเผยแพร่ผลงานวิจัยย้อนหลัง 3 ปี

ก. ผลงานวิจัยที่ตีพิมพ์ในวารสารระดับชาติ

- อนุชา แก้วพูลสุข และ เกรียงศักดิ์พรหมภักดิ์, “เซนเซอร์ชนิดเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้า ราคาถูกและวงจรเชื่อมต่อสัญญาณสำหรับระบบเฝ้าตรวจวัดระดับน้ำ,” วารสารวิทยาศาสตร์มหาวิทยาลัยนเรศวร, ปีที่ 9, ฉบับที่ 1, หน้า 98-108, 2555.
- อนุชา แก้วพูลสุข, “วงจรถอดการกล้ำสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้วงจรรองความถี่สูงผ่านเป็นตัวสร้างสัญญาณควบคุม,” วารสารมหาวิทยาลัยนเรศวร ปีที่ 20, ฉบับที่ 1, ประจำเดือนมกราคม-เมษายน, 2555.
- อนุชา แก้วพูลสุข และ เกริกกฤต ภู่นารณ, “วงจรเชื่อมต่อสัญญาณราคาถูกสำหรับการตรวจวัดค่าความจุไฟฟ้า,” วารสารวิทยาศาสตร์มหาวิทยาลัยนเรศวร, ปีที่ 8, ฉบับที่ 2, หน้า 87-96, 2554.
- อนุชา แก้วพูลสุข และ รัชณุ กัดมัน, “ตัวสร้างสัญญาณควบคุมโดยอาศัยวงจรรองความถี่ผ่านหมดสำหรับการพัฒนางจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์,” วารสารวิทยาศาสตร์มหาวิทยาลัยนเรศวร, ปีที่ 8, ฉบับที่ 1, หน้า 44-56, 2554.
- อนุชา แก้วพูลสุข, “วงจรตรรกะแบบพื้นฐานในการสร้างตัวตรวจวัดผลต่างความถี่ของสัญญาณสำหรับเครื่องตรวจจับโลหะแบบออสซิลเลเตอร์ความถี่บีตส์,” วารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, ปีที่ 21, ฉบับที่ 1, ม.ค.-เม.ย., 2554.

เอ็ม” การประชุมวิชาการ วิทยาศาสตร์วิจัย ครั้งที่ 5, ณ มหาวิทยาลัยพะเยา, วันที่ 4-5 มีนาคม 2556.

- เกริกกฤต ภู่นารถ, อยุธยา ศรีอินทร์, ฐิตินันต์ กาศโอสถ, สุภาวดี สุพระมิตร, อนุชา แก้วพูลสุข และ อภินัย ฤกษ์รัตน์, “เครื่องตรวจจับโลหะโดยใช้วงจรตรวจวัดค่าแอมพลิจูดแบบให้อาต์พุตที่มีการกระเพื่อมต่ำ,” การประชุมวิชาการ วิทยาศาสตร์วิจัย ครั้งที่ 5, ณ มหาวิทยาลัยพะเยา, วันที่ 4-5 มีนาคม 2556.
- อนุชา แก้วพูลสุข, เทพจิตร เขยโกคา, วรณดี เพชรมณีล้ำค่า และ วันชัย ธีร์รุจา, “ตัวแปลงแรงดันเป็นกระแสชนิดที่สามารถควบคุมทิศทางกรไหลได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมศาสตร์มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ ครั้งที่ 9, 2-3 พ.ค. 2554.





เลขทะเบียน.....

หนังสือยินยอมการเผยแพร่ผลงานทางวิชาการบนเว็บไซต์
ฐานข้อมูล NU Digital Repository (<http://obj.lib.nu.ac.th/media/>)
สำนักหอสมุด มหาวิทยาลัยนเรศวร

ตามที่ข้าพเจ้า ผศ.ดร.อนุชา แก้วพูลสุข (ภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์) ได้ส่งผลงานทางวิชาการ
การรายงานการวิจัย (เรื่อง) รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์โครงการการพัฒนาออกแบบวงจรจ่ายกระแสและวงจร
จ่ายแรงดันไฟฟ้าสำหรับระบบเครื่องมือวัด

ปีที่พิมพ์ 2556

ข้าพเจ้าขอรับรองว่า ผลงานทางวิชาการเป็นลิขสิทธิ์ของข้าพเจ้า ผศ.ดร.อนุชา แก้วพูลสุข เป็นเจ้าของ
ลิขสิทธิ์ และเพื่อให้ผลงานทางวิชาการของข้าพเจ้าเป็นประโยชน์ต่อการศึกษาและสาธารณชน จึงอนุญาตให้
เผยแพร่ผลงาน ดังนี้

- อนุญาตให้เผยแพร่
- ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ เนื่องจาก.....

ลงชื่อ
(.....)

วันที่ 3 พ.ค. 58

หมายเหตุ ลิขสิทธิ์ใดๆ ที่ปรากฏอยู่ในผลงานนี้เป็นความรับผิดชอบของเจ้าของผลงาน ไม่ใช่ของสำนักหอสมุด