

อภิธาน์ทนาการ

รายงานการวิจัย
เรื่อง



การออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยใช้วงจร
สังเคราะห์อาร์คไทซ์แบบใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ

Design of Resolver-to-DC Converter
Using OTA-Based \sin^{-1} Function Circuit

สำนักหอสมุด มหาวิทยาลัยนครสวรรค์
วันลงทะเบียน..... 5 JUL 2011.....
เลขทะเบียน..... 15664957.....
เลขเรียกหนังสือ..... 0 TH.....

อนุชา แก้วพุดสุข
ANUCHA KAEWPOONSUK

01678
2550

ภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนครสวรรค์
โครงการวิจัยเงินอุดหนุนรายได้คณะวิทยาศาสตร์ ประจำปีงบประมาณ 2550

กิตติกรรมประกาศ

การศึกษาวิจัยในครั้งนี้สำเร็จลงด้วยดี โดยได้รับการสนับสนุนจากกองทุนอุดหนุนโครงการวิจัย เงินอุดหนุนรายได้คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร ประจำปีงบประมาณ 2550 ซึ่งข้าพเจ้าขอขอบพระคุณมา ณ โอกาสนี้ และขอขอบคุณภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ที่ได้ให้การส่งเสริมสนับสนุนกระบวนการแสวงหาความรู้ของบุคคลากรอย่างจริงจัง



บทคัดย่อ

ในโครงการวิจัยนี้เป็นการพัฒนาออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลที่ใช้วงจรไอทีเอสำหรับสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์แบบใหม่ โครงสร้างของตัวแปลงสัญญาณที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นประกอบด้วยวงจรมอดูเลเตอร์ วงจรหาค่าสัมบูรณ์ วงจรหาค่าต่ำสุด วงจรขยาย ± 1 เท่า วงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม และวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์แบบที่ใช้ไอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ ซึ่งจากเทคนิคดังกล่าวนี้จะทำให้ได้ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลที่มีความเป็นเชิงเส้นอย่างถูกต้องกับค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์ โดยมีค่าความผิดพลาดสูงสุดตลอดช่วงการทำงานประมาณ $\pm 0.195\%$ ซึ่งเป็นค่าต่ำกว่าหลักการเดิมที่ใช้ไอทีเอสำหรับสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ซึ่งได้เคยมีการนำเสนอไว้ การทดสอบและการยืนยันถึงคุณสมบัติการทำงานของตัวแปลงสัญญาณที่นำเสนอในเบื้องต้น ได้ใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงาน ต่อจากนั้นได้ใช้วิธีต่อวงจรลงบนบอร์ดทดลองจริง ซึ่งจากผลการทดสอบการทำงานสามารถยืนยันได้ว่าหลักการที่นำเสนอสามารถใช้งานได้จริง

ABSTRACT

In this project, a new technique for realization of the resolver-to-DC converter based on the OTA-based arcsine function circuit is proposed. The proposed converter comprises of demodulator, absolute detector, minimum detector, \pm unity-gain amplifier, control signals logic circuit and OTA-based arcsine function circuit. The output signal voltage is linearly proportional to the resolver angle with maximum absolute error of about 0.195%, which is less than error from the conventional resolver-to-DC converter based on OTA-based arcsine function circuit. PSPICE simulation results and the experimental results verifying the performances of proposed circuit are in close agreement with the expected values.



สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	I
บทคัดย่อภาษาไทย.....	II
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย	2
1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการทำโครงการวิจัย	2
1.4 ขอบเขตของโครงการวิจัย	3
1.5 รายละเอียดของรายงานการวิจัย	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 หลักการทำงานของรีโซลเวอร์.....	5
2.2 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ในอดีต.....	9
2.3 วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์ไซน์ แบบใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ	15
2.4 สรุป	23
บทที่ 3 การปรับปรุงความถูกต้องของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์ไซน์ แบบใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ	24
3.1 การวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม ของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์ไซน์	24
3.2 ผลการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม ของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์ไซน์	26
3.3 การเลียนแบบและผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE	29
3.4 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร โดยการต่อวงจรจริง	34
3.5 สรุป.....	37

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัล	39
4.1 หลักการเบื้องต้นของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัล	39
4.2 วงจรดีมอดูเลเตอร์.....	44
4.3 วงจรขยาย ± 1 เท่า	46
4.4 วงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม.....	49
4.5 วงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัล และการทดสอบการทำงานของวงจร.....	51
4.6 ผลการทดสอบการทำงานและการวิจารณ์.....	53
4.7 สรุป	57
บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์	58
5.1 บทสรุปและวิจารณ์	58
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการทำวิจัยต่อ	58
เอกสารอ้างอิง.....	60
ภาคผนวก	63
ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต I_o กับค่าแรงดันอินพุต V_m ของวงจรโอทีเอ	64
ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์หาคุณสมบัติการทำงานของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์.....	68
ภาคผนวก ค. ตัวอย่าง Source code ที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ K_T	72
ภาคผนวก ง. บทความวิจัยที่ได้เผยแพร่	73
ภาคผนวก จ. ประวัติผู้วิจัย	82

สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณลอจิกควมคุม Q_c , Q_m และ Q_n กับค่ามุมแกนหมุน θ 49



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 รีโซลเวอร์.....	6
2.2 ขดลวดภายในและวงจรเสริมของรีโซลเวอร์.....	7
2.3 สัญญาณ V_{cr} , V_{s1} และ V_{s2} ของรีโซลเวอร์.....	9
2.4 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบเฟสล็อกกลูป.....	10
2.5 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบการเปิดตาราง.....	11
2.6 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคการกลับสถานะการทำงาน ของโรเตอร์และสเตเตอร์.....	12
2.7 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบการนำสัญญาณสเตเตอร์มาลบกัน และใช้วงจรชดเชยความผิดพลาด.....	13
2.8 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้โอทีเอสสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์.....	14
2.9 วงจรโอทีเอส.....	16
2.10 วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์แบบใช้โอทีเอสเป็นพื้นฐานในการออกแบบ.....	17
2.11 ผลการทดสอบคุณสมบัติทางคิซีของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์.....	21
2.12 สัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์.....	22
3.1 วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ต่อร่วมกับวงจรตามแรงดัน.....	24
3.2 ผลการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ K_T ที่เหมาะสม ณ ช่วงปฏิบัติการ $V_{in}/I_{B2}R_{s1}$ มีค่าเท่ากับ 0 ถึง 1.....	27
3.3 ผลการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ K_T ที่เหมาะสม ณ ช่วงปฏิบัติการ $V_{in}/I_{B2}R_{s1}$ มีค่าเท่ากับ 0 ถึง 0.707.....	28
3.4 ผลการทดสอบคุณสมบัติทางคิซีของวงจร จากการเลียนแบบการทำงาน ในช่วงแรงดันอินพุต V_{in} มีค่าเท่ากับ 0 V ถึง 1 V.....	30
3.5 ผลการทดสอบคุณสมบัติทางคิซีของวงจร จากการเลียนแบบการทำงาน ในช่วงแรงดันอินพุต V_{in} มีค่าเท่ากับ 0 V ถึง 0.8 V.....	31
3.6 วงจรหาค่าสัมบูรณ์ต่อร่วมกับวงจรหาค่าต่ำสุด.....	32
3.7 ผลการทดสอบวงจรด้วยสัญญาณไซน์ชอยด์ จากการเลียนแบบการทำงาน.....	33
3.8 ผลการทดสอบคุณสมบัติทางคิซีของวงจร จากการต่อวงจรบนบอร์ดทดลอง ในช่วงแรงดันอินพุต V_{in} มีค่าเท่ากับ -1 V ถึง 1 V.....	35

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9 ผลการทดสอบคุณสมบัติทางคิซีของวงจร จากการต่อวงจรบนบอร์ดทดลอง ในช่วงแรงดันอินพุต V_{in} มีค่าเท่ากับ 0 V ถึง 1 V	35
3.10 ผลการทดสอบการทำงานของวงจร เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณแรงดันรูปสามเหลี่ยม ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ 1 V ความถี่เท่ากับ 50 Hz	36
3.11 ผลการทดสอบการทำงานของวงจร เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณแรงดันรูปไซน์ ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ 1 V ความถี่เท่ากับ 50 Hz	36
3.12 ผลการทดสอบการทำงานของวงจร เมื่อสัญญาณแรงดันอินพุต ถูกจำกัดให้อยู่ในช่วง 0 V ถึง 0.707 V	37
4.1 บล็อกไดอะแกรมของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณคิซี	39
4.2 สัญญาณที่สำคัญต่าง ๆ ของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์.....	40
4.3 วงจรคิมอลูเตอร์.....	44
4.4 วงจรขยาย ± 1 เท่า	48
4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณลอจิกควบคุม Q_{out} กับสัญญาณอื่นๆ.....	50
4.6 วงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณคิซีที่ใช้ทดสอบการทำงาน	52
4.7 ผลการเปรียบเทียบการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณคิซี	53
4.8 ผลการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณคิซี	54
ก1 วงจรภายในและสัญลักษณ์วงจรไอทีเอ.....	64
ข1 การวิเคราะห์หาค่า V_x และ I_{in}	68

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

รีโซลเวอร์เป็นทรานสดิวเซอร์ (transducer) ใช้สำหรับวัดค่าความเร็วและตำแหน่งมุมแกนหมุนของอุปกรณ์ที่มีแกนหมุน ตัวอย่างเช่น มอเตอร์ และเพลลาของเครื่องจักรกล เป็นต้น [1-3] การทำงานของรีโซลเวอร์มีความถูกต้องแม่นยำและเป็นที่น่าเชื่อถือสำหรับเกือบทุกสภาวะแวดล้อมการใช้งาน เช่น ในสถานที่ที่มีอุณหภูมิสูงหรือต่ำกว่าปกติ ในสถานที่ที่มีหมอกควันหรือฝุ่นละออง หรือแม้แต่ในสภาวะที่มีความสั่นสะเทือน ทำให้รีโซลเวอร์ถูกนำไปประยุกต์ใช้ในงานต่างๆ อย่างกว้างขวาง เช่น ในระบบหุ่นยนต์ เครื่องมือกล ระบบดาวเทียม เสาอากาศในระบบเรดาร์ ในปีกเครื่องบิน และในรถถัง [19] ปกติรูปร่างของรีโซลเวอร์จะคล้ายกับมอเตอร์ขนาดเล็ก มีขดลวดภายในที่ออกแบบมาโดยเฉพาะ ซึ่งจะให้อำตรการส่งผ่านสัญญาณแรงดันระหว่างขดลวดโรเตอร์ (rotor) และสเตเตอร์ (stator) ผันแปรไปตามค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์ การประยุกต์ใช้งานโดยทั่วไปส่วนใหญ่มักกำหนดให้ขดลวดโรเตอร์เป็นขดลวดปฐมภูมิและใช้สัญญาณไซน์ซอยด์ (sinusoidal) เป็นตัวกระตุ้น ผลที่ได้คือตัวรีโซลเวอร์จะให้สัญญาณแรงดันเอาต์พุตออกมาที่ขดลวดสเตเตอร์ ซึ่งมีอยู่สองขดวางตั้งฉากกัน โดยขดลวดแรกจะเป็นสัญญาณที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันไซน์ (sine) ค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์คูณอยู่กับสัญญาณแรงดันกระตุ้น ขดลวดสเตเตอร์ขดที่สองจะให้สัญญาณที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันโคไซน์ (cosine) ค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์คูณอยู่กับสัญญาณแรงดันกระตุ้น จากคุณสมบัติดังกล่าวนี้จะเห็นได้ว่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากรีโซลเวอร์ไม่เป็นเชิงเส้นกับค่ามุมของแกนหมุน ดังนั้นการนำรีโซลเวอร์ไปประยุกต์ใช้งานจึงจำเป็นต้องใช้งานร่วมกับอุปกรณ์หรือวงจรซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากรีโซลเวอร์ให้เป็นเชิงเส้นกับค่ามุมของแกนหมุน โดยอุปกรณ์หรือวงจรมีชื่อว่าตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ (resolver converter) ที่ผ่านมานักวิจัยในต่างประเทศมีการศึกษาวิจัยเพื่อพัฒนาออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ซึ่งมีทั้งการนำเสนอผลงานการออกแบบผ่านทางวารสารวิชาการ และการจดสิทธิบัตรสำหรับการผลิตเป็นวงจรรวมหรือไอซีเพื่อประโยชน์ทางการค้า [1-22]

ในโครงการวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาและพัฒนาปรับปรุงการออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลที่ใช้ไอทีเอสังเคราะห์อาร์คิเทคเจอร์แบบใหม่ โดยมุ่งเน้นให้เอาต์พุตหลักของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณอนาล็อกที่มีความเป็นเชิงเส้นอย่างถูกต้องกับค่ามุมของแกนหมุนของรีโซลเวอร์

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

1. พัฒนาปรับปรุงและวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เหมาะสมของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์แบบที่ใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ เพื่อให้วงจรดังกล่าวสามารถทำงานในช่วงปฏิบัติการที่กำหนดโดยมีความถูกต้องแม่นยำยิ่งขึ้น
2. พัฒนาออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิซี โดยใช้วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์เป็นส่วนประกอบแบบใหม่ โดยมุ่งเน้นที่การปรับปรุงความถูกต้องในการทำงานเมื่อเปรียบเทียบกับหลักการเดิม

1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการทำโครงการวิจัย

แนวคิดในการออกแบบวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ที่ใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ [23] เป็นหลักการใหม่ที่ค่อนข้างเรียบง่าย มีความสะดวกสำหรับการพัฒนาสร้างชิ้นเพื่อใช้งาน หลักการของการออกแบบวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ดังกล่าวนี้เป็นการอาศัยคุณสมบัติที่เป็นฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิก-แทนเจนต์ (hyperbolic-tangent) ของวงจรถูผลต่าง (differential pair) แบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ซึ่งประกอบอยู่ภายในโอทีเอ พร้อมทั้งอาศัยหลักการประมาณค่าของฟังก์ชันที่ได้สังเคราะห์ขึ้นให้มีค่าใกล้เคียงกับฟังก์ชันอาร์คไซน์ที่ต้องการ

โดยที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอการออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิซีโดยใช้วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์เป็นส่วนประกอบ [22] โดยได้นำมาต่อร่วมกับวงจรมอดูเลเตอร์ วงจรแปลงสัญญาณรูปสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณรูปฟันเลื่อย และวงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม ทั้งนี้ในงานวิจัยดังกล่าวได้ใช้วิธีการนำสัญญาณที่ได้จากวงจรมอดูเลเตอร์ไปผ่านวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์โดยตรง พร้อมทั้งได้ออกแบบและกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้กับวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ให้สามารถรองรับช่วงปฏิบัติการได้เท่ากับมุม $\pm \pi/2$ เรเดียน และถือว่าค่าผิดพลาดสูงสุดของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิซีมีค่าเท่ากับค่าผิดพลาดสูงสุดของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.92 เปอร์เซ็นต์

ในงานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิซีแบบที่ใช้โอทีเอสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์เป็นส่วนประกอบแบบใหม่ขึ้น มุ่งเน้นที่การปรับปรุงความถูกต้องในการทำงานของตัวแปลงสัญญาณโดยใช้วิธีการจำกัดขนาดของสัญญาณก่อนที่จะนำไปป้อนเป็นอินพุตให้กับวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ ทำให้สามารถออกแบบและกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้กับวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ค่าใหม่ ซึ่งจะมีผลทำให้การทำงานของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์และตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิซีมีความถูกต้องแม่นยำยิ่งขึ้น

1.4 ขอบเขตของโครงการวิจัย

1. การออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิตอลภายในโครงการวิจัยนี้ ใช้ วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์เป็นส่วนประกอบหลัก โดยวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชัน อาร์คไซน์ดังกล่าวใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ
2. สัญญาณเอาต์พุตหลักของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์จะอยู่ในรูปของสัญญาณอนาลอก ที่มีความเป็นเชิงเส้นแบบเป็นช่วงกับค่ามุมแกนหมุนกับรีโซลเวอร์ โดยมีสัญญาณ ดิจิตอลเป็นสัญญาณที่ช่วยระบุช่วงมุมต่าง ๆ ของค่ามุมแกนหมุน

1.5 รายละเอียดของรายงานการวิจัย

ในรายงานวิจัยนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทและภาคผนวกอีก 4 ภาค ซึ่งมีรายละเอียด ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 คือบทนำ ซึ่งเป็นการกล่าวถึงความจำเป็นและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของงานวิจัย ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการทำวิจัย ขอบเขตของงานวิจัย และ รายละเอียดของรายงานวิจัยในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ซึ่งได้แก่หลักการทำงานของรีโซลเวอร์ หลักการทำงานของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ที่สำคัญซึ่งได้เคยมีการนำเสนอไว้ในอดีต ต่อมา อธิบายถึงหลักการของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์แบบที่ใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการ ออกแบบ สุดท้ายเป็นการสรุปท้ายบท

บทที่ 3 กล่าวถึงการปรับปรุงความถูกต้องในการทำงานของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์ค ไซน์แบบที่ใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ การวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เหมาะสม ผลการวิเคราะห์ การเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE การทดสอบและผลการ ทดสอบการทำงานของวงจรด้วยวิธีการต่อวงจรจริง และการสรุปส่งท้ายบท

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิตอลภายในงานวิจัย โดยเรียงลำดับจากหลักการเบื้องต้น และวงจรกลุ่มย่อยต่าง ๆ ที่ใช้ได้แก่ วงจรคีมอคูเลเตอร์ วงจรขยาย ± 1 เท่า วงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม ในลำดับต่อมาอธิบายถึงการทดสอบการทำงานของ วงจร ผลการทดสอบและการวิจารณ์ สุดท้ายเป็นการสรุปส่งท้ายบท

บทที่ 5 เป็นการสรุปและวิจารณ์ผลการศึกษารายงาน ข้อดีและข้อเสียของตัวแปลงสัญญาณรี โซลเวอร์ที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้น ข้อเสนอแนะและแนวทางในการทำวิจัยต่อ

ในส่วนท้ายของรายงานวิจัยจะเป็นภาคผนวกซึ่งจะรวบรวมการวิเคราะห์สมการต่าง ๆ ของแต่ละบทเอาไว้ และรายละเอียดของบทความวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่ โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

ภาคผนวก ก เป็นการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต I_o กับค่าแรงดันอินพุต V_{in} ของวงจรโอทีเอ

ภาคผนวก ข เป็นการวิเคราะห์หาคุณสมบัติการทำงานของวงจรสวิตช์แรงดันฟังก์ชันอาร์คไซน์แบบที่ใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ

ภาคผนวก ค เป็น ตัวอย่าง Source code ที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์วิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ K_T

ภาคผนวก ง แสดงบทความวิจัยที่ได้เผยแพร่

ภาคผนวก จ ประวัติผู้วิจัย



บทที่ 2

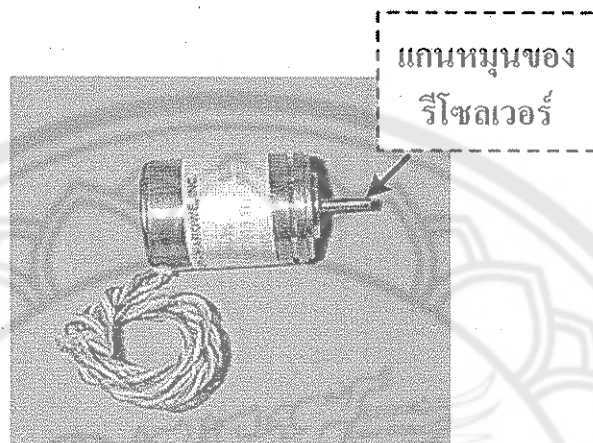
ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในงานวิจัยนี้เป็นการศึกษาและวิจัยพัฒนาออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิตอลแบบที่ใช้ไอทีเอสเคราะห้ฟังก์ชันอาร์คไซน์แบบใหม่ ดังนั้นเพื่อใช้เป็นแนวทางในการศึกษาในบทนี้จึงเป็นการอธิบายถึงทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องซึ่งได้แก่ หลักการทำงานของรีโซลเวอร์ และหลักการของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ที่เคยมีการนำเสนอไว้ รวมทั้งหลักการของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์แบบที่ไอทีเอสเป็นพื้นฐานในการออกแบบ

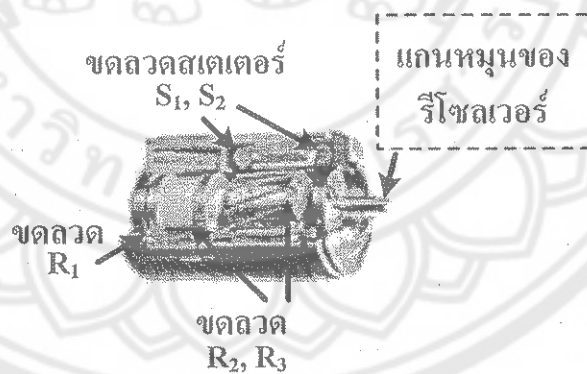
2.1 หลักการทำงานของรีโซลเวอร์ [1-4]

รีโซลเวอร์เป็นทรานสดิวเซอร์ที่ใช้สำหรับการวัดตำแหน่งมุมของแกนหมุน ในรูปที่ 2.1 แสดงรูปของรีโซลเวอร์โดยจะเห็นได้ว่ามีรูปร่างคล้ายกับมอเตอร์ขนาดเล็ก การประยุกต์ใช้งานสามารถทำได้โดยการต่อแกนหมุนของอุปกรณ์ที่ต้องการวัดมุมเข้ากับแกนหมุนของรีโซลเวอร์หรืออาจใช้กลไกเช่นเฟืองหรือสายพานเป็นตัวกลางขับเคลื่อน รูปที่ 2.2(ก) แสดงภาพขดลวดภายในเพื่อใช้อธิบายถึงหลักการการทำงานของรีโซลเวอร์ ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้คือ เมื่อทำการป้อนสัญญาณแรงดันกระตุ้น V_r ที่เป็นสัญญาณไซน์ซอซด์ให้กับขดลวด R_1 จะทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำไหลในขดลวด R_2 และ R_3 ซึ่งสามารถเคลื่อนที่หมุนได้เนื่องจากถูกยึดติดไว้กับแกนหมุนของรีโซลเวอร์ ขดลวด R_3 จะทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำไหลและเกิดเป็นแรงดันตกคร่อมขดลวด S_1 และ S_2 โดยขนาดแอมพลิจูด (amplitude) ของสัญญาณที่ปรากฏบนขดลวด S_1 และ S_2 จะขึ้นอยู่กับตำแหน่งมุมของขดลวด R_3 ที่ทำกับ S_1 และ S_2 หรือกล่าวได้ว่าขึ้นอยู่กับตำแหน่งมุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์ จากลักษณะการส่งผ่านสัญญาณผ่านขดลวดตัวกลาง R_2 และ R_3 ซึ่งสามารถเคลื่อนที่หมุนได้นี้มีลักษณะคล้ายกับเป็นหม้อแปลงที่มีขดลวดด้านหนึ่งสามารถหมุนได้ (rotary transformer) ในส่วนของขดลวด S_1 และ S_2 เนื่องจากถูกออกแบบให้วางตั้งฉากซึ่งกันและกัน และอยู่กับที่จึงได้มีการตั้งชื่อขดลวดทั้งสองนี้ว่าขดลวดสเตเตอร์ (stator winding) โดยในขณะที่ขดลวด R_3 ทำมุมตั้งฉากกับขดลวด S_1 จะทำมุมขนานกับขดลวด S_2 ในทางกลับกันถ้าขดลวด R_3 ทำมุมตั้งฉากกับขดลวด S_2 ก็จะทำมุมขนานกับขดลวด S_1 จากหลักการดังกล่าวนี้สามารถเขียนเป็นวงจรเสมือนแบบสมบูร์นของรีโซลเวอร์ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.2(ข) และเมื่อพิจารณาในส่วนของขดลวด R_1 ถึง R_3 ถึงแม้ว่าส่วนที่เคลื่อนที่ได้จะมีเพียง R_2 และ R_3 แต่เพื่อความสะดวกในการอธิบายการทำงานของรีโซลเวอร์จะใช้วงจรเสมือนแบบง่ายในรูปที่ 2.2(ค) แทนวงจรในรูปที่ 2.2(ข) โดยได้ขดลวด R_1 ถึง R_3 แต่ให้

เหลือเพียงขดลวดเดียวคือ R และถือว่าขดลวด R นี้สามารถเคลื่อนที่หมุนได้ หรือเรียกว่าขดลวดโรเตอร์ (rotor winding)

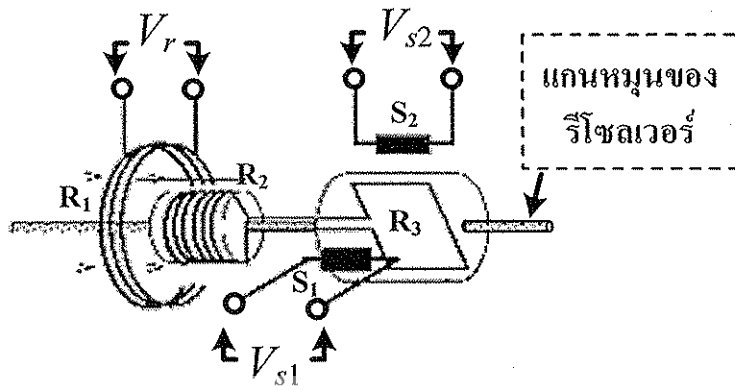


(ก) ภายนอก

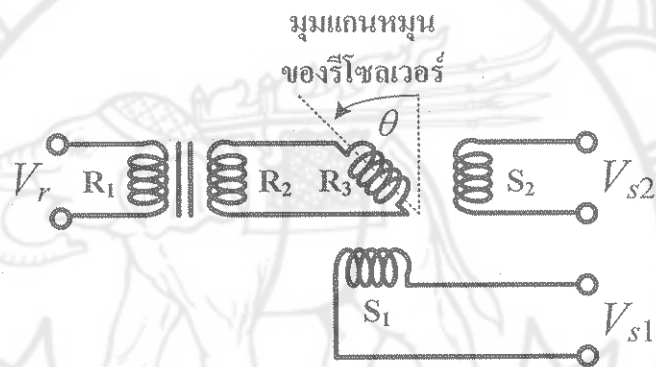


(ข) ภายใน

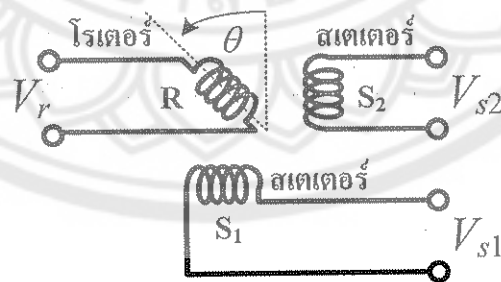
รูปที่ 2.1 รีโซลเวอร์



(ก) ขดลวดภายใน



(ข) วงจรเสมือนแบบสมบูรณ์



(ค) วงจรเสมือนแบบง่าย

รูปที่ 2.2 ขดลวดภายในและวงจรเสมือนของรีโซลเวอร์

จากวงจรเสมือนแบบง่ายในรูปที่ 2.2(ค) เมื่อกำหนดให้ R เป็นขดลวดปฐมภูมิโดยใช้สัญญาณไซน์-ซอซด์ V_{ex} เป็นตัวกระตุ้น ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.1)

$$V_r = V_{ex} = A_{ex} \sin(\omega t) \quad (2.1)$$

เมื่อ	V_{ex}	คือ สัญญาณแรงดันกระตุ้น (V)
	A_{ex}	คือ ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณกระตุ้น (V)
	ω	คือ ค่าความถี่เชิงมุมของสัญญาณกระตุ้น (rad./s)
	t	คือ ค่าเวลา (s)

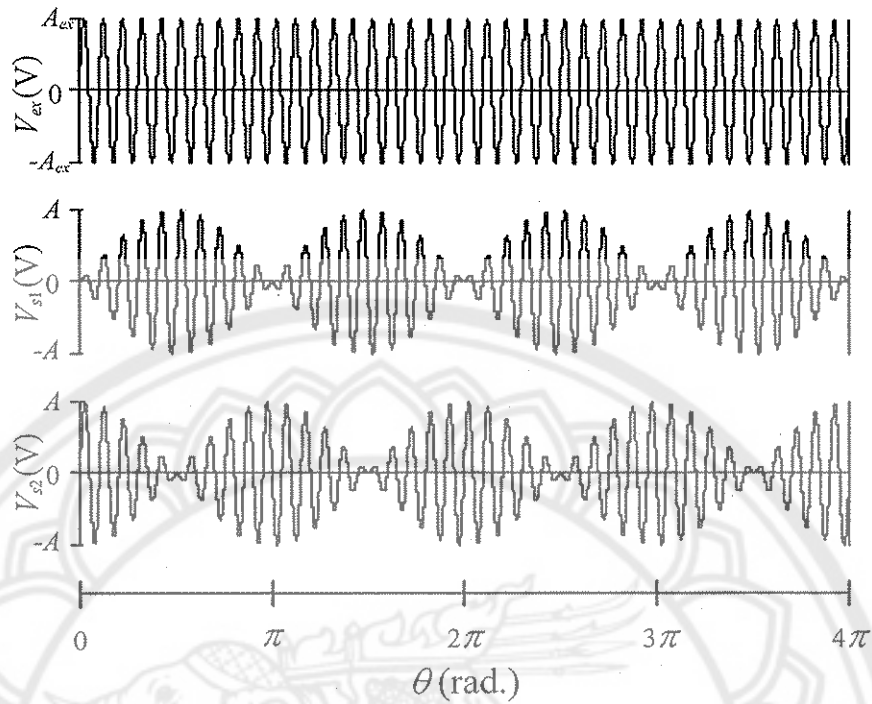
โดยจะได้สัญญาณแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองมีค่าเป็น

$$V_{s1} = A \sin(\omega t) \sin(\theta) \quad (2.2)$$

$$V_{s2} = A \sin(\omega t) \cos(\theta) \quad (2.3)$$

เมื่อ	V_{s1}	คือ สัญญาณแรงดันของขดลวดสเตเตอร์ชุดแรก (V)
	V_{s2}	คือ สัญญาณแรงดันของขดลวดสเตเตอร์ชุดที่สอง (V)
	θ	คือ ค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์ (rad.)
	A	คือ ค่าคงที่ซึ่งถูกกำหนดโดยขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณกระตุ้น (A_{ex}) และอัตราการส่งผ่าน k ระหว่างขดลวดสเตเตอร์กับขดลวดโรเตอร์ โดยที่ $A = kA_{ex}$ (V)

จากสมการที่ (2.2) และ (2.3) จะเห็นได้ว่าเป็นสมการที่อยู่ในรูปแบบของฟังก์ชันตรีโกณมิติ (trigonometric functions) ซึ่งไม่ใช่สมการเส้นตรง ดังนั้นหากต้องการทราบค่ามุมที่แท้จริง (θ) จึงจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์หรือวงจรที่ชื่อว่าตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เพื่อทำหน้าที่แปลงสัญญาณดังกล่าวให้อยู่ในรูปตัวแปรที่เป็นสมการเส้นตรงของค่ามุม θ โดยตัวอย่างของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ในอดีตที่น่าสนใจที่ได้เคยมีการนำเสนอไว้จะได้กล่าวในหัวข้อต่อไป



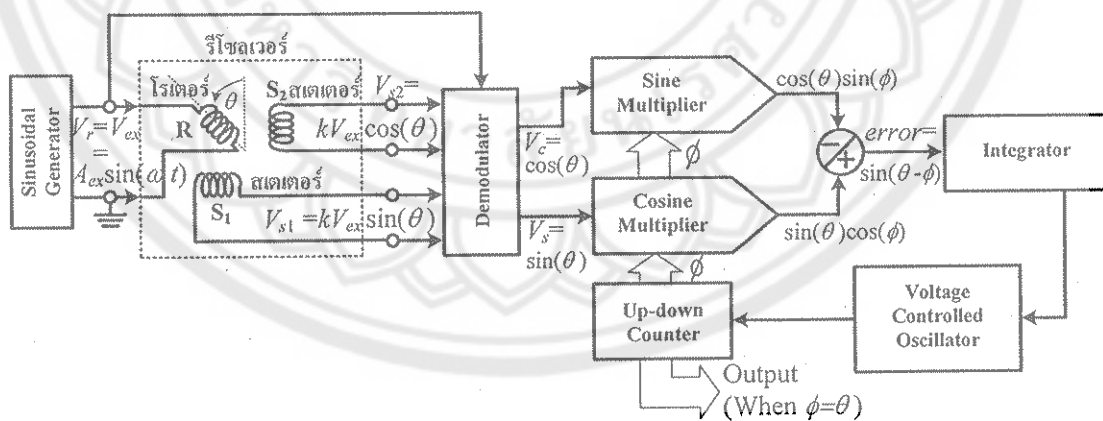
รูปที่ 2.3 สัญญาณ V_{ex} , V_{s1} และ V_{s2} ของรีโซลเวอร์

2.2 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ในอดีต

ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ที่ได้เคยมีการนำเสนอไว้ [5-22] สามารถแบ่งออกเป็นสองประเภทใหญ่ ๆ ได้แก่ ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัล และตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณอนาล็อกหรือบางบทความเรียกว่าตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิตอล [16, 19] อย่างไรก็ตามหน้าที่ที่สำคัญของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ก็คือการแปลงสัญญาณที่เป็นฟังก์ชันตรีโกณมิติ (ฟังก์ชันไซน์ หรือ โคไซน์) ของค่ามุมแกนหมุน (θ) ของรีโซลเวอร์ให้เป็นสัญญาณที่เป็นเชิงเส้นกับค่ามุมแกนหมุน (θ) โดยตัวอย่างของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ที่สำคัญซึ่งได้เคยมีการนำเสนอไว้ จะอธิบายในหัวข้อต่อไป

2.2.1 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบเฟสล็อกลูป [5-9]

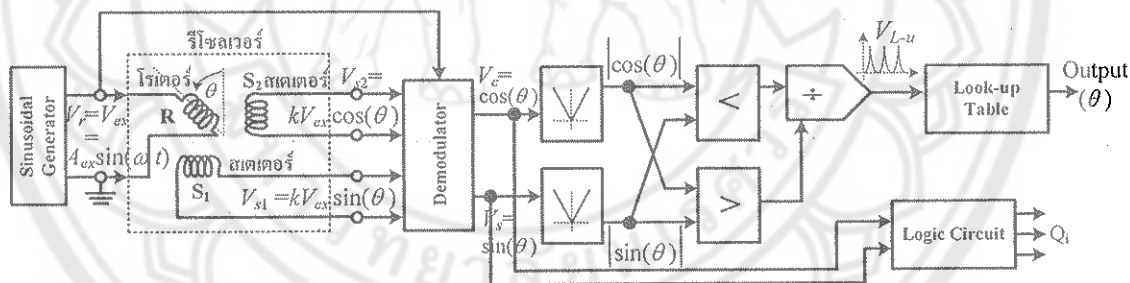
ตัวอย่างของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบเฟสล็อกลูป (Phase lock loop) แสดงดังรูปที่ 2.4 [5-6] ซึ่งสามารถอธิบายหลักการทำงานได้ดังนี้คือ เมื่อตัวกำเนิดสัญญาณ (sinusoidal generator) จ่ายสัญญาณกระตุ้นที่เป็นสัญญาณไซน์ซอซด์ (V_x) ให้กับขดลวดโรเตอร์ เป็นไปตามสมการที่ (2.1) ซึ่งจะทำให้ได้สัญญาณที่ออกมาจากขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองเป็นไปตามสมการที่ (2.2) และ (2.3) ตามลำดับ ต่อจากนั้นนำสัญญาณ V_r และ V_s ไปผ่านวงจรดีมอดูเลเตอร์ (demodulator) โดยใช้ V_x เป็นสัญญาณอ้างอิงซึ่งจะเป็นการกำจัดสัญญาณกระตุ้น V_x ออกไปให้เหลือเพียงค่าไซน์และโคไซน์ค่ามุมแกนหมุน (θ) ของรีโซลเวอร์ ต่อจากนั้นนำค่าไซน์ ($\sin(\theta)$) ไปคูณกับค่าโคไซน์ของมุมอ้างอิง (ϕ) และนำค่าโคไซน์ ($\cos(\theta)$) คูณกับค่าไซน์ของมุมอ้างอิง (ϕ) นำสัญญาณทั้งสองมาลบกันจะได้ ค่าไซน์ของผลต่างค่ามุมทั้งสอง ($\sin(\theta - \phi)$) ซึ่งจะมีน้อยมากเมื่อค่า θ และ ϕ มีค่าใกล้เคียงกัน ในกรณีที่ θ และ ϕ มีค่าไม่เท่ากันจะถือว่ามีความผิดพลาด (error) เกิดขึ้นซึ่งจะถูกส่งไปที่วงจรรวมอินทิเกรต (integrator) เพื่อทำหน้าที่ที่สร้างสัญญาณไปควบคุมวงจรกำเนิดสัญญาณชนิดแรงดันควบคุม (voltage controlled oscillator) ซึ่งจะทำหน้าที่สร้างสัญญาณส่งไปให้กับตัวนับสัญญาณอีกต่อหนึ่ง ตัวนับสัญญาณนี้สามารถทำงานได้ทั้งแบบนับขึ้นและนับลง (up-down counter) ซึ่งจะเป็นตัวกำเนิดค่ามุมอ้างอิง ϕ ออกมา การทำงานจะดำเนินไปจนกระทั่งค่า ϕ มีค่าเท่ากับค่า θ ซึ่งจะได้ $\sin(\theta - \phi) = 0$ โดยค่า $\phi = \theta$ นี้จะถูกส่งไปเป็นเอาต์พุตของตัวแปลงสัญญาณ



รูปที่ 2.4 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบเฟสล็อกลูป

2.2.2 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบการเปิดตาราง [10-15]

การออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบการเปิดตารางจัดเป็นวิธีพื้นฐานอีกเทคนิคหนึ่งที่ได้มีการนำมาประยุกต์ใช้กันจนถึงปัจจุบัน ในรูปที่ 2.5 แสดงรูปแบบหนึ่งของการออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคดังกล่าวนี้ ซึ่งหลักการทำงานของตัวแปลงสัญญาณในรูปแบบสามารถอธิบายได้ดังนี้ คือ ส่วนของการจ่ายสัญญาณกระตุ้นให้กับรีโซลเวอร์ใช้เทคนิคเดียวกันกับแบบเฟสล็อกคูลูปในหัวข้อที่ 2.2.1 นั่นคือการจ่ายสัญญาณกระตุ้นที่เป็นสัญญาณไซน์ซอซอด้ให้กับขดลวดโรเตอร์ และนำสัญญาณที่ได้จากขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองไปผ่านวงจรดีมอดูเลเตอร์ ซึ่งจะทำได้สัญญาณที่เป็นค่าไซน์และโคไซน์ของมุมแกนหมุน (θ) ของรีโซลเวอร์ ส่วนที่แตกต่างกับเทคนิคแบบเฟสล็อกคูลูปคือ การนำสัญญาณ $\sin(\theta)$ และ $\cos(\theta)$ ไปผ่านวงจรหาค่าสัมบูรณ์ของสัญญาณ ต่อจากนั้นนำสัญญาณที่ได้ทั้งสองไปผ่านวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ และใช้ค่าสัญญาณตัวที่มีค่าน้อยกว่าไปหารด้วยค่าสัญญาณที่มีค่ามากกว่า ทั้งนี้เพื่อเป็นการหลีกเลี่ยงในกรณีที่ตัวหารมีค่าเป็นศูนย์ ผลลัพธ์ที่ได้จากการหารกันนี้ถูกนำไปใช้สำหรับการเปิดตารางเพื่อหาค่ามุม θ ซึ่งได้มีการกำหนดไว้ล่วงหน้าแล้ว แต่เนื่องจากค่าอินพุตที่ใช้สำหรับการเปิดตารางตลอดช่วงมุม 360 องศา (2π เรเดียน) ยังมีส่วนที่มีค่าซ้ำกันอยู่ ดังนั้นจึงได้มีการนำสัญญาณ $\sin(\theta)$ และ $\cos(\theta)$ ป้อนให้กับวงจรลอจิก (logic circuit) เพื่อใช้สำหรับการจำแนกช่วงมุมและทิศทางการหมุนของรีโซลเวอร์

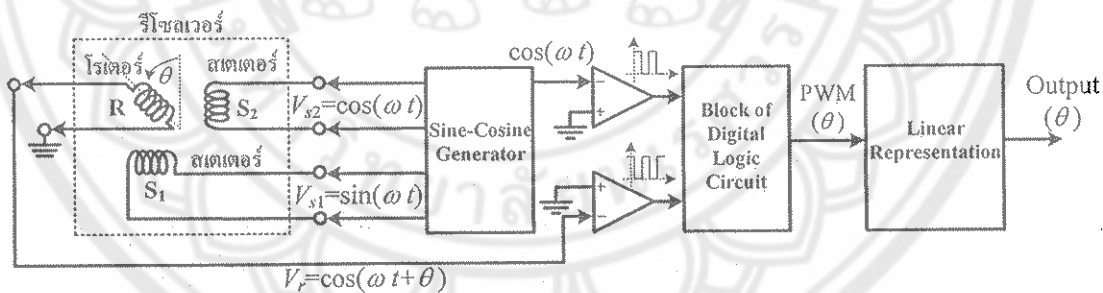


รูปที่ 2.5 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบการเปิดตาราง

จากตัวอย่างของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ในหัวข้อที่ 2.2.1 และหัวข้อ 2.2.2 จัดเป็นตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ให้เป็นสัญญาณดิจิทัล การประมวลผลเพื่อคำนวณหาค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์เป็นการอาศัยตัวประมวลผลแบบดิจิทัลและการอาศัยหน่วยความจำเพื่อใช้สำหรับทำเป็นตารางเก็บข้อมูลตามลำดับ โดยทั้งสองหลักการนี้เหมาะสมสำหรับนำไปเป็นส่วนประกอบของระบบวัดและควบคุมการหมุนของเครื่องจักรกลต่าง ๆ ในแบบดิจิทัล

2.2.3 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบการกลับสถานะการทำงานของโรเตอร์และสเตเตอร์ [16-18]

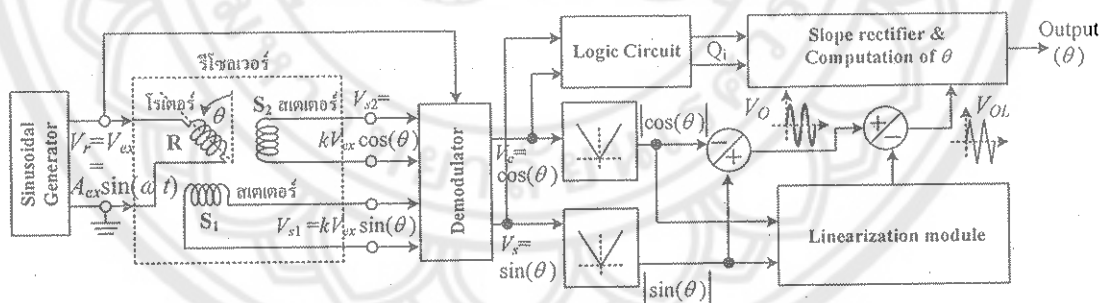
การออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคการกลับสถานะการทำงานของโรเตอร์และสเตเตอร์เป็นเทคนิคที่แตกต่างกับหลักการในหัวข้อที่ 2.2.1 และหัวข้อ 2.2.2 ตั้งแต่เริ่มต้นนั่นคือ การจ่ายสัญญาณกระตุ้นที่เป็นสัญญาณไซน์ซอไซด์ให้กับขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองแทนขดลวดโรเตอร์ และบังคับให้สัญญาณที่ขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองมีค่าขนาดและความถี่เท่ากันแต่มีเฟสต่างกัน 90 องศา ดังแสดงตัวอย่างในรูปที่ 2.6 นั่นคือค่า $V_{s2} = \cos \omega t$ และ $V_{s1} = \sin \omega t$ ตามลำดับ ซึ่งผลที่เกิดขึ้นคือค่าแรงดันที่ขดลวดโรเตอร์จะมีค่าเท่ากับ $V_r = \cos(\omega t - \theta)$ เมื่อ θ คือค่ามุมของรีโซลเวอร์ที่ต้องการทราบ ขั้นตอนต่อไปนำค่า $\cos \omega t$ และ $\cos(\omega t - \theta)$ ไปผ่านวงจรตรวจจับผ่านศูนย์ (zero crossing detector) เพื่อสร้างเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม โดยสัญญาณสี่เหลี่ยมทั้งสองจะมีเฟสต่างกันอยู่ θ และเมื่อนำสัญญาณสี่เหลี่ยมทั้งสองไปผ่านวงจรดิจิทัล (digital logic circuit) จะได้สัญญาณ PWM(θ) ที่มีลักษณะคล้ายกับสัญญาณที่ได้จากตัวพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (pulse width modulation; PWM) นั่นคือเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีค่าคิวตี้ไซเคิล (duty cycle) ขึ้นอยู่กับค่า θ ขั้นตอนนี้สุดท้ายนำสัญญาณ PWM(θ) ที่ได้ดังกล่าวไปผ่านการกรองสัญญาณและการปรับสภาพสัญญาณให้เป็นเชิงเส้น (linear representation) จะทำให้ได้เอาต์พุตของตัวแปลงสัญญาณคือค่ามุม θ



รูปที่ 2.6 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคการกลับสถานะการทำงานของโรเตอร์และสเตเตอร์

2.2.4 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคการนำสัญญาณสเตเตอร์มาลบกันและใช้ วงจรชดเชยความผิดพลาด [19-21]

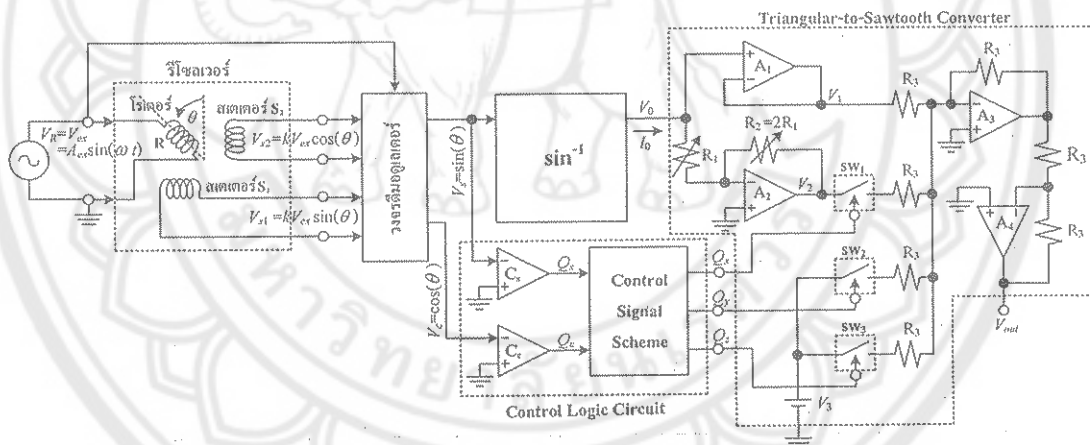
เทคนิคการออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์วิธีนี้ในส่วนของการจ่ายสัญญาณกระตุ้นให้กับรีโซลเวอร์จะเหมือนกับหลักการในหัวข้อที่ 2.2.1 และหัวข้อ 2.2.2 นั่นคือการป้อนสัญญาณกระตุ้นที่เป็นสัญญาณไซน์ซอซด์ให้กับขดลวดโรเตอร์ และนำสัญญาณที่ได้จากขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองไปประมวลผลเพื่อคำนวณหาค่า θ ต่อไป โดยเทคนิคนี้จะใช้วิธีการนำสัญญาณ $\sin(\theta)$ และ $\cos(\theta)$ ไปผ่านตัวหาค่าสัมบูรณ์ของสัญญาณ ต่อจากนั้นนำสัญญาณที่ได้มาลบกันโดยจะได้สัญญาณ V_o ที่มีลักษณะคล้ายเป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมแต่ยังมีค่าความผิดพลาดที่ค่อนข้างสูง ซึ่งผู้ออกแบบได้ใช้วิธีนำสัญญาณที่ได้จากตัวหาค่าสัมบูรณ์ทั้งสองไปผ่านตัวจัดการให้เป็นเชิงเส้น (linearization module) ซึ่งภายในประกอบด้วยวงจรคูณสัญญาณ วงจรยกกำลังสอง และวงจรวกสัญญาณ ทั้งนี้เพื่อสร้างสัญญาณมาชดเชยค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้น ซึ่งจะทำให้ได้สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มีความถูกต้องและเที่ยงตรงยิ่งขึ้น โดยสัญญาณสามเหลี่ยมนี้เกิดจากการหมุนของรีโซลเวอร์อย่างต่อเนื่องด้วยอัตราเร็วเชิงมุมคงที่ แต่อย่างไรก็ตามสัญญาณที่ได้ยังไม่สามารถบอกถึงค่ามุมอินพุตของรีโซลเวอร์ได้ตลอดช่วงมุม 360 องศา ดังนั้นจึงมีการนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านกระบวนการจัดเรียงความชันใหม่ (slope rectifier) และกระบวนการคำนวณหาค่ามุมแทนหมุนต่อไป โดยใช้สัญญาณที่ออกมาจาวจรลอจิกเป็นตัวควบคุม



รูปที่ 2.7 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบการนำสัญญาณสเตเตอร์มาลบกันและใช้ วงจรชดเชยความผิดพลาด

2.2.5 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้โอทีเอสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์

การออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์วิธีการนี้ [22] เป็นหลักการใหม่ที่ค่อนข้างเรียบง่าย มีความสะดวกสำหรับการพัฒนาสร้างขึ้นเพื่อใช้งานเนื่องจากโอทีเอทีมีโครงสร้างภายในเป็นแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นวงจรสำเร็จรูปที่ได้มีการผลิตออกมาจำหน่ายหลายรุ่นด้วยกันเช่น CA3080, CA3280 และ LM13600 เป็นต้น รวมถึงความสะดวกสำหรับการพัฒนาสร้างในรูปแบบของวงจรรวมก็สามารถดำเนินการได้โดยไม่ต้องยุ่งยาก ในรูปที่ 2.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิตอลแบบที่ใช้โอทีเอสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ที่ได้เคยมีการนำเสนอไว้ โดยจะเห็นได้ว่าในส่วนของการจ่ายสัญญาณกระตุ้นให้กับรีโซลเวอร์ได้ใช้วิธีการที่นิยมดำเนินการนั้นคือการจ่ายสัญญาณกระตุ้นให้กับขดลวด โรเตอร์ และนำสัญญาณที่ได้จากขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองไปผ่านวงจรดีมอดูเลเตอร์ ต่อจากนั้นได้ใช้วิธีนำสัญญาณไซน์ค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์ ($\sin \theta$) ไปผ่านวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ (\sin^{-1}) และวงจรแปลงสัญญาณรูปสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณรูปฟันเลื่อย (triangular-to-sawtooth converter) ตามลำดับ



รูปที่ 2.8 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้โอทีเอสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์

จากวงจรในรูปที่ 2.8 วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ที่ใช้เป็นการออกแบบโดยใช้โอทีเอทีมีโครงสร้างภายในเป็นแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นพื้นฐานในการออกแบบ [23] โดยได้กำหนดช่วงปฏิบัติการทางขนาดด้านอินพุตไว้ที่ ± 1 โวลต์ ซึ่งใช้สำหรับรองรับช่วงมุม $\pm \pi/2$ เรเดียน หรือเท่ากับ ± 90 องศา ดังนั้นเมื่อแกนหมุนของรีโซลเวอร์หมุนด้วยอัตราเร็วเชิงมุมคงที่ครบหนึ่งรอบซึ่งเท่ากับมุม 2π เรเดียน หรือเท่ากับ 360 องศา จะทำให้ได้เอาต์พุตของวงจรสังเคราะห์

ฟังก์ชันอาร์ค ไซน์เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม โดยสัญญาณรูปสามเหลี่ยมนี้คือสัญญาณที่มีความสัมพันธ์เป็นสมการเส้นตรงกับค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์ อย่างไรก็ตามสัญญาณดังกล่าวนี้ยังมีความชันไม่คงที่ โดยจะมีทั้งความชันที่มีค่าเป็นบวกและความชันที่มีค่าเป็นลบ แบ่งออกเป็นช่วง ๆ ตลอดการหมุนของรีโซลเวอร์หนึ่งรอบ (2π เรเดียน) ในงานวิจัยดังกล่าวจึงได้มีการนำวงจรแปลงสัญญาณรูปสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณรูปฟันเลื่อยเข้ามาต่อรวม โดยใช้วงจรลอจิกเป็นตัวสร้างสัญญาณลอจิกควบคุมจังหวะการทำงานซึ่งจะทำให้ได้เอาต์พุตของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ดังกล่าวเป็นสัญญาณแรงดันที่มีความเป็นเชิงเส้นกับค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์

เมื่อพิจารณาถึงค่าความถูกต้องในการทำงานของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์ค ไซน์ ซึ่งใช้เป็นค่าที่บ่งบอกถึงความถูกต้องในการทำงานของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิตัลตามหลักการดังกล่าวนี้ เนื่องจากสัญญาณ ไซน์ค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์ที่ออกมาจากวงจรดีมอดูเลเตอร์ถูกกำหนดให้มีค่าขนาดสูงสุดเท่ากับ 1 โวลต์ที่ค่ามุมเท่ากับ $\pi/2$ เรเดียน ดังนั้นในหลักการดังกล่าวจึงได้ทำการออกแบบและเลือกใช้พารามิเตอร์ต่าง ๆ ภายในวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์ค ไซน์ให้สามารถรองรับช่วงปฏิบัติการ $\pm \pi/2$ เรเดียนดังกล่าวได้ โดยจะมีค่าความผิดพลาดสูงสุดตลอดช่วงการทำงานประมาณเท่ากับ 0.92% สำหรับรายละเอียดของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์ค ไซน์ที่ใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ [23] ที่ใช้ในงานวิจัยดังกล่าว และที่จะนำมาใช้ในการศึกษาครั้งนี้ จะได้กล่าวในหัวข้อถัดไป

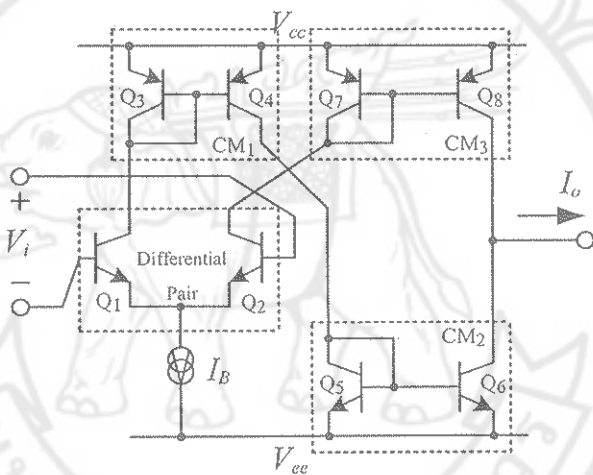
2.3 วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์ค ไซน์ แบบใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ

โอทีเอ (operational transconductance amplifier; OTA) จัดเป็นวงจรขยายแบบแอคทีฟ (active element) ประเภทหนึ่งซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวาง ตัวอย่างเช่น วงจรกรองสัญญาณแบบแอคทีฟ (active filter) [24-25] วงจรออสซิลเลเตอร์ (oscillator) [26] วงจรสังเคราะห์ค่าความต้านทาน และวงจรขยายสัญญาณแบบอินสทรูเมนต์ (instrument amplifier) [27] เป็นต้น หลักการทำงานเบื้องต้นของโอทีเอคือจะให้สัญญาณเอาต์พุตที่เป็นสัญญาณกระแสซึ่งแปรผันกับสัญญาณแรงดันอินพุต จากคุณสมบัติดังกล่าวนี้ทำให้สามารถกล่าวได้ว่า โอทีเอมีคุณสมบัติการทำงานเป็นแหล่งจ่ายกระแสชนิดควบคุมด้วยแรงดัน (voltage controlled current source; VCCS) [28] หรือในบางครั้งจะมีการเรียกโอทีเอว่าเป็นวงจรขยายความนำ (transconductance amplifier)

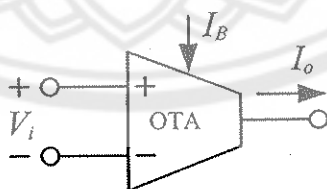
ในรูปที่ 2.9 แสดงโครงสร้างภายในแบบพื้นฐานและสัญลักษณ์โดยทั่วไปของวงจรโอทีเอ ซึ่งประกอบด้วยวงจรคู่ผลต่าง (differential pair) ต่อรวมอยู่กับวงจรสะท้อนกระแส (current mirror; CM) โดยจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต I_o กับค่าแรงดันอินพุต V_i ของโอทีเอ ดังนี้คือ

$$I_o = I_B \tanh \frac{V_i}{2V_T} \tag{2.4}$$

- เมื่อ $V_T = kT/q$ คือ ค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิ (Thermal Voltage) (V)
 k คือ Boltzmann's Constant ซึ่งมีค่าเท่ากับ $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$
 T คือ ค่าอุณหภูมิรอบข้าง ($^\circ\text{K}$)
 q คือ ค่าประจุไฟฟ้าอิเล็กตรอน (Electron Charge)
 มีค่าเท่ากับ $1.602 \times 10^{-19} \text{ C}$
 I_B คือ ค่ากระแสไบอัสจากภายนอก (A)



(ก) วงจรภายในของโอทีเอ



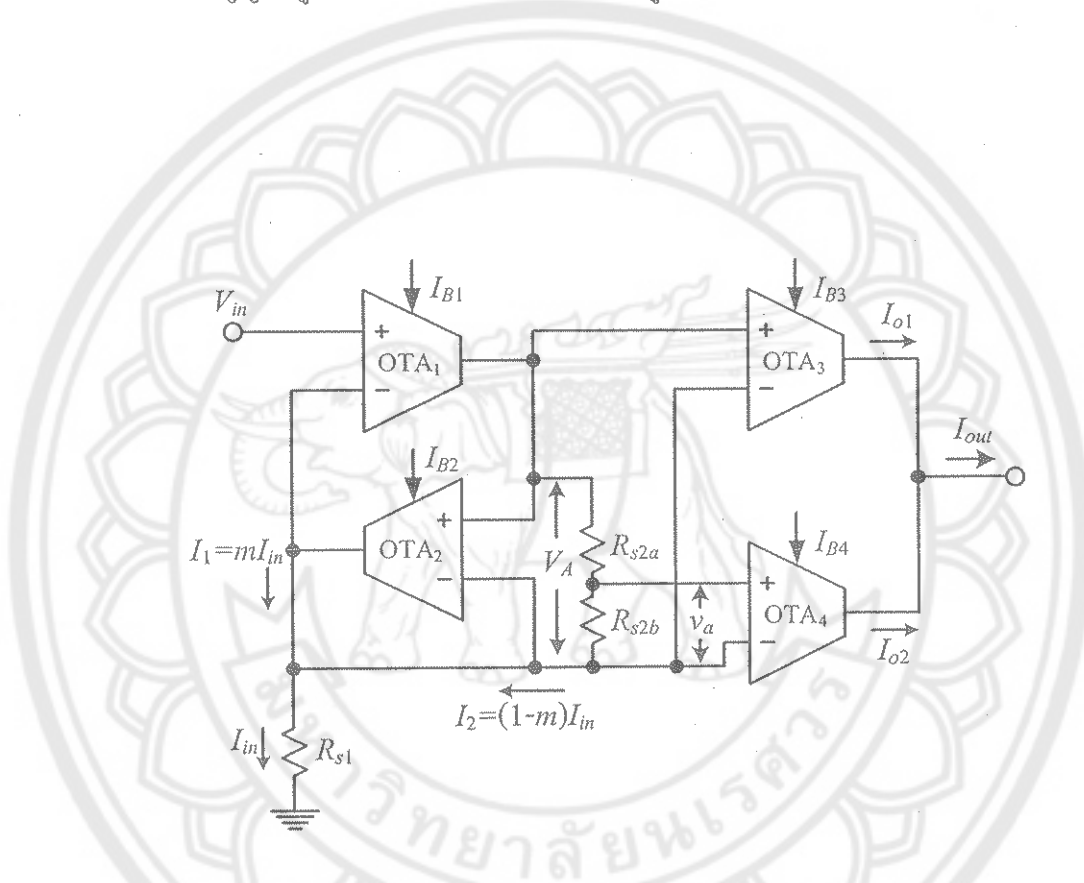
(ข) สัญลักษณ์ของโอทีเอ

รูปที่ 2.9 วงจร โอทีเอ

จากสมการที่ (2.4) เมื่อกำหนดให้ $V_i \ll 2V_T$ จะสามารถประมาณได้ว่า

$$\frac{I_o}{I_B} = \frac{V_i}{2V_T} \quad (2.5)$$

จากความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.4) และ (2.5) เมื่อไม่นานมานี้ได้มีการนำเสนอการประยุกต์ใช้โอทีเอสำหรับการออกแบบวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์หรือวงจรแปลงสัญญาณคลื่นไซน์เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม [23] ดังแสดงในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์แบบใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ [23]

จากวงจรในรูปที่ 2.10 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต I_{out} ของวงจรกับค่ากระแสอินพุต I_{in} และค่าแรงดันอินพุต V_{in} ของวงจรมีดังนี้คือ

$$I_{in} = \frac{g_{m1}(1+g_{m2}R_{s2})}{1+g_{m1}R_{s1}(1+g_{m2}R_{s2})} V_{in} \quad (2.6)$$

โดยที่ $g_{mi} = I_{Bi}/2V_T$ และ I_{Bi} คือค่าส่งผ่านความนำและค่ากระแสไบอัสของ OTA ลำดับที่ i ตามลำดับ และ $R_{s2} = R_{s2a} + R_{s2b}$ จากสมการที่ (2.6) เมื่อกำหนดให้ค่า $g_{m2}R_{s2} \gg 1$ และ $g_{m1}g_{m2}R_{s1}R_{s2} \gg 1$ จะมีผลทำให้ค่าแรงดันตกคร่อม R_{s1} มีค่าประมาณเท่ากับค่าแรงดัน V_{in} และค่ากระแส I_m จะมีค่าประมาณเท่ากับ

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R_{s1}} \quad (2.7)$$

และจะได้

$$I_{out} = mI_{in} + bI_{B4} \tanh^{-1}\left(\frac{mI_{in}}{I_{B2}}\right) \quad (2.8a)$$

$$I_{out} = \frac{mV_{in}}{R_{s1}} + \frac{I_{B2}}{K_T} \tanh^{-1}\left(\frac{mV_{in}}{I_{B2}R_{s1}}\right) \quad (2.8b)$$

$$m = 1 - \frac{V_{A(max)}}{(R_{s2a} + R_{s2b})I_{in(max)}} \quad (2.8c)$$

$$K_T = \frac{I_{B2}}{bI_{B4}} \quad (2.8d)$$

$$b = \frac{R_{s2b}}{(R_{s2a} + R_{s2b})} \quad (2.8e)$$

เมื่อ I_{Bi} คือ ค่ากระแสไบอัสของโอทีแอลลำดับที่ i (A)

$I_{in(max)}$ คือ ค่าแอมพลิจูดหรือค่ายอดสูงสุดของสัญญาณกระแสอินพุต I_{in} (A)

$V_{A(max)}$ คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขาอินพุตของ OTA₂ ขณะที่มีการกระแส $I_{in(max)}$

ไหลผ่านตัวต้านทาน R_{s1} (V)

จากสมการที่ (2.8) อาศัยการกระจายอนุกรมกำลังของสมการดังกล่าว โดยจะสามารถประมาณค่ากระแสเอาต์พุต I_{out} ของวงจรได้เท่ากับ

$$I_{out} = mbI_{B4}(1+K_T) \left\{ \frac{V_{in}}{I_{B2}R_{s1}} + \frac{m^2}{(1+K_T)} \frac{1}{3} \left(\frac{V_{in}}{I_{B2}R_{s1}} \right)^3 + \frac{m^4}{(1+K_T)} \frac{1}{5} \left(\frac{V_{in}}{I_{B2}R_{s1}} \right)^5 + \dots \right\} \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.9) เทอมภายในวงเล็บปีกกา จะสังเกตได้ว่าเป็นอนุกรมกำลังที่เป็นฟังก์ชันคี่ ซึ่งมีลักษณะคล้ายคลึงกับอนุกรมกำลังของฟังก์ชันอาร์คไซน์ ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$G \sin^{-1}(x) = G \left(x + B_3 \frac{x^3}{3} + B_5 \frac{x^5}{5} + \dots \right) \quad (2.10a)$$

โดยที่

$$B_i = \prod_{j=1}^{\frac{(i-1)}{2}} \left\{ \frac{(i-2j)}{(i-2j+1)} \right\} \quad \text{เมื่อ } i = 3, 5, 7, \dots \quad (2.10b)$$

เมื่อ G คือ ค่าคงที่ซึ่งคูณอยู่กับฟังก์ชันอาร์คไซน์ พิจารณาเปรียบเทียบสมการที่ (2.9) กับสมการที่ (2.10) โดยเลือกใช้พารามิเตอร์ A_i ให้มีค่าใกล้เคียงกับพารามิเตอร์ B_i จะสามารถประมาณได้ว่า

$$I_{out} = mbI_{B4}(1+K_T) \sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_{B2}R_{s1}} \right) \quad (2.11)$$

จากสมการที่ (2.11) แสดงให้เห็นว่าวงจรในรูปที่ 2.10 มีคุณสมบัติเป็นวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ ซึ่งมีช่วงปฏิบัติงานทางขนาดเท่ากับ

$$V_{in(max)} = \pm I_{B2}R_{s1} \quad (2.12)$$

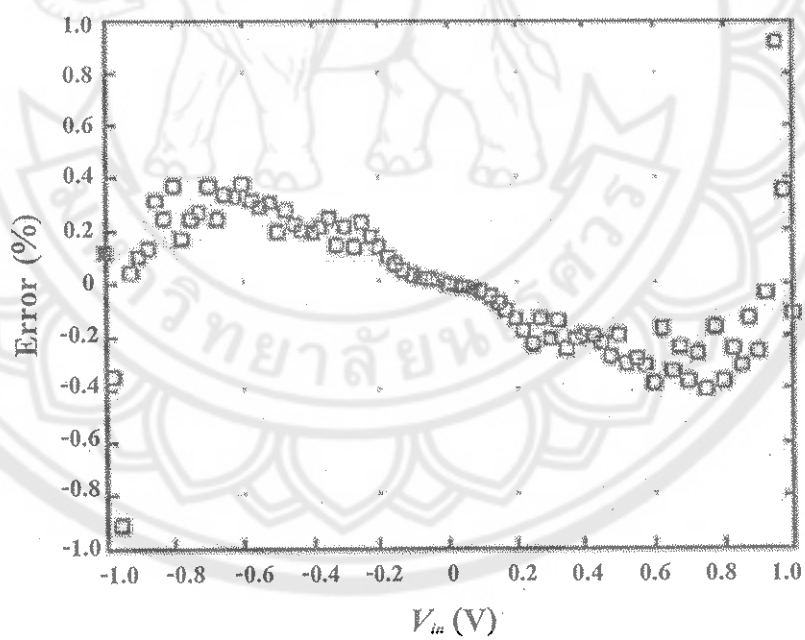
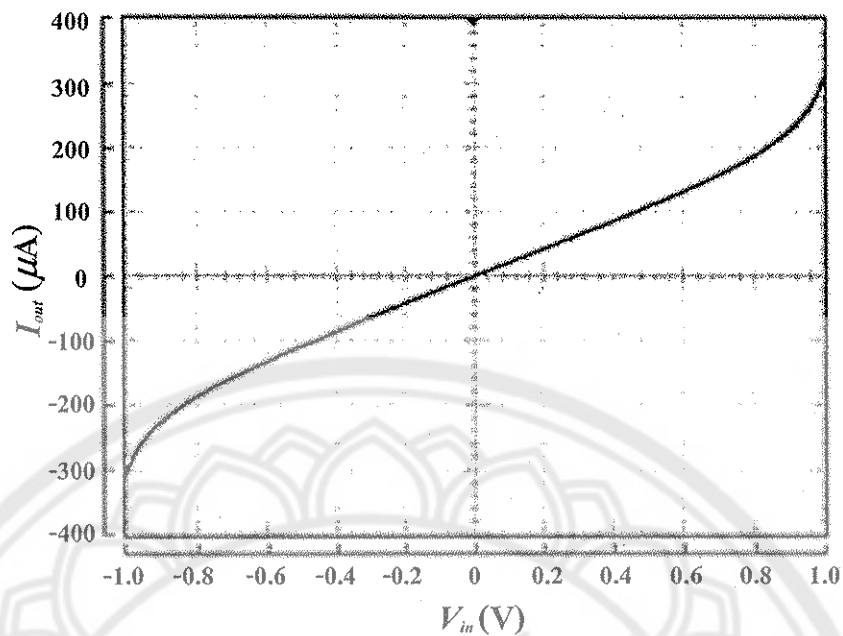
เมื่อ $V_{in(max)}$ คือค่าแอมพลิจูดหรือค่ายอดสูงสุดของแรงดันอินพุต V_{in} ของวงจร ยกตัวอย่างเช่นเมื่อกำหนดให้ $I_{B2} = 100 \mu A$ และ $R_{s1} = 10 k\Omega$ จะได้ค่า $V_{in(max)}$ มีค่าเท่ากับ ± 1 โวลต์ ซึ่งค่าแรงดันอินพุตสูงสุดดังกล่าวนี้เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบกับค่ามุม จะตรงกับค่ามุมเท่ากับ $\pm \pi/2$ เรเดียน

หรือเท่ากับ ± 90 องศา และเมื่อกำหนดให้สัญญาณแรงดันอินพุต V_{in} ของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์เป็นสัญญาณไซน์ซอซด์ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ 1 โวลต์ จะได้ค่ากระแสเอาต์พุต I_{out} ของวงจรเป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มีค่าแอมพลิจูดหรือค่ายอดสูงสุด ($I_{out(max)}$) เท่ากับ

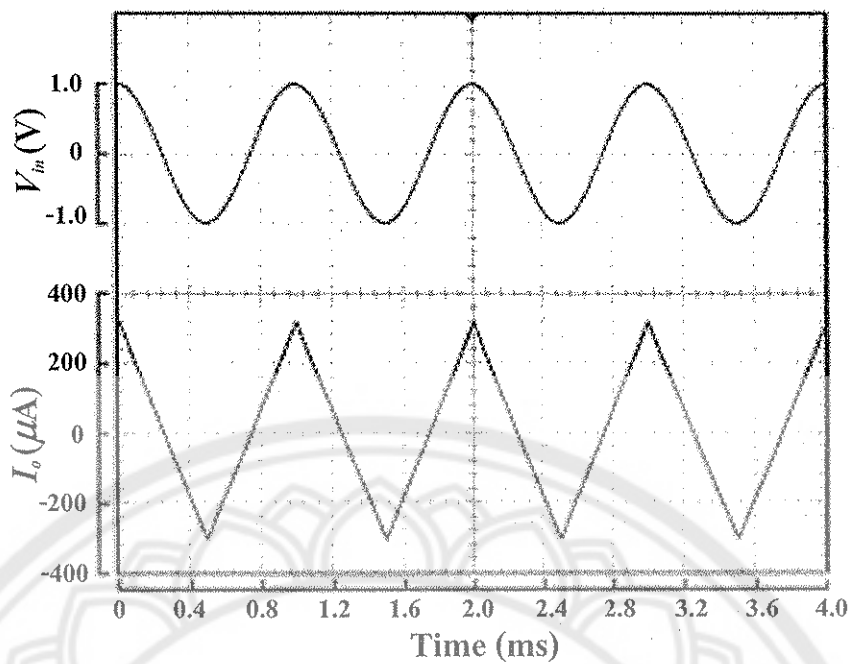
$$I_{out(max)} = mI_{B2}\left(1 + \frac{1}{K_T}\right)\frac{\pi}{2} \quad (2.13)$$

พิจารณาสมการที่ (2.8) ซึ่งเป็นสมการที่วิเคราะห์ได้จากวงจรในรูปที่ 2.10 และสมการที่ (2.11) ซึ่งเป็นสมการที่ต้องการสังเคราะห์ เพื่อให้สมการทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกันมากที่สุดตลอดช่วงการทำงานแรงดันอินพุตตั้งแต่ -1 โวลต์ ถึง +1 โวลต์ หรือเท่ากับ $\pm\pi/2$ เรเดียน โดยผู้ออกแบบ [22-23] ได้เลือกกำหนดให้พารามิเตอร์ m มีค่าเท่ากับ 0.966 และพารามิเตอร์ K_T มีค่าเท่ากับ 0.927 โดยจะมีความผิดพลาดสูงสุดตลอดช่วงการทำงานประมาณเท่ากับ 0.92%

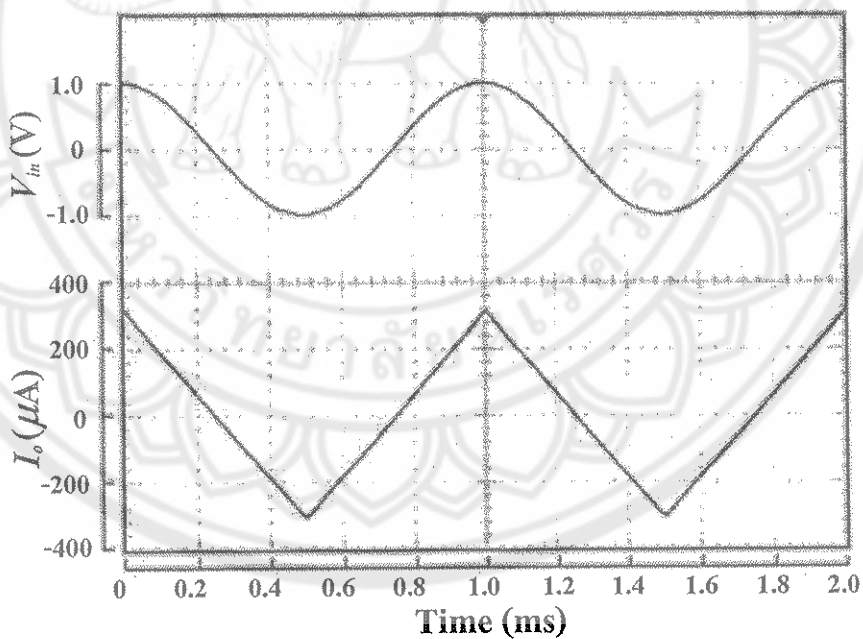
ในรูปที่ 2.11 แสดงผลการทดสอบคุณสมบัติทางคิซีซีของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์จากวงจรในรูปที่ 2.10 เมื่อกำหนดให้พารามิเตอร์ $m=0.966$ พารามิเตอร์ $K_T=0.927$ และพารามิเตอร์ $b=0.125$, $R_{s1}=10\text{ k}\Omega$, $R_{s2a}=28\text{ k}\Omega$, $R_{s2b}=4\text{ k}\Omega$, $I_{B1}=500\text{ }\mu\text{A}$, $I_{B2}=I_{B3}=100\text{ }\mu\text{A}$, $I_{B4}=869\text{ }\mu\text{A}$ และทำการแปรค่าสัญญาณแรงดันอินพุต V_{in} จาก -1V ถึง +1V ในรูปที่ 2.11(ข) แสดงค่าความผิดพลาด (Error) ของวงจรที่วัดได้ โดยเปรียบเทียบระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต I_{out} ตามสมการที่ (2.11) เปรียบเทียบกับค่ากระแสเอาต์พุตที่วัดได้จริง โดยจะเห็นได้ว่ามีความผิดพลาดสูงสุดประมาณเท่ากับ $\pm 0.92\%$ ในรูปที่ 2.12 แสดงผลการทำงานของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณแรงดันรูปไซน์ แอมพลิจูดเท่ากับ 1V ความถี่เท่ากับ 1 kHz ซึ่งจะเห็นได้ว่า เอาต์พุตของวงจรที่ได้จะเป็นสัญญาณกระแสรูปสามเหลี่ยม ความถี่ 1 kHz โดยมีแอมพลิจูดสอดคล้องกับสมการที่ (2.12) คือประมาณเท่ากับ $315\text{ }\mu\text{A}$



รูปที่ 2.11 ผลการทดสอบคุณสมบัติทางคิซีของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์



(ก) สเกลแนวนอนเท่ากับ 0.4 ms/div.



(ข) สเกลแนวนอนเท่ากับ 0.2 ms/div.

รูปที่ 2.12 สัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไทน์

2.4 สรุป

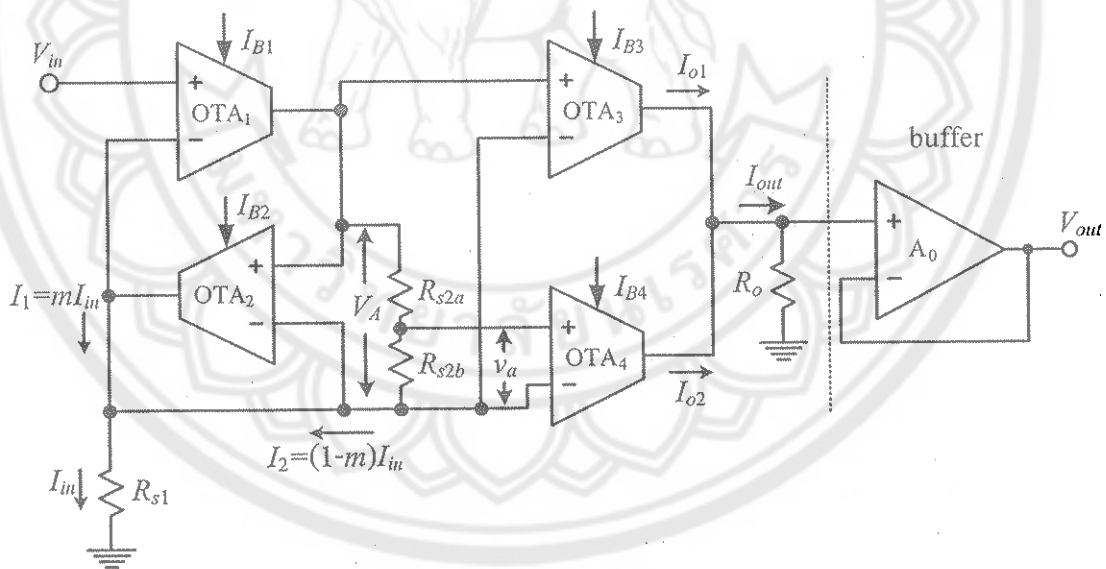
รีโซลเวอร์เป็นทรานส์คิวเซอร์ที่ใช้สำหรับวัดตำแหน่งมุมแกนหมุนของอุปกรณ์ที่มีแกนหมุน วิธีการใช้งานสามารถทำได้โดยการต่อแกนหมุนของอุปกรณ์ที่ต้องการวัดเข้ากับแกนหมุนของรีโซลเวอร์ และใช้สัญญาณแรงดันไซน์ลชอยด์เป็นตัวกระตุ้นให้กับขดลวดภายในให้กับรีโซลเวอร์ ผลที่ได้คือ ตัวรีโซลเวอร์จะจ่ายสัญญาณแรงดันเอาต์พุตออกมา ซึ่งอยู่ในรูปของฟังก์ชันไซน์ และฟังก์ชันโคไซน์ ดังนั้นการประยุกต์ใช้งานรีโซลเวอร์จึงจำเป็นต้องใช้งานร่วมกับตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ ซึ่งจะทำหน้าที่สำหรับแปลงสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าวให้เป็นเชิงเส้นกับค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์ จากความสำคัญของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ทำให้ที่ผ่านมาได้มีการศึกษาวิจัยเพื่อพัฒนาออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์กันอย่างต่อเนื่อง ในการออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ภายในโครงงานวิจัยนี้จะอาศัยวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์แบบที่ใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบเป็นส่วนประกอบ ซึ่งจะคล้ายคลึงกับหลักการในหัวข้อที่ 2.2.5 เนื่องจากวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ดังกล่าวนี้มีโครงสร้างที่เรียบง่ายไม่ซับซ้อน รวมทั้งโอทีเอซึ่งเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบไวงานที่มีการผลิตออกมาจำหน่ายหลายรุ่นทำให้สามารถหาซื้อได้ง่ายและสะดวกต่อการออกแบบ อย่างไรก็ตามในการศึกษารุ่นนี้มุ่งเน้นที่การปรับปรุงความถูกต้องในการทำงานของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับความถูกต้องในการทำงานของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ โดยรายละเอียดของการปรับปรุงการทำงานของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์และรายละเอียดของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นใหม่ภายในงานวิจัยจะได้กล่าวรายละเอียดในบทต่อ ๆ ไป

บทที่ 3

การปรับปรุงความถูกต้องของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ แบบใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ

จากหัวข้อที่ 2.3 ซึ่งได้อธิบายถึงหลักการทํางานของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์แบบ
ที่โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ โดยในงานวิจัยนี้จะใช้เป็นส่วนประกอบของตัวแปลง
สัญญาณรีโวลเวอร์ที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นใหม่ ในบทนี้จะเป็นการอธิบายถึงการปรับปรุงความ
ถูกต้องของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ดังกล่าว โดยทำการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ
ที่จะใช้ในวงจรเพื่อให้เหมาะสมและสามารถรองรับกับหลักการของตัวแปลงสัญญาณรีโวลเวอร์
แบบใหม่ที่ได้ออกแบบขึ้น

3.1 การวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์



รูปที่ 3.1 วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ต่อร่วมกับวงจรตามแรงดัน

๑ ๗X
๖๖๖7
๐1๙๖1
๖550



จากหลักการของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ซึ่งได้อธิบายในบทที่ 2 เพื่อให้
เอาต์พุตของวงจรอยู่ในรูปของสัญญาณแรงดันไฟฟ้า ในที่นี้ได้ใช้วิธีนำตัวต้านทาน R_o และวงจร
ตามแรงดัน (voltage follower or buffer) มาต่อร่วมดังแสดงในรูปที่ 3.1 โดยจะสามารถวิเคราะห์หา
ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันเอาต์พุต V_{out} ของวงจรถูกกับค่าแรงดันอินพุต V_{in} ได้ดังนี้คือ - 5 JUL 2011

$$V_{out} = R_o I_{out} = R_o \left\{ \frac{m V_{in}}{R_{s1}} + \frac{I_{B2}}{K_T} \tanh^{-1} \left(\frac{m V_{in}}{I_{B2} R_{s1}} \right) \right\} \quad (3.1a)$$

$$m = 1 - \frac{V_{A(max)}}{(R_{s2a} + R_{s2b}) I_{in(max)}} = \frac{I_{1(max)}}{I_{B2}} \quad (3.1b)$$

$$K_T = \frac{I_{B2}}{b I_{B4}} \quad (3.1c)$$

$$b = \frac{R_{s2b}}{(R_{s2a} + R_{s2b})} \quad (3.1d)$$

- เมื่อ I_{Bi} คือ ค่ากระแสไบอัสของโอทีแอลดับที่ i (A)
 $I_{1(max)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ยอมให้ไหลผ่าน OTA₂ (A)
 $I_{in(max)}$ คือ ค่าแอมพลิจูดหรือค่ายอดสูงสุดของสัญญาณกระแสอินพุต I_{in} (A)
 $V_{A(max)}$ คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขาอินพุตของ OTA₂ ขณะที่มีการไหล $I_{in(max)}$
 ไหลผ่านตัวต้านทาน R_{s1} (V)

จากสมการที่ (3.1) ในทำนองเดียวกันกับหลักการในหัวข้อ 2.3 นั่นคือการอาศัยการกระจายอนุกรม
กำลังของสมการที่ (3.1) จะสามารถประมาณค่าแรงดันเอาต์พุต V_{out} ของวงจรได้มีค่าเท่ากับ

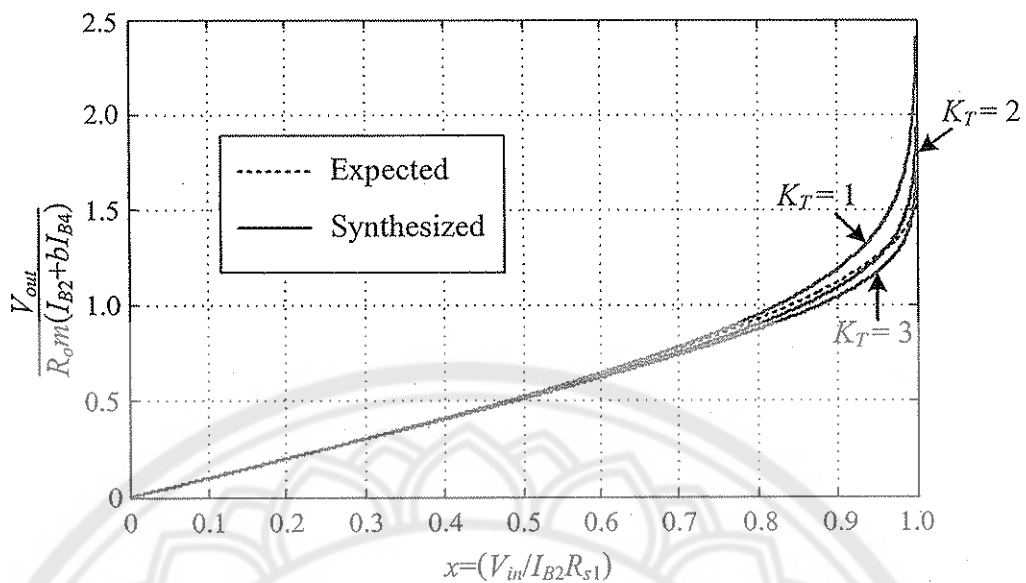
$$V_{out} = R_o m b I_{B4} (1 + K_T) \sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_{B2} R_{s1}} \right) \quad (3.2)$$

จากสมการที่ (3.1) และสมการที่ (3.2) ในการศึกษาก่อนหน้านี้ [22-23] ได้กำหนดให้ m มีค่าน้อยกว่า 1 เพื่อหลีกเลี่ยงกรณีที่เทอมของฟังก์ชัน \tanh^{-1} ในสมการที่ (3.1) มีค่าเป็นอนันต์ (infinity) ในขณะที่ $V_{in}/R_{s1}I_{B1}=1$ หรือในขณะที่ย่านเท่ากับ $\pi/2$ เรเดียน แต่ภายในงานวิจัยนี้ในส่วนขอตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นได้ใช้ประโยชน์จากทั้งสัญญาณไซน์ค่ามมแกนหมุนและสัญญาณโคไซน์ค่ามมแกนหมุนซึ่งจะมีเฟสแตกต่างกันอยู่ $\pi/2$ เรเดียน และเมื่อนำสัญญาณทั้งสองไปผ่านวงจรหาค่าสัมบูรณ์และวงจรรหาค่าต่ำสุดก่อนที่จะนำมาป้อนเป็นอินพุตให้กับวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์จะทำให้ขนาดของแรงดันอินพุตดังกล่าวมีค่าสูงสุดเท่ากับ 0.707 เท่าของค่าแรงดันอินพุตเดิมหรือเท่ากับมุม $\pi/4$ เรเดียน ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงมุ่งความสนใจไปที่ช่วงปฏิบัติการดังกล่าวนี้

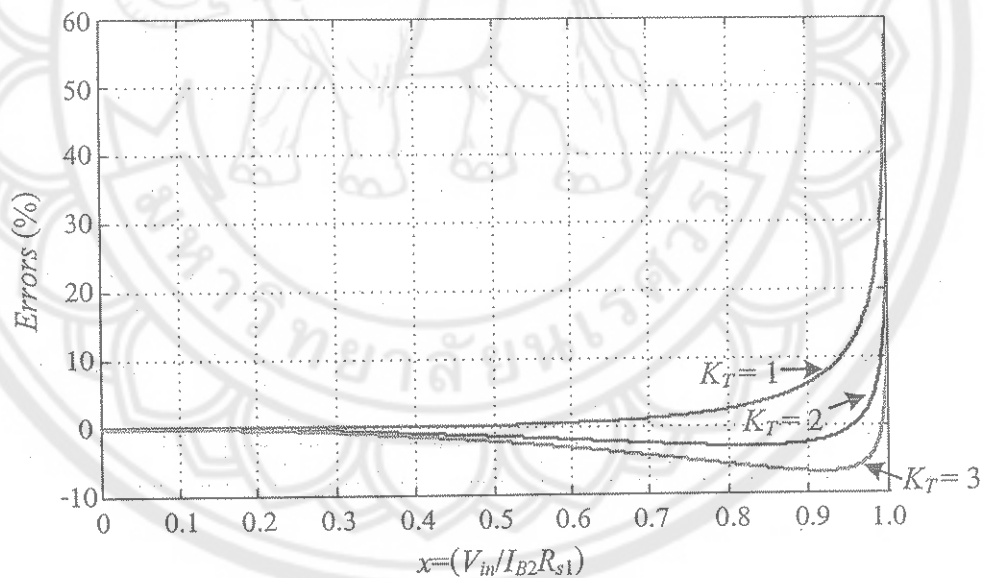
เพื่อให้สมการที่ (3.1) และสมการที่ (3.2) มีค่าใกล้เคียงกันมากที่สุดตลอดช่วงปฏิบัติการ 0 ถึง 0.707 ในงานวิจัยนี้ได้กำหนดให้ m มีค่าเท่ากับ 1 และทำการเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ K_T ที่เหมาะสมที่จะใช้กับวงจรในรูปที่ 3.1

3.2 ผลการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์

ในรูปที่ 3.2 และรูปที่ 3.3 แสดงผลการเขียนโปรแกรมเปรียบเทียบระหว่างสมการที่ต้องการสังเคราะห์ (Expected) นั่นคือสมการที่ (3.2) กับสมการที่ได้ทำการสังเคราะห์ขึ้น (Synthesized) ซึ่งได้แก่สมการที่ (3.1) โดยทำการแปรค่าขนาดของแรงดันอินพุต V_{in} และค่าพารามิเตอร์ K_T เมื่อกำหนดให้พารามิเตอร์ $m = 1$ โดยจะเห็นได้ว่า ณ ช่วงปฏิบัติการ $V_{in}/I_{B2}R_{s1}$ มีค่าเท่ากับ 0 ถึง 1 ค่าความแตกต่างของทั้งสองสมการ (Errors) จากการเลือกใช้พารามิเตอร์ K_T ต่าง ๆ จะมีความแตกต่างกัน เมื่อพิจารณาในช่วงที่ค่า $V_{in}/I_{B2}R_{s1}$ มีค่าเข้าใกล้ 1 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าค่า Errors ที่ได้จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างมาก โดยจะมีค่าความผิดพลาดสูงสุดมากกว่า 10 เปอร์เซ็นต์ขึ้นไป แต่เมื่อพิจารณาในช่วง $V_{in}/I_{B2}R_{s1}$ มีค่าเท่ากับ 0 ถึง 0.707 ดังแสดงในรูปที่ 3.3 จะเห็นได้ว่าทั้งสองสมการมีค่าใกล้เคียงกันมากโดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ค่าพารามิเตอร์ K_T มีค่าเท่ากับ 1.184 จะได้ค่าความแตกต่างสูงสุดของทั้งสองสมการประมาณเท่ากับ 0.195 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้เลือกใช้พารามิเตอร์ $m = 1$ และพารามิเตอร์ $K_T = 1.184$ เป็นค่าคงที่หลักสำหรับการออกแบบและการกำหนดค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ ของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์



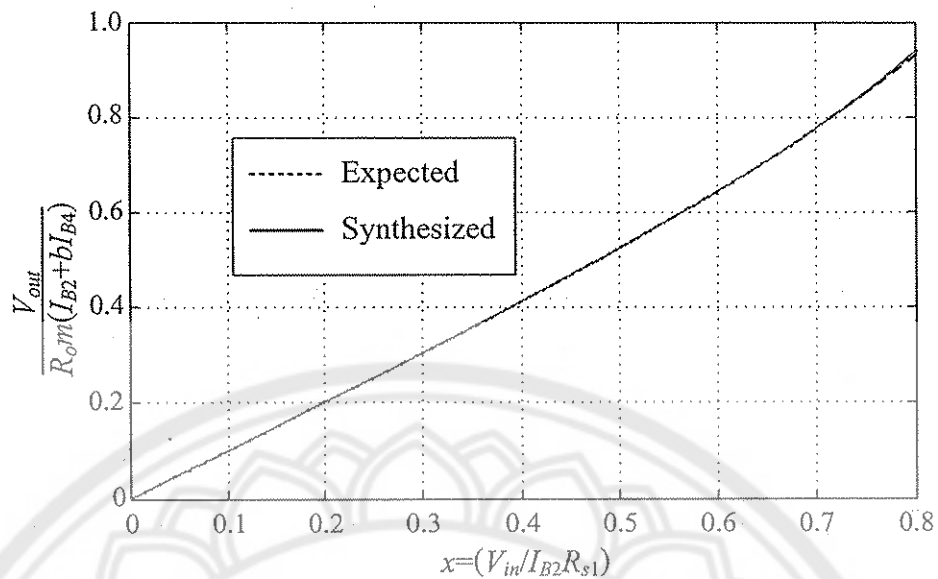
(ก) เาค์พุดของสมการเมื่อใช้พารามิเตอร์ K_T ค่าต่าง ๆ



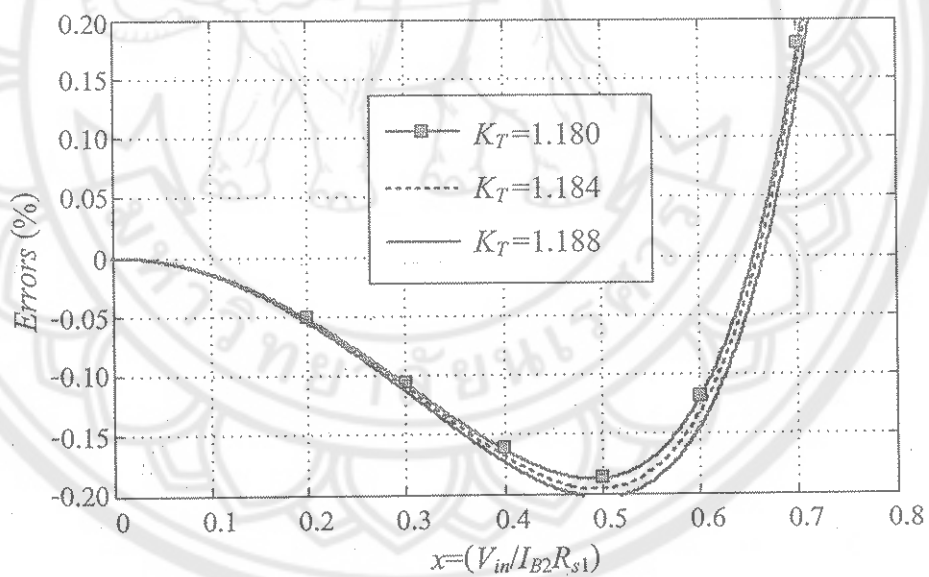
(ข) ค่าความแตกต่างของทั้งสองสมการ

รูปที่ 3.2 ผลการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ K_T ที่เหมาะสม

ณ ช่วงปฏิบัติการ $V_{in} / I_{B2} R_{s1}$ มีค่าเท่ากับ 0 ถึง 1



(ก) เอตัพุดของทั้งสองสมการ



(ข) ค่าความแตกต่างของทั้งสองสมการ

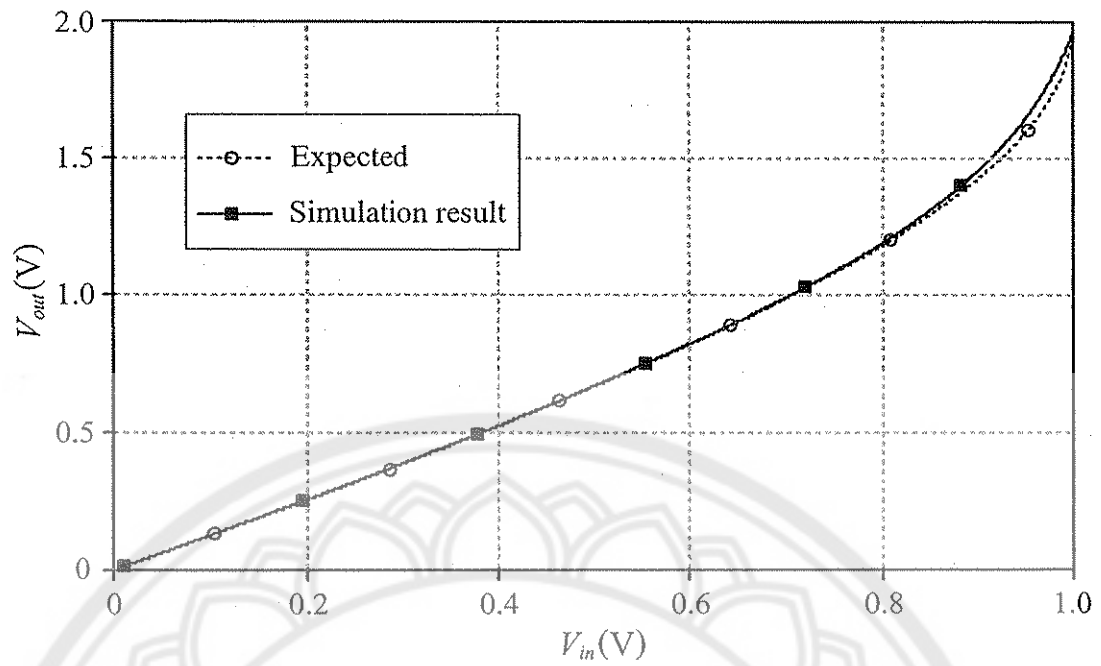
รูปที่ 3.3 ผลการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ K_T ที่เหมาะสม

ณ ช่วงปฏิบัติการ $V_{in} / I_{B2} R_{s1}$ มีค่าเท่ากับ 0 ถึง 0.707

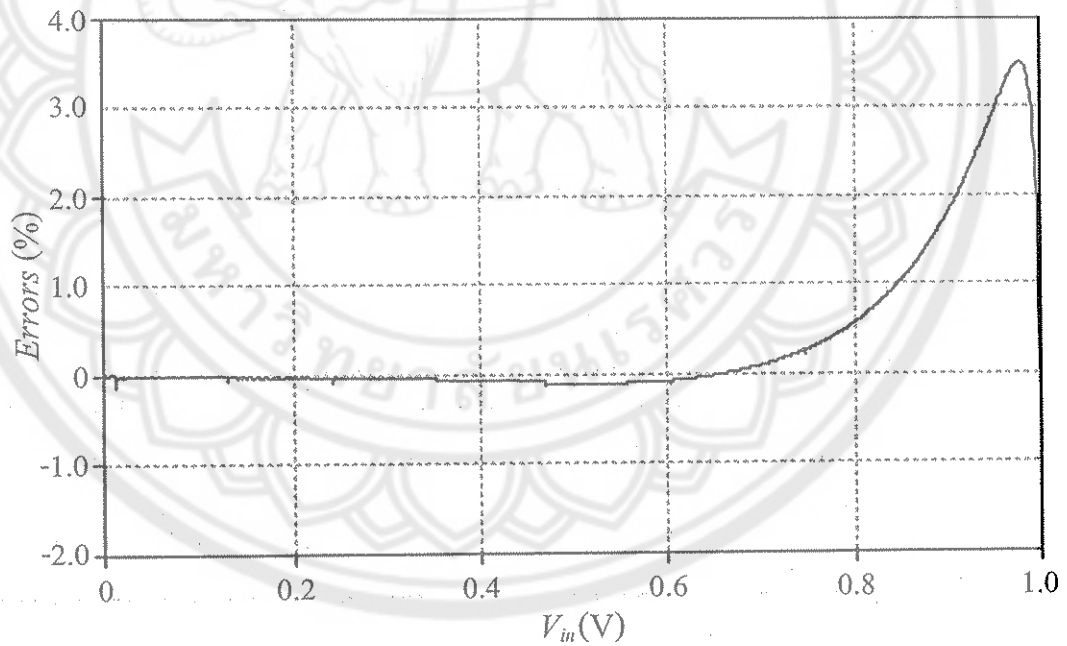
3.3 การเลียนแบบและผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรรด้วยโปรแกรม PSPICE

สำหรับการทดสอบคุณสมบัติการทำงานของวงจรรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ในเบื้องต้น ได้ใช้วิธีเลียนแบบการทำงานของวงจรรด้วยโปรแกรม PSPICE โดยได้ใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็น (npn) เบอร์ Q2N3904 ชนิดพีเอ็นพี (pnp) เบอร์ Q2N3906 ต่อรวมกันเป็นวงจรรโอทีเอ [28] และนำโอทีเอแต่ละตัวมาต่อรวมกันเป็นวงจรรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ตามรูปที่ 3.1 โดยออปแอมป์ A_o ที่ใช้สำหรับต่อเป็นวงจรรตามแรงดันคือรุ่น LM358 ค่าความต้านทาน R_{s1} , R_{s2a} และ R_{s2b} มีค่าเท่ากับ 10 k Ω , 80 k Ω และ 20 k Ω ตามลำดับ ค่ากระแสไบอัส I_{B1} , I_{B2} และ I_{B3} มีค่าเท่ากับ 500 μ A, 100 μ A และ 100 μ A ตามลำดับ เนื่องจากในที่นี้ได้กำหนดให้ $(R_{s2a} + R_{s2b})$ มีค่าสูงมากจนถือได้ว่าพารามิเตอร์ m ในสมการที่ (3.1) และสมการที่ (3.2) มีค่าประมาณเท่ากับ 1 สำหรับพารามิเตอร์ b จากการคำนวณตามสมการที่ (3.1d) จะมีค่าเท่ากับ 0.2 เมื่อเลือกใช้พารามิเตอร์ $K_T = 1.184$ ดังนั้นจะสามารถคำนวณค่ากระแส I_{B4} ได้มีค่าเท่ากับ 422.3 μ A แต่จากการทดลองพบว่าพารามิเตอร์ b มีค่าน้อยกว่าการคำนวณค่อนข้างมากอันเนื่องมาจากค่าความต้านทานแฝงที่ขาอินพุตของ OTA₄ ดังนั้นเพื่อทำให้ K_T มีค่าตามที่กำหนดจึงต้องปรับค่ากระแส I_{B4} ให้มีค่ามากกว่าการคำนวณ โดยมีหลักพิจารณาคือ $bI_{B4} = I_{B2}/K_T$ จะต้องมีความเท่ากับ 84.46 μ A หรือ $bI_{B4} \tanh^{-1}(0.707) = 74.42 \mu$ A ซึ่งจากการทดลองจะได้ค่า I_{B4} มีค่าเท่ากับ 1300 μ A และเมื่อต้องการกำหนดให้ค่าแรงดันเอาต์พุต V_{out} มีค่าเท่ากับ 1 V ที่ค่ามุม $\pi/4$ rad. หรือ 90° (ขณะที่ V_{in} มีค่าเท่ากับ 0.707 V) จะต้องกำหนดค่า $R_o = 6.9$ k Ω

รูปที่ 3.4 ถึง 3.6 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรรด้วยโปรแกรม PSPICE โดยในรูปที่ 3.4 แสดงผลการทดสอบคุณสมบัติทางดีซี (DC characteristics) ของวงจรร ซึ่งทดสอบโดยทำการแปรค่าสัญญาณแรงดันอินพุต V_{in} ให้มีค่าเท่ากับ 0 V ถึง 1 V โดยจะเห็นได้ว่าในช่วงแรงดันอินพุต V_{in} มีค่าน้อยกว่า 0.8 V จะได้ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุต V_{out} จากผลการเลียนแบบการทำงาน (Simulation result) มีค่าใกล้เคียงกับค่าในอุดมคติ (Expected) และเมื่อ V_{in} มีค่ามากกว่า 0.8 V เป็นต้นไปค่าผิดพลาดจะมีค่ามากขึ้นอย่างมากทั้งนี้สามารถวัดค่าผิดพลาด (Errors) สูงสุดได้ประมาณเท่ากับ 3.5% ในรูปที่ 3.5 แสดงผลการทำงานเมื่อพิจารณาในช่วงของแรงดันอินพุตที่ลดลง โดยทำการแปรค่าแรงดันอินพุต V_{in} ให้มีค่าเท่ากับ 0 V ถึง 0.8 V ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าแรงดันเอาต์พุต V_{out} จากผลการเลียนแบบการทำงานมีค่าใกล้เคียงกับค่าในอุดมคติมาก เมื่อพิจารณาในช่วงขนาดของแรงดันอินพุตมีค่าไม่เกิน 0.707 V จะสามารถวัดค่าผิดพลาดได้น้อยกว่า 0.2% ซึ่งมีแนวโน้มไปในทางเดียวกันกับหลักการวิเคราะห์และประมาณในหัวข้อก่อนหน้า



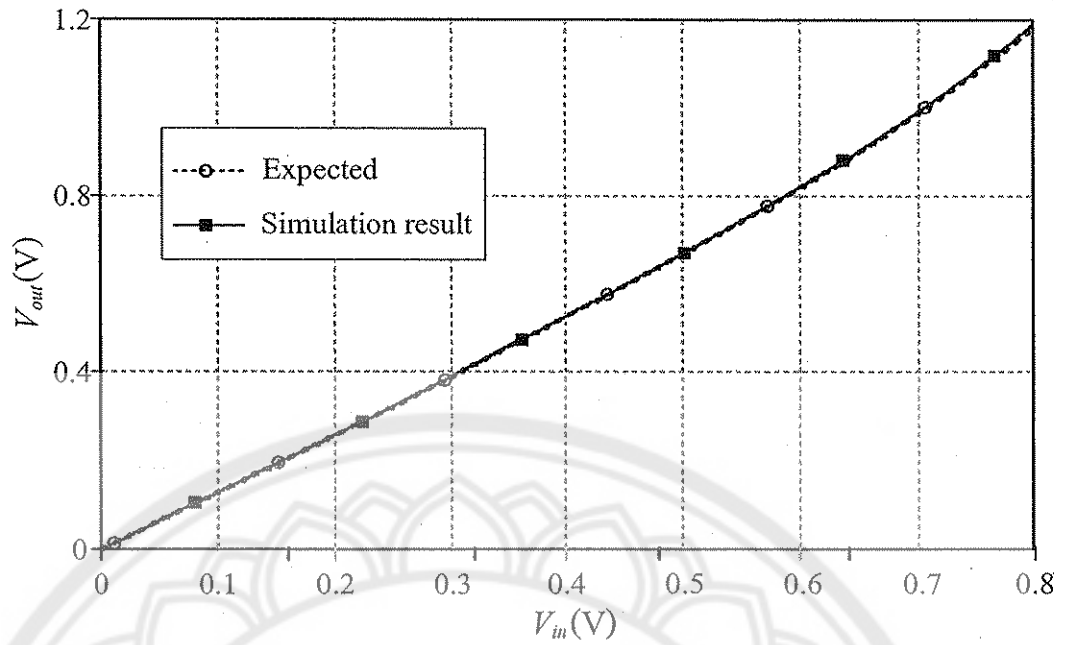
(ก) สัญญาณเอาต์พุต V_{out} ของวงจรถ



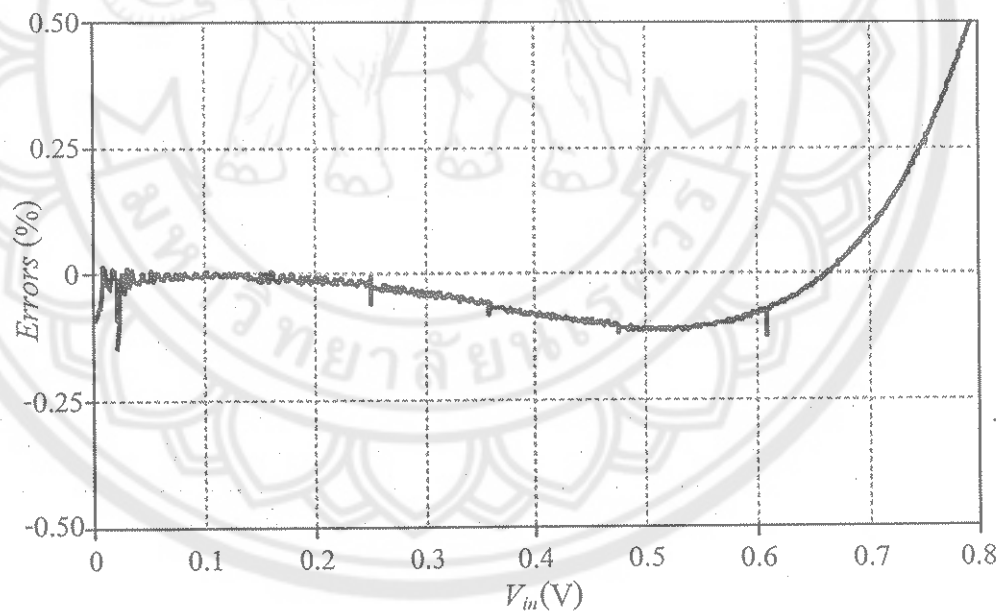
(ข) ค่าผิดพลาดของวงจรถ

รูปที่ 3.4 ผลการทดสอบคุณสมบัติทางดีซีของวงจรถ จากการเปลี่ยนแบบการทำงาน

ในช่วงแรงดันอินพุต V_{in} มีค่าเท่ากับ 0 V ถึง 1 V



(ก) สัญญาณเอาต์พุต V_{out} ของวงจร

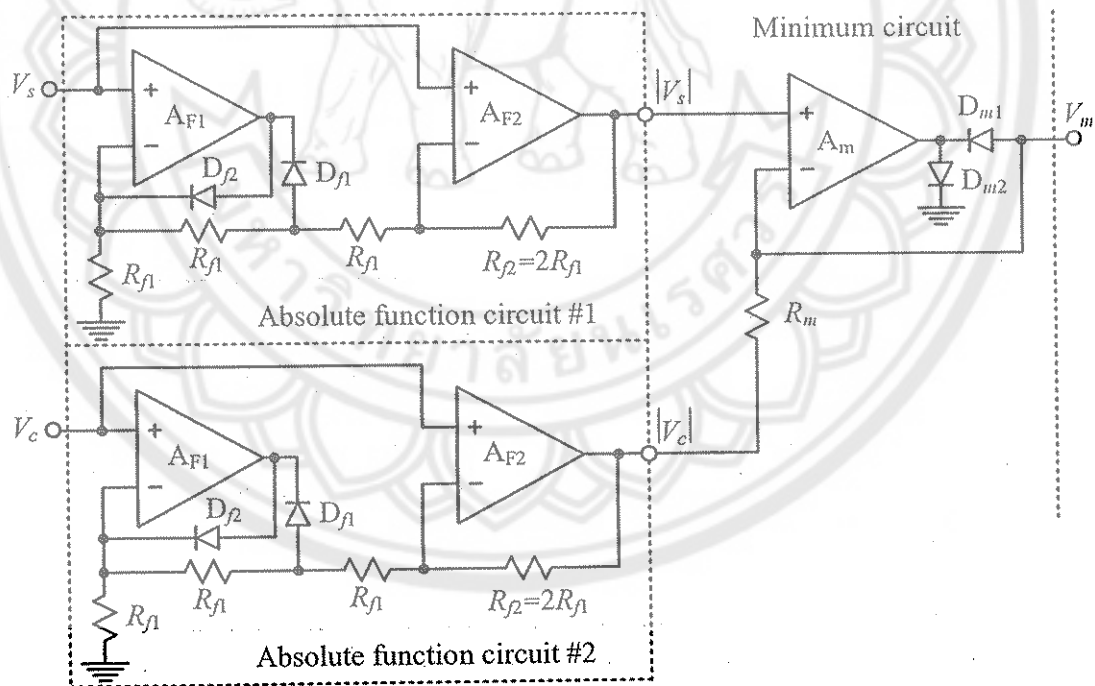


(ข) ค่าผิดพลาดของวงจร

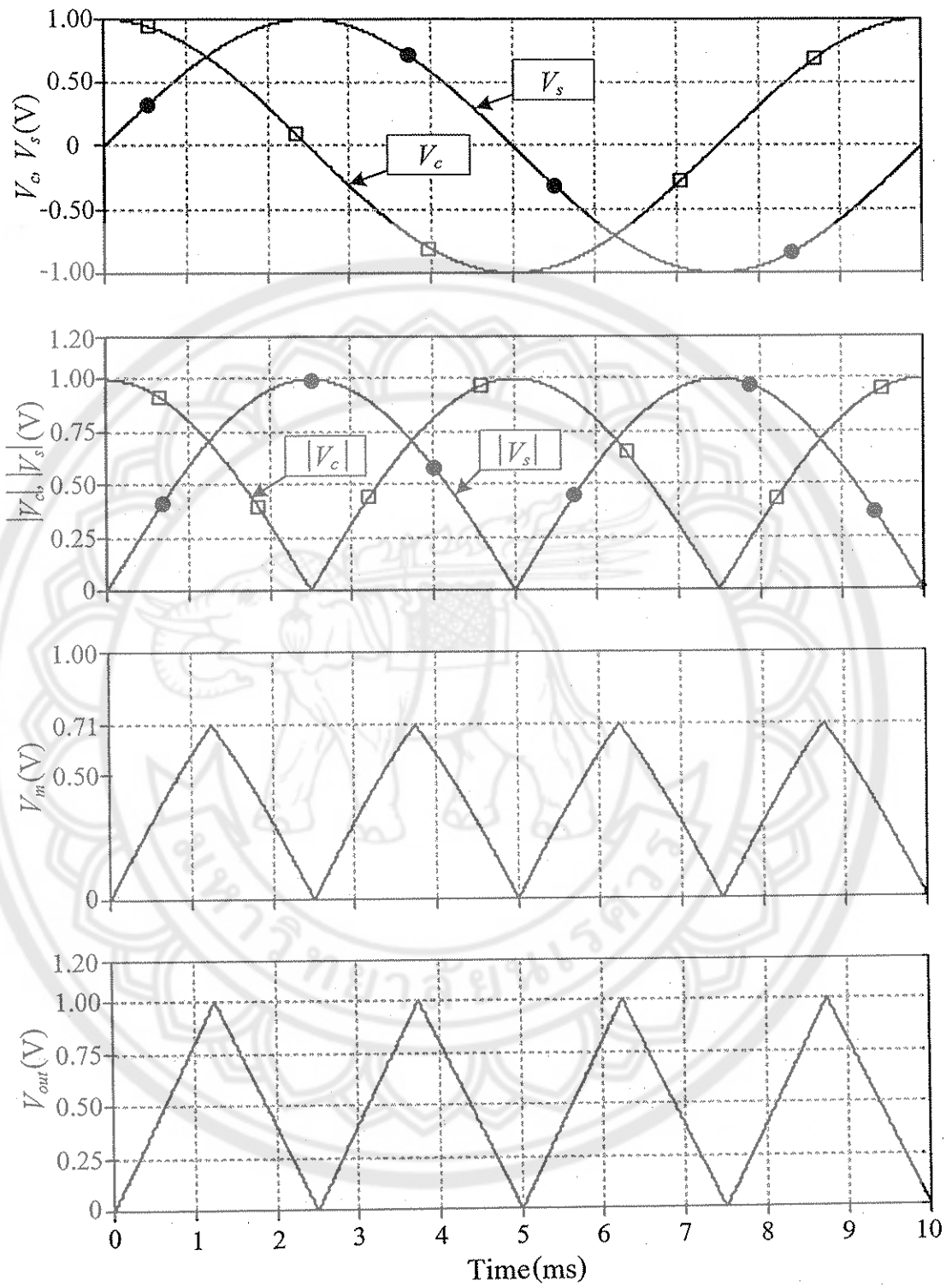
รูปที่ 3.5 ผลการทดสอบคุณสมบัติทางดีซีของวงจร จากการเลียนแบบการทำงาน

ในช่วงแรงดันอินพุต V_{in} มีค่าเท่ากับ 0 V ถึง 0.8 V

ในรูปที่ 3.7 แสดงผลการเลียนแบบการทำงาน โดยการนำสัญญาณไซน์ซออยด์ (sinusoidal signals) สองสัญญาณที่มีความถี่และค่าแอมพลิจูดเท่ากันแต่มีเฟสแตกต่างกัน $\pi/2$ rad. ไปผ่านวงจรหาค่าสัมบูรณ์ (Absolute function circuit or Full wave rectifiers) และวงจรหาค่าต่ำสุด (Minimum circuit) ดังแสดงในรูปที่ 3.6 และนำสัญญาณเอาต์พุต V_m ที่ได้จากวงจรหาค่าต่ำสุดไปเป็นอินพุต V_{in} ของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ตามวงจรในรูปที่ 3.1 ออปแอมป์ที่ใช้สำหรับวงจรในรูปที่ 3.6 ทุกตัวคือรุ่น LM358 ใดโอดทุกตัวที่ใช้คือรุ่น DIN4148 ตัวต้านทาน R_{f1} , R_{f2} และ R_m มีค่าเท่ากับ 1 k Ω , 2 k Ω และ 1 k Ω ตามลำดับ จากผลการเลียนแบบการทำงานจะเห็นได้ว่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุต V_{out} ของวงจรที่ได้จะเป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มีความถี่เป็น 4 เท่าของสัญญาณไซน์ซออยด์เริ่มต้น (V_s และ V_c) เมื่อพิจารณาสัญญาณแรงดันเอาต์พุต V_{out} เปรียบเทียบกับค่ามุมของสัญญาณไซน์ซออยด์อินพุตจะเห็นได้ว่าในเวลาที่ค่ามุมแปรค่าไปจาก 0 ถึง 2π จะได้เอาต์พุตของวงจรเป็นสัญญาณที่มีความเป็นเชิงเส้นแบบเป็นช่วง (piecewise linear) กับค่ามุม โดยจะสามารถแบ่งความชันออกได้เป็น 8 ช่วง โดยมีทั้งความชันที่มีค่าเป็นบวกและความชันที่มีค่าเป็นลบสลับกัน



รูปที่ 3.6 วงจรหาค่าสัมบูรณ์ต่อร่วมกับวงจรหาค่าต่ำสุด



รูปที่ 3.7 ผลการทดสอบวงจรด้วยสัญญาณไซน์ชอยด์ จากการเดินแบบการทำงาน

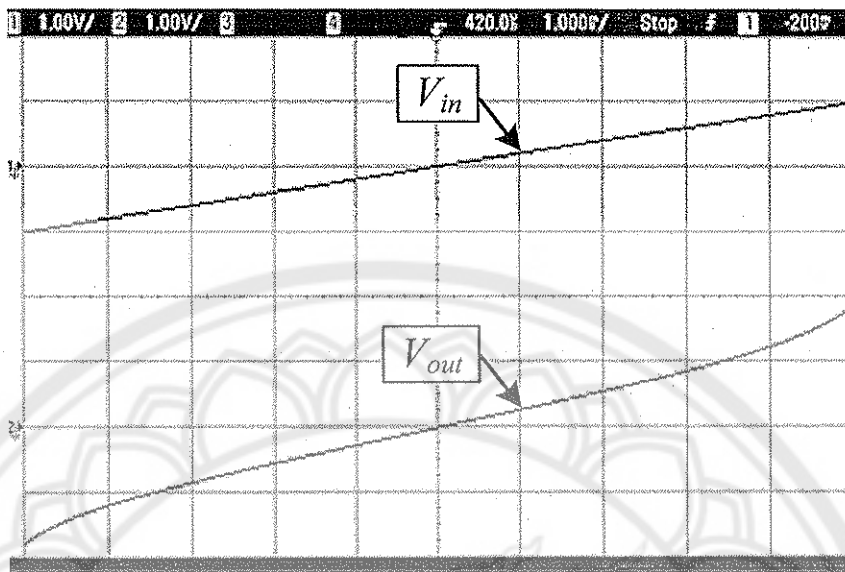
3.4 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจรโดยการต่อวงจรจริง

หลังจากทำการทดสอบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ในลำดับต่อมาเป็นการทดสอบคุณสมบัติการทำงานของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ด้วยวิธีการต่อวงจรจริง โดยได้อาศัยหลักการเลือกกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เหมือนกับวิธีการเลียนแบบการทำงาน นั่นคือจะใช้ค่ากระแสไบอัสและค่าความต้านทานต่าง ๆ ค่าเดียวกับวิธีการเลียนแบบการทำงาน ยกเว้นค่ากระแสไบอัส I_{B4} แต่ได้อาศัยหลักการเดียวกันในการพิจารณา คือ $bI_{B4} = I_{B2}/K_T$ จะต้องมีค่าเท่ากับ $84.46 \mu A$ หรือ $bI_{B4} \tanh^{-1}(0.707) = 74.42 \mu A$ ในส่วนของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ เช่น ออปแอมป์และไดโอด ได้ใช้รุ่นเดียวกับวิธีการเลียนแบบการทำงาน ยกเว้น ไอทีเอที่ใช้เป็นแบบไอซีสำเร็จรูปรุ่น CA3280

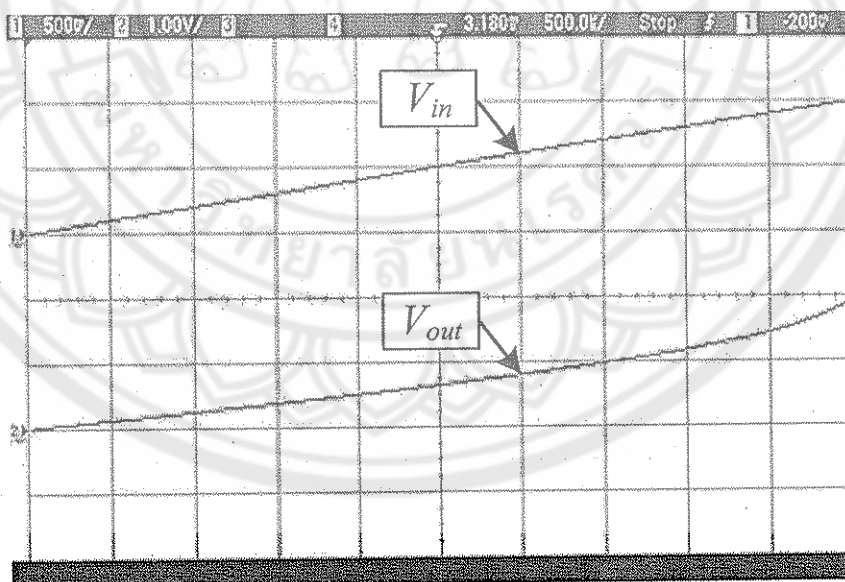
ในรูปที่ 3.8 และรูปที่ 3.9 แสดงผลการทดสอบคุณสมบัติทางคิซิจของวงจร โดยในรูปที่ 3.8 เป็นการแปรค่าสัญญาณแรงดันอินพุต V_{in} จาก $-1 V$ ถึง $1 V$ ซึ่งคิดเป็นมุมเท่ากับ $-\pi/2$ ถึง $\pi/2$ ในรูปที่ 3.9 แสดงผลการทำงานเมื่อแรงดันอินพุตแปรค่าจาก $0 V$ ถึง $1 V$ ซึ่งคิดเป็นมุมเท่ากับ 0 ถึง $\pi/2$ หรือเท่ากับ 0° ถึง 90° โดยจะเห็นได้ว่ารูปร่างของสัญญาณมีลักษณะเดียวกันกับผลจากการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์วาดรูปของสัญญาณตามสมการที่ได้สังเคราะห์ขึ้นและผลจากการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE โดยจะสามารถวัดขนาดของค่าผิดพลาดสูงสุดในช่วงที่สัญญาณแรงดันอินพุตมีค่าเท่ากับ $0 V$ ถึง $0.707 V$ (เท่ากับมุม 0 ถึง $\pi/4$) ได้ประมาณเท่ากับ 0.2%

ในรูปที่ 3.10 และรูปที่ 3.11 แสดงผลการทดสอบการทำงานของวงจรในรูปที่ 3.1 โดยกำหนดให้อินพุต ของวงจรเป็นสัญญาณแรงดันรูปสามเหลี่ยมและสัญญาณแรงดันรูปไซน์ตามลำดับ โดยที่ค่าแอมพลิจูดและค่าความถี่ของสัญญาณแรงดันอินพุตทั้งสองกำหนดให้มีค่าเท่ากัน นั่นคือมีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ $1 V$ และค่าความถี่เท่ากับ $50 Hz$ โดยจะเห็นได้ว่าผลการทำงานในรูปที่ 3.10 จะสอดคล้องกับผลการทดสอบคุณสมบัติทางคิซิจของวงจรในรูปที่ 3.8 เมื่อพิจารณารูปที่ 3.11 จะเห็นได้ว่าในขณะที่ขนาดของสัญญาณแรงดันอินพุตรูปไซน์ $|V_{in}|$ มีค่าน้อยกว่า $0.707 V$ (พิจารณาเป็นค่ามุมจะอยู่ในช่วง $\pm\pi/4$) จะได้สัญญาณแรงดันเอาต์พุต V_{out} ที่มีรูปร่างเป็นเชิงเส้นกับค่ามุมของสัญญาณแรงดันอินพุต V_{in} ในรูปที่ 3.12 แสดงผลการทดสอบการทำงานโดยการนำสัญญาณไซน์ซอซอค์สองสัญญาณที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ $1 V$ เท่ากัน ความถี่เท่ากับ $50 Hz$ เท่ากัน แต่มีเฟสแตกต่างกัน $\pi/2$ ไปผ่านวงจรหาค่าสมบูรณและวงจรหาค่าต่ำสุดตามวงจรในรูปที่ 3.6 และนำสัญญาณเอาต์พุตของวงจรหาค่าต่ำสุด V_m ไปเป็นอินพุต V_{in} ให้กับวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์เช่นเดียวกับวิธีการเลียนแบบการทำงาน โดยจะเห็นได้ว่าจะได้สัญญาณแรงดันเอาต์พุต V_{out}

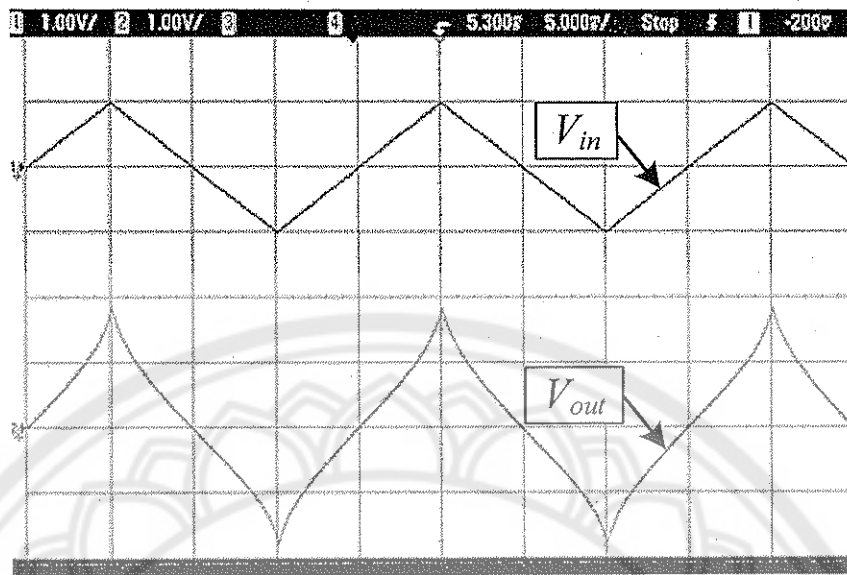
ของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมเช่นเดียวกับวิธีการเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE



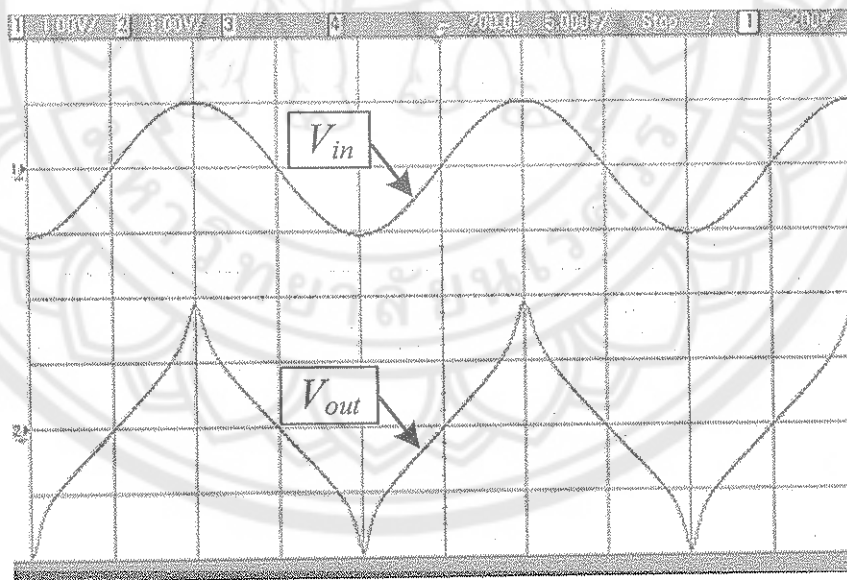
รูปที่ 3.8 ผลการทดสอบคุณสมบัติทางดีซีของวงจร จากการต่อวงจรบนบอร์ดทดลอง ในช่วงแรงดันอินพุต V_{in} มีค่าเท่ากับ -1 V ถึง 1 V



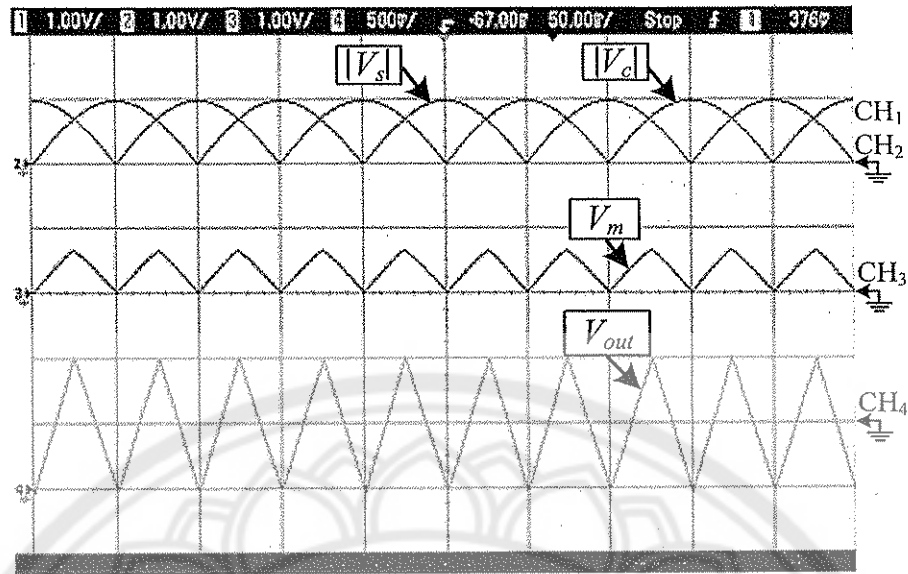
รูปที่ 3.9 ผลการทดสอบคุณสมบัติทางดีซีของวงจร จากการต่อวงจรบนบอร์ดทดลอง ในช่วงแรงดันอินพุต V_{in} มีค่าเท่ากับ 0 V ถึง 1 V



รูปที่ 3.10 ผลการทดสอบการทำงานของวงจร เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณแรงดันรูปสามเหลี่ยม
ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ 1 V ความถี่เท่ากับ 50 Hz



รูปที่ 3.11 ผลการทดสอบการทำงานของวงจร เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณแรงดันรูปไซน์
ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ 1 V ความถี่เท่ากับ 50 Hz



รูปที่ 3.12 ผลการทดสอบการทำงานของวงจร เมื่อสัญญาณแรงดันอินพุต ถูกจำกัดให้อยู่ในช่วง 0 V ถึง 0.707 V

3.5 สรุป

การออกแบบวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์แบบที่ใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ เป็นหลักการใหม่ที่น่าสนใจซึ่งได้เคยมีการนำเสนอไว้ในปี พ.ศ. 2549 [23] หลักการของการออกแบบเป็นการอาศัยการประมาณค่าของฟังก์ชันที่สังเคราะห์ขึ้นจากวงจรให้มีค่าใกล้เคียงกับฟังก์ชันอาร์คไซน์ ในบทนี้ได้อธิบายถึงการปรับปรุงความถูกต้องของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ดังกล่าว จากหลักการวิเคราะห์วงจรจะได้รับความสัมพันธ์ระหว่างฟังก์ชันที่สังเคราะห์ขึ้นและฟังก์ชันอาร์คไซน์ซึ่งได้จากการประมาณ โดยมีพารามิเตอร์ในสมการที่สำคัญ 2 ตัวคือพารามิเตอร์ m และพารามิเตอร์ K_T เมื่อ m คืออัตราส่วนของค่ากระแส (I_1) ที่ยอมให้ไหลผ่านตัว OTA_2 ต่อค่ากระแสอินพุต I_{in} ของวงจร (หรือ $m = I_1/I_{in}$) สำหรับ K_T คือค่าอัตราส่วนของค่ากระแสไบอัส I_{B2} ของ OTA_2 ต่อค่าของผลคูณระหว่างค่ากระแสไบอัส I_{B4} ของ OTA_4 กับค่าพารามิเตอร์ b (หรือ $K_T = I_{B2}/bI_{B4}$) เมื่อ $b = R_{s2a} / (R_{s2a} + R_{s2b})$ คือค่าอัตราการลดทอนแรงดันที่ตกคร่อมขาอินพุตของ OTA_2 ไปเป็นแรงดันอินพุตให้กับ OTA_4 จากหลักการเดิมที่ได้เคยมีการนำเสนอไว้ เป็นการเลือกใช้พารามิเตอร์ $m = 0.966$ และพารามิเตอร์ $K_T = 0.927$ สำหรับใช้กับอินพุตในช่วง -1 ถึง 1 (หรือเท่ากับมุม $-\pi/2$ ถึง $\pi/2$) โดยสามารถวัดค่าผิดพลาดสูงสุดของวงจรได้ประมาณเท่ากับ 0.92% แต่สำหรับในงานวิจัยนี้เนื่องจากต้องการนำไปประยุกต์ใช้งานกับอินพุตในช่วง 0 ถึง 0.707 (หรือ

เท่ากับมุม 0 ถึง $\pi/4$) ดังนั้นในการศึกษาครั้งนี้จึงได้มุ่งเน้นที่การปรับปรุงความถูกต้องในการทำงานของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์สำหรับอินพุตในช่วง 0 ถึง 0.707 โดยได้เขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อเปรียบเทียบสมการทั้งสองสำหรับช่วยในการตัดสินใจเลือกใช้พารามิเตอร์ m และพารามิเตอร์ K_T ที่เหมาะสม ซึ่งผลการเลือกใช้คือพารามิเตอร์ $m = 1$ และพารามิเตอร์ $K_T = 1.184$ โดยจะได้ค่าผิดพลาดสูงสุดของวงจรมีค่าประมาณเท่ากับ 0.195 % และผลจากการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และวิธีทดสอบด้วยวิธีการต่อวงจรจริงแสดงให้เห็นถึงความถูกต้องในการทำงานของวงจรซึ่งสอดคล้องกับหลักการซึ่งได้นำเสนอ

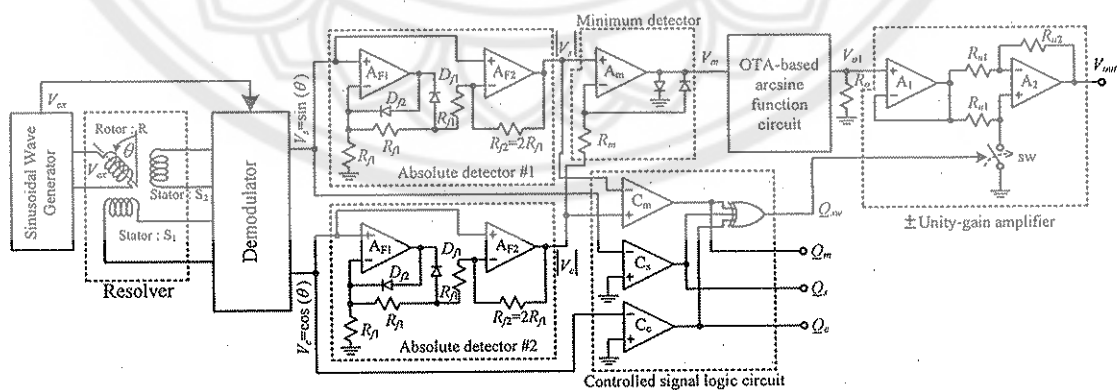


การออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัล

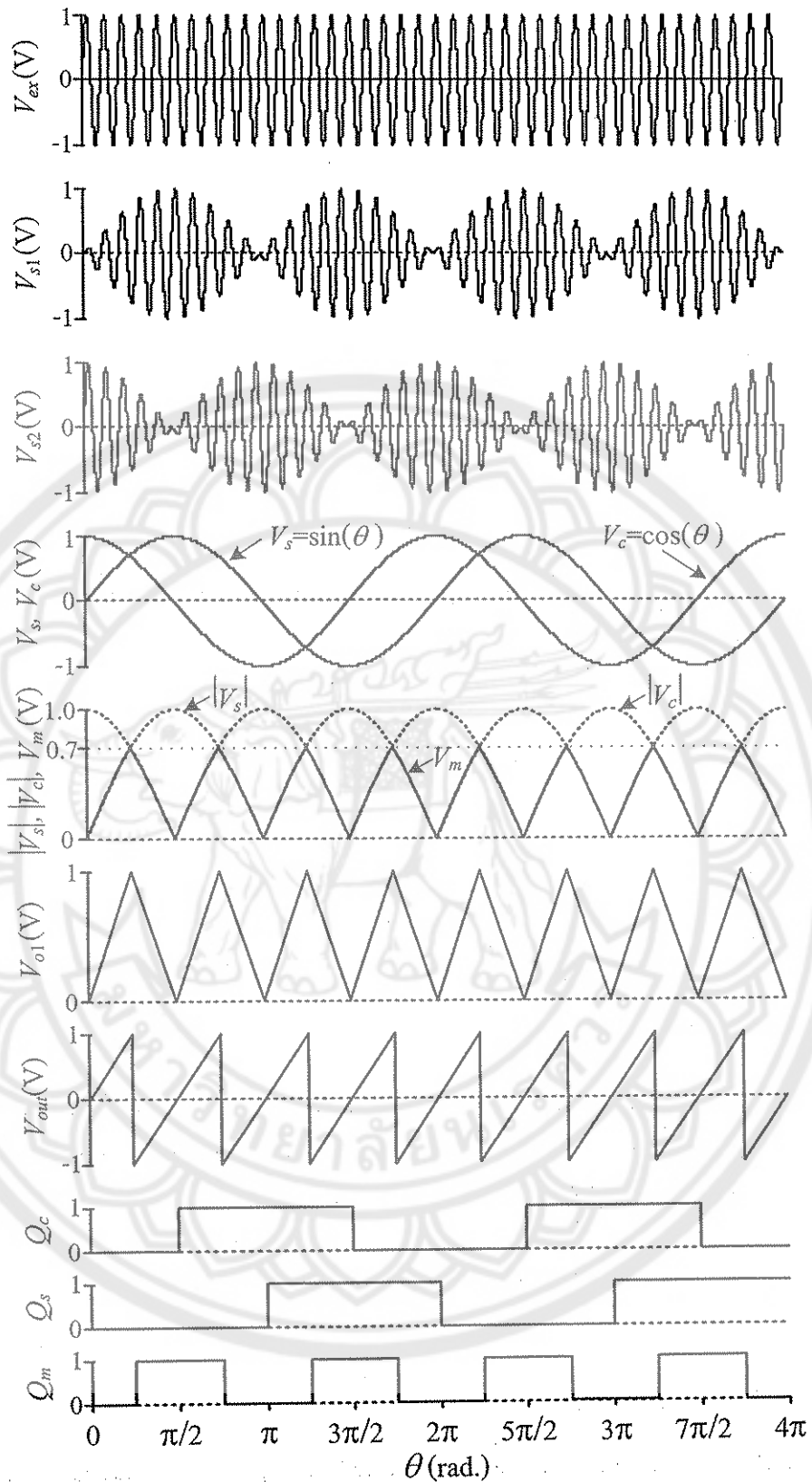
การออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลในงานวิจัยนี้ เป็นการประยุกต์ใช้ วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ซึ่งได้อธิบายในบทที่ 3 มาต่อร่วมกับวงจรดีมอดูเลเตอร์ วงจรหาค่าสัมบูรณ์ (หรือวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น) วงจรหาค่าต่ำสุด วงจรขยาย ± 1 เท่า และวงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม ทั้งนี้เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลโดยมีความเป็นเชิงเส้นแบบเป็นช่วงกับค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์ หลักการออกแบบจะใช้สัญญาณลอจิกสำหรับควบคุมจังหวะการทำงานของวงจรในส่วนอื่นๆ พร้อมทั้งใช้สำหรับเป็นตัวระบุช่วงต่างๆ ของค่ามุมแกนหมุน ในส่วนของการทดสอบการทำงานของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้น ในเบื้องต้นจะใช้วิธีเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ต่อจากนั้นจะใช้วิธีต่อวงจรลงบนบอร์ดทดลองเพื่อทดสอบการทำงานจริง

4.1 หลักการเบื้องต้นของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัล

บล็อกไดอะแกรมของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ที่ได้ทำการสังเคราะห์ขึ้นแสดงดังรูปที่ 4.1 ซึ่งจะประกอบด้วยส่วนที่เป็นตัวจ่ายสัญญาณกระตุ้น V_{ex} ให้กับรีโซลเวอร์ วงจรดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator) วงจรหาค่าสัมบูรณ์ (Absolute detector) หรือวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full-wave rectifier) วงจรหาค่าต่ำสุด (Minimum detector) วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์แบบที่ใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ วงจรขยาย ± 1 เท่า และวงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัล



รูปที่ 4.2 สัญญาณที่สำคัญต่างๆ ของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์

จากรูปที่ 4.1 จะเห็นได้ว่าในส่วนของวิธีการจ่ายสัญญาณกระตุ้นให้กับรีโซลเวอร์ในงานวิจัยนี้ใช้วิธีการจ่ายสัญญาณกระตุ้นให้กับขดลวดโรเตอร์ และนำสัญญาณที่ได้จากขดลวด สเตเตอร์ทั้งสองไปประมวลผลเพื่อหาค่ามุมของแกนหมุนต่อไป จากหลักการทำงานของรีโซลเวอร์ดังที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ 2.1 เมื่อทำการจ่ายสัญญาณแรงดันกระตุ้น V_{ex} ที่เป็นสัญญาณไซน์ซอซอด์ให้กับขดลวดโรเตอร์ R จะได้แรงดันตกคร่อมขดลวดต่าง ๆ ของรีโซลเวอร์ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

แรงดันตกคร่อมขดลวดโรเตอร์ (R); V_R

$$V_R = V_{ex} = A_{ex} \sin(\omega t) \quad (4.1)$$

แรงดันตกคร่อมขดลวดสเตเตอร์ชุดแรก (S_1); V_{s1}

$$V_{s1} = kV_{ex} \sin(\theta) = kA_{ex} \sin(\omega t) \sin(\theta) \quad (4.2)$$

แรงดันตกคร่อมขดลวดสเตเตอร์ชุดที่สอง (S_2); V_{s2}

$$V_{s2} = kV_{ex} \cos(\theta) = kA_{ex} \sin(\omega t) \cos(\theta) \quad (4.3)$$

- เมื่อ A_{ex} คือ ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณกระตุ้น (V)
 ω คือ ค่าความถี่เชิงมุมของสัญญาณกระตุ้น (rad./s)
 t คือ ค่าเวลา (s)
 θ คือ ค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์ (rad.)
 k คือ ค่าอัตราการส่งผ่านระหว่างขดลวดสเตเตอร์กับขดลวดโรเตอร์

จากสมการที่ (4.2) และ (4.3) เมื่อนำสัญญาณ V_{s1} และ V_{s2} ไปผ่านวงจรคิมอดูเลเตอร์ จะได้สัญญาณ V_s และ V_c ตามลำดับ และเมื่อทำการปรับค่าแอมพลิจูดของสัญญาณที่ได้ทั้งสองให้มีค่าเท่ากับ 1 โดยจะสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้เป็น

$$V_s = \sin(\theta) \quad (4.4)$$

$$V_c = \cos(\theta) \quad (4.5)$$

จากสมการที่ (4.4) และสมการที่ (4.5) เมื่อนำสัญญาณ V_s และ V_c ไปผ่านวงจรหาค่าสัมบูรณ์ หรือ วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ซึ่งจะได้สัญญาณ V_{sf} และ V_{cf} เป็นไปตามสมการที่ (4.6) และสมการที่ (4.7) ตามลำดับ

$$V_{sf} = |V_s| = |\sin(\theta)| \quad (4.6)$$

$$V_{cf} = |V_c| = |\cos(\theta)| \quad (4.7)$$

ในลำดับต่อมาเป็นการนำสัญญาณ V_{sf} และ V_{cf} ไปเป็นอินพุตของวงจรค่าต่ำสุดซึ่งออกแบบโดยใช้ตัวต้านทานต่อร่วมกับไดโอดและออปแอมป์ (operational amplifier; op-amp.) โดยจะได้สัญญาณเอาต์พุต V_m ของวงจรหาค่าต่ำสุดมีค่าเท่ากับ

$$V_m = \begin{cases} V_{sf} & ; V_{sf} < V_{cf} \\ V_{cf} & ; V_{sf} \geq V_{cf} \end{cases} \quad (4.8a)$$

หรือ

$$V_m = \begin{cases} |\sin \theta| & ; |\sin \theta| < |\cos \theta| \\ |\cos \theta| & ; |\sin \theta| \geq |\cos \theta| \end{cases} \quad (4.8b)$$

จากสมการที่ (4.8) เมื่อนำสัญญาณ V_m ไปผ่านวงจรวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์แบบที่ใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบซึ่งได้อธิบายในบทที่ 3 โดยเมื่อพิจารณาจากการหมุนครบ 1 รอบ แกนหมุนของรีโวลเวอร์ (360 องศา หรือเท่ากับ 2π เรเดียน) จะได้สัญญาณ V_{o1} ที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้นแบบเป็นช่วง (piecewise linear) ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$V_{o1} = R_o G_o \begin{cases} \theta & ; 0 < \theta \leq \pi/4 \\ \pi/2 - \theta & ; \pi/4 < \theta \leq \pi/2 \\ \theta - \pi/2 & ; \pi/2 < \theta \leq 3\pi/4 \\ \pi - \theta & ; 3\pi/4 < \theta \leq \pi \\ \theta - \pi & ; \pi < \theta \leq 5\pi/4 \\ 3\pi/2 - \theta & ; 5\pi/4 < \theta \leq 6\pi/4 \\ \theta - 3\pi/2 & ; 6\pi/4 < \theta \leq 7\pi/4 \\ 2\pi - \theta & ; 7\pi/4 < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.9)$$

เมื่อ G_o คือ ค่าอัตราขยายของวงจรวจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์ค ไซน์ (A/rad.)
 R_o คือค่าความต้านทานที่ทำหน้าที่เป็นโหลดให้กับวงจรวจรสังเคราะห์
 ฟังก์ชันอาร์ค ไซน์ (Ω)

จากสมการที่ (4.9) จะเห็นได้ว่าตลอด 1 รอบการหมุนของรีโซลเวอร์ ความสัมพันธ์ระหว่าง
 สัญญาณ V_{o1} กับค่า θ สามารถแบ่งออกได้เป็น 8 ช่วง โดยมีค่าความชันที่มีทั้งแบบที่มีค่าเป็นบวก
 และแบบที่มีค่าเป็นลบสลับกัน เพื่อทำการแก้ปัญหาดังกล่าวนี้ภายในการศึกษารุ่นนี้ได้ใช้วิธีนำ
 สัญญาณ V_s และ V_c ไปผ่านวงจรตรวจจับผ่านศูนย์ C_s และ C_c เพื่อให้ได้สัญญาณลอจิก Q_s และ Q_c
 ตามลำดับ และนำสัญญาณ $|V_s|$ และ $|V_c|$ ไปผ่านวงจรเปรียบเทียบแรงดัน C_m เพื่อให้ได้สัญญาณ
 ลอจิก Q_m ทั้งนี้สัญญาณลอจิก Q_s , Q_c และ Q_m จะใช้สำหรับเป็นอินพุตให้กับส่วนของการสร้าง
 สัญญาณลอจิกควบคุม Q_{sw} ซึ่งจะใช้สำหรับการควบคุมจังหวะการทำงานของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์
 sw ภายในวงจรขยาย ± 1 เท่า

วงจรรขยาย ± 1 เท่า จะทำหน้าที่สำหรับกลับค่าความชันของสัญญาณ V_{o1} ให้มีค่าเป็นบวก
 ทั้งหมดตลอดช่วงการทำงาน ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุต V_{out} ของตัวแปลง
 สัญญาณรีโซลเวอร์ กับค่ามุมแกนหมุน θ ของรีโซลเวอร์มีค่าเป็น

$$V_{out} = R_o G_o \begin{cases} \theta & ; 0 < \theta \leq \pi/4 \\ \theta - \pi/2 & ; \pi/4 < \theta \leq \pi/2 \\ \theta - \pi/2 & ; \pi/2 < \theta \leq 3\pi/4 \\ \theta - \pi & ; 3\pi/4 < \theta \leq \pi \\ \theta - \pi & ; \pi < \theta \leq 5\pi/4 \\ \theta - 3\pi/2 & ; 5\pi/4 < \theta \leq 6\pi/4 \\ \theta - 3\pi/2 & ; 6\pi/4 < \theta \leq 7\pi/4 \\ \theta - 2\pi & ; 7\pi/4 < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.10)$$

ในรูปที่ 4.2 แสดงแผนภาพที่สำคัญ ๆ ของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ ณ ที่ค่ามุม θ ต่าง ๆ โดย
 เพื่อความสะดวกสำหรับการคำนวณในที่นี้ได้ตั้งค่าให้แอมพลิจูดของสัญญาณ V_{o1} มีค่าเท่ากับ 1
 โวลต์ ซึ่งทำได้โดยกำหนดให้ $R_o G_o = 4/\pi$ และได้กำหนดให้ค่าสูงสุดของสัญญาณ V_{out} มีค่าเท่ากับ
 1 โวลต์ โดยรายละเอียดของวงจรรขยาย ± 1 เท่าจะได้กล่าวในหัวข้อที่ 4.3 วงจรสร้างสัญญาณลอจิก
 ควบคุมจะอธิบายในหัวข้อที่ 4.4 สำหรับหลักการการทำงานของวงจรมอดูเลเตอร์ซึ่งภายในงานวิจัยนี้
 ได้อาศัยวงจรมอดูเลเตอร์แบบง่ายซึ่งเป็นที่รู้จักกันโดยทั่วไปนั่นคือการใช้วงจรถุนสัญญาณต่อ
 ร่วมกับวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน [1-2] ซึ่งสามารถอธิบายหลักการการทำงานได้ดังในหัวข้อที่ 4.2

4.2 วงจรคีมอดูเลเตอร์ [1]

จากสมการที่ (4.2) และสมการที่ (4.3) เมื่อกำหนดให้ $\omega = 2\pi f_{ex}$ และ $\theta = 2\pi f_R t$ โดยที่ f_{ex} และ f_R คือค่าความถี่ของสัญญาณแรงดันกระตุ้นและค่าความถี่ของสัญญาณที่เกิดจากการหมุนของรีโซลเวอร์ตามลำดับ ดังนั้นสมการที่ (4.2) และ สมการที่ (4.3) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{s1} = kA_{ex} \sin(2\pi f_{ex} t) \sin(2\pi f_R t) \quad (4.11a)$$

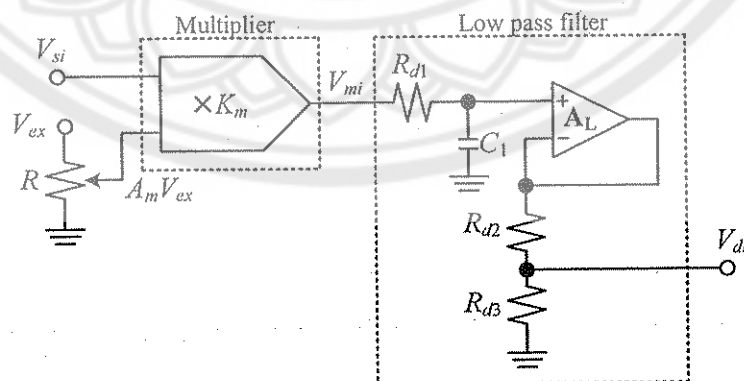
$$V_{s1} = \frac{kA_{ex}}{2} \cos 2\pi(f_{ex} - f_R)t - \frac{kA_{ex}}{2} \cos 2\pi(f_{ex} + f_R)t \quad (4.11b)$$

และ

$$V_{s2} = kA_{ex} \sin(2\pi f_{ex} t) \cos(2\pi f_R t) \quad (4.12a)$$

$$V_{s2} = \frac{kA_{ex}}{2} \sin 2\pi(f_{ex} - f_R)t + \frac{kA_{ex}}{2} \sin 2\pi(f_{ex} + f_R)t \quad (4.12b)$$

จากสมการที่ (4.11b) และสมการที่ (4.12b) จะเห็นได้ว่าสัญญาณ V_{s1} และ V_{s2} มีลักษณะเป็นสัญญาณที่เกิดจากมอดูเลตกันทางขนาด (amplitude modulator; AM) ระหว่างสัญญาณแรงดันกระตุ้นกับสัญญาณที่เกิดจากการหมุนของรีโซลเวอร์ ดังนั้นเพื่อเป็นการถอดสัญญาณที่เกิดจากการหมุนของรีโซลเวอร์ออกจากสัญญาณแรงดันกระตุ้นในที่นี้ได้ดำเนินการโดยใช้วงจรถ่ายคีมอดูเลเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 วงจรถ่ายคีมอดูเลเตอร์

จากวงจรในรูปที่ 4.3 เมื่อกำหนดให้ V_{si} คือ V_{s1} ซึ่งมีค่าดังแสดงในสมการที่ (4.11) ดังนั้นจะได้เอาต์พุตของวงจรคูณสัญญาณ คือ V_{m1} ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$V_{m1} = M \sin 2\pi(2f_{ex} - f_R)t - M \sin 2\pi(2f_{ex} + f_R)t + 2M \sin 2\pi f_R t \quad (4.13a)$$

$$M = \frac{kK_m A_m A_{ex}^2}{4} \quad (4.13b)$$

เมื่อ K_m คือค่าคงที่ของตัวคูณสัญญาณ ซึ่งโดยทั่วไปมักกำหนดให้ $K_m = 1/10$ จากสมการที่ (4.13) จะเห็นได้ว่า V_{m1} ประกอบไปด้วยผลรวมของสัญญาณไซน์ซอค์ 3 ความถี่คือ ความถี่ $2f_{ex}-f_R$, ความถี่ $2f_{ex}+f_R$ และความถี่ f_R และเนื่องจากการประยุกต์ใช้งานรีโซลเวอร์มักกำหนดให้ค่า $f_{ex} \gg f_R$ ซึ่งทำให้สามารถแยกองค์ประกอบของสัญญาณที่เกิดจากการหมุนของรีโซลเวอร์ (f_R) ออกมาใช้งานได้โดยง่าย จากวงจรในรูปที่ 4.3 เป็นการใช่วงจรกรองความถี่ต่ำ (low pass filter) สำหรับกำจัดองค์ประกอบของสัญญาณ V_{m1} ที่ความถี่สูง ($2f_{ex} + f_R$ และ $2f_{ex} - f_R$) ออกไป เมื่อกำหนดให้ $V_s = V_{di}$ คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยมี V_{m1} เป็นสัญญาณอินพุตของวงจร ซึ่งจะสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้คือ

$$V_s = L_o \frac{\omega_c}{s + \omega_c} V_{m1} \quad (4.14a)$$

เมื่อ

$$L_o = \frac{R_{d3}}{R_{d3} + R_{d2}} \quad (4.14b)$$

$$\omega_c = \frac{1}{R_{d1} C_1} \quad (4.14c)$$

จากสมการที่ (4.14) กำหนดให้ f_c คือค่าความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโดยที่ $f_R \ll (f_c = \omega_c/2\pi = 1/(2\pi R_{d1} C_1)) \ll 2f_{ex} - f_R$ ซึ่งจะสามารถประมาณได้ว่า

$$V_s = D \sin(2\pi f_R t) = D \sin(\theta) \quad (4.15a)$$

เมื่อ

$$D = \frac{L_o k K_m A_m A_{ex}^2}{2} \quad (4.15b)$$

ในทำนองเดียวกันเมื่อกำหนดให้ V_{s1} ของวงจรคีมอคูเลเตอร์คือ V_{s2} ดังแสดงในสมการที่ (4.12) จะได้อะไหล่พุดของวงจรคีมอคูเลเตอร์คือ V_{m2} ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$V_{m2} = 2M \cos 2\pi f_R t - M \cos 2\pi(2f_{ex} - f_R)t - D \cos 2\pi(2f_{ex} + f_R)t \quad (4.16a)$$

$$M = \frac{kK_m A_m A_{ex}^2}{4} \quad (4.16b)$$

และเมื่อนำสัญญาณ V_{m2} ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในเงื่อนไขเดียวกันกับกรณี V_{m1} นั่นคือ กำหนดให้ความถี่คัตออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน $f_R \ll f_c \ll 2f_{ex} - f_R$ และกำหนดให้ V_c คือค่าเอาต์พุตของวงจรกรองสัญญาณในกรณีดังกล่าวนี้ ซึ่งจะสามารถประมาณได้ว่า

$$V_c = D \cos(2\pi f_R t) = D \cos(\theta) \quad (4.17a)$$

$$\text{เมื่อ } D = \frac{L_c kK_m A_m A_{ex}^2}{2} \quad (4.17b)$$

จากสมการที่ (4.15) และ สมการที่ (4.17) เพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบและการคำนวณสำหรับการนำสัญญาณ V_s และ V_c ไปใช้เป็นอินพุตให้กับวงจรประมวลผลในภาคต่อไป ในที่นี้ได้กำหนดให้ค่า D ซึ่งเป็นค่าสูงสุดของสัญญาณ V_s และ V_c มีค่าเท่ากับ 1 โวลต์

4.3 วงจรขยาย ± 1 เท่า

จากหลักการของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิตอลในหัวข้อ 4.1 เมื่อพิจารณาสมการที่ (4.9) จะเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแรงดัน V_{o1} กับค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์ θ มีลักษณะเป็นสมการเชิงเส้นแบบเป็นช่วง โดยมีทั้งค่าความชันแบบที่มีค่าเป็นบวกและแบบที่มีค่าเป็นลบ ซึ่งสามารถแบ่งออกได้เป็น 8 ช่วง โดยในงานวิจัยนี้ได้ใช้วงจรขยาย ± 1 เท่า สำหรับกลับค่าความชันของสัญญาณ V_{o1} ให้มีค่าเป็นบวกทั้ง 8 ช่วงการทำงาน หลักการทำงานของวงจรขยาย ± 1 เท่า ดังแสดงในรูปที่ 4.4 สามารถอธิบายได้ดังนี้คือ ออปแอมป์ A_1 ทำหน้าที่เป็นวงจรตามแรงดัน ซึ่งจะมีผลทำให้ค่าแรงดัน V_{o2} มีค่าเท่ากับ

$$V_{o2} = V_{o1} \quad (4.18)$$

ในขณะที่สัญญาณลอจิก $Q_{sw} = 1$ สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ sw จะปิดวงจรดังแสดงในรูปที่ 4.4(ข) ซึ่งมีผลทำให้ขาบวกของออปแอมป์ A_2 ถูกเชื่อมต่อกับศักย์คาติน ดังนั้นออปแอมป์ A_2 จะทำหน้าที่เป็นวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันเอาต์พุต V_{out} กับค่าแรงดัน V_{o2} และ V_{o1} ดังนี้คือ

$$V_{out} = -\frac{R_{u2}}{R_{u1}}V_{o2} = -\frac{R_{u2}}{R_{u1}}V_{o1} \quad (4.19)$$

จากสมการที่ (4.19) เมื่อกำหนดให้ $R_{u2}=R_{u1}$ จะได้

$$V_{out} = -V_{o2} = -V_{o1} \quad (4.20)$$

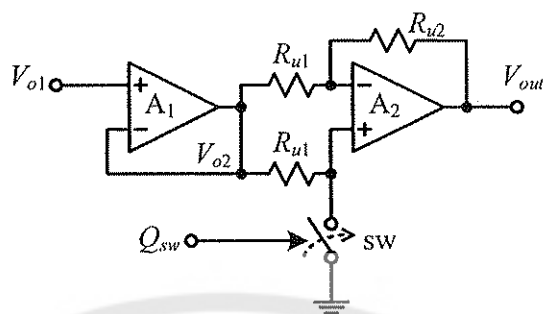
ในขณะที่สัญญาณลอจิก $Q_{sw} = 0$ สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ sw จะเปิดวงจรดังแสดงในรูปที่ 4.4(ค) ซึ่งมีผลทำให้ขาบวกของออปแอมป์ A_2 อยู่ในสภาวะลอย (floating) โดยจะมีผลทำให้ค่าแรงดันที่ขาบวก และค่าแรงดันที่ขาลบของออปแอมป์ A_2 มีค่าเท่ากับ V_{o2} ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ของค่าแรงดันเอาต์พุต V_{out} สามารถเขียนได้เป็น

$$V_{out} = V_{o2} = V_{o1} \quad (4.21)$$

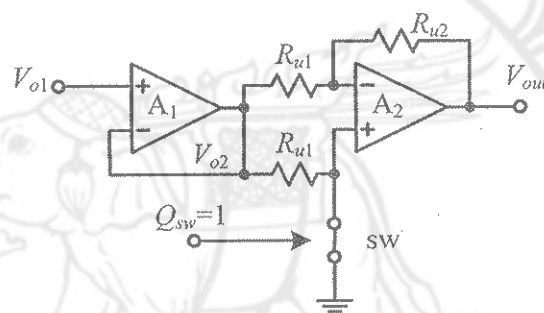
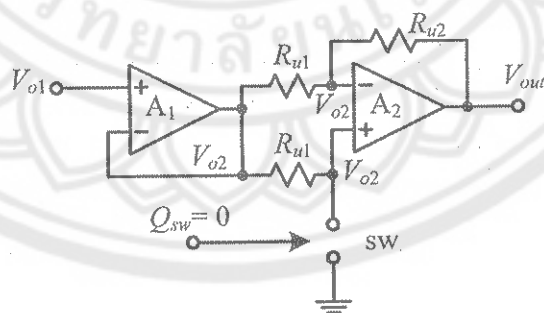
จากสมการที่ (4.20) และสมการที่ (4.21) สามารถรวมเป็นสมการเดียวกันได้ดังนี้คือ

$$V_{out} = \begin{cases} -V_{o1} & ; Q_{sw} = 1 \\ V_{o1} & ; Q_{sw} = 0 \end{cases} \quad (4.22)$$

จากสมการที่ (4.22) เมื่อสัญญาณแรงดัน V_{o1} มีค่าเป็นไปตามสมการที่ (4.9) และกำหนดให้สัญญาณลอจิก Q_{sw} มีสถานะเป็นลอจิก 0 และลอจิก 1 สลับกันตามลำดับทั้ง 8 ช่วงของค่ามุมแกนหมุน θ ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันเอาต์พุต V_{out} ของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์กับค่ามุมแกนหมุน θ เป็นไปตามสมการที่ (4.10)



(ก)

(ข) ขณะ $Q_{sw} = 1$ (ค) ขณะ $Q_{sw} = 0$ รูปที่ 4.4 วงจรขยาย ± 1 เท่า

4.4 วงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม

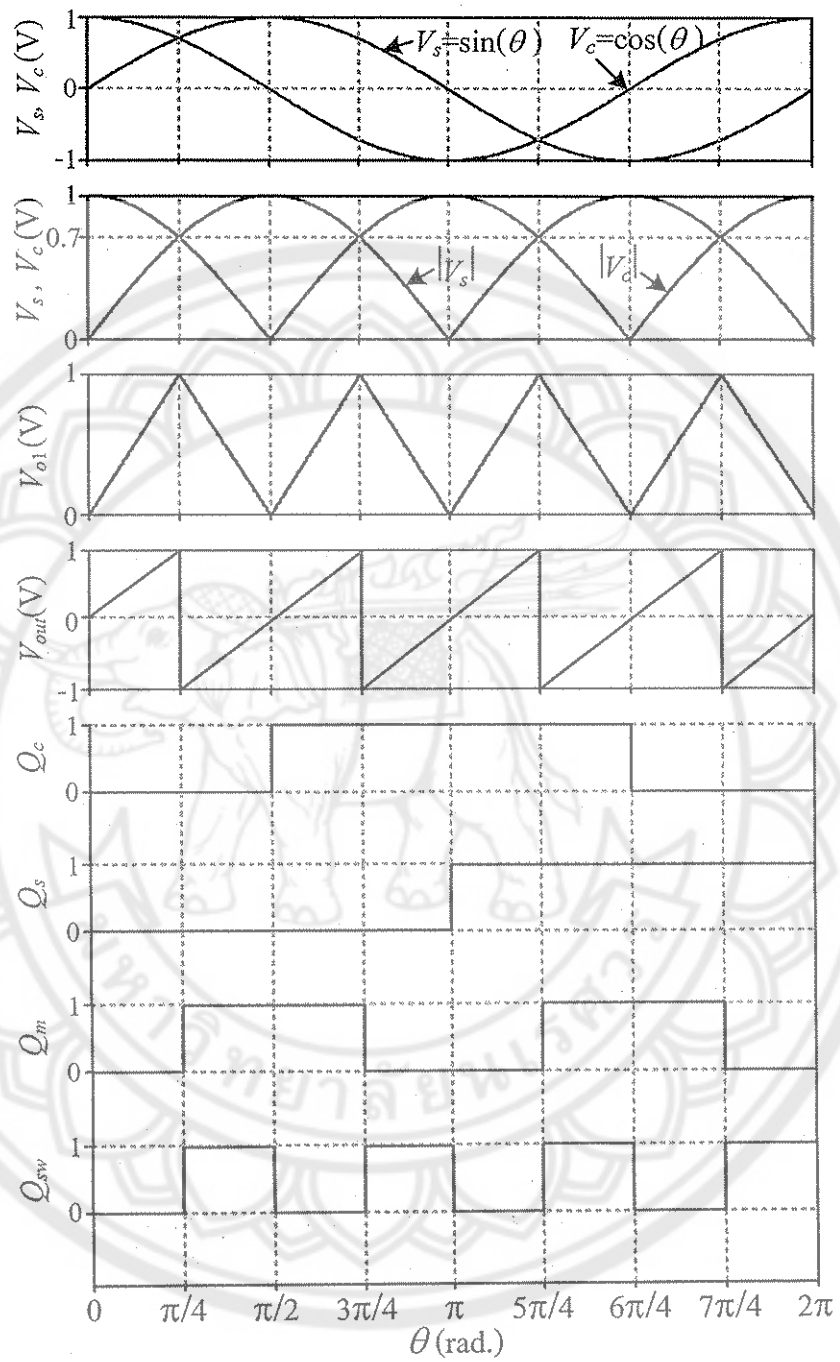
พิจารณาเงื่อนไขจังหวะการทำงานของวงจรขยาย ± 1 เท้า ประกอบกับแผนภาพของสัญญาณในรูปที่ 4.5 เพื่อทำการประมวลผลสัญญาณแรงดัน V_{o1} ตามสมการที่ (4.9) ให้ได้สัญญาณแรงดัน V_{out} เป็นไปตามสมการที่ (4.10) จะเห็นได้ว่าจะต้องออกแบบให้สัญญาณลอจิก Q_{sw} มีสถานะเป็นลอจิก 0 และลอจิก 1 สลับกันตามลำดับทั้ง 8 ช่วงของค่ามุมแกนหมุน θ (1 รอบการทำงานมีค่าเท่ากับ 0 ถึง 2π) โดยเมื่อกำหนดให้สัญญาณลอจิก Q_s และ Q_c เกิดจากการนำสัญญาณ V_s และ V_c ไปผ่านวงจรตรวจจับผ่านศูนย์ C_s และ C_c ตามลำดับ สัญญาณลอจิก Q_m เกิดจากการนำสัญญาณ $|V_s|$ และ $|V_c|$ ไปผ่านวงจรเปรียบเทียบแรงดัน C_m โดยจะสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณลอจิก Q_{sw} กับสัญญาณลอจิก Q_s , Q_c และ Q_m ได้ดังนี้คือ

$$Q_{sw} = Q_c \oplus Q_s \oplus Q_m \quad (4.23)$$

พิจารณาแผนภาพของสัญญาณในรูปที่ 4.5 จะเห็นได้ว่าสัญญาณลอจิก Q_s , Q_c และ Q_m นอกจากจะสามารถใช้สำหรับการสังเคราะห์สัญญาณลอจิกควบคุม Q_{sw} ได้แล้ว ยังสามารถใช้สำหรับการจำแนกช่วงมุมแกนหมุน θ ของรีโซลเวอร์ดังแสดงในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณลอจิก Q_s , Q_c และ Q_m กับค่ามุมแกนหมุน θ

ช่วงมุม θ	สถานะ		
	Q_s	Q_c	Q_m
$0 < \theta \leq \pi/4$	0	0	0
$\pi/4 < \theta \leq \pi/2$	0	0	1
$\pi/2 < \theta \leq 3\pi/4$	0	1	1
$3\pi/4 < \theta \leq \pi$	0	1	0
$\pi < \theta \leq 5\pi/4$	1	1	0
$5\pi/4 < \theta \leq 6\pi/4$	1	1	1
$6\pi/4 < \theta \leq 7\pi/4$	1	0	1
$7\pi/4 < \theta \leq 2\pi$	1	0	0



รูปที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณลอจิกความสูง Q_{sw} กับสัญญาณอื่นๆ

4.5 วงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลและการทดสอบการทำงานของวงจร

จากหลักการเบื้องต้นของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลในรูปแบบของบล็อกไดอะแกรมที่ได้ออกแบบขึ้นในหัวข้อที่ 4.1 และอาศัยหลักการของวงจรถุ่มย่อยในแต่ละส่วน ซึ่ง ได้แก่ วงจรคิมอดูเลเตอร์ วงจรหาค่าสัมบูรณ์ วงจรหาค่าต่ำสุด วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์แบบที่ใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ วงจรขยาย ± 1 เท่า และวงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุมสามารถสังเคราะห์เป็นวงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ได้ดังในรูปที่ 4.6 โดยในส่วนของการจ่ายสัญญาณกระตุ้น V_{cc} ในงานวิจัยนี้ได้ใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ (function generators หรือ sinusoidal generators) ในห้องปฏิบัติการเป็นตัวกำเนิดสัญญาณ รีโซลเวอร์ที่ใช้ทดสอบคือรุ่น Sanyo Denki, 101-4100 ซึ่งใช้สัญญาณไซน์ชอยด์ความถี่ 3 kHz เป็นตัวกระตุ้น และใช้มอเตอร์ดิจิทัลเป็นตัวขับเคลื่อนแกนหมุนของรีโซลเวอร์ แรงดันไฟเลี้ยงวงจรมีค่าเท่ากับ ± 9 โวลต์ สำหรับวงจรถุ่มย่อยในแต่ละส่วนสามารถแยกอธิบายรายละเอียดหลักการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้ดังนี้

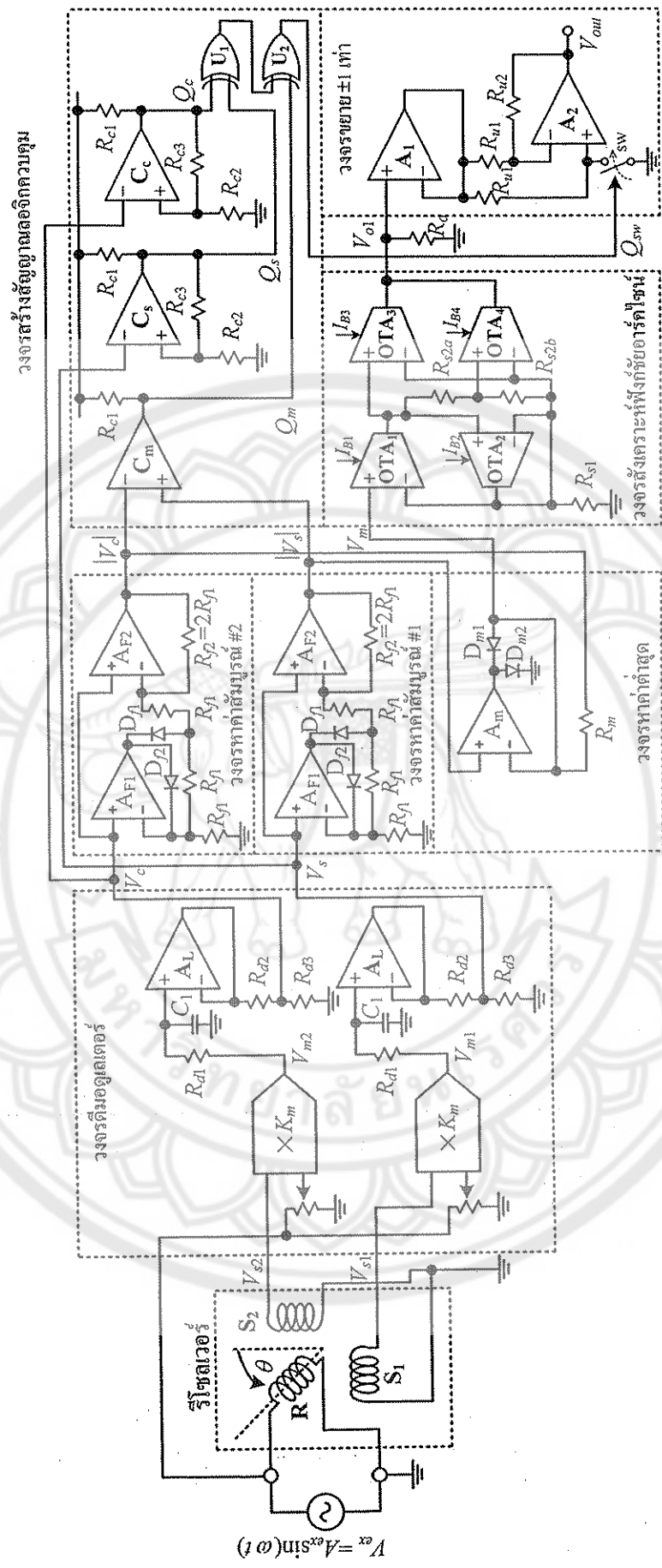
ส่วนของวงจรคิมอดูเลเตอร์ ออกแบบโดยใช้โอซีวีวงจรคูณสัญญาณเบอร์ AD644 ต่อร่วมกับวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านซึ่งใช้ออปแอมป์เบอร์ LM358 เป็นพื้นฐานในการออกแบบ โดยได้กำหนดค่าความถี่คutoff ไว้ที่ประมาณ 300 Hz นั่นคือการกำหนดให้ค่า $\omega_c = 1/R_{d1}C_1$ ในสมการที่ (4.14c) มีค่าประมาณ 600π rad./s และทำการเลือกปรับค่า R_{d2} และ R_{d3} จนกระทั่งแอมพลิจูดของสัญญาณ V_u และ V_c มีค่าเท่ากับ 1 โวลต์

สำหรับวงจรหาค่าสัมบูรณ์และวงจรหาค่าต่ำสุด ออปแอมป์ที่ใช้ทุกตัวคือรุ่น LM358 ไดโอดทุกตัวที่ใช้คือรุ่น DIN4148 ตัวต้านทาน R_{f1} , R_{f2} และ R_m มีค่าเท่ากับ 1 k Ω , 2 k Ω และ 1 k Ω ตามลำดับ

วงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม ออปแอมป์ที่ใช้ในวงจรคือรุ่น LM311 โดยได้ใช้ออปแอมป์ C_s และ C_c ต่อร่วมกับตัวต้านทาน R_{c1} ถึง R_{c3} เพื่อออกแบบเป็นวงจรตรวจจับผ่านศูนย์แบบมีฮิสเทอรีซิส (hysteresis) ดังแสดงในรูป ตัวต้านทาน R_{c1} , R_{c2} และ R_{c3} ที่ใช้มีค่าเท่ากับ 1k Ω , 100k Ω และ 1k Ω ตามลำดับ สำหรับวงจรเปรียบเทียบแรงดันได้ใช้ออปแอมป์ C_m ต่อร่วมกับตัวต้านทาน R_{c1} ในส่วนของลอจิกเกต U_1 และ U_2 ที่ใช้เป็นแบบซิมอสเทค โน โลยี

ส่วนของวงจรถ่าย ± 1 เท่าเลือกใช้ออปแอมป์ทุกตัวคือเบอร์ LM358 ตัวต้านทาน R_{u1} และ R_{u2} ที่ใช้มีค่าเท่ากับ 1k Ω และสวิทช์อิเล็กทรอนิกส์ sw ที่ใช้คือ MC14066BCP

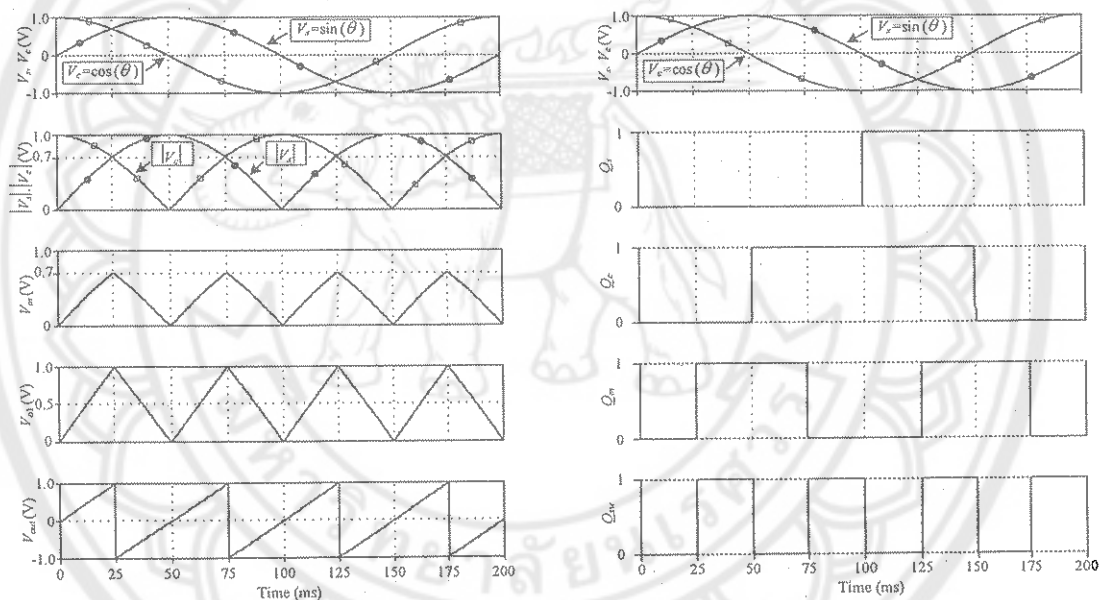
ในส่วนของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ เพื่อความสะดวกสำหรับการออกแบบในที่นี้ได้เลือกกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ตามการทดลองในบทที่ 3



รูปที่ 4.6 วงจรแปลงสัญญาณรีโวลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลที่ใช้ทดสอบการทำงาน

4.6 ผลการทดสอบการทำงานและการวิจารณ์

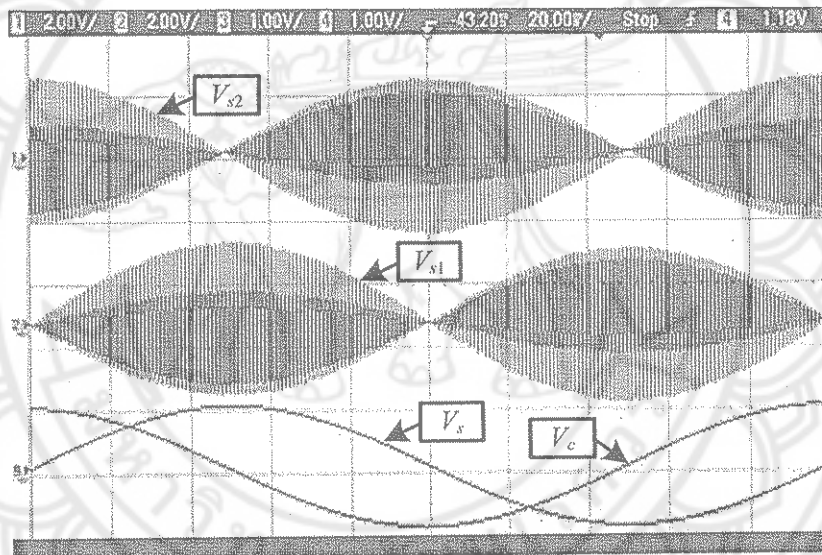
ในรูปที่ 4.7 แสดงผลการเทียบแบบการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดีซีด้วยโปรแกรม PSPICE เพื่อเป็นการทดสอบหลักการการทำงานของวงจรเบื้องต้น ในส่วนของสัญญาณ V_s และ V_c ได้จากการใช้ตัวแหล่งกำเนิดสัญญาณภายในโปรแกรมโดยยังไม่ได้ต่อกับตัวรีโซลเวอร์และวงจรคิมอดูเลเตอร์ นอกจากนี้ในส่วนอื่น ๆ ของวงจรจะใช้อุปกรณ์และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เหมือนกับวิธีการต่อวงจรจริง ในการทดสอบได้กำหนดให้ค่าแอมพลิจูดสัญญาณ V_s และ V_c มีค่าเท่ากับ 1 โวลต์ ความถี่เท่ากับ 5 Hz ซึ่งจะตรงกับค่าความเร็วแกนหมุนของรีโซลเวอร์เท่ากับ 300 รอบต่อนาที จากผลการทดสอบการทำงานเบื้องต้นนี้จะเห็นได้ว่าวงจรที่ใช้สามารถทำงานได้และให้ผลตรงกับหลักการที่ออกแบบขึ้น



รูปที่ 4.7 ผลการเทียบแบบการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดีซี

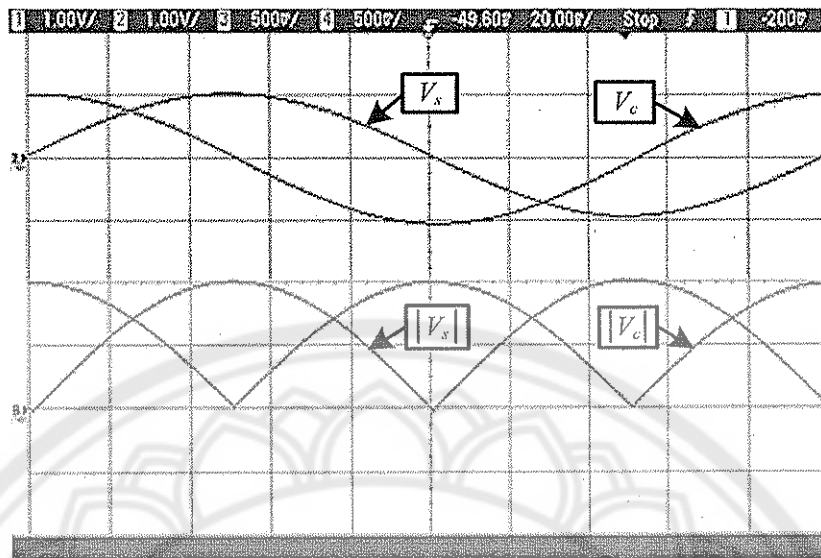
ในรูปที่ 4.8 แสดงผลการทดสอบการทำงานด้วยวิธีการต่อวงจรทดลองจริง โดยแกนหมุนของรีโซลเวอร์หมุนด้วยความเร็วประมาณ 300 รอบต่อนาที โดยที่ในรูปที่ 4.8(ก) แสดงผลการวัดสัญญาณ V_{s1} และ V_{s2} ที่ขั้วลวดสเตเตอร์ทั้งสองของรีโซลเวอร์และสัญญาณที่ได้จากวงจรคิมอดูเลเตอร์ V_s และ V_c ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรคิมอดูเลเตอร์ที่ใช้สามารถแยกสัญญาณที่เกิดจากการหมุนของรีโซลเวอร์ออกจากสัญญาณกระตุ้นได้จริง รูปที่ 4.8(ข)- 4.8(ง) แสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณ

V_{out} , V_{o1} , V_m , $|V_s|$ และ $|V_c|$ เปรียบเทียบกับสัญญาณ V_x และ V_c โดยจะเห็นได้ว่าสัญญาณ $|V_s|$ และ $|V_c|$ คือค่าสัมบูรณ์ของสัญญาณ V_x และ V_c ตามลำดับจริง ลำดับต่อมาสัญญาณ V_m คือค่าต่ำสุดในขณะนั้นระหว่างสัญญาณ $|V_s|$ และ $|V_c|$ ซึ่งจะมีผลทำให้ได้สัญญาณ V_{o1} และ V_{out} เป็นสัญญาณแรงดันรูปสามเหลี่ยมและสัญญาณแรงดันรูปฟันเลื่อยตามลำดับ ในรูปต่อมาก็คือรูปที่ 4.8(จ) แสดงผลการวัดสัญญาณ Q_m , Q_s และ Q_c เปรียบเทียบกับสัญญาณแรงดัน V_c โดยจะเห็นได้ว่าเฟสของสัญญาณ Q_c จะตรงข้ามกับเฟสของสัญญาณ V_c และจะนำหน้าเฟสของสัญญาณ Q_s อยู่ 90 องศา โดยเมื่อพิจารณารูปที่ 4.7 และรูปที่ 4.8 จะเห็นได้ว่าตรงกับแผนภาพที่ได้ออกแบบไว้ตามรูปที่ 4.2 จริง

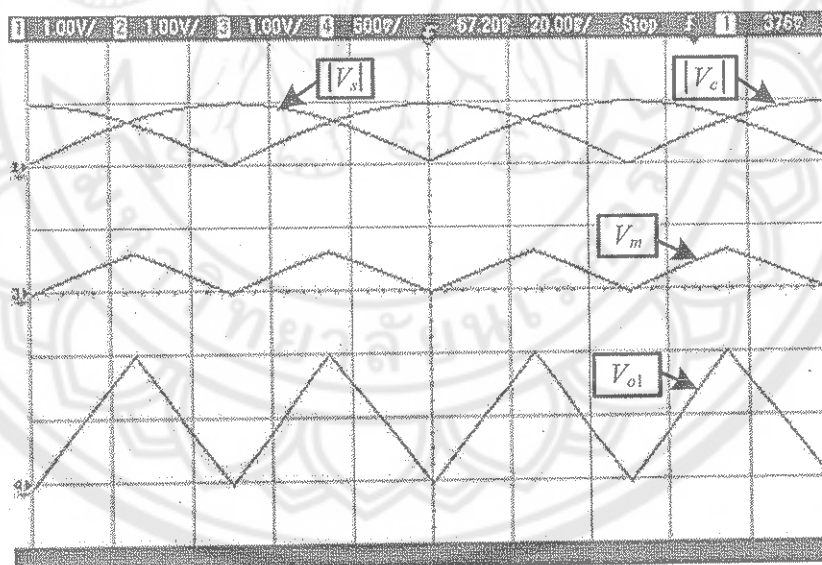


(ก) สัญญาณ V_s และ V_c เปรียบเทียบกับสัญญาณ V_{s1} และ V_{s2}

รูปที่ 4.8 ผลการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณเคซีซี

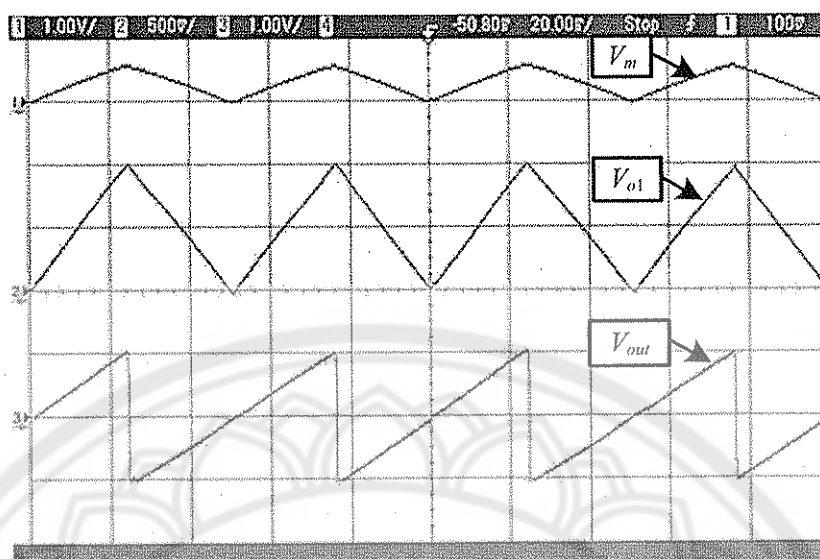


(ข) สัญญาณ $|V_s|$ และ $|V_c|$ เปรียบเทียบกับสัญญาณ V_s และ V_c

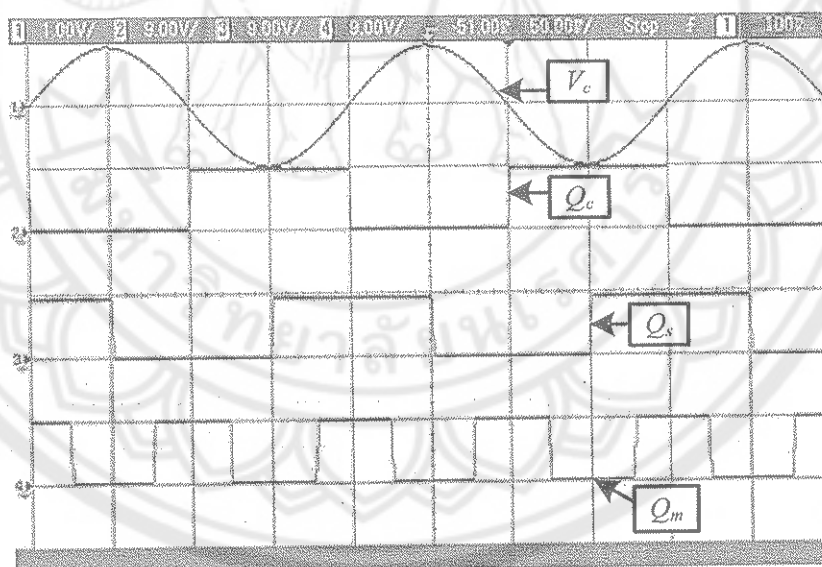


(ค) สัญญาณ V_{o1} และ V_m เปรียบเทียบกับสัญญาณ $|V_s|$ และ $|V_c|$

รูปที่ 4.8 (ต่อ) ผลการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม



ง) สัญญาณ V_{out} และ V_{ot} เปรียบเทียบกับสัญญาณ V_m



จ) สัญญาณ Q_m , Q_s และ Q_c เปรียบเทียบกับสัญญาณ V_c

รูปที่ 4.8 (ต่อ) ผลการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัล

4.7 สรุป

ในบทนี้ได้อธิบายถึงหลักการของการออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัล โดยโครงสร้างของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ประกอบด้วยวงจรกลุ่มย่อย 6 ส่วน ซึ่งได้แก่ วงจรดีมอดูเลเตอร์ วงจรหาค่าสัมบูรณ์ วงจรหาค่าต่ำสุด วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์แบบที่ใช้โอทีเอ เป็นพื้นฐานในการออกแบบ วงจรขยาย ± 1 เท่า และวงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม ในส่วนของวิธีการจ่ายสัญญาณกระตุ้นให้กับรีโซลเวอร์ได้ใช้วิธีการทั่วไปนั่นคือ การจ่ายสัญญาณไซน์ลอสซอด์ ให้กับขดลวด โรเตอร์และนำสัญญาณที่ได้จากขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองไปประมวลผล เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบหลักการที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นใหม่นี้กับหลักการเดิมในแบบที่ใช้โอทีเอสำหรับการสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์เหมือนกัน จะมีส่วนประกอบที่เหมือนกันสองส่วนคือ ส่วนของวงจรดีมอดูเลเตอร์และส่วนของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ โดยจะมีส่วนที่แตกต่างกันที่สำคัญคือ พารามิเตอร์ที่ใช้ภายในวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ ซึ่งได้อธิบายหลักการเลือกใช้ไว้ในบทที่ 3 นอกจากนี้ในงานวิจัยได้ใช้วงจรหาค่าสัมบูรณ์และวงจรหาค่าต่ำสุดเพื่อจำกัดขนาดของสัญญาณที่จะป้อนเป็นอินพุตให้กับวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์และได้ทำการออกแบบวงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุมขึ้นใหม่เพื่อใช้สำหรับควบคุมจังหวะการทำงานของวงจรขยาย ± 1 เท่า ซึ่งจะช่วยให้เอาต์พุตของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์มีค่าความชันเป็นไปในแนวทางเดียวกัน จากผลการทดสอบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และด้วยวิธีการต่อวงจรบนบอร์ดทดลองพบว่า วงจรสามารถทำงานได้เป็นไปตามหลักการที่ได้นำเสนอ

บทสรุปและวิจารณ์

5.1 บทสรุปและวิจารณ์

ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นในงานวิจัยนี้เป็นการออกแบบบนพื้นฐานของการใช้วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์แบบที่ใช้โอทีเอสังเคราะห์ ต่อร่วมกันวงจรร้อยอีก 5 ส่วนคือ วงจรคิมอดูเลเตอร์ วงจรหาค่าสัมบูรณ์ วงจรหาค่าต่ำสุด วงจรขยาย ± 1 เท่า และวงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบกับหลักการเดิมในแบบที่ใช้โอทีเอสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์เหมือนกันจะพบว่าวงจรที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นใหม่นี้จะมีความซับซ้อนมากกว่านั่นคือได้มีการเพิ่มวงจรรหาค่าสัมบูรณ์และวงจรรหาค่าต่ำสุดเพื่อทำหน้าที่จำกัดขนาดของสัญญาณแรงดันก่อนที่จะนำไปป้อนเป็นอินพุตให้กับวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ แต่ด้วยวิธีการดังกล่าวนี้จะมีผลทำให้สามารถออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่จะใช้ในวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ได้ง่ายและถูกต้องยิ่งขึ้น โดยในการศึกษาครั้งนี้ได้เขียน โปรแกรมเปรียบเทียบระหว่างสมการที่ได้สังเคราะห์ขึ้นจริงกับสมการของฟังก์ชันอาร์คไซน์ที่ต้องการสังเคราะห์เพื่อใช้สำหรับช่วยในการตัดสินใจเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เหมาะสม ผลที่ได้คือ วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์จะมีค่าขนาดความผิดพลาดสูงสุดตลอดช่วงการทำงานต่ำกว่า 0.2% ซึ่งเป็นค่าที่ต่ำกว่าหลักการเดิมที่ได้เคยมีการนำเสนอไว้ นั่นคือ 0.92% จากผลการทดสอบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และด้วยวิธีการต่อวงจรบนบอร์ดทดลองจริงทั้งในส่วน ของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไซน์ซึ่งได้อธิบายโดยละเอียดในบทที่ 3 และการทดสอบการทำงาน ของวงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ซึ่งได้กล่าวในบทที่ 4 เป็นการยืนยันถึงคุณสมบัติการทำงาน ของวงจรซึ่งสามารถทำงานได้เป็นไปตามหลักการที่ได้นำเสนอ

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการทำวิจัยต่อ

เมื่อพิจารณาสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลเปรียบเทียบกับค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์สำหรับการดำเนินการในครั้ง นี้ จะได้ว่าตลอดช่วงการหมุนของรีโซลเวอร์ครบ 1 รอบซึ่งเท่ากับมุม 360 องศา หรือเท่ากับ 2π เรเดียน จะได้เอาต์พุตของวงจรเป็นสัญญาณแรงดันที่มีความเป็นเชิงเส้นแบบเป็นช่วงกับค่ามุมแกนหมุน โดยสามารถแบ่งออกได้เป็น 8 ช่วง ทั้งนี้อาศัยการพิจารณาร่วมกับสัญญาณลอจิก Q_a , Q_c และ Q_m ตามตารางที่ 4.1 ในขณะที่หลักการที่ได้เคยมีการนำเสนอไว้จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วง

การหมุนครบ 1 รอบ อย่างไรก็ตามในการดำเนินการวิจัยในครั้งนี้ได้มุ่งเน้นที่การปรับปรุงความถูกต้องของการออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลในแบบที่ใช้โอทีเอสเคราะห้ฟังก์ชันอาร์คไซน์ ซึ่งหากต้องการปรับปรุงให้วงจรสามารถจ่ายสัญญาณเอาต์พุตที่มีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงการหมุนครบ 1 รอบ ก็จะสามารถดำเนินการได้โดยไม่ยุ่งยากนัก โดยทางเลือกหนึ่งนั้นคือการนำสัญญาณแรงดัน V_{out} ไปผ่านการประมวลผลเพื่อให้ได้สัญญาณแรงดันเอาต์พุตค่าใหม่ $V_{out(new)}$ ตามสมการดังนี้คือ

$$V_{out(new)} = V_{out} + 2V_p Q_{n1} + 2V_p Q_{n2} + 2V_p Q_{n3} + 2V_p Q_{n4} \quad (5.1)$$

โดยที่

$$Q_{n1} = Q_c + Q_s + Q_m \quad (5.2)$$

$$Q_{n2} = Q_c \bar{Q}_m + Q_s \quad (5.3)$$

$$Q_{n3} = Q_s (\bar{Q}_c + Q_m) \quad (5.4)$$

$$Q_{n4} = \bar{Q}_c \bar{Q}_m Q_s \quad (5.5)$$

เมื่อ V_{out} คือสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรขยาย ± 1 เท่า ตามสมการที่ (4.10), V_p คือค่าขนาดสูงสุดของสัญญาณ V_{out} , สัญญาณ Q_c , Q_s , และ Q_m คือสัญญาณลอจิกซึ่งได้อธิบายในหัวข้อที่ 4.1 จากสมการที่ (5.1) เมื่อกำหนดให้ V_{out} มีค่าเป็นไปตามสมการที่ (4.12) โดยมีค่า $R_o G_o = 4/\pi$ และกำหนดให้ V_p มีค่าเท่ากับ 1 V แทนค่าสมการที่ (5.2) และสมการที่ (5.5) ลงในสมการที่ (5.1) ซึ่งจะได้

$$V_{out(new)} = \frac{4}{\pi} \theta \quad ; 0 \leq \theta \leq 2\pi \quad (5.6)$$

เอกสารอ้างอิง

- [1] อนุชา แก้วพูลสุข. “การสังเคราะห์วงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิตอล”. วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2551
- [2] Data Device Corporation. “**Synchro/Resolver Conversion Handbook**”. [Online]. Available : <http://www.ddc-web.com>. 2007.
- [3] MOOG Components Group. “**Synchro and Resolver Engineering Handbook**”. [Online]. Available : www.moog.com. 2007.
- [4] Motorola, Inc. **DSP56F80x Resolver Driver and Hardware Interface [Data Book]**. Motorola, Inc., 2002.
- [5] Gasperi, M. L. and Onarheim, W. G. “**Method and Apparatus for Correcting Resolver Error**”. U.S. Patent no. 4933674, 1990.
- [6] Yim, C. H., Ha, I. J. and Ko, M. S. “**A Resolver-to-Digital Conversion Method for Fast Tracking**”. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 39, 1992. pp. 369-378.
- [7] Hanselman, D. C. “**Techniques for Improving Resolver-to-Digital Conversion Accuracy**”. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 38, 1991. pp. 501-504.
- [8] Hanselman, D. C. “**Resolver Signal Requirements for High Accuracy Resolver-to-Digital Conversion**”. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 37, 1990. pp. 556-561.
- [9] Hanselman, D. C. “**Signal Processing Techniques for Improved Resolver-to-Digital Conversion Accuracy**”. *Industrial Electronics Society, IECON'90, 16th Annual Conference of IEEE*, vol.1, Nov, 1990. pp. 6-10.
- [10] Serev, P. G. and Bogin, R. M. “**Programmable Limit Switch System Using a Resolver-to-Digital Angle Converter**”. U.S. Patent no. 4511884, 1985.
- [11] Serev, P. G. “**Microcontroller Based Resolver-to-Digital Converter**”. U.S. Patent no. 4989001, 1991.
- [12] Vlahu, S. P. “**Variable Reluctance Resolver to Digital Converter**”. U.S. Patent no. 5949359, 1999.
- [13] Deppe, J. G. and Biel, J. R. “**AC Encoded Signal to Digital Converter**”. U.S. Patent no. 5034743, 1991.
- [14] Vlahu, S. P. “**Direct Resolver to Digital Converter**”. U.S. Patent no. 5912638, 1999.

- [15] Attaianesi, C., Tomasso, G. and DeBonis, D. "A Low-cost Resolver-to-Digital Converter". In *Proc. IEEE Electric Machines and Drives Conf Cambridge, MA, USA*, June. 2000. pp. 917-921.
- [16] Alhorn, D. C., Howard, D. E. and Smith, D. A. "Resolver to 360 Linear Analog Converter and Method". U.S. Patent no. 6104328, 2000.
- [17] Ono, T. "Resolver-Type Rotational Positioning Arrangement". U.S. Patent no. 4529922, 1985.
- [18] Duckworth, J. J. "Resolver to Incremental Shaft Encoder Converter". U.S. Patent no. 4486845, 1984.
- [19] Benammar, M., Ben-Brahim, L. and Alhamadi, M. A. "A Novel Resolver-to-360° Linearized Converter". *IEEE Sensors Journal*, vol. 4, no. 1, Feb. 2004. pp. 96-101.
- [20] Benammar, M., Ben-Brahim, L. and Alhamadi, M. A. "A High Precision Resolver-to-DC Converter". *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 54, no. 6, Dec. 2005. pp. 2289-2296.
- [21] Benammar, M., Ben-Brahim, L. and Alhamadi, M. A. "Precise, Wide-Range Approximations to Arc Sine Function Suitable for Analog Implementation in Sensors and Instrumentation Applications". *IEEE Trans. on Circuits and Systems-I*, vol. 52, no.2, Feb. 2005. pp. 262-270.
- [22] Kaewpoonsuk, A., Kamsri, T., Petchmaneelunka, W. and Riewruja, V. "A Full-Range-360° Resolver-to-DC Converter." *International Conference on Control, Automation and Systems 2007*, in COEX, Seoul, Korea, Oct. 17-20, 2007, pp. 802-805.
- [23] Riewruja, V. and Kaewpoonsuk, A. "OTA-based Sine-to-triangular Wave". *Circuits Systems Signal Processing*, vol.25, no.6, 2006, pp. 753-765.
- [24] Randall, L. G. and Edgar, S. S. "Active Filter Design Using Operational Transconductance Amplifiers : A Tutorial". *IEEE Circuits and Devices Magazine*, 1985. pp. 20-32.
- [25] Abuelma' atti, M. T. and Bentreia, A. "A novel Mixed-Mode OTA-C Universal Filter". *International Journal of Electronics*, vol.92, no.7 July 2005, pp. 375-383.
- [26] Tao, Y. and Fidler, J. K. "Generation of Second – Order Single-OTA RC Oscillators". *IEE Proc. Circuits Devices Syst.*, vol.145, no.4, Aug 1998, pp. 271-277.
- [27] Surakamponorn, W., Riewruja, V., Kumwachara, K., Surawatpunya, C. and Anuntahirunrat, K. "Temperature – Insensitive Voltage-to-Current Converter and Its

Applications". **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement.**, vol.48, no.6,
Dec. 1999, pp. 1270-1277.

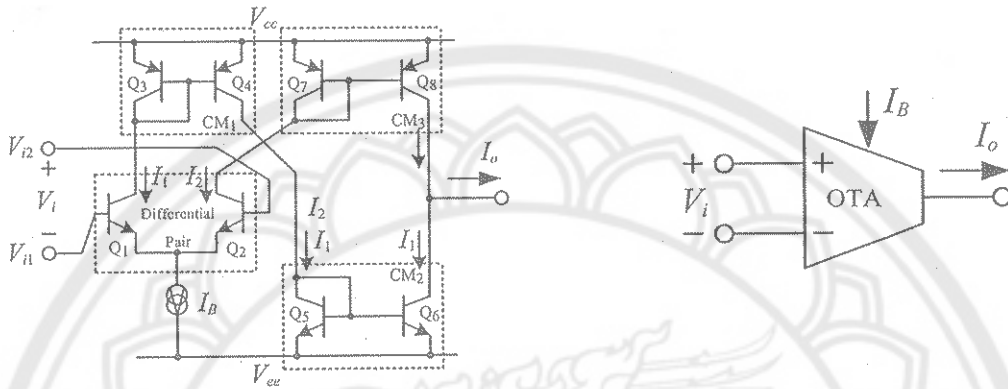
[28] Greeneich, E. W. **Analog Integrated Circuits.** New York : Chapman & Hall. 1997.





ภาคผนวก ก.

การวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต I_o กับค่าแรงดันอินพุต V_{in} ของวงจรรโอทีเอ



(ก) วงจรภายในของโอทีเอ

(ข) สัญลักษณ์ของโอทีเอ

รูปที่ ก1 วงจรภายในและสัญลักษณ์วงจรรโอทีเอ

จากวงจรในรูปที่ ก1(ก) จะได้ผลรวมของกระแสที่ไหลผ่านขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีค่าเท่ากับ

$$I_{e1} + I_{e2} = I_B = \frac{I_{c1}}{\alpha_F} + \frac{I_{c2}}{\alpha_F} \tag{ก.1}$$

เมื่อ I_{e1} และ I_{e2} คือค่ากระแสที่ไหลผ่านขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ I_{c1} และ I_{c2} คือค่ากระแสที่ไหลผ่านขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ และ α_F คืออัตราส่วนระหว่างค่ากระแสคอลเล็กเตอร์ต่อค่ากระแสอิมิตเตอร์ จากคุณสมบัติการทำงานของทรานซิสเตอร์จะได้ค่ากระแส I_1 และ I_2 มีค่าเท่ากับ

$$I_1 = I_{c1} = I_s e^{(V_{be1}/V_T)} \tag{ก.2}$$

$$I_2 = I_{c2} = I_s e^{(V_{bc2}/V_T)} \quad (ก.3)$$

เมื่อ I_s คือค่ากระแสอิ่มตัว (saturation current) ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์, V_{bc1} และ V_{bc2} คือค่าแรงดันตกคร่อมขาอีมิเตอร์-เบส ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ และ V_T คือค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิตามสมการที่ (ก.1), (ก.2) และ (ก.3) เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีค่าอัตราขยายกระแสระหว่างกระแสคอลเล็กเตอร์กระแสเบสมีค่าสูงมาก โดยจะถือว่าค่า α_F มีค่าประมาณเท่ากับ 1 ดังนั้นจะสามารถเขียนความสัมพันธ์ใหม่ได้เป็น

$$I_B = I_s (e^{(V_{bc1}/V_T)} + e^{(V_{bc2}/V_T)}) \quad (ก.4)$$

$$I_s = \frac{I_B}{(e^{(V_{bc1}/V_T)} + e^{(V_{bc2}/V_T)})} \quad (ก.5)$$

แทนค่าสมการที่ (ก.5) ลงในสมการที่ (ก.2) และ (ก.3) จะได้

$$I_1 = \frac{I_B e^{(V_{bc1}/V_T)}}{(e^{(V_{bc1}/V_T)} + e^{(V_{bc2}/V_T)})} \quad (ก.6)$$

$$I_2 = \frac{I_B e^{(V_{bc2}/V_T)}}{(e^{(V_{bc1}/V_T)} + e^{(V_{bc2}/V_T)})} \quad (ก.7)$$

เนื่องจากการกำหนดให้วงจรสะท้อนกระแส (CM) ทุกตัวมีค่าอัตรากระแสสะท้อนกระแสเท่ากับ 1 ดังนั้นจะได้กระแสเอาต์พุต I_o มีค่าเท่ากับ

$$I_o = I_2 - I_1 \quad (ก.8)$$

แทนค่าสมการที่ (ก.6) และ (ก.7) ลงในสมการที่ (ก.8) จะได้

$$I_o = \frac{I_B [e^{(V_{be2}/V_T)} - e^{(V_{be1}/V_T)}]}{(e^{(V_{be1}/V_T)} + e^{(V_{be2}/V_T)})} \quad (\text{ก.9})$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ของค่าแรงดันอินพุต V , จะได้

$$V_{i2} - V_{i1} = V_{be2} - V_{be1} \quad (\text{ก.10})$$

จากสมการที่ (ก.10) เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีความสมพจน์กัน ซึ่งจะสามารถประมาณได้ว่า

$$V_{be2} = -V_{be1} \quad (\text{ก.11})$$

แทนค่าสมการที่ (ก.10) และ (ก.11) ลงในสมการที่ (ก.9) จะได้

$$I_o = \frac{I_B [e^{\frac{V_{i2}-V_{i1}}{2V_T}} - e^{-\frac{V_{i2}-V_{i1}}{2V_T}}]}{(e^{\frac{V_{i2}-V_{i1}}{2V_T}} + e^{-\frac{V_{i2}-V_{i1}}{2V_T}})} \quad (\text{ก.12})$$

จาก

$$\tanh(x) = \frac{[e^{(x)} - e^{-(x)}]}{(e^{(x)} + e^{-(x)})} \quad (\text{ก.13})$$

เปรียบเทียบสมการที่ (ก.12) กับสมการที่ (ก.13) จะได้

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_{i2} - V_{i1}}{2V_T}\right) \quad (\text{ก.14})$$

และเมื่อกำหนดให้ $V_i = V_2 - V_{ii}$ จะได้

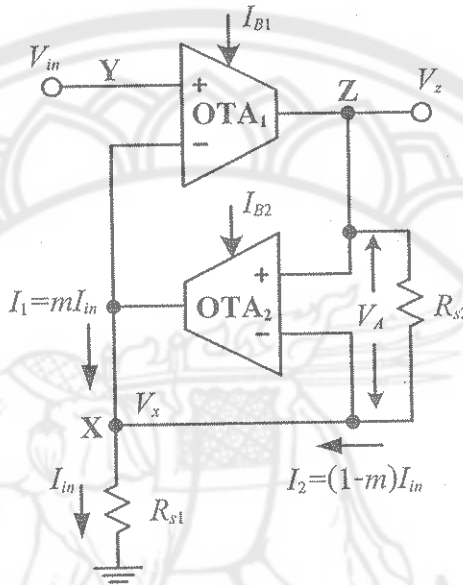
$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_i}{2V_T}\right) \quad (\text{ก.15})$$



ภาคผนวก ข.

การวิเคราะห์หาคุณสมบัติการทำงานของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอาร์คไชน์

ข1. การวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดัน V_x ค่ากระแส I_{in} กับค่าแรงดัน V_{in}



รูปที่ ข1 การวิเคราะห์หาค่า V_x และ I_{in}

จากวงจรในรูปที่ ข1 จะได้ความสัมพันธ์ของค่ากระแสและค่าแรงดันที่จุดต่าง ๆ ดังนี้คือ

$$I_1 = g_{m2}(V_z - V_x) \tag{ข1.1}$$

$$I_2 = g_{m1}(V_{in} - V_x) \tag{ข1.2}$$

$$V_z = V_x + I_2 R_{s2} \tag{ข1.3}$$

แทนค่าสมการ (ข1.3) ลงในสมการที่ (ข1.2) จะได้

$$I_1 = g_{m2}(V_x + I_2 R_{s2}) - g_{m2} V_x \quad (\text{ข1.4})$$

$$I_1 = g_{m2} V_x + g_{m1} g_{m2} R_{s2} V_{in} - g_{m1} g_{m2} R_{s2} V_x - g_{m2} V_x \quad (\text{ข1.5})$$

และเนื่องจาก

$$V_x = (I_1 + I_2) R_{s1} \quad (\text{ข1.6})$$

แทนค่าสมการที่ (ข1.2) และสมการที่ (ข1.5) ลงในสมการที่ (ข1.6) และจัดรูปสมการใหม่จะได้ความสัมพันธ์

$$V_x = g_{m1} R_{s1} V_{in} - g_{m1} R_{s1} V_x + g_{m2} R_{s1} V_x + g_{m1} g_{m2} R_{s1} R_{s2} V_{in} - g_{m1} g_{m2} R_{s1} R_{s2} V_x - g_{m2} R_{s1} V_x \quad (\text{ข1.7})$$

ซึ่งจะได้ค่าแรงดัน V_x มีค่าเท่ากับ

$$V_x = \frac{R_{s1} g_{m1} (1 + g_{m2} R_{s2})}{1 + g_{m1} R_{s1} + g_{m1} g_{m2} R_{s1} R_{s2}} V_{in} \quad (\text{ข1.8})$$

และจะได้ค่ากระแส I_{in} มีค่าเท่ากับ

$$I_{in} = \frac{g_{m1} (1 + g_{m2} R_{s2})}{1 + g_{m1} R_{s1} (1 + g_{m2} R_{s2})} V_{in} \quad (\text{ข1.9})$$

ข2. การวิเคราะห์ความผิดพลาดของการแปลงสัญญาณแรงดันอินพุต V_{in} ให้เป็นสัญญาณกระแสอินพุต I_{in}

กำหนดให้ I_{in0} คือค่าสัญญาณกระแสอินพุตในอุดมคติซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$I_{in0} = \frac{V_{in}}{R_{s1}} \quad (ข2.1)$$

แต่เนื่องจากค่าสัญญาณกระแสอินพุต I_{in} ที่สังเคราะห์ได้จริงจะมีค่าเป็นไปตามสมการที่ (3.7) นั่นคือ

$$I_{in} = \frac{g_{m1}(1+g_{m2}R_{s2})}{1+g_{m1}R_{s1}(1+g_{m2}R_{s2})} V_{in} \quad (ข2.2)$$

เมื่อกำหนดให้ er_a คือค่าผลต่างระหว่างสมการที่ (ข2.1) กับสมการที่ (ข2.2) ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$er_a = \frac{V_{in}}{R_{s1}} - \frac{g_{m1}(1+g_{m2}R_{s2})}{1+g_{m1}R_{s1}(1+g_{m2}R_{s2})} V_{in} \quad (ข2.3)$$

จากสมการที่ (ข2.3) จัดรูปใหม่จะได้

$$er_a = - \left[\frac{1}{1+g_{m1}R_{s1}+g_{m1}g_{m2}R_{s1}R_{s2}} \right] \frac{V_{in}}{R_{s1}} \quad (ข2.4)$$

ซึ่งจะได้

$$er_a = -\varepsilon_a \frac{V_{in}}{R_{s1}} \quad (ข2.5)$$

เมื่อ

$$\varepsilon_a = \frac{1}{1+g_{m1}R_{s1}+g_{m1}g_{m2}R_{s1}R_{s2}} \quad (ข2.6)$$

ข3. การวิเคราะห์ความผิดพลาดอันเนื่องมาจากผลของอุณหภูมิ

จากสมการที่ (2.6) พารามิเตอร์ที่ขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิคือค่า V_T ซึ่งแปรผันกับตัวแปร g_{m1} และ g_{m2} ดังนั้นการวิเคราะห์ค่าความไว (sensitivity) ของค่ากระแส I_m ที่ขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิ (T); $S_T^{I_m}$ ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วิธีการพิจารณาสมการที่ (2.6) เทียบกับตัวแปร V_T ดังนี้คือ

$$S_T^{I_m} = \frac{V_T}{I_m} \frac{\partial I_m}{\partial V_T} = \frac{V_T}{I_m} \frac{\partial}{\partial V_T} \left[\frac{(2V_T I_{B1} + I_{B1} I_{B2} R_{s2}) V_{in}}{4V_T^2 + 2V_T I_{B1} R_{s1} + I_{B1} I_{B2} R_{s1} R_{s2}} \right] \quad (ข3.1)$$

เนื่องจาก $I_{B1} I_{B2} R_{s2} \gg 2V_T I_{B1}$ ดังนั้นจะสามารถประมาณได้ว่า

$$S_T^{I_m} = \frac{V_T}{I_m} \frac{I_{B1} I_{B2} R_{s2} V_{in} (8V_T + 2I_{B1} R_{s1})}{4V_T^2 + 2V_T I_{B1} R_{s1} + I_{B1} I_{B2} R_{s1} R_{s2}} \quad (ข3.2)$$

$$S_T^{I_m} = \frac{-8V_T^2 - 2I_{B1} R_{s1} V_T}{4V_T^2 + 2V_T I_{B1} R_{s1} + I_{B1} I_{B2} R_{s1} R_{s2}} \quad (ข3.3)$$

เมื่อนิยามให้ \mathcal{E}_b คือค่าความผิดพลาดอันเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิซึ่งจะได้

$$\mathcal{E}_b = S_T^{I_m} \frac{\Delta T}{T} \quad (ข3.4)$$

ดังนั้นจะได้

$$\mathcal{E}_b = \frac{-8V_T^2 - 2I_{B1} R_{s1} V_T}{4V_T^2 + 2V_T I_{B1} R_{s1} + I_{B1} I_{B2} R_{s1} R_{s2}} \frac{\Delta T}{T} \quad (ข3.5)$$

ภาคผนวก ค.

ตัวอย่าง Source code ที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์วิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ K_7

```

clear all
n=1;
Ro=6900;
Ib2=100e-6;
m=1;

for j=1.18:0.002:1.19
    KT=j;

    p=1;
    for i=0:0.001:1

        Vout1(p,n) = Ro*m*Ib2*(1+(1/KT))*asin(i);
        Vout2(p,n) = (Ro*Ib2*(m*i+(1/KT)*atanh(m*i)));
        X(p,n) = i;

        if i~=0
            Error(p,n)=(Vout2(p,n)-Vout1(p,n))*100/(Vout1(p,n));
        else
            Error(p,n)=0;
        end
        p=p+1;
    end
    n=n+1;
end

figure(1);
plot(X,Error,'m')

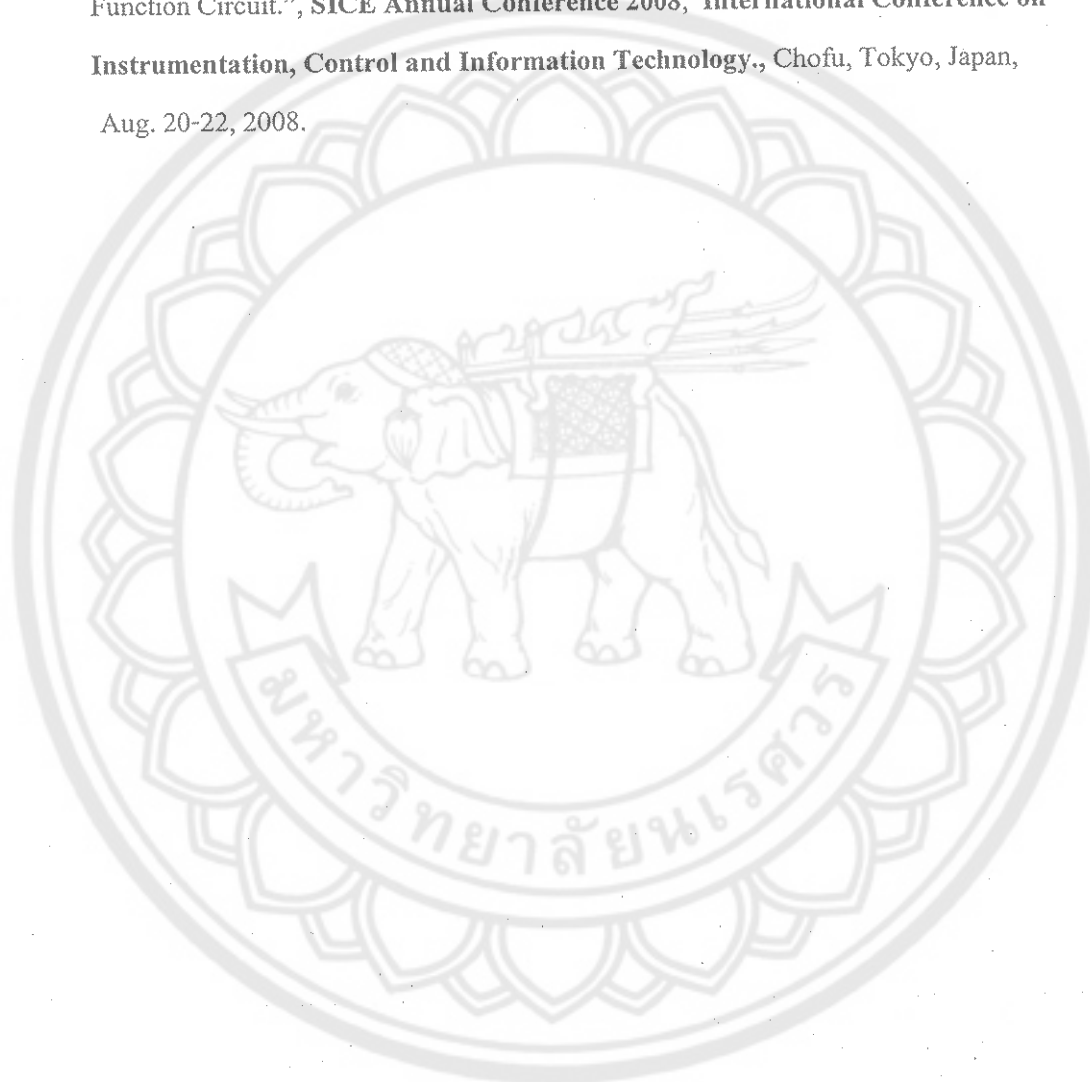
figure(2);
plot(X,Vout2,'b',X,Vout1,'m')

```

ภาคผนวก ง.

บทความวิจัยที่ได้เผยแพร่มี 1 บทความดังนี้คือ

A. Kaewpoonsuk, W. Petchmaneelumka, A. Rerkratn, S. Tammaruckwattana and V. Riewruja, "A Novel Resolver-to-DC Converter Based on OTA-based Inverse-Sine Function Circuit.", *SICE Annual Conference 2008, International Conference on Instrumentation, Control and Information Technology.*, Chofu, Tokyo, Japan, Aug. 20-22, 2008.



IN CALL for PAPERS SICE UEC IEEE ISA ICROS

SICE Annual Conference 2008

International Conference on Instrumentation, Control and Information Technology

August 20(Wed.)-22(Fri.), 2008

The University of Electro-Communications, Chofu, Tokyo, JAPAN

<http://www.sice.or.jp/sice2008/>

Secretariat: sice2008-secret@hi.mcc.uoc.ac.jp



Advisory Board

- Chair

Susumu Tachi (President of SICE)

- Member

Wayne J. Book (Georgia Tech., USA)
 Theodore E. Djalava (President of IEEE/CSS)
 Charles W. Smith, Jr. (President of IEEE/ISS)
 Li-Chen Fu (President of CACS, Taiwan)
 Toshio Fukuda (Nagoya Univ., Japan)
 Kazuhisa Furuta (Tokyo Denki Univ., Japan)
 Sanjo Harashina (President of Tokyo Denki Univ., Japan)
 Shigeo Hirose (Tokyo Inst. of Tech., Japan)
 Kiatwong Kiatkornol (President of KMUTT, Thailand)
 Sung Kwan Kim (President of ICROS, Korea)
 Akira Nagashima (Yokagawa Electric Co. Japan)
 Chongkyu Park (Kyung Hee Univ., Korea)
 Günther Schmidt (Tech. Univ. of Munich, Germany)
 Bruno Siciliano (President-Elect of IEEE/RSJ)
 Kitti Trisornth (President of KMITL, Thailand)
 Wenjun Zhang (Vice-President of SJTU, China)

Organizing Committee

- General Chair

Kojiro Hagino (Univ. of Electro-Communications (UEC), Japan)

- General Vice-Chair

Kosin Chamnongthai (KMUTT, Thailand)
 Keobal Ojhae (KMITL, Thailand)
 Youngjin Park (KAIST, Korea)

International Program Committee

- Chair

Takashi Kida (UEC, Japan)

- Vice-Chair

Yoshihiko Chida (Shizuoka Univ., Japan)
 Thirongrat Antornraksa (KMUTT, Thailand)
 Pau-Lu Hsu (National Central Univ., Taiwan)
 Uk-Yeol Huh (Hanyang Univ., Korea)
 Praphit Juteroosong (KMITL, Thailand)
 Shuzhi Sam Ge (Singapore National Univ., Singapore)

- Regional Program Chair

Martin Buss (Tech. Univ. of Munich, Germany)
 Jae Weon Choi (Pusan National Univ., Korea)
 Tetsuya Iwasaki (Univ. of Virginia, USA)
 Tzuu-Hongj (National Cheng-Kung Univ., Taiwan)
 Baoquan Lu (SJTU, China)
 Daniele Nardi (Sapienza Univ. of Roma, Italy)
 Yonmuil Jeon (KMITL, Thailand)
 Danwei Wang (Nanyang Tech. Univ., Singapore)

International Relations

Bando (Thipakorn) (KMUTT, Thailand)
 Kang-Bok Park (Korea Univ., Korea)
 Jeeckil Ngamwisit (KMITL, Thailand)

The SICE Annual Conference 2008, an international conference on instrumentation, control and information technology, will take place in Chofu, Tokyo, Japan in 2008. This conference covers a wide range of fields from measurement and control to system analysis and design, from theory to application and from software to hardware. The official language of the conference is English. Novel interdisciplinary challenges transferable between plural fields are especially welcome. The conference will be focused on, but not limited to, the following topics:

■ Measurement

- Signal and/or Image Processing
- Opto-Electronic Measurement
- Remote Sensing
- Mass and Force Measurement
- Temperature Measurement
- Ultra-High Precision Measurement
- Networked Sensor System

■ Control

- Multivariable control
- Nonlinear Control
- Robust Control
- Adaptive and Optimal Control
- Intelligent Control
- Modeling, System Identification and Estimation

■ System and Information

- System Theory and Engineering
- Biological and Physiological Engineering
- Intelligent Systems
- Neural Networks and Computational Intelligence
- Autonomous Decentralized Systems
- Discrete Event Systems
- Man-Machine Systems

■ System Integration

- Robotics and Mechatronics Systems
- Human Interfaces
- Network and Virtual Reality Systems
- Entertainment Systems
- Medical and Welfare Systems
- Safety, Environment and Eco-Systems
- Agricultural and Bio-Systems
- Rescue Systems

■ Industrial Applications

- Industrial Automation Systems
- Information Management Systems
- Industrial Network Systems
- Matrix and Nanu Devices
- Components and Devices

■ Advanced Integration

- Emergent Technologies
- Educational Systems E-Learning
- Fuzzy Systems

■ Others

◎ Location and Venue

The conference activities will all be taking place in the University of Electro-Communications, Chofu City, Tokyo, Japan. Chofu City is located in the west part of Tokyo, 45 minutes by a rapid train from Tokyo Terminal Station, 2 hours by a super express train from Narita Airport. From its convenient location, there are a lot of institutes that represent Japan as JAXA etc. Chofu is also a historical city with many sightseeing spots as JINDALL, an old temple. Chofu offers you a perfect location for a great experience of Japanese institutes and a relaxing stroll in downtown before or after your congress day.

◎ Important Dates

February 14, 2008	Proposal of Organized Sessions
February 25, 2008	Submission of Extended Abstracts for Regular Papers
April 25, 2008	Notification of Paper Acceptance
May 16, 2008	Submission of Final Camera-ready Papers
May 16, 2008	Proposal of Workshops and Tutorials

◎ Regular Paper Submission

Prospective authors are invited to submit an extended abstract on 2 pages of A4, 800-1000 words in English. For further information, please visit the SICE2008 conference website at <http://www.sice.or.jp/sice2008/> or contact the program committee [E-mail: sice2008-prog@hi.mcc.uoc.ac.jp]. It is recommended that your draft paper includes paper title, names of all authors, affiliations, postal mails, email addresses and phone/fax numbers.

Organized by The Society of Instrument and Control Engineers (SICE), Japan
 Supported by Chofu City, The Univ. of Electro-Communications, Japan
 (Tentative) Technically Co-Sponsored by IEEE Industrial Electronics Society, IEEE Robotics and Automation Society, IEEE Control Systems Society, IEEE Systems, Man & Cybernetics, The Instrumentation, Systems and Automation Society (ISA), Institute of Control, Robotics and Systems(ICROS).
 (Tentative) In association with China Instrument and Control Society (CIS), Chinese Association of Automation (CAA), Chinese Automatic Control Society (CACS), International Measurement Confederation (IMEKO), IEEE Japan Council, IFAC NMC-Japan



Organized Session Submission

Proposals of organized session are welcome. The goal of organized sessions is to provide focused discussions on a new topic and innovative applications of a new approach. Each session consists of 5-6 papers which will be reviewed via normal review process. The session organizer should submit the proposal electronically by February 11, 2008. The proposal is recommended to include a brief statement of the session focus, together with the extended abstract of individual papers submitted. For further instruction, please visit the conference website, or send an e-mail to:

Prof. Hirokazu Ohmori (Keio Univ., Japan) E-mail: ohmori@sd.koec.ac.jp

Workshops and Tutorials

Proposals of workshops or tutorials that address the technical topics related to control, automation, and systems in general are welcome. We encourage such programs that will attract industrial members, and programs with highly anticipated level of interest, impact, creativity and technical background of presenters. Proposals should be submitted to the following e-mail address by May 16, 2008. Submitting instructions will appear on the SICE2008 webpage.

A. Prof. Hiroki Takahashi (UEC, Japan) E-mail: rocky@ie.ucc.ac.jp

Laboratory Tour

Pre/post-conference technical tours will be held on Aug. 19(Tue) and 23(Sat). The pre-conference technical tour will start from afternoon and visit national research institutes near the conference venue including JAXA (Japan aerospace exploration agency). The post-conference technical tour will be open laboratories of University of Electro-Communications, the conference venue. Number of participants may be limited in pre-conference tour.

Student Support Program

SICE will provide a Student Travel Grant Award and SICE International Scholarship which are to help those foreign researchers who are young and come to Japan to present their papers.

Organizing Committee

- **Program Publication**
Keki Takahama (UEC, Japan)
- **Finance**
Kazuo Nakano (UEC, Japan)
Kazuo Sakurama (UEC, Japan)
- **Industrial Relation**
Seiji Sato (UEC, Japan)
Masao Kikawa (UEC, Japan)
Ken Taguchi (UEC, Japan)
Shizuko Oh-hara (UEC, Japan)
- **Workshop & Tutorial**
Hiroki Takahashi (UEC, Japan)
- **Local Arrangement**
Kazuo Tanaka (UEC, Japan)
Hiroshi Ohtsuka (UEC, Japan)
Hiroyuki Kajimoto (UEC, Japan)
- **Registration**
Koji Higuchi (UEC, Japan)
Alyo Ming (UEC, Japan)
- **Student Grant Award**
Kunizato Takase (UEC, Japan)
Takashi Nara (UEC, Japan)
Makoto Shimizu (UEC, Japan)
- **Banquet**
Nakaji Honda (UEC, Japan)
Yutaru Mitsuhashi (UEC, Japan)
- **Internet Service**
Masayuki Takata (UEC, Japan)
Mitsunori Fujita (UEC, Japan)
- **Publicity**
Kenji Tanaka (UEC, Japan)
Daisuke Chago (UEC, Japan)
- **Secretary**
Naoki Nakura (UEC, Japan)
Hidetoshi Oya (Shonan Inst. of Tech., Japan)
Hirotaki Fukushima (UEC, Japan)
- **Technical Tour**
Shoichi Hasegawa (UEC, Japan)
Hisayuki Aoyama (UEC, Japan)
Takuya Nojima (JAXA, Japan)
Masahiko Inami (UEC, Japan)

International Program Committee

- **Organized Session Chair**
Hirokazu Ohmori (Keio Univ., Japan)
- **Organized Session Vice-Chair**
Wadhwan Assawinchaichote (KMITL, Thailand)
Qixin Cao (SJTU, China)
Kaichi Hidaka (Tokyo Gaiji Univ., Japan)
Hiroshi Ito (Kyushu Inst. of Tech., Japan)
Kamran Jamshidpouryari (KMITL, Thailand)
Klaus Schilling (Univ. Wurzburg, Germany)
Kwon-Bo Shin (Chung-Ang Univ., Korea)
- **Track Chairs**
Measurement
Kenji Teramoto (Saga Univ., Japan)
Control
Tomohisa Hayakawa (Tokyo Inst. of Tech., Japan)
System and Information
Toshiya Kikera (Kobe Univ., Japan)
System Integration
Nobuo Matsuhira (Tohoku Univ., Japan)
Industrial Applications
Akihiro Imai (Yokogawa Electric Co., Japan)
Advanced Integration
(To be assigned)

Steering Committee

- **Chair**
Fumikoshi Matsuno (UEC, Japan)
- **Advisers**
Shinji Hara (Univ. of Tokyo, Japan)
Masao Ikeda (Osaka Univ., Japan)
Hidenori Kinera (RIKEN, Japan)
Hidetomi Kobayashi (Tokyo Univ. of Agriculture, Japan)
Akira Nagashima (Yokogawa Electric Co., Japan)
- **Members**
Kojiro Hagino
Hidetoshi Hashimoto
Seiji Hata
Akira Inoue
Koji Ito
Takashi Kida
Masumi Konishi
Yoshinari Kuno
Yasuaki Kurita
Kazuhiko Kyuma
Tadashi Matsumoto
Eiichi Nobuyama
Ryoji Ohta
Tetsuya Ohtani
Masatoshi Okutomi
Masao Sampo
Susumu Tachi
Satoshi Tadokoro
Ryoichi Takahashi
Masao Wada
Yutaka Yamamoto

Program Committee Members (to be added)

- | | |
|---|---|
| Hai Lin (The National Univ. of Singapore) | Hajime Suguchi (Yokohama National Univ.) |
| Yanong Zhang (Sun Yat Sen Univ.) | Takafumi Suzuki (Univ. of Tokyo) |
| Zhaoping Wang (Tongji Univ.) | Mitsuyuki Tsukakoshi (Tokyo Inst. of Tech.) |
| Phaengsak Sineak (Mahachulalongkornrajavidyalaya Univ. of Tech.) | Yasuhito Masuzumi (Osaka Univ.) |
| P. Tanquamchai (King Mongkut Univ. of Tech. Thonburi) | Tetsuaki Suzuki (Kyushu Sangyo Univ.) |
| Phaengsak Keerasthakitorn (King Mongkut Institute of Tech. North Bangkok) | Eiichi Ono (AIST) |
| Hirobumi Nishida (Ritech Co., Ltd.) | Yoshitaka Adachi (Shizuoka Inst. of Tech.) |
| Hiroaki Kuze (Chiba Univ.) | Tadashi Yoshimoto (Kanagawa Inst. of Tech.) |
| Masamichi Taniguchi (Tohoku Bunko Gakuen Univ.) | Masaya Takasaki (Saitama Univ.) |
| Hidetaka Hontani (Nagoya Inst. of Tech.) | Shoji Hashimoto (Waseda Univ.) |
| Toshiyuki Hayashi (AIST) | Takao Oomichi (Meiji Univ.) |
| Naohiko Sasaizumi (AIST) | Toru Toji (Univ. of Tokyo) |
| Shun-ichi Azuma (Kyoto Univ.) | Tatsuo Kotoku (AIST) |
| Hidetoshi Ishii (Tokyo Inst. of Tech.) | Minoru Nagatsuma (Tokyo Univ. of Science and Tech.) |
| Keiko Shimizu (Toshiba Co.) | Masaki Yamazaki (Tokyo Inst. of Tech.) |
| Keijiro Yamada (Tokyo Metropolitan Univ.) | Shigezazu Kawasaki (Kumamoto Univ.) |
| Yasuaki Kurita (Kyoto Inst. of Tech.) | Masahiro Sugitaka (Osaka Univ.) |
| Kinya Fujita (Tokyo Univ. of Agriculture) | Makoto Shirojo (UEC) |
| Masahiro Shimizu (Tohoku Univ.) | Keigo Watanabe (Saga Univ.) |
| Yoshihisa Sato (AIST) | Satoshi Iwaki (Ibaraki City Univ.) |
| Yoshio Horiguchi (Kyoto Univ.) | Shigeki Sugano (Waseda Univ.) |
| Tadashi Niimi (Osaka Univ.) | Kazuhiko Kozono (Tohoku Univ.) |
| Isao Ono (Tokyo Inst. of Tech.) | Noriaki Sakamoto (Hosei Univ.) |
| Nobuyuki Matsui (Univ. of Hyogo) | Tomoyuki Nagashio (UEC) |

**A Novel Resolver-to-DC Converter
Based on OTA-based Inverse-Sine Function Circuit**

Aaucha Kaewpoonsuk¹, Wandee Petchmaneeetumka², Apinai Reitkratt²,
Sirichai Tammaruckwattana², and Vanchai Kiewruja²

¹ Department of Physics, Faculty of Science, Naresuan University, Phitsanulok 65000, Thailand
(Tel: +66-5-326-1000-4; E-mail: aaucha@nu.ac.th)

² Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
(Tel: 66-2-739-0758; Fax: 66-2-739-0758; Email: kvanchai@kmitl.ac.th)

Abstract: A new technique for realizing the resolver-to-DC converter using the OTA-based inverse-sine function circuit is presented. The proposed converter comprises the demodulator, absolute detector, minimum detector, \pm unity-gain amplifier, controlled signal logic circuit, and OTA-based inverse-sine function circuit. The output voltage is linearly proportional to the resolver angle with maximum absolute error of about 0.193%, which is less than the error from the conventional resolver-to-DC converter based on the similar OTA-based inverse-sine function circuit. PSPICE simulation and experimental results verifying the performances of the proposed circuit are in close agreement with the expected values.

Keywords: resolver-to-DC, resolver converter, inverse-sine function circuit, sine-to-triangular wave converter, OTA

1. INTRODUCTION

Resolver is a shaft angle transducer especially designed to determine an absolute position of a motor shaft over one revolution. Furthermore, the speed and encoder simulation for position control of the servo-drives can be derived from resolver signals. The resolver-to-DC converter is to convert the resolver signals, sine and cosine functions, into an output voltage proportional to the resolver shaft angle. The implementation techniques of the converter can be found in the literature [1-3]. Alternatively, the approach based upon the OTA-based inverse-sine function circuit (sine-to-triangular wave converter) [4] has been introduced in [5]. In this scheme (see Fig. 1), the demodulated sine signal is determined by the inverse-sine function circuit and triangular-to-sawtooth waveform converter that provide the output voltage proportional to the resolver shaft angle. However, this converter has about 0.92% maximum error. This error depends on the range of the input signal V_i and some parameters used in the OTA-based inverse-sine function circuit.

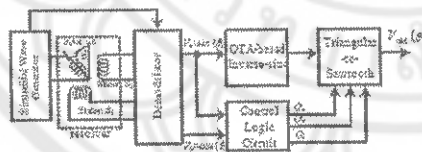


Fig. 1 Conventional resolver-to-DC converter using the OTA-based inverse-sine function circuit.

This paper aims to present a new technique for implementing the resolver-to-DC converter. The

proposed converter employs the OTA-based inverse-sine function circuit as shown in Fig. 2, which is similar the scheme reported in [5]. In order to improve the circuit accuracy, we use the absolute circuits connected with the minimum circuit to limit the range of signal applied to the OTA-based inverse-sine function circuit. Then two parameters used in the inverse-sine function circuit are changed.

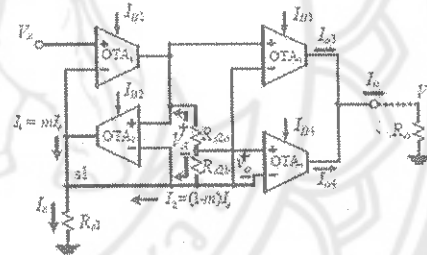


Fig. 2 OTA-based inverse-sine function circuit.

2. CIRCUIT DESCRIPTION

2.1 OTA-based inverse-sine function circuit

Fig. 2 shows the inverse-sine function circuit formed by the OTA₁ to OTA₄. If all OTAs have ideal characteristics. When the input signal voltage V_i is applied to the circuit, then the voltage at node s1 will follow the voltage V_i with unity gain. This voltage is converted into the input signal current I_i by the resistor R_1 ($I_i = V_i/R_1$). From the routine circuit analysis, the relationship of the output current I_o and the voltage V_o can be expressed as [4]

$$I_o = \frac{mV_i}{R_{s1}} + bI_{B4} \tanh^{-1} \left(\frac{mV_i}{I_{B2}R_{s1}} \right) \quad (1a)$$

$$m = \frac{I_1}{I_2} \quad (1b)$$

$$K_T = \frac{I_{B2}}{bI_{B4}} \quad (1c)$$

$$b = \frac{R_{s2a}}{R_{s2a} + R_{s2b}} = \frac{V_o}{V_i} \quad (1d)$$

where I_{B1} and I_1 are the bias current of the OTA₁, and the output current of the OTA₂ provided by the voltage V_o , respectively. The signal v_o is the input voltage of the OTA₁. The resistors R_{s2a} and R_{s2b} connected in series are employed to bypass the remainder current $I_2 = (1-m)I_0$ and simultaneously to generate the input voltage V_i for the OTA₂. Based on the power series expansion principle [4-5], Eq. (1a) can be approximately equal to

$$I_o = mI_{B1} (1 + K_T) \sin^{-1} \left(\frac{V_i}{I_{B2}R_{s1}} \right) \quad (2)$$

To achieve Eq. (2), the parameters $m = 0.966$ and $K_T = 0.927$ were chosen through the use of the method in literature [4-5]. The maximum difference between the current I_o from Eq. (1) and Eq. (2), termed the absolute error, will be equal to 0.92% for the value of $V_i/I_{B2}R_{s1}$ in range of -1 to 1. To minimize this maximum absolute error, the parameters m and K_T are adapted by using MATLAB simulation results as shown in Fig. 3, where the values of $V_i/I_{B2}R_{s1}$ are set in range of 0 to 0.707. To simplify the parameter setting, we let $m = 1$. The plots of the error against the value of $x = (V_i/I_{B2}R_{s1})$ for three different values of K_T , i.e. 1.180, 1.184, and 1.188, are shown in Fig. 3. It can be seen that the $K_T = 1.184$ provides the smallest error for $x = 0.707$.

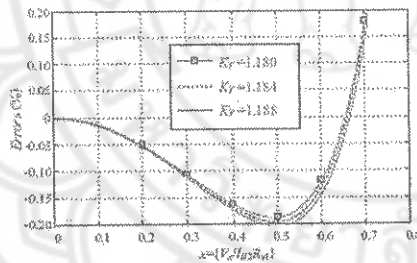
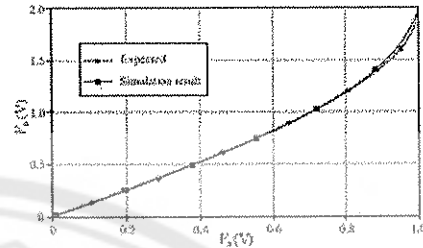
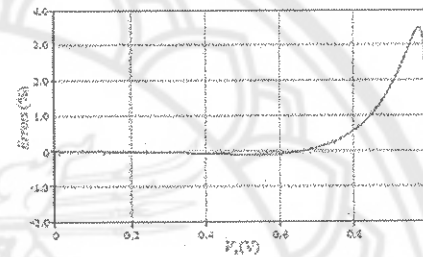


Fig. 3 Plots of the error against the value of $x = (V_i/I_{B2}R_{s1})$.

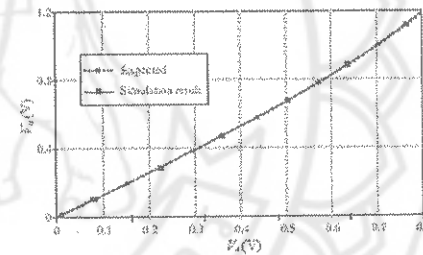
The performances of the circuit in Fig. 2 were studied through the PSPICE simulation and experimental results as shown in Figs. 4-5, where the parameters were set to $m = 1$, $K_T = 1.184$, and $R_o = 6.9\text{k}\Omega$.



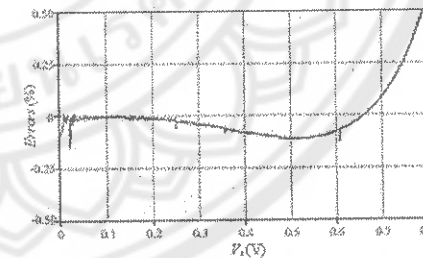
(a) Plots of the output voltage V_o against the input voltage V_i .



(b) Plots of the absolute error against the input voltage V_i .



(c) Results from Fig. 4(a) for the V_i in range of 0-0.3V.



(d) Results from Fig. 4(b) for the V_i in range of 0-0.3V.

Fig. 4 PSPICE simulation results of the circuit in Fig. 2.

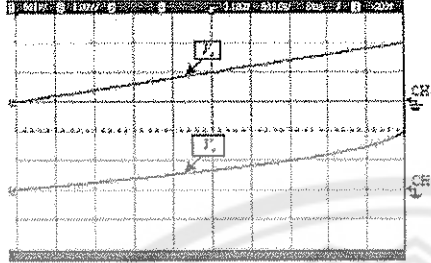


Fig. 5 Experimental results of the circuit in Fig. 2. (vertical scale, CH₁: V_e, 500mV/div, CH₂: V_s, 1V/div; horizontal scale: 500µs/div)

The simulation results as shown in Fig. 4(a) are closely agreed with the experimental results in Fig. 5. From Figs. 4(b)-4(d), it is evident that the maximum error is less than 0.2%, when the values of the voltage V_e are in range of 0-0.707V. Consequently, the parameters m = 1 and K_T = 1.184 are adequately suitable to be used in Fig. 2.

2.2 Proposed resolver-to-DC converter

Fig. 6 shows the circuit diagram of the proposed resolver-to-DC converter, that consists of the demodulators, absolute detectors, minimum detector, ± unity-gain amplifier, controlled signal logic circuit, and OTA-based inverse-sine function circuit. The proposed technique uses the traditional principle for stimulating the rotor winding of the resolver. The sinusoidal voltage signal V_{in} is applied to the rotor winding. The output signals of two stator windings V_{s1} and V_{s2} are demodulated using an introduced demodulator in literature [6], then the output voltages V_e and V_s of demodulators can be stated as

$$V_s = A \sin(\theta) \tag{3}$$

$$V_e = A \cos(\theta) \tag{4}$$

where θ is the resolver shaft angle. A is referred to the peak amplitude of both signals V_e and V_s. The voltages V_e and V_s are supplied to the absolute detectors and passed through the minimum detector. Then the output voltage V_m of the minimum detector can be written as

$$V_m = A \begin{cases} |V_s| & ; V_s < V_e \\ |V_e| & ; V_s > V_e \end{cases} \tag{5a}$$

or

$$V_m = A \begin{cases} \sin(\theta) & ; V_s < V_e \\ \cos(\theta) & ; V_s > V_e \end{cases} \tag{5b}$$

The voltage V_m is applied to the following inverse-sine function circuit. In order to obtain the ease of design, we let the amplitudes of the voltages V_e and V_s are equal to one. Then the maximum value of V_m is equal to 0.707V and the output voltage of the inverse-sine function circuit V_{oi} that can be expressed as

$$V_{oi} = R_o G \begin{cases} \theta & ; 0 < \theta \leq \pi/4 \\ \pi/2 - \theta & ; \pi/4 < \theta \leq \pi/2 \\ \theta - \pi/2 & ; \pi/2 < \theta \leq 3\pi/4 \\ \pi - \theta & ; 3\pi/4 < \theta \leq \pi \\ \theta - \pi & ; \pi < \theta \leq 5\pi/4 \\ 3\pi/2 - \theta & ; 5\pi/4 < \theta \leq 6\pi/4 \\ \theta - 3\pi/2 & ; 6\pi/4 < \theta \leq 7\pi/4 \\ 2\pi - \theta & ; 7\pi/4 < \theta \leq 2\pi \end{cases} \tag{6}$$

where G = mbI_{ps}(1+K_T) denotes the constant gain of the inverse-sine function circuit. The resistor R_o is used as a load of the inverse-sine function circuit to convert the output current I_s into the output voltage V_{oi}. The digital logic signals Q_s, Q_e, and Q_m are the output signals of the zero crossing detectors C_s, C_e, and the comparator C_m, respectively. The voltage V_{oi} is assigned to the input voltage for the positive and negative unity-gain amplifier controlled by the digital signal Q_m. The amplifier functions as a triangular-to-sawtooth converter. Thus the output voltage V_{os} and the logic signal Q_{os} can, respectively, be expressed as

$$V_{os} = \begin{cases} +V_{oi} & ; Q_m = 0 \\ -V_{oi} & ; Q_m = 1 \end{cases} \tag{7a}$$

$$V_{os} = R_o G \begin{cases} \theta & ; 0 < \theta \leq \pi/4 \\ \theta - \pi/2 & ; \pi/4 < \theta \leq \pi/2 \\ \theta - \pi/2 & ; \pi/2 < \theta \leq 3\pi/4 \\ \theta - \pi & ; 3\pi/4 < \theta \leq \pi \\ \theta - \pi & ; \pi < \theta \leq 5\pi/4 \\ \theta - 3\pi/2 & ; 5\pi/4 < \theta \leq 6\pi/4 \\ \theta - 3\pi/2 & ; 6\pi/4 < \theta \leq 7\pi/4 \\ \theta - 2\pi & ; 7\pi/4 < \theta \leq 2\pi \end{cases} \tag{7b}$$

$$Q_{os} = Q_s \oplus Q_e \oplus Q_m \tag{8}$$

From Eq. (7b), it can be seen that the relation between the output V_{os} and the resolver shaft angle θ is linear in each condition. The digital logic signals Q_s, Q_e, and Q_m are related with the shape angle θ as shown in Table 1.

Table 1 Relations between the logic signals Q_s, Q_e, and Q_m and the shape angle θ.

Range of θ	Q _s	Q _e	Q _m
0 < θ ≤ π/4	0	0	0
π/4 < θ ≤ π/2	0	0	1
π/2 < θ ≤ 3π/4	0	1	1
3π/4 < θ ≤ π	0	1	0
π < θ ≤ 5π/4	1	1	0
5π/4 < θ ≤ 6π/4	1	1	1
6π/4 < θ ≤ 7π/4	1	0	1
7π/4 < θ ≤ 2π	1	0	0

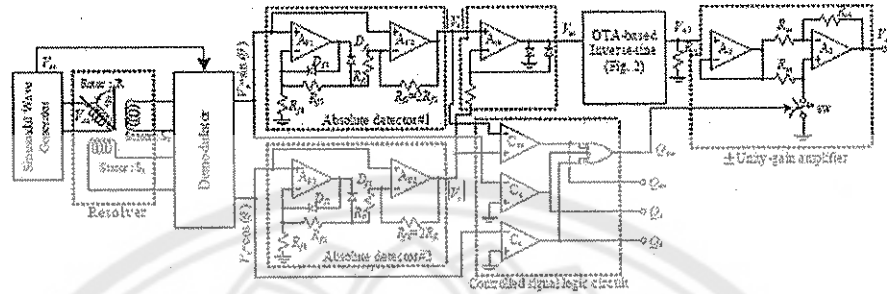


Fig. 6 Proposed resolver-to-DC converter.

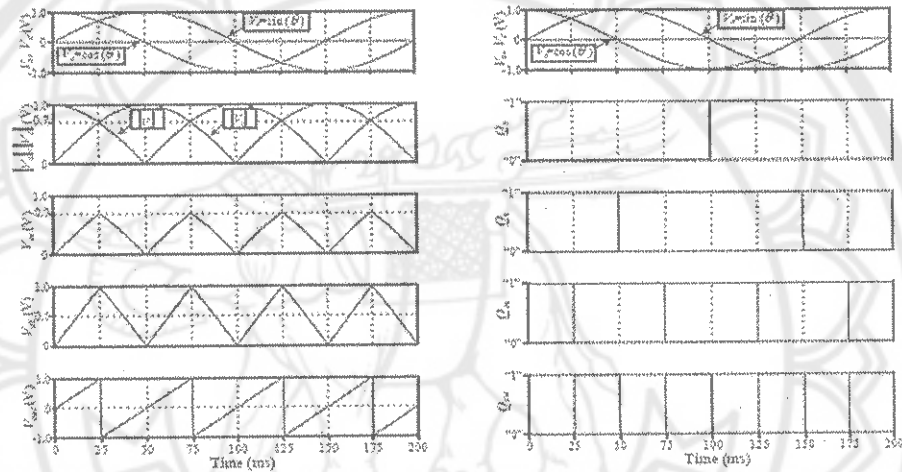


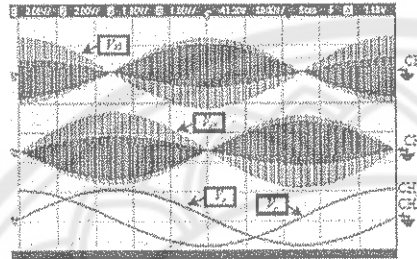
Fig. 7 PSPICE simulation results of the proposed resolver-to-DC converter.

3. PSPICE SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

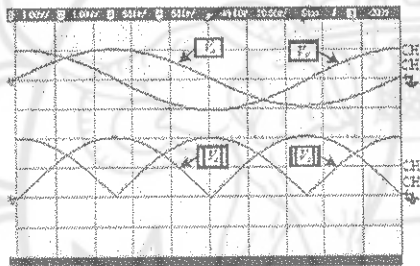
The performances of the proposed circuit as shown in Fig. 6 were studied through the PSPICE simulation program and experiment. The LM358 op amps are employed to function as the amplifier and absolute detectors. The LM311 and CD4055BC devices form as the comparator and analog switch, respectively. The supply voltages were set to 15V. The circuit parameters $I_{B1} = 500\mu A$, $I_{B2} = I_{B3} = 100\mu A$, $R_{D1} = 10k\Omega$, $R_5 = 6.9k\Omega$, and $R_{D2} = R_{D3} = 2R_{D1} = 10k\Omega$ were chosen. The procedures to determine the values of R_{D2} , R_{D3} , and I_{B4} can be discussed as follows. In order to obtain the parameter $m = 1$, the resistances R_{D2} and R_{D3} in Fig. 2 should be large, thus we design such that $R_{D2} = 80k\Omega$ and $R_{D3} = 20k\Omega$. From Eq. (1d), the parameter b will be equal to 0.2. In

practice, the voltage v_0 is less than the calculated value by using Eq. (1d) because of the parasitic input resistance of the OTA. To alleviate this limitation, we let the condition as $bI_{B4} \tanh^{-1}(mV_0/I_{B2}R_{D1}) = (I_{B2}/K_7) \tanh^{-1}(mV_0/I_{B2}R_{D1}) = I_{B4}$. Substituting $m = 1$, $I_{B2} = 100\mu A$, $K_7 = 1.124$, and $V_0/I_{B2}R_{D1} = 0.707$ in this condition, the bias current $I_{B4} = 1.3mA$ will be achieved. One method to implement the simple OTA based on 2N3904 and 2N3906 transistors has been described in [7]. To simplify the experiment, we use the commercially available CA3280 device to construct the OTA-based inverter-sine function circuit in Fig. 2. The synchro resolver, Sanyo Denki 101-4100, driven by a variable speed dc motor was used. The demodulator can be realized by using multiplier and low-pass filter circuits [6]. The peak amplitudes of the voltage signals V_0 and V_1 and the value of R_5G in Eq. (7b) were set to 1V and $\pi/4$, respectively.

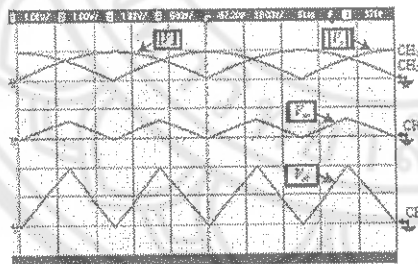
The simulation and experimental results of the proposed converter, are shown in Figs. 7-8, respectively. Fig. 7 shows the signals for 5Hz-sinusoidal voltages V_s and V_r of amplitude 1V. Fig. 8 shows the measured results for a 300-rpm motor speed. There are apparent that the results of the proposed method are in close agreement with the expected values.



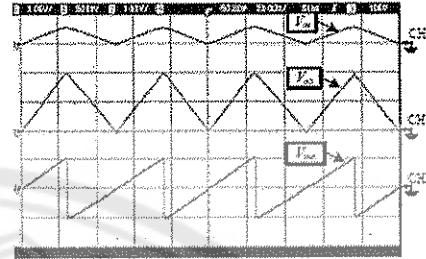
(a)
(vertical scale, CH₁ V_s : 2V/div, CH₂ V_r : 2V/div,
CH₃ V_a : 1V/div, CH₄ V_b : 1V/div;
horizontal scale: 20ms/div).



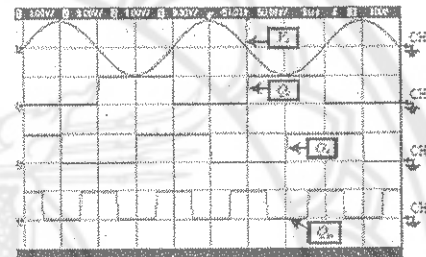
(b)
(vertical scale, CH₁ V_s : 1V/div, CH₂ V_r : 1V/div,
CH₃ V_a : 500mV/div, CH₄ V_b : 500mV/div;
horizontal scale: 20ms/div).



(c)
(vertical scale, CH₁ V_s : 1V/div, CH₂ V_r : 1V/div,
CH₃ V_a : 1V/div, CH₄ V_b : 500mV/div;
horizontal scale: 20ms/div).



(d)
(vertical scale, CH₁ V_s : 1V/div, CH₂ V_r : 500mV/div,
CH₃ V_a : 1V/div; horizontal scale: 20ms/div).



(e)
(vertical scale, CH₁ V_s : 1V/div, CH₂ V_r : 9V/div,
CH₃ V_a : 9V/div, CH₄ V_b : 9V/div;
horizontal scale: 50ms/div).

Fig. 8 Experimental results of the proposed circuit.

4. CONCLUSION

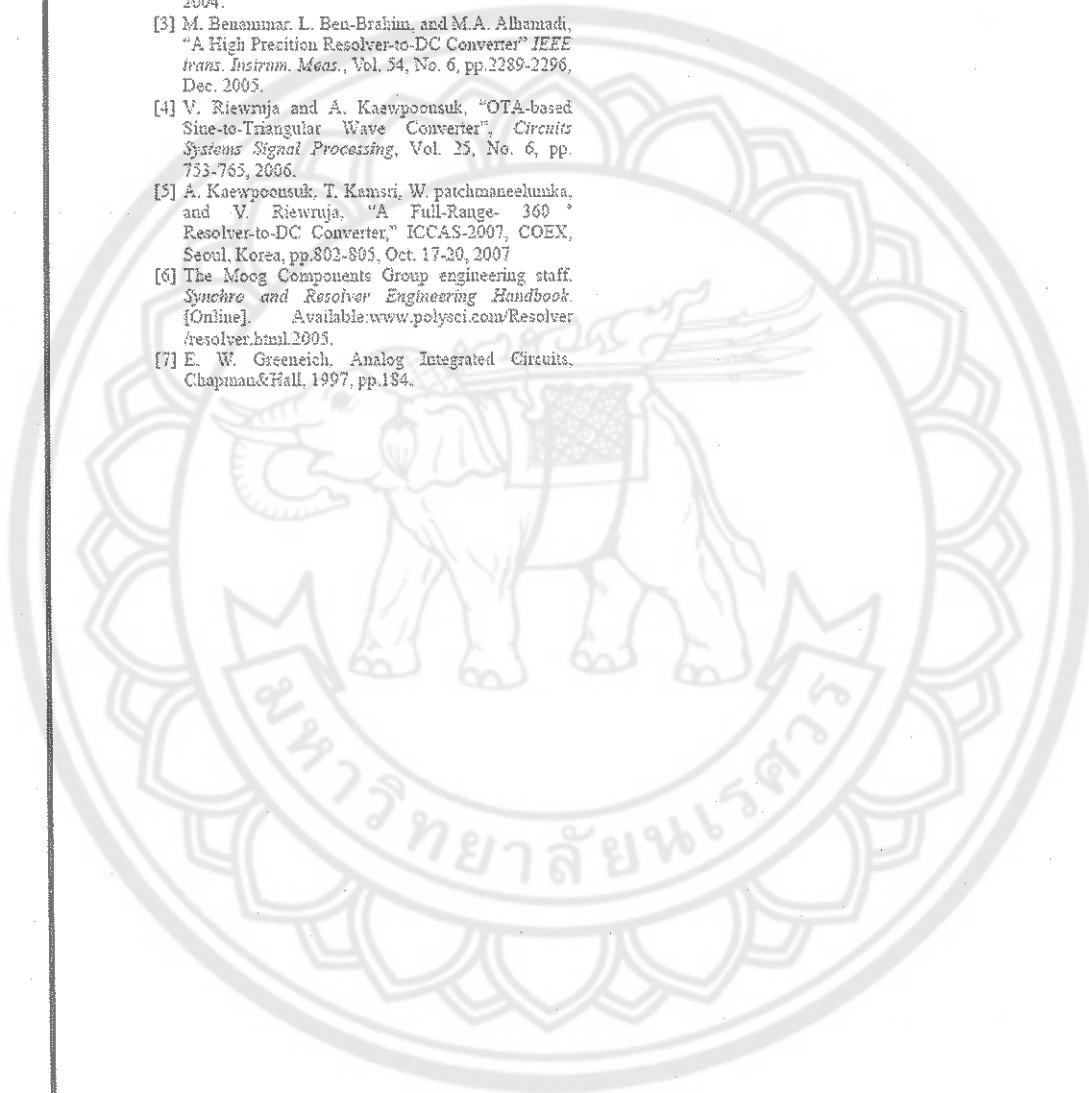
This paper has described the accurate resolver-to-DC converter. The realization method utilizes the OTA-based inverse-sine function circuit to improve the accuracy of the previous approach in literature [5]. The maximum absolute error of about 0.195% can be obtained. PSPICE simulation and experimental results confirming the circuit performances have also been demonstrated.

ACKNOWLEDGMENTS

The authors would like to express sincere gratitude to the faculty of Science, Naresuan University, Thailand, for the financial support of this work.

REFERENCES

- [1] D. C. Alhara, D. E. Howard, and D. A. Smith, "Resolver to 360° Linear Analog Converter and method," U.S. Patent 6 184 328, 2000.
- [2] M. Benammar, L. Ben-Brahim, and M.A. Alhamadi, "A Novel Resolver-to-360° Linearized Converter" *IEEE Sensors Journal*, Vol. 4, No. 1, pp.96-101, Feb. 2004.
- [3] M. Benammar, L. Ben-Brahim, and M.A. Alhamadi, "A High Precision Resolver-to-DC Converter" *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 54, No. 6, pp.2289-2296, Dec. 2005.
- [4] V. Riewnija and A. Kaewpoonsuk, "OTA-based Sine-to-Triangular Wave Converter", *Circuits Systems Signal Processing*, Vol. 25, No. 6, pp. 753-765, 2006.
- [5] A. Kaewpoonsuk, T. Kamsri, W. patchmaneehunka, and V. Riewnija, "A Full-Range- 360° Resolver-to-DC Converter," ICCAS-2007, COEX, Seoul, Korea, pp.803-805, Oct. 17-20, 2007
- [6] The Moog Components Group engineering staff. *Synchro and Resolver Engineering Handbook*. [Online]. Available: www.polysci.com/Resolver/resolver.html. 2005.
- [7] E. W. Greneich. *Analog Integrated Circuits*. Chapman&Hall, 1997, pp.184.



ภาคผนวก จ.

ประวัติผู้วิจัย

นายอนุชา แก้วพุดสุข เกิดเมื่อวันที่ 12 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2517 จังหวัดพิษณุโลก สำเร็จการศึกษาปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต สาขาฟิสิกส์-คอมพิวเตอร์และอิเล็กทรอนิกส์ จากมหาวิทยาลัยนเรศวร ในปีการศึกษา 2539 สำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปี พ.ศ. 2544 และสำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปี พ.ศ. 2551 ปัจจุบันทำงานเป็นพนักงานสายวิชาการ ตำแหน่งอาจารย์ ภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร

