

การสังเคราะห์วงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจี

SYNTHESIS OF RESOLVER-TO-DC CONVERTER



อนุชา แก้วพุดสุข

ANUCHA KAEWPOONSUK

เลขที่.....
เลขทะเบียน.....82758
วัน,เดือน,ปี 22 ก.ค. 2551

.b.....
.i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-D-018-026

SYNTHESIS OF RESOLVER-TO-DC CONVERTER

ANUCHA KAEWPOONSUK

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2008

KMITL-2008-EN-D-018-026

COPYRIGHT 2008

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การสังเคราะห์วงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดีซี
Synthesis of Resolver-to-DC Converter

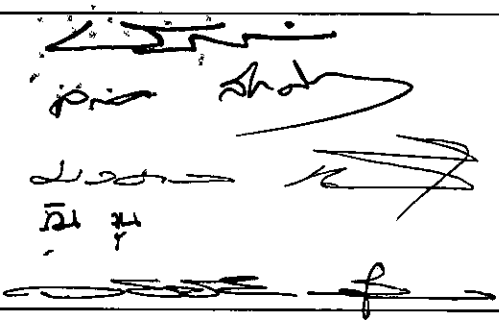
นักศึกษา นายอนุชา แก้วพุดสุข

รหัสประจำตัว 44610002

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วันชัย รวีรุจา

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วรพงศ์	ตั้งศิริรัตน์	
รศ.ดร.กิตติ	ศิริเศรษฐ	
ดร.มงคล	กดินกระจาย	
ผศ.ดร.อัมพวัน	จุลเสวีวงศ์	
รศ.ดร.วันชัย	รวีรุจา	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 4 มีนาคม 2551 เวลา 09.00 น.

สถานที่สอบ ณ ห้องประชุม 1 ชั้น 3 อาคาร A



วันที่..... 8 เดือน..... (ธ.ค. ๕๐) พ.ศ. ๒๕๕๑/.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การสังเคราะห์วงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิตอล
นักศึกษา	นายอนุชา แก้วพุดสุข
รหัสนักศึกษา	44610002
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วันชัย ธีรจุฑา

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ เป็นการนำเสนอการสังเคราะห์วงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิตอลแบบง่าย โดยหลักการของการออกแบบเป็นการอาศัยคุณสมบัติของวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมโดยใช้วงจรโอทีเอทีที่ได้พัฒนาขึ้น ต่อร่วมกับวงจรดีมอดูเลเตอร์ วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมเป็นคลื่นรูปฟันเลื่อย และวงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม ซึ่งด้วยวิธีการดังกล่าวนี้จะให้ค่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณที่มีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นอย่างถูกต้องกับค่ามุมของสัญญาณรีโซลเวอร์โดยไม่ต้องใช้โปรเซสเซอร์ประมวลผลสัญญาณ หรือการใช้ตารางกำหนดค่าล่วงหน้า การทดสอบการทำงานของวงจรได้ใช้วิธีการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และวิธีการต่อวงจรจริงลงบนบอร์ดทดลอง ซึ่งผลการทดสอบการทำงานมีความถูกต้องเป็นไปตามหลักการที่ได้นำเสนอ

Thesis Title	SYNTHESIS OF RESOLVER-TO-DC CONVERTER
Student	MR. ANUCHA KAEWPOONSUK
Student ID.	44610002
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Vanchai Riewruja

ABSTRACT

The goal of this thesis is to present the synthesis of a simple resolver-to-dc converter. The realization method is base on the use of the proposed OTA-based sine-to-triangular wave converter combined with demodulator, triangular-to-sawtooth wave converter, and control logic circuit. The proposed converter produces the output signal, which is linearity proportional to the shaft angle. In addition, this technique enables the determination of the angle with reasonable accuracy without a processor and/or a look-up table. PSPICE simulation and experimental results verifying the performances of the proposed circuit agree well with the theoretical prediction.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร.วันชัย ธีรจุฑา อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ให้ความรู้ ความคิดริเริ่ม คำปรึกษาและคำชี้แนะต่าง ๆ อย่างทุ่มเท ตลอดจนการฝึกฝนให้ข้าพเจ้ามีทักษะในกระบวนการศึกษาวิจัย และความสามารถในการแก้ไขปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้น

ขอขอบคุณน้อง ๆ ทีมงานวิจัย Circuits and Systems Laboratory ทุกท่านที่ได้มีโอกาสร่วมมือ ร่วมแรง ร่วมใจสำหรับการพัฒนาและการศึกษาเรียนรู้ร่วมกัน ตลอดจนแรงใจและความเอื้อเฟื้ออื่น ๆ ทุกด้าน

ขอขอบพระคุณคุณแม่ คุณพ่อ น้องชาย และคุณจิรนนท์ กานตานนท์ ที่คอยห่วงใยและเป็นที่กำลังใจให้กับข้าพเจ้าด้วยดีตลอดมา

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยนเรศวรที่ได้ให้การสนับสนุนค่าใช้จ่ายตลอดช่วงระยะเวลาการศึกษา

อนุชา แก้วพูลสุข

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการทำวิทยานิพนธ์.....	2
1.5 ขอบเขตของการทำวิทยานิพนธ์	3
1.6 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 หลักการทำงานของรีโซลเวอร์.....	5
2.2 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ในอดีต.....	9
2.3 ตัวแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมในอดีต.....	14
2.4 วงจรโอทีเอ.....	17
2.5 สรุป.....	27
บทที่ 3 วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมโดยใช้โอทีเอ.....	28
3.1 การสังเคราะห์วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม โดยใช้โอทีเอ.....	28
3.2 สมรรถนะของวงจรแปลงสัญญาณ.....	37
3.3 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร.....	38
3.4 สรุป.....	44

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 4 การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณคี่ซี่.....	45
4.1 หลักการเบื้องต้น.....	45
4.2 วงจรคีมอคูเลเตอร์.....	49
4.3 วงจรแปลงสัญญาณรูปสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณรูปฟันเลื่อย.....	51
4.4 วงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม.....	55
4.5 วงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณคี่ซี่ และการทดสอบการทำงานของวงจร.....	57
4.6 ผลการทดสอบการทำงานและการวิจารณ์.....	58
4.7 สรุป	65
บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์	66
5.1 บทสรุปและวิจารณ์.....	66
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ.....	68
เอกสารอ้างอิง.....	69
ภาคผนวก ก. ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์ เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมโดยใช้โปรแกรม PSPICE	73
ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์หาคุณสมบัติการทำงานของวงจร โอทีเอ.....	78
ภาคผนวก ค. การวิเคราะห์หาคุณสมบัติการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์ เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม.....	85
ภาคผนวก ง. การวิเคราะห์สัญญาณ V_{s1} V_{s2} V_{m1} และ V_{m2}	92
ภาคผนวก จ. บทความวิจัยที่ได้เผยแพร่และตีพิมพ์	96
ประวัติผู้เขียน	137

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ค่าแอมพลิจูดของแต่ละองค์ประกอบความถี่.....	42
4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณลอจิกควบคุม Q_1 , Q_2 และ Q_3 กับสัญญาณ θ	56

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 รีโซลเวอร์.....	6
2.2 โครงร่างและวงจรเสมือนของรีโซลเวอร์.....	7
2.3 สัญญาณ V_{cr} , V_{s1} และ V_{s2} ของรีโซลเวอร์.....	9
2.4 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบเฟสล็อกลูป.....	10
2.5 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบการเปิดตาราง.....	11
2.6 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคการกลับสถานะการทำงาน ของโรเตอร์และสเตเตอร์.....	12
2.7 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบการนำสัญญาณสเตเตอร์มาลบกัน และใช้วงจรชดเชยความผิดพลาด.....	13
2.8 วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์แบบดิจิทัล.....	14
2.9 วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันไซน์และฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์.....	16
2.10 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์.....	17
2.11 วงจร โอทีเอ.....	18
2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า (I_n / I_B) กับค่า $(V_i / 2V_T)$	20
2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า (I_n / I_B) กับค่า $(V_i / 2V_T)$ (เมื่อ $(V_i / 2V_T)$ แปรค่าจาก -1 ถึง 1).....	21
2.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า (I_n / I_B) กับค่า $(V_i / 2V_T)$ (เมื่อ $(V_i / 2V_T)$ แปรค่าจาก -0.2 ถึง 0.2).....	22
2.15 วงจรเสมือนสำหรับวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร โอทีเอ.....	24
2.16 การประยุกต์ใช้โอทีเอค่อเป็นวงจรตามแรงดัน.....	26
2.17 ภาควงจรกระแสไบอัส I_B ให้กับวงจร โอทีเอ.....	26
3.1 หลักการเบื้องต้น.....	28
3.2 วงจรแปลงสัญญาณแรงดันรูปไซน์เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม.....	32
3.3 วงจรแปลงสัญญาณกระแสรูปไซน์เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม.....	36
3.4 ผลการทดสอบคุณสมบัติทางคิซี.....	40
3.5 สัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจร.....	41
3.6 สัญญาณเอาต์พุตและองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณ.....	42
3.7 ค่าความผิดพลาดจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ.....	43
4.1 บล็อกไดอะแกรมของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์.....	45
4.2 สัญญาณที่สำคัญต่าง ๆ ของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์.....	46

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3 วงจรคิมอดูเลเตอร์.....	49
4.4 วงจรแปลงสัญญาณรูปสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณรูปฟันเลื่อย.....	53
4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณลอจิกควบคุมต่าง ๆ กับสัญญาณ V_x และ V_c	56
4.6 วงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม.....	57
4.7 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ที่ใช้ทดสอบการทำงาน.....	59
4.8 ผลการวัดสัญญาณที่ขดลวดของรีโซลเวอร์และสัญญาณที่ได้จากวงจรคิมอดูเลเตอร์.....	60
4.9 ผลการวัดสัญญาณ Q_x และ Q_c เปรียบเทียบกับเฟสของสัญญาณ V_x และ V_c	61
4.10 ผลการวัดสัญญาณ Q_x , Q_y และ Q_z เปรียบเทียบกับสัญญาณ V_x	61
4.11 ผลการวัดสัญญาณ V_0 และ V_{out} ที่ความเร็วแกนหมุนของรีโซลเวอร์ 180 RPM	62
4.12 ผลการวัดสัญญาณ V_0 และ V_{out} ที่ความเร็วแกนหมุนของรีโซลเวอร์ 300 RPM	63
4.13 ผลการวัดสัญญาณ V_0 และ V_{out} ที่ความเร็วแกนหมุนของรีโซลเวอร์ 600 RPM	64
ก1 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแรงดันรูปไซน์ เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม.....	74
ก2 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณกระแสรูปไซน์ เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม.....	76
ข1 วงจรภายในของโอทีเอ.....	79
ข2 วงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของโอทีเอ.....	82
ข3 การประยุกต์ใช้งานโอทีเอเป็นวงจรตามแรงดัน.....	83
ค1 การวิเคราะห์หาค่า V_x และ I_m	87
ง1 การวิเคราะห์สัญญาณ V_{m1}	94
ง2 การวิเคราะห์สัญญาณ V_{m2}	95

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

รีโซลเวอร์ (resolver) เป็นทรานสดิวเซอร์ (transducer) สำหรับวัดค่าความเร็วและตำแหน่งมุมแกนหมุนของอุปกรณ์ที่มีแกนหมุน ตัวอย่างเช่น มอเตอร์ และเพลาของเครื่องจักรกล เป็นต้น การทำงานของรีโซลเวอร์มีความถูกต้องแม่นยำและเป็นที่น่าเชื่อถือสำหรับเกือบทุกสภาวะแวดล้อมการใช้งาน เช่น ในสถานที่ที่มีอุณหภูมิสูงหรือต่ำกว่าปกติ ในสถานที่ที่มีหมอกควันหรือฝุ่นละออง หรือแม้แต่ในสภาวะที่มีความสั่นสะเทือน ทำให้รีโซลเวอร์ถูกนำไปประยุกต์ใช้ในงานต่าง ๆ อย่างกว้างขวางเช่น ในระบบหุ่นยนต์ เครื่องมือกล ระบบดาวเทียม เสาอากาศในระบบเรดาร์ ในปีกเครื่องบิน และในรถถัง เป็นต้น ปกติรูปร่างของรีโซลเวอร์จะคล้ายกับมอเตอร์ขนาดเล็ก การประยุกต์ใช้งานโดยทั่วไปใช้วิธีจ่ายสัญญาณไซน์ซอยด์ (sinusoidal signal) เป็นตัวกระตุ้นให้กับขดลวดโรเตอร์ (rotor) โดยตัวรีโซลเวอร์จะให้สัญญาณแรงดันเอาต์พุตออกมาที่ขดลวดสเตเตอร์ (stator) ซึ่งมีอยู่สองขดลวดตั้งฉากกัน โดยขดลวดแรกจะเป็นสัญญาณที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันไซน์ (sine) ค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์จะอยู่กับสัญญาณแรงดันกระตุ้น ขดลวดสเตเตอร์ขดที่สองจะให้สัญญาณที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันโคไซน์ (cosine) ค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์จะอยู่กับสัญญาณแรงดันกระตุ้น จากคุณสมบัติดังกล่าวนี้ จะเห็นได้ว่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากรีโซลเวอร์ ไม่เป็นเชิงเส้นกับค่ามุมของแกนหมุน ดังนั้นการนำรีโซลเวอร์ไปประยุกต์ใช้งานจึงจำเป็นต้องใช้งานร่วมกับอุปกรณ์หรือวงจรซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากรีโซลเวอร์ให้เป็นเชิงเส้นกับค่ามุมของแกนหมุน โดยอุปกรณ์หรือวงจรดังกล่าวนี้จะถูกเรียกว่าตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ (resolver converter) ที่ผ่านมานักวิจัยในต่างประเทศมีการศึกษาวิจัยเพื่อพัฒนาออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ซึ่งมีทั้งการนำเสนอผลงานการออกแบบผ่านทางวารสารวิชาการ และการจดสิทธิบัตรสำหรับการผลิตเป็นวงจรรวมหรือไอซีเพื่อประโยชน์ทางการค้า [1-21]

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการพัฒนาออกแบบตัวแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมโดยใช้โอทีเอ (operation transconductance amplifier : ota) เป็นพื้นฐานในการออกแบบซึ่งเป็นวิธีการที่แตกต่างไปจากวิธีการที่ได้เคยมีการนำเสนอไว้ และได้พัฒนาออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้ตัวแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมดังกล่าวเป็นส่วนประกอบ โดยที่การประมวลผลสัญญาณจะให้สัญญาณเอาต์พุตหลักเป็นสัญญาณอนาล็อก หลักการออกแบบไม่จำเป็นต้องใช้โปรเซสเซอร์ประมวลผลสัญญาณ หรือการใช้ตารางกำหนดค่าล่วงหน้า

ล่วงหน้า ทั้งนี้เพื่อเป็นองค์ความรู้ให้กับผู้ที่สนใจนำรีโซลเวอร์และตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ไปใช้ประโยชน์

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ไว้ดังนี้

1. พัฒนาออกแบบตัวแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมโดยใช้โอทีเอ
2. พัฒนาออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณคิซี โดยใช้ตัวแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม ต่อกับวงจรคิมอดูเลเตอร์ วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมเป็นคลื่นรูปฟันเลื่อย และวงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมภายในวิทยานิพนธ์เป็นการอาศัยคุณสมบัติที่เป็นฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิค-แทนเจนต์ (hyperbolic-tangent) ของวงจรคู่ผลต่าง (differential pair) แบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งประกอบอยู่ในโอทีเอ โดยอาศัยหลักการประมาณค่าของฟังก์ชันที่ได้สังเคราะห์ขึ้นให้มีค่าใกล้เคียงกับฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ (inverse-sin) เมื่อป้อนอินพุตที่เป็นสัญญาณคลื่นรูปไซน์จะได้เอาต์พุตของวงจรที่เป็นสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยม เมื่อนำวงจรดังกล่าวนี้มาต่อกับวงจรคิมอดูเลตและวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมเป็นคลื่นรูปฟันเลื่อย และวงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม จะเป็นการสังเคราะห์วงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณคิซี ซึ่งด้วยวิธีการดังกล่าวนี้ถือเป็นหลักการเรียบง่าย โดยจะให้ค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นอย่างถูกต้องกับค่ามุมของสัญญาณรีโซลเวอร์

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการทำวิทยานิพนธ์

วงจรคู่ผลต่างแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เมื่อทำการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสที่เกิดขึ้นกับค่าแรงดันตกคร่อมขาอินพุตพบว่าอยู่ในรูปแบบของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิค-แทนเจนต์ ซึ่งที่ผ่านมาได้เคยมีนักวิจัยนำเสนอการพัฒนาออกแบบวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมเป็นคลื่นรูปไซน์โดยใช้วงจรคู่ผลต่างแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นส่วนประกอบ ซึ่งวงจรคู่ผลต่างนี้จากการศึกษาพบว่าได้ถูกใช้เป็นส่วนประกอบของวงจรขยายความนำหรือที่เรียกว่าโอทีเอ ซึ่งได้มีการผลิตเป็นไอซีสำเร็จรูปเพื่อจำหน่ายหลายรุ่นด้วยกัน และคุณสมบัติความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุตของโอทีเอกับค่าแรงดันตกคร่อมขาอินพุตยังคงอยู่ในรูปของ

ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิก-แทนเจนต์ ข้อพิจารณาที่สำคัญอีกประการหนึ่งคือความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสกับค่าแรงดันอินพุตดังกล่าวนี้มีตัวแปรที่ขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิรอบข้าง ในวิทยานิพนธ์นี้ผู้ศึกษาวิจัยอาศัยคุณสมบัติความสัมพันธ์ดังกล่าวของโอทีเอมาเป็นหลักสำหรับการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม โดยพยายามออกแบบให้สามารถลดผลของอุณหภูมิรอบข้างซึ่งจะเกิดขึ้นตามมาจากการใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ และเมื่อนำสัญญาณรีโซลเวอร์ที่ผ่านการคิมอดูเลตเพื่อกำจัดสัญญาณกระดุนออกแล้วมาผ่านวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมจะทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตที่ขึ้นอยู่กับค่ามุมของสัญญาณรีโซลเวอร์โดยตรง

1.5 ขอบเขตของการทำวิทยานิพนธ์

การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมภายในวิทยานิพนธ์ซึ่งจะใช้เป็นส่วนประกอบหลักของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ เป็นการออกแบบโดยอาศัยคุณสมบัติการทำงานของโอทีเอที่มีโครงสร้างภายในเป็นแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นหลัก ซึ่งเป็นไอซีที่มีการผลิตจำหน่ายกันโดยทั่วไป ราคาไม่แพงและหาซื้อได้ง่าย

1.6 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทและภาคผนวกอีก 4 ภาค ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 คือบทนำ ซึ่งเป็นการกล่าวนำถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหาวัตถุประสงค์ในการทำในวิทยานิพนธ์ สมมุติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการทำวิทยานิพนธ์ ขอบเขตของการทำวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ซึ่งได้แก่หลักการทำงานของรีโซลเวอร์หลักการทำงานของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์และตัวแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมที่สำคัญซึ่งได้เคยมีการนำเสนอไว้ในอดีต ต่อมาอธิบายถึงหลักการของโอทีเอซึ่งจะนำมาใช้วิเคราะห์และกล่าวอ้างภายในวิทยานิพนธ์ สุดท้ายเป็นการสรุปท้ายบท

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบตัวแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม ซึ่งเรียงลำดับจากหลักการทำงานของวงจร สมรรถนะของวงจร การทดสอบและผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจร และการสรุปส่งท้ายบท

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ภายในวิทยานิพนธ์ การทดสอบ และผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจร และการสรุปส่งท้ายบท

บทที่ 5 เป็นการสรุปผลงานภายในวิทยานิพนธ์ ข้อดีและข้อเสียของหลักการการออกแบบ และแนวทางในการพัฒนาต่อไปในอนาคต

ในส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์จะเป็นภาคผนวกซึ่งจะรวบรวมการวิเคราะห์สมการต่าง ๆ ของแต่ละบทเอาไว้ และรายละเอียดของบทความวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่ โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

ภาคผนวก ก แสดงผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมโดยใช้โปรแกรม PSPICE

ภาคผนวก ข เป็นการวิเคราะห์หาคุณสมบัติการทำงานของวงจรโอทีเอ

ภาคผนวก ค เป็นการวิเคราะห์หาคุณสมบัติการทำงานของตัวแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม

ภาคผนวก ง เป็นการวิเคราะห์สัญญาณ V_{s1} , V_{s2} , V_{m1} และ V_{m2} สำหรับวงจรดีมอดูเลเตอร์

ภาคผนวก จ บทความวิจัยที่ได้เผยแพร่และตีพิมพ์

บทที่ 2

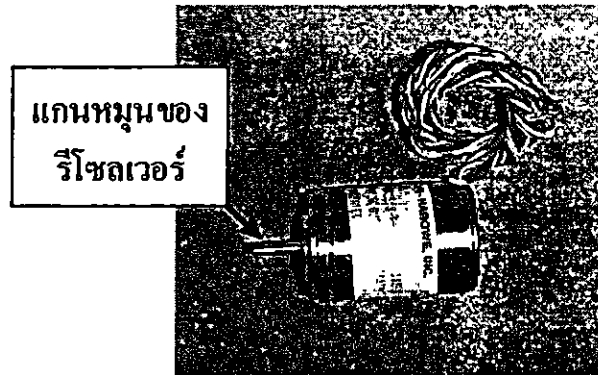
ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการวิจัยพัฒนาออกแบบตัวแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมโดยใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ และการประยุกต์ใช้งานสำหรับการออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัล ดังนั้นเพื่อใช้เป็นแนวทางในการศึกษาในบทนี้จึงเป็นการอธิบายถึงทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ซึ่งได้แก่ หลักการทำงานของรีโซลเวอร์ ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ ตัวแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมที่ได้เคยมีการนำเสนอไว้ รวมทั้งหลักการของโอทีเอซึ่งจะใช้เป็นพื้นฐานสำหรับการออกแบบ

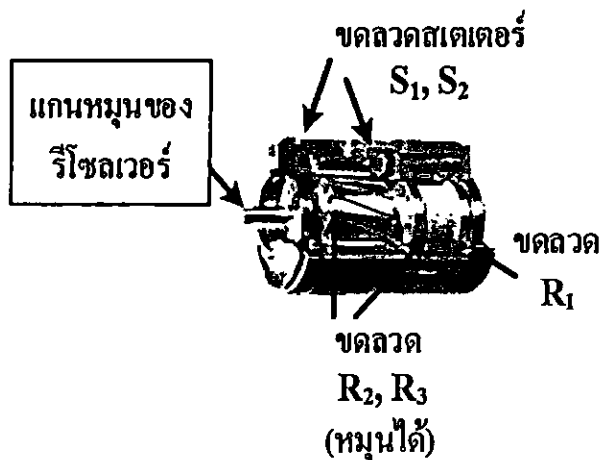
2.1 หลักการทำงานของรีโซลเวอร์ [1-4]

รีโซลเวอร์เป็นทรานสดิวเซอร์ที่ใช้สำหรับการวัดตำแหน่งมุมของแกนหมุน ในรูปที่ 2.1 แสดงรูปของรีโซลเวอร์โดยจะเห็นได้ว่ามีรูปร่างคล้ายกับมอเตอร์ขนาดเล็ก การประยุกต์ใช้งานสามารถทำได้โดยการต่อแกนหมุนของอุปกรณ์ที่ต้องการวัดมุมเข้ากับแกนหมุนของรีโซลเวอร์หรืออาจใช้กลไกเช่นเฟืองหรือสายพานเป็นตัวกลางขับเคลื่อน รูปที่ 2.2(ก) แสดงภาพโครงสร้างภายในเพื่อใช้อธิบายถึงหลักการทำงานของรีโซลเวอร์ ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้คือ เมื่อทำการป้อนสัญญาณแรงดันกระตุ้น V_r ที่เป็นสัญญาณไซน์ซอซด์ ให้กับขดลวด R_1 จะทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำไหลในขดลวด R_2 และ R_3 ซึ่งสามารถเคลื่อนที่หมุนได้เนื่องจากถูกยึดติดไว้กับแกนหมุนของรีโซลเวอร์ ขดลวด R_3 จะทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำไหลและเกิดเป็นแรงดันคคกร่อมขดลวด 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 และอยู่ที่ซึ่งได้มีการตั้งชื่อขดลวดทั้งสองนี้ว่าขดลวดสเตเตอร์ (stator winding) โดยในขณะที่ขดลวด R_3 ทำมุมตั้งฉากกับขดลวด S_1 จะทำมุมขนานกับขดลวด S_2 ในทางกลับกันถ้าขดลวด R_3 ทำมุมตั้งฉากกับขดลวด S_2 ก็จะทำมุมขนานกับขดลวด S_1 จากหลักการดังกล่าวนี้สามารถเขียนเป็นวงจรเสมือนแบบสมบูรณ์ของรีโซลเวอร์ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.2(ข) และเมื่อพิจารณาในส่วนของขดลวด R_1 ถึง R_3 ถึงแม้ว่าส่วนที่เคลื่อนที่ได้จะมีเพียง R_2 และ R_3 แต่เพื่อความสะดวกในการอธิบายการ

ทำงานของรีโซลเวอร์จะใช้วงจรเสมือนแบบง่ายในรูปที่ 2.2(ค) แทนวงจรในรูปที่ 2.2(ข) โดยได้ขั้ว
ขดลวด R_1 ถึง R_3 แต่ให้เหลือเพียงขดลวดเดียวคือ R และถือว่าขดลวด R นี้สามารถเคลื่อนที่หมุนได้
หรือเรียกว่าขดลวดโรเตอร์ (rotor winding)

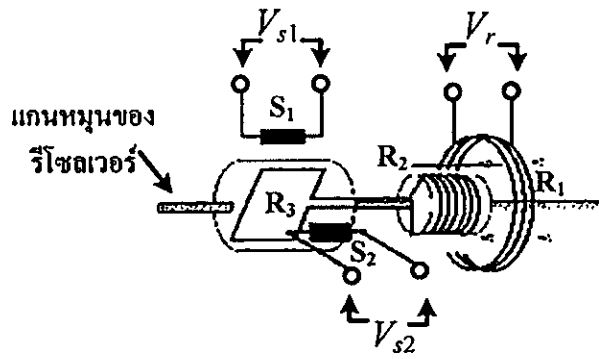


(ก) ภายนอก

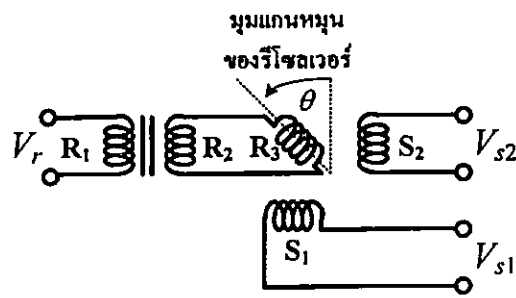


(ข) ภายใน

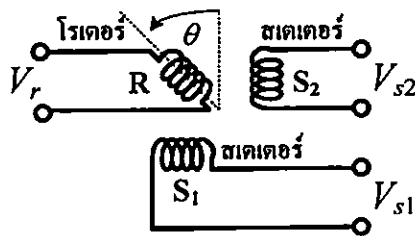
รูปที่ 2.1 รีโซลเวอร์



(ก) โครงร่าง



(ข) วงจรเสมือนแบบสมบูรณ์



(ค) วงจรเสมือนแบบง่าย

รูปที่ 2.2 โครงร่างและวงจรเสมือนของรีโซลเวอร์

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)

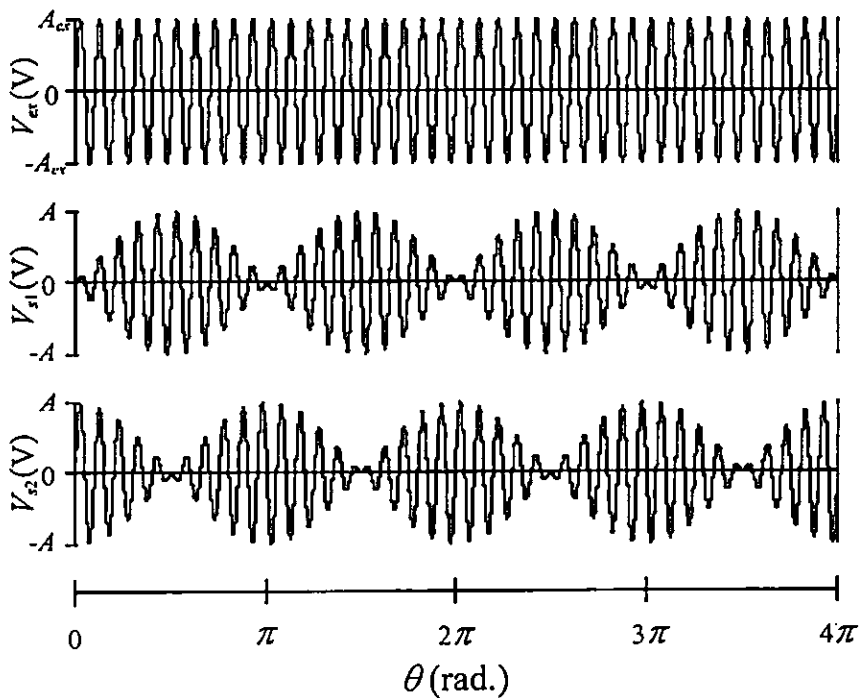
โดยจะได้สัญญาณแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองมีค่าเป็น

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

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

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

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



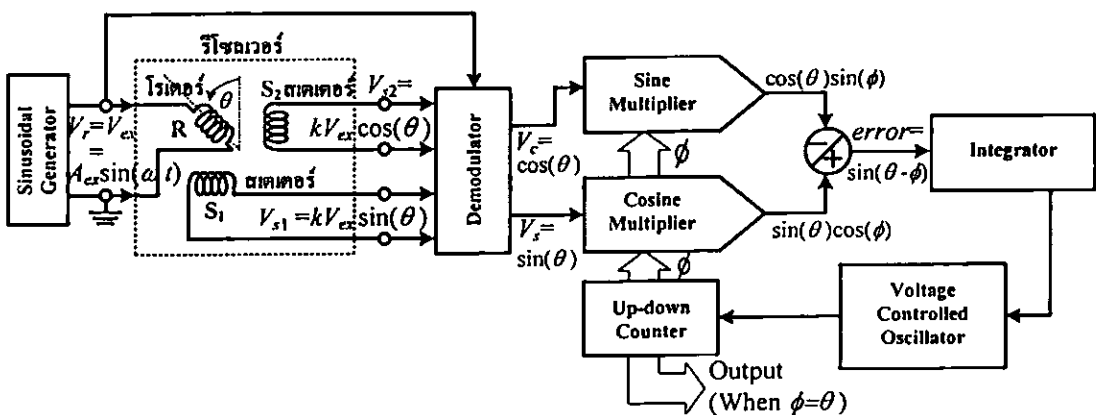
รูปที่ 2.3 สัญญาณ V_{et} , V_{s1} และ V_{s2} ของรีโซลเวอร์

2.2 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ในอดีต

ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ที่ได้เคยมีการนำเสนอไว้ [5-21] สามารถแบ่งออกเป็นสองประเภทใหญ่ๆ ได้แก่ ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัล และตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณอนาล็อกหรือบางบทความเรียกว่าตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิตอล [16, 19] อย่างไรก็ตามหน้าที่ที่สำคัญของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ก็คือการแปลงสัญญาณที่เป็นฟังก์ชันตรีโกณมิติ (ฟังก์ชันไซน์ หรือโคไซน์) ของค่ามุมแกนหมุน (θ) ของรีโซลเวอร์ให้เป็นสัญญาณที่เป็นเชิงเส้นกับค่ามุมแกนหมุน (θ) โดยตัวอย่างของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ที่สำคัญซึ่งได้เคยมีการนำเสนอไว้ จะอธิบายในหัวข้อต่อไปนี้

2.2.1 เทคนิคแบบเฟสล็อกลูป [5-9]

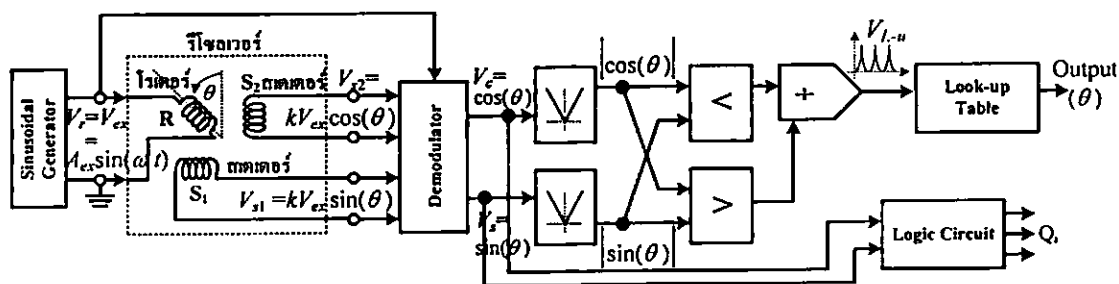
ตัวอย่างของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบเฟสล็อกลูป (Phase lock loop) แสดงดังรูปที่ 2.4 [5-6] ซึ่งสามารถอธิบายหลักการทำงานได้ดังนี้ คือ เมื่อตัวกำเนิดสัญญาณ (sinusoidal generator) จ่ายสัญญาณกระตุ้นที่เป็นสัญญาณไซน์ซอซด์ (V_{ex}) ให้กับขดลวดโรเตอร์ เป็นไปตามสมการที่ (2.1) ซึ่งจะให้ได้สัญญาณที่ออกมาจากขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองเป็นไปตามสมการที่ (2.2) และ (2.3) ตามลำดับ ต่อจากนั้นนำสัญญาณ V_r และ V_s ไปผ่านตัวดีมอดูเลเตอร์ (demodulator) โดยใช้ V_{ex} เป็นสัญญาณอ้างอิงซึ่งจะเป็นการกำจัดสัญญาณกระตุ้น V_{ex} ออกไปให้เหลือเพียงค่าไซน์และโคไซน์ค่ามอดูเลชัน (θ) ของรีโซลเวอร์ ต่อจากนั้นนำค่าไซน์ ($\sin(\theta)$) ไปคูณกับค่าโคไซน์ของมอดูเลชันอ้างอิง (ϕ) และนำค่าโคไซน์ ($\cos(\theta)$) คูณกับค่าไซน์ของมอดูเลชันอ้างอิง (ϕ) นำสัญญาณทั้งสองมาลบกันจะได้ ค่าไซน์ของผลต่างค่ามอดูเลชันทั้งสอง ($\sin(\theta - \phi)$) ซึ่งจะมีน้อยมากเมื่อค่า θ และ ϕ มีค่าใกล้เคียงกัน ในกรณีที่ θ และ ϕ มีค่าไม่เท่ากันจะถือว่ามีความผิดพลาด (error) เกิดขึ้นซึ่งจะถูกส่งไปที่ตัวอินทิเกรต (integrator) เพื่อทำหน้าที่สร้างสัญญาณไปควบคุมตัวกำเนิดสัญญาณ ชนิดแรงดันควบคุม (voltage controlled oscillator) ซึ่งจะทำหน้าที่สร้างสัญญาณส่งไปให้กับตัวนับสัญญาณอีกต่อหนึ่ง ตัวนับสัญญาณนี้สามารถทำงานได้ทั้งแบบนับขึ้นและนับลง (up-down counter) ซึ่งจะเป็นตัวกำเนิดค่ามอดูเลชันอ้างอิง ϕ ออกมา การทำงานจะดำเนินไปจนกระทั่งค่า ϕ มีค่าเท่ากับค่า θ ซึ่งจะได้ $\sin(\theta - \phi) = 0$ โดยค่า $\phi = \theta$ นี้จะถูกส่งไปเป็นเอาต์พุตของตัวแปลงสัญญาณ



รูปที่ 2.4 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบเฟสล็อกลูป

2.2.2 เทคนิคแบบการเปิดตาราง [10-15]

การออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบการเปิดตารางจัดเป็นวิธีพื้นฐานอีกเทคนิคหนึ่งที่ได้มีการนำมาประยุกต์ใช้กันจนถึงปัจจุบัน ในรูปที่ 2.5 แสดงรูปแบบหนึ่งของการออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคดังกล่าวนี้ ซึ่งหลักการทำงานของตัวแปลงสัญญาณในรูปสามารถอธิบายได้ดังนี้ คือ ส่วนของการจ่ายสัญญาณกระตุ้นให้กับรีโซลเวอร์ใช้เทคนิคเดียวกันกับแบบเฟสล็อกกลูปในหัวข้อที่ 2.2.1 นั่นคือการจ่ายสัญญาณกระตุ้นที่เป็นสัญญาณไซน์ซอซด์ให้กับขดลวดโรเตอร์ และนำสัญญาณที่ได้จากขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองไปผ่านตัวคิมอดูเลเตอร์ ซึ่งจะทำได้สัญญาณที่เป็นค่าไซน์และโคไซน์ของมุมแกนหมุน (θ) ของรีโซลเวอร์ ส่วนที่แตกต่างกับเทคนิคแบบเฟสล็อกกลูปคือ การนำสัญญาณ $\sin(\theta)$ และ $\cos(\theta)$ ไปผ่านตัวหาค่าสัมบูรณ์ของสัญญาณ ค่อยจากนั้นนำสัญญาณที่ได้ทั้งสองไปผ่านตัวเปรียบเทียบสัญญาณ และใช้ค่าสัญญาณตัวที่มีค่าน้อยกว่าไปหารด้วยค่าสัญญาณที่มีค่ามากกว่า ทั้งนี้เพื่อเป็นการหลีกเลี่ยงในกรณีที่ตัวหารมีค่าเป็นศูนย์ ผลลัพธ์ที่ได้จากการหารกันนี้ถูกนำไปใช้สำหรับการเปิดตารางเพื่อหาค่ามุม θ ซึ่งได้มีการกำหนดไว้ล่วงหน้าแล้ว แต่เนื่องจากค่าอินพุตที่ใช้สำหรับการเปิดตารางตลอดช่วงมุม 360 องศา (2π เรเดียน) ยังมีส่วนที่มีค่าซ้ำกันอยู่ ดังนั้นจึงได้มีการนำสัญญาณ $\sin(\theta)$ และ $\cos(\theta)$ ป้อนให้กับวงจรลอจิก (logic circuit) เพื่อใช้สำหรับการจำแนกค่ามุมว่ามีค่าอยู่ในช่วง (Quadrant)ใด และมีทิศทางการหมุนของรีโซลเวอร์อย่างไร

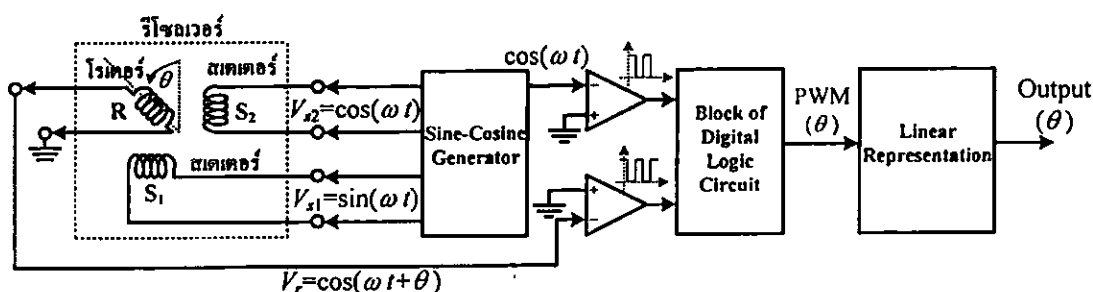


รูปที่ 2.5 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบการเปิดตาราง

จากตัวอย่างของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ในหัวข้อที่ 2.2.1 และหัวข้อ 2.2.2 จัดเป็นตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ให้เป็นสัญญาณดิจิทัล การประมวลผลเพื่อคำนวณหาค่ามุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์เป็นการอาศัยตัวประมวลผลแบบดิจิทัลและการอาศัยหน่วยความจำเพื่อใช้สำหรับทำเป็นตารางเก็บข้อมูลตามลำดับ โดยทั้งสองหลักการนี้เหมาะสมสำหรับนำไปเป็นส่วนประกอบของระบบวัดและควบคุมการหมุนของเครื่องจักรกลต่าง ๆ ในแบบดิจิทัล

2.2.3 เทคนิคแบบการกลับสถานะการทำงานของโรเตอร์และสเตเตอร์ [16-18]

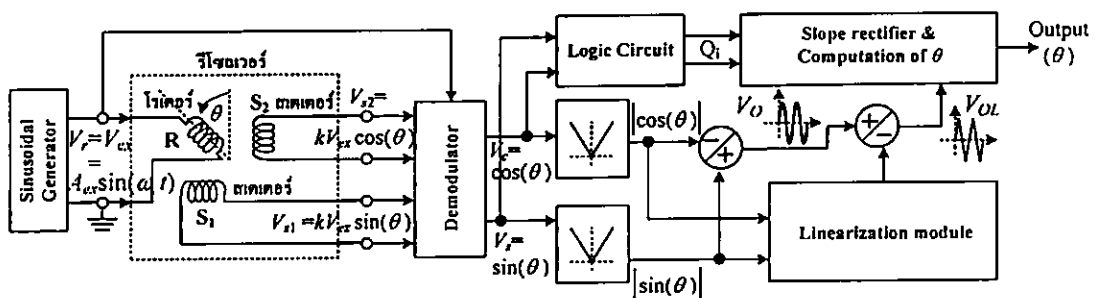
การออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคการกลับสถานะการทำงานของโรเตอร์และสเตเตอร์เป็นเทคนิคที่แตกต่างกับหลักการในหัวข้อที่ 2.2.1 และหัวข้อ 2.2.2 ตั้งแต่เริ่มต้นนั่นคือ การจ่ายสัญญาณกระตุ้นที่เป็นสัญญาณไซน์ซอซอว์ให้กับขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองแทนขดลวดโรเตอร์ และบังคับให้สัญญาณที่ขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองมีค่าขนาดและความถี่เท่ากันแต่มีเฟสต่างกัน 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) ที่มีลักษณะคล้ายกับสัญญาณที่ได้จากตัวพัลส์วidthมอดูเลชั่น (pulse width modulation; PWM) นั่นคือเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีค่า duty cycle ขึ้นอยู่กับค่า θ ขั้นตอนสุดท้ายนำสัญญาณ PWM(θ) ที่ได้ดังกล่าวไปผ่านการกรองสัญญาณและการปรับสภาพสัญญาณให้เป็นเชิงเส้น (linear representation) จะทำให้ได้เอาต์พุตของตัวแปลงสัญญาณคือค่ามุม θ



รูปที่ 2.6 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคการกลับสถานะการทำงานของโรเตอร์และสเตเตอร์

2.2.4 เทคนิคการนำสัญญาณสเตเตอร์มาลบกันและใช้วงจรชดเชยความผิดพลาด [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 วงจรบวกกำลังสอง และวงจรบวกสัญญาณ ทั้งนี้เพื่อสร้างสัญญาณมาชดเชยค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้น ซึ่งจะทำให้ได้สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มีความถูกต้องและเที่ยงตรงยิ่งขึ้น โดยสัญญาณสามเหลี่ยมนี้เกิดจากการหมุนของรีโซลเวอร์อย่างต่อเนื่องด้วยอัตราเร็วเชิงมุมคงที่ แต่อย่างไรก็ตามสัญญาณที่ได้ยังไม่สามารถบอกถึงค่ามุมอินพุตของรีโซลเวอร์ได้ตลอดช่วงมุม 360 องศา ดังนั้นจึงมีการนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านกระบวนการจัดเรียงความชันใหม่ (slope rectifier) และกระบวนการคำนวณหาค่ามุมแกนหมุนต่อไป โดยใช้สัญญาณที่ออกมาจาวจรลอจิกเป็นตัวควบคุม



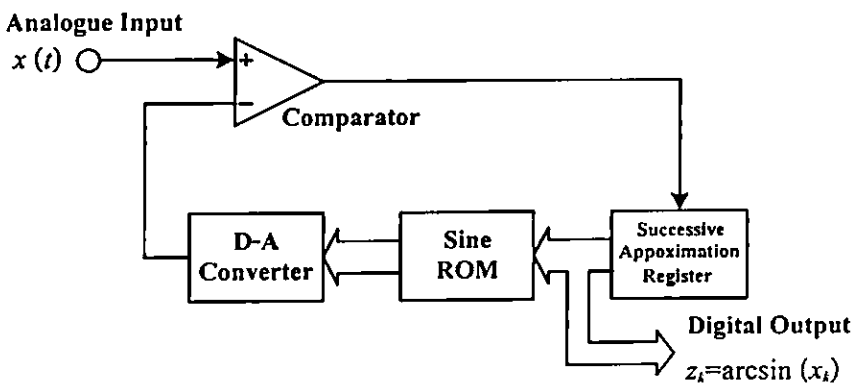
รูปที่ 2.7 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์โดยใช้เทคนิคแบบการนำสัญญาณสเตเตอร์มาลบกันและใช้วงจรชดเชยความผิดพลาด

2.3 ตัวแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมในอดีต

หลักการเบื้องต้นของการแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมคือการนำสัญญาณคลื่นรูปไซน์ไปผ่านวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ (inverse-sine function) ซึ่งจัดเป็นตัวประมวลผลสัญญาณที่มีประโยชน์มากตัวหนึ่งในระบบอิเล็กทรอนิกส์ ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน เช่น ใช้สำหรับเป็นส่วนประกอบของเครื่องกำเนิดสัญญาณ (function generators) ใช้เป็นส่วนประกอบของระบบรับส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแก้วนำแสง [22] ใช้เป็นส่วนประกอบของวงจรเฟสล็อกรูปแบบใหม่ที่น่าเสนอโดย Karray และคณะ [23] และใช้สำหรับการสังเคราะห์ความถี่ [24] เป็นต้น ที่ผ่านมาได้เคยมีการนำเสนอหลักการออกแบบวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ไว้หลายหลักการด้วยกัน ภายในวิทยานิพนธ์นี้ได้ยกตัวอย่างหลักการการออกแบบที่น่าสนใจไว้ 3 หลักการ [24-26] โดยหลักการแรกเป็นตัวประมวลผลสัญญาณแบบดิจิทัล และอีกสองหลักการเป็นตัวประมวลผลสัญญาณแบบอนาลอก ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

2.3.1 วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์แบบดิจิทัล [24]

รูปที่ 2.7 แสดงหลักการของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ที่ให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณดิจิทัล ซึ่งจะเห็นได้ว่าหลักการออกแบบเป็นการอาศัยหน่วยความจำที่เป็นฟังก์ชันไซน์ (sine read-only memory : sine-ROM) เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการป้อนกลับแบบลบสำหรับกระบวนการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลแบบ successive approximation โดยเมื่อกำหนดให้ x_i คือค่าที่ได้จากการซัดตัวอย่าง (sampling) มาจากสัญญาณอนาลอกอินพุต $x(t)$ จะได้เอาต์พุตของวงจรที่อยู่ในรูปสัญญาณดิจิทัลโดยมีค่าตรงกับฟังก์ชัน $x_i = \arcsin(x_i)$



รูปที่ 2.8 วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์แบบดิจิทัล

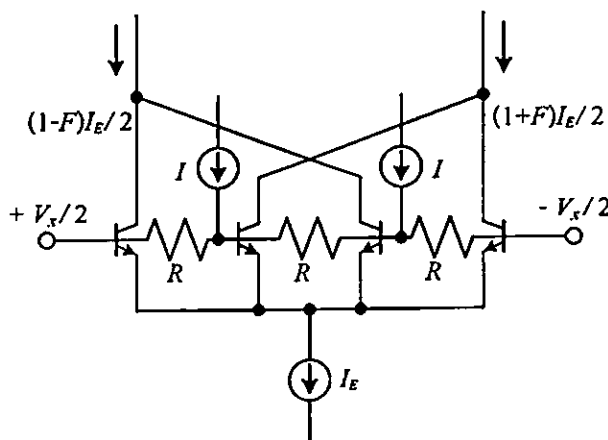
2.3.2 วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์โดยใช้ฮอปแอมป์ต่อร่วมกับวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันไซน์ [25]

การออกแบบวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ที่ใช้ฮอปแอมป์ต่อร่วมกับวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันไซน์เป็นการอาศัยหลักการที่คล้ายคลึงกับหลักการในหัวข้อ 2.3.1 นั่นคือการใช้วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันไซน์เป็นส่วนหนึ่งของกระบวนการป้อนกลับแบบลบให้กับฮอปแอมป์ แต่ในวิธีการนี้จะให้สัญญาณเอาต์พุตออกมาในรูปของสัญญาณอนาล็อก ในรูปที่ 2.9(ก) และ 2.9(ข) แสดงตัวอย่างส่วนหนึ่งของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันไซน์ในรูปแบบของวงจรรวมที่ได้เคยมีการนำเสนอไว้โดย Gilbert [25] โดยวงจรในรูปที่ 2.9(ข) จะให้เอาต์พุตของวงจร (V_{out}) ที่มีฟังก์ชันส่งผ่าน (transfer function) ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$V_{out} = A_0 \{ A \sin(V_{x1} - V_{x2}) + V_{x2} - V_{x1} \} \quad (2.4)$$

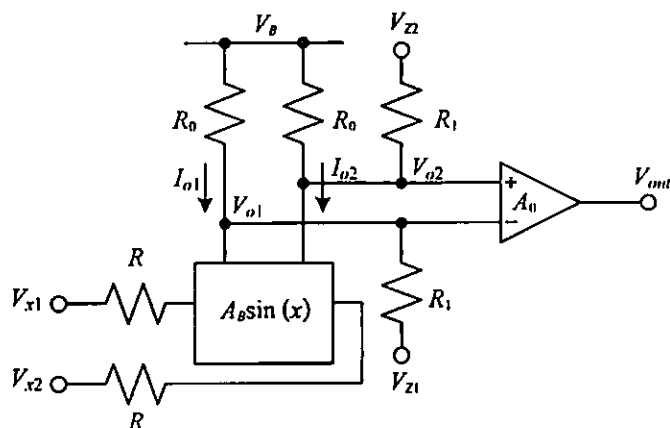
เมื่อ A_0 คือ ค่าอัตราขยายขณะเปิดวงจร (open loop gain) ของฮอปแอมป์
 A คือ ค่าคงที่ของสมการ

จากสมการที่ (2.4) เมื่อนำวงจรในรูปที่ 2.9(ข) มาต่อใช้งานในลักษณะดังแสดงในรูปที่ 2.9(ก) โดยจะเห็นได้ว่าเป็นการใช้งานวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันไซน์เป็นส่วนหนึ่งของการป้อนกลับแบบลบให้กับฮอปแอมป์ A_0 และใช้ V_{x1} และ V_{x2} เป็นสัญญาณอินพุตของวงจร ซึ่งจะสามารถประมาณได้ว่า

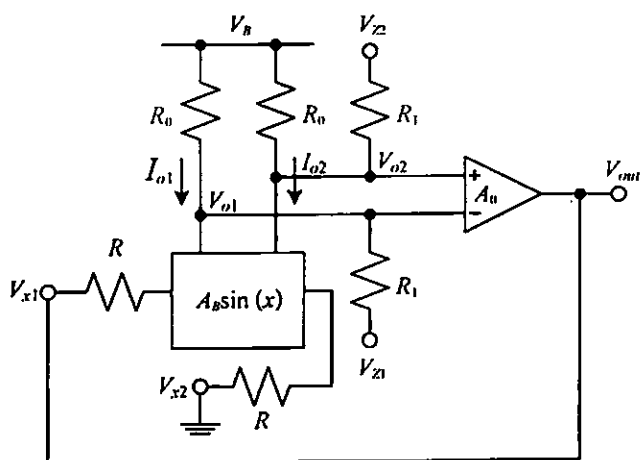


(ก) วงจรย่อยสำหรับสังเคราะห์ฟังก์ชันไซน์

รูปที่ 2.9 วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันไซน์และฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ [25]



(ข) การสังเคราะห์ฟังก์ชันไซน์



(ค) การสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์

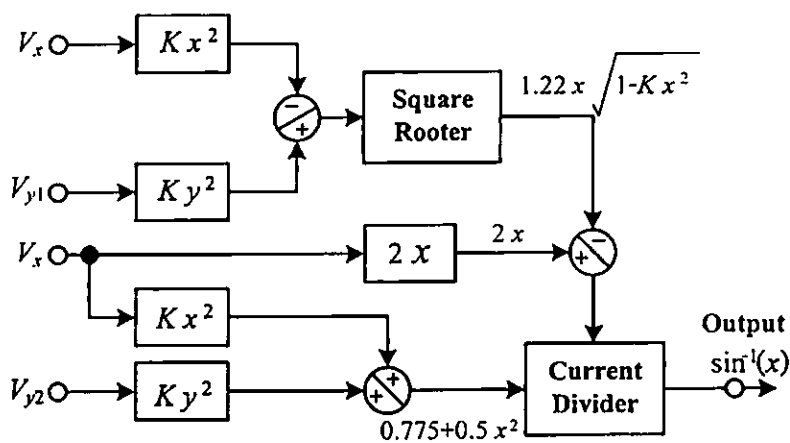
รูปที่ 2.9 วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันไซน์และฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ [25] (ต่อ)

$$V_{out} = \sin^{-1}\left(\frac{V_{z1} - V_{z2}}{A}\right) \quad (2.5)$$

จากสมการดังกล่าวนี้ค่าความถูกต้องของฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ที่ต้องการสังเคราะห์จะขึ้นอยู่กับความถูกต้องในการทำงานของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันไซน์ ซึ่งในที่นี้เหมาะสำหรับการพัฒนาในรูปแบบของวงจรรวม เนื่องจากต้องอาศัยความถูกต้องและความสมพียงกันของอุปกรณ์แต่ละตัวที่ใช้เป็นส่วนประกอบ

2.3.3 วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ [26]

การออกแบบวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ในหัวข้อนี้เป็นการอาศัยหลักการประมาณค่า ซึ่งถูกนำเสนอโดย E. Seevinck [27] ดังแสดงในรูปที่ 2.10 โดยผู้ออกแบบวงจร Jong-Kug Seon และ Jean Jacques Charlot [26] ได้ใช้มอสทรานซิสเตอร์สำหรับการออกแบบวงจรย่อยในส่วนต่าง ๆ ที่ต้องใช้ ซึ่งได้แก่ วงจรยกกำลังสอง วงจรถอดรากที่สอง วงจรคูณ และวงจรหาร สัญญาณ โดยค่าผิดพลาดสูงสุดตลอดช่วงการทำงานของวงจรที่นำเสนอไว้มีค่าน้อยกว่า 0.5% แต่จะเห็นได้ว่าการออกแบบจำเป็นต้องใช้กลุ่มวงจรย่อยจำนวนมาก ทำให้เหมาะสำหรับการดำเนินการในรูปแบบของวงจรรวม แต่ไม่เหมาะสำหรับการต่อวงจรในลักษณะดีสครีต

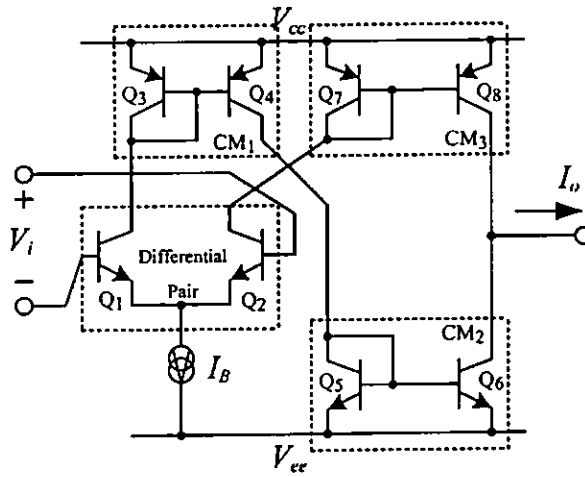


รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์

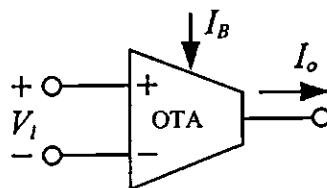
2.4 วงจรโอทีเอ

โอทีเอ (operational transconductance amplifier; OTA) จัดเป็นวงจรขยายแบบแอคทีฟ (Active Element) ประเภทหนึ่งซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวาง ตัวอย่างเช่น วงจรกรองสัญญาณแบบแอคทีฟ (active filter) [28-29] วงจรออสซิลเลเตอร์ (oscillator) [30] วงจรสังเคราะห์ค่าความต้านทาน และวงจรขยายสัญญาณแบบอินสตรูเมนต์ (instrument amplifier) [31] เป็นต้น ดังนั้นจึงได้มีการผลิตโอทีเอออกมาในรูปแบบของวงจรรวมหรือไอซี (integrated circuit; IC) ออกมาเพื่อจำหน่ายหลายรุ่นด้วยกัน เช่น CA3080 CA3280 และ LM13600 เป็นต้น หลักการ

ทำงานเบื้องต้นของโอทีเอคือจะให้สัญญาณเอาต์พุตที่เป็นสัญญาณกระแสซึ่งแปรผันกับสัญญาณแรงดันอินพุต จากคุณสมบัติดังกล่าวนี้ทำให้สามารถกล่าวได้ว่าโอทีเอมีคุณสมบัติการทำงานเป็นแหล่งจ่ายกระแสแบบควบคุมด้วยแรงดัน (voltage controlled current source; VCCS) [32] หรือในบางครั้งจะมีการเรียกโอทีเอว่าเป็นวงจรขยายความนำ (transconductance amplifier)



(ก) วงจรภายในของโอทีเอ



(ข) สัญลักษณ์ของโอทีเอ

รูปที่ 2.11 วงจรโอทีเอ

ในรูปที่ 2.11 แสดงโครงสร้างภายในแบบพื้นฐานและสัญลักษณ์โดยทั่วไปของวงจร โอทีเอ ซึ่งประกอบด้วยวงจรรูปร่างต่าง (differential pair) ต่อรวมอยู่กับวงจรสะท้อนกระแส (current mirror; CM) เมื่อ I_B คือแหล่งจ่ายกระแสไบอัสจากภายนอก การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้ คือ ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ต่อรวมกันเป็นวงจรรูปร่างต่าง โดยได้รับการไบอัสด้วยค่ากระแส I_B จะได้ความสัมพันธ์ของค่ากระแส I_1 และ I_2 มีค่าเท่ากับ (ภาคผนวก ข)

$$I_1 = \frac{I_B \exp(-V_i / 2V_T)}{\exp(V_i / 2V_T) + \exp(-V_i / 2V_T)} \quad (2.6)$$

และ

$$I_2 = \frac{I_B \exp(V_i / 2V_T)}{\exp(V_i / 2V_T) + \exp(-V_i / 2V_T)} \quad (2.7)$$

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 $1.602 \times 10^{-19} \text{ C}$

เนื่องจากการกำหนดให้วงจรสะท้อนกระแสทุกตัวมีค่าอัตราสะท้อนกระแสเท่ากับ 1 ดังนั้นเมื่อพิจารณาที่จุดออกของวงจรจะได้

$$I_o = I_2 - I_1 = \frac{I_B [\exp(V_i / 2V_T) - \exp(-V_i / 2V_T)]}{[\exp(V_i / 2V_T) + \exp(-V_i / 2V_T)]}$$

$$I_o = I_B \tanh \frac{V_i}{2V_T} \quad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.8) สามารถเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า (I_o / I_B) กับค่า $(V_i / 2V_T)$ ได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.12 ซึ่งความสัมพันธ์ดังกล่าวนี้อยู่ในรูปของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิค-แทนเจนต์ ผลการคำนวณพบว่า $|I_o|$ จะมีค่ามากกว่า 90% ของค่า $|I_B|$ เมื่อ $|V_i / 2V_T| \geq 1.5$ เมื่อสัญญาณแรงดันอินพุตมีขนาดเล็กมาก หรือค่า $|V_i / 2V_T|$ มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ความสัมพันธ์ดังกล่าวจะมี

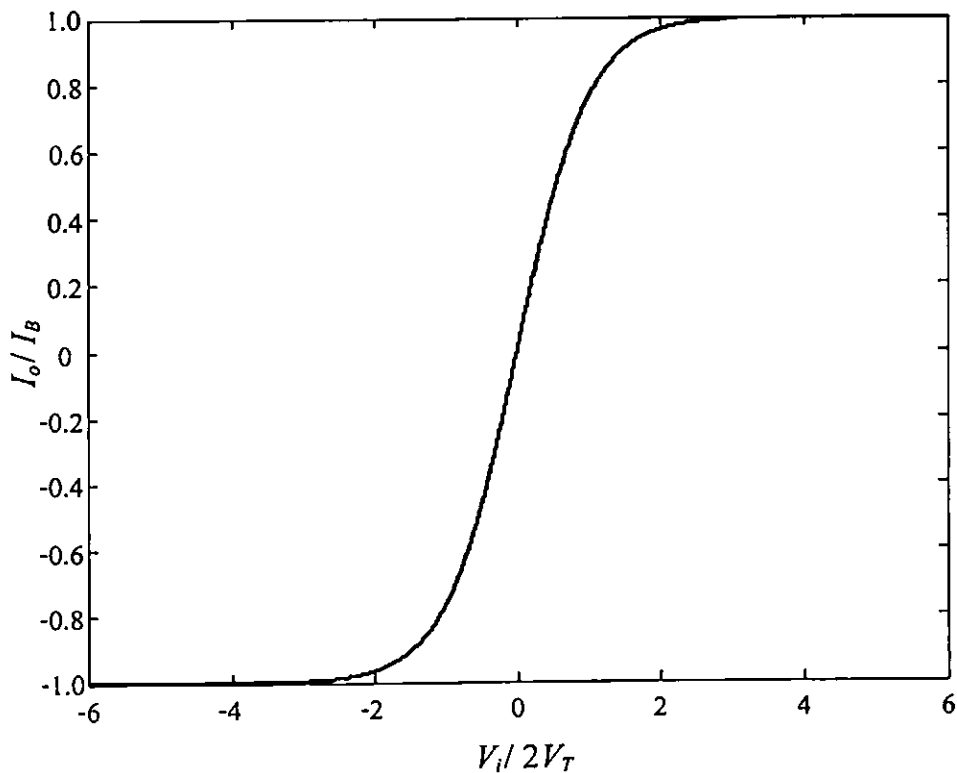
ลักษณะเป็นเชิงเส้นหรือสมการเส้นตรงโดยสามารถพิจารณาได้จากการกระจายอนุกรมของเทย์เลอร์ (Taylor's series) สำหรับฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิค-แทนเจนต์ ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$\tanh(x) = x - \frac{x^3}{6} + \frac{2x^5}{15} - \frac{17x^7}{315} + \dots \quad \text{เมื่อ } |x| < \pi/2 \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.8) และสมการที่ (2.9) เมื่อกำหนดให้ $x = (V_i / 2V_T)$ ดังนั้นจะได้

$$\frac{I_o}{I_B} = \left(\frac{V_i}{2V_T} \right) - \frac{1}{6} \left(\frac{V_i}{2V_T} \right)^3 + \frac{2}{15} \left(\frac{V_i}{2V_T} \right)^5 - \frac{17}{315} \left(\frac{V_i}{2V_T} \right)^7 + \dots \quad (2.10)$$

$$\text{เมื่อ } |V_i / 2V_T| < \pi/2$$

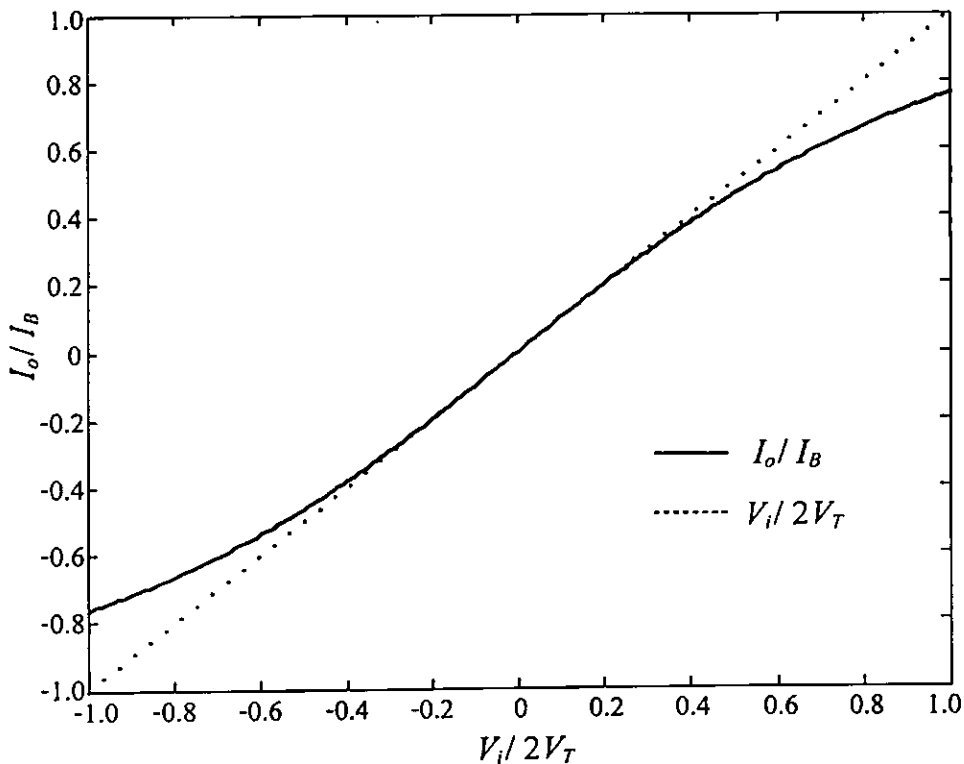


รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า (I_o / I_B) กับค่า $(V_i / 2V_T)$

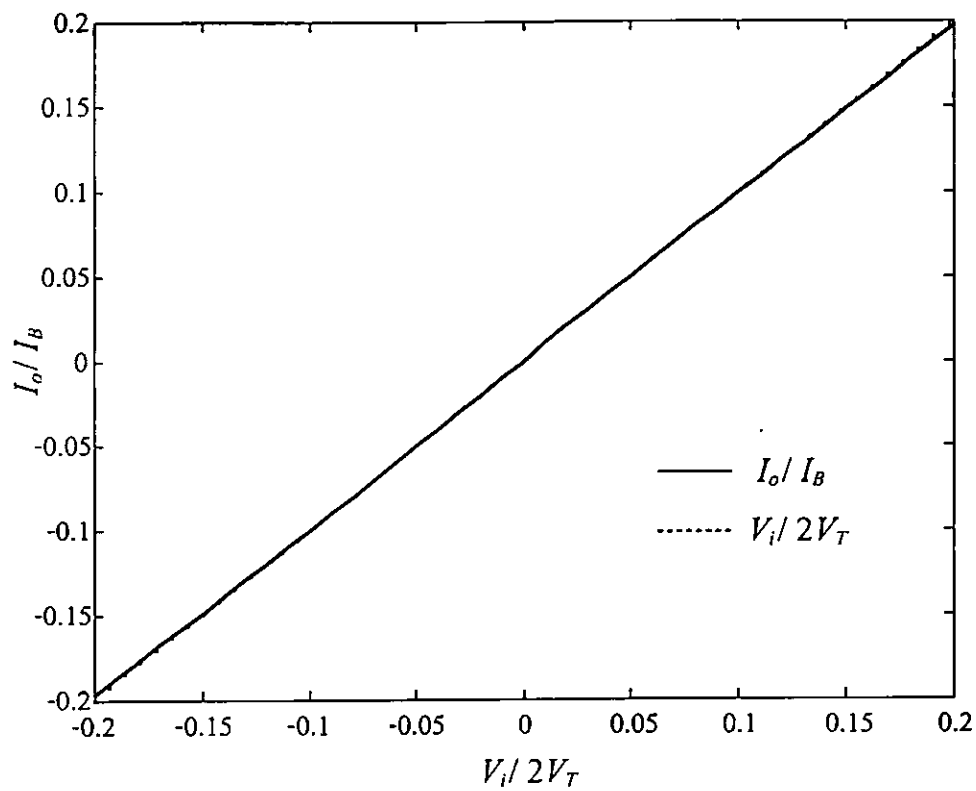
จากสมการที่ (2.10) ในกรณีที่ $V_i < 2V_T$ จะสามารถประมาณได้ว่า

$$\frac{I_o}{I_B} = \frac{V_i}{2V_T} \quad (2.11)$$

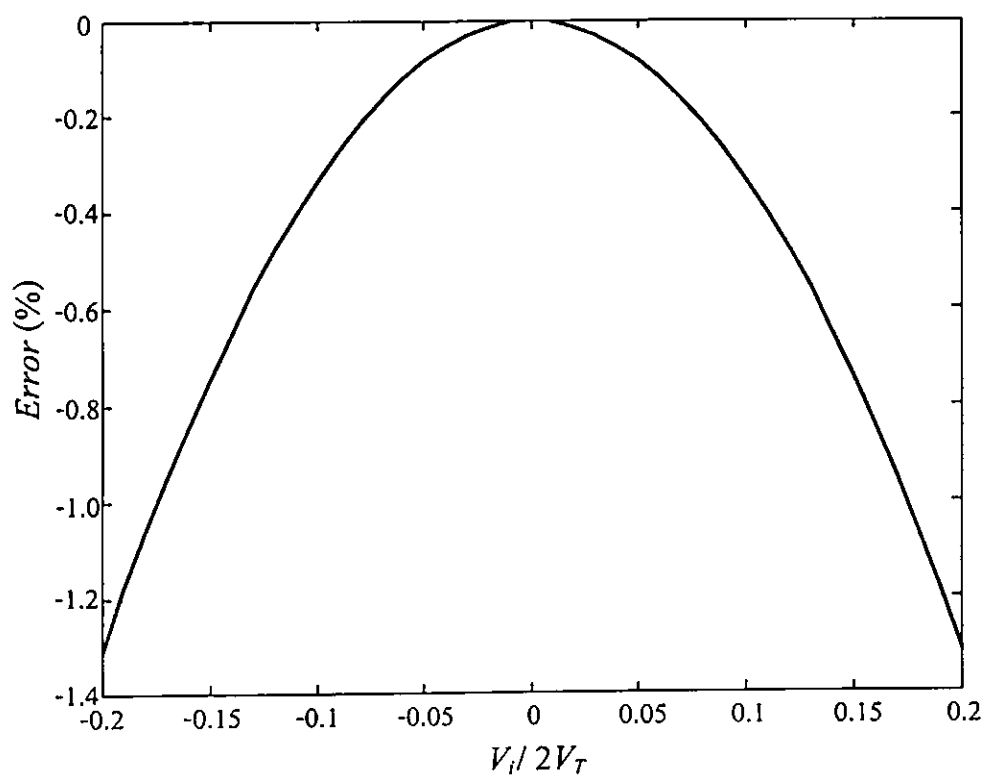
จากสมการที่ (2.11) จะเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ดังกล่าวสามารถพิจารณาเป็นสมการเส้นตรงได้เมื่อ $(V_i/2V_T) < 1$ ในรูปที่ 2.13 และ 2.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า (I_o/I_B) กับค่า $(V_i/2V_T)$ จากสมการที่ (2.8) ในช่วงที่แตกต่างกัน โดยในรูปที่ 2.13 ค่า $(V_i/2V_T)$ แปรค่าจาก -1 ถึง 1 และในรูปที่ 2.14 ค่า $(V_i/2V_T)$ แปรค่าจาก -0.2 ถึง 0.2 ซึ่งจะเห็นได้ว่าในกรณีที่ค่า $(V_i/2V_T)$ มีค่าน้อย ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในรูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์ที่ได้จะใกล้เคียงกับสมการเส้นตรงในอุดมคติรูปที่ 2.10(ข) แสดงค่าผิดพลาด (Error) ที่เกิดขึ้น ซึ่งที่จุด $(V_i/2V_T)$ เท่ากับ 0.05, 0.10, 0.15 และ 0.2 จะสามารถวัดค่าผิดพลาดได้เท่ากับ -0.08, -0.33, -0.74 และ -1.31 ตามลำดับ



รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า (I_o/I_B) กับค่า $(V_i/2V_T)$ (เมื่อ $(V_i/2V_T)$ แปรค่าจาก -1 ถึง 1)



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า (I_o/I_B) กับค่า $(V_i/2V_T)$ (เมื่อ $(V_i/2V_T)$ แปรค่าจาก -0.2 ถึง 0.2)

พิจารณาสมการที่ (2.8) ค่าความชันของสมการดังกล่าวคือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ G_m ซึ่งสามารถหาได้จาก

$$G_m = \frac{dI_o}{dV_i} = \frac{I_B}{2V_T} \sec h^2\left(\frac{V_i}{2V_T}\right) \quad (2.12)$$

และเมื่อขนาดของสัญญาณ V_i มีค่าเข้าใกล้ศูนย์จะได้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_m สำหรับกรณีดังกล่าวนี้คือ

$$g_m = \left. \frac{dI_o}{dV_i} \right|_{V_i=0} = \frac{I_B}{2V_T} \quad (2.13)$$

ซึ่งจะได้

$$I_o = g_m V_i = \frac{I_B}{2V_T} V_i \quad (2.14)$$

จากสมการที่ (2.14) จะเห็นได้ว่ามีความสอดคล้องกับสมการที่ (2.11) เมื่อพิจารณาค่า V_T ณ ที่อุณหภูมิห้องปกติ (ประมาณ 300°K) ซึ่งมีค่าประมาณเท่ากับ 26 mV ดังนั้นข้อจำกัดของสมการที่ (2.11) และ สมการที่ (2.14) ประการแรกคือสัญญาณแรงดันอินพุต V_i จะต้องมีย่านน้อยกว่า 52mV ซึ่งถือได้ว่าเป็นช่วงปฏิบัติการทางขนาดที่ค่อนข้างแคบ นอกจากนี้จะเห็นได้ว่าค่ากระแส I_o ขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิซึ่งแฝงมาในรูปของค่าแรงดัน V_T โดยสามารถวิเคราะห์หาค่าความไว (Sensitivity) ของกระแส I_o ที่ขึ้นอยู่กับการผลของอุณหภูมิ (T) ; $S_T^{I_o}$ ได้ดังนี้คือ

$$S_T^{I_o} = \frac{T}{I_o} \frac{\partial I_o}{\partial T} = -1 \quad (2.15)$$

จากสมการที่ (2.15) สามารถเขียนอยู่ในรูปของเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตได้เป็น

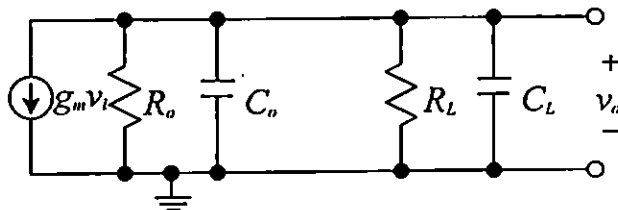
$$\frac{\delta I_o}{I_o} = -1 \frac{\Delta T}{T} \times 100\% \quad (2.16)$$

เมื่อ δI_{sc} คือค่ากระแสแอสเกตต์ฟุตที่เปลี่ยนแปลงไปอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ และ ΔT คืออุณหภูมิรอบข้างที่เปลี่ยนแปลงไป ตัวอย่างเช่นถ้าอุณหภูมิรอบข้างเปลี่ยนแปลงไป $\Delta T = 10^\circ\text{K}$ ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสแอสเกตต์ฟุต I_{sc} จะมีค่าประมาณ 3.3%

จากโครงสร้างภายในของวงจรโอทีเอในรูปที่ 2.11(ก) พิจารณาที่จุดออกของวงจรซึ่งสามารถวิเคราะห์หาค่าความต้านทาน R_o ที่จุดออกดังกล่าวของวงจรได้มีค่าเท่ากับ

$$R_o = \frac{r_{o6}r_{o8}}{r_{o6} + r_{o8}} = r_{o6} // r_{o8} \quad (2.17)$$

เมื่อ r_{o6} และ r_{o8} คือค่าความต้านทานที่จุดออกของทรานซิสเตอร์ Q_6 และ Q_8 ตามลำดับ โดยจะเห็นได้ว่าโอทีเอมีคุณสมบัติเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ดีเนื่องจากมีค่าความที่จุดออก R_o ซึ่งมีค่าสูง และเมื่อพิจารณาที่จุดเชื่อมต่ออื่นๆ ภายในวงจรโอทีเอจะพบว่ามีค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ำ (low-impedance points) ดังนั้นพารามิเตอร์สำคัญที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรจะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงที่จุดออกของวงจร โดยจะสังเกตได้ว่าโครงสร้างภายในของโอทีเอ ไม่จำเป็นต้องมีส่วนชดเชยความถี่ซึ่งต่างกับวงจรภายในของออปแอมป์ (operational amplifier; op-amp) ในรูปที่ 2.15 แสดงวงจรเสมือนสำหรับการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ (frequency responses) ของวงจรโอทีเอ [32] เมื่อ R_o และ C_o คือค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงที่จุดออกของวงจรโอทีเอตามลำดับ สำหรับ R_L คือค่าความต้านทานภายนอกที่นำมาต่อร่วมกับโอทีเอ และ C_L คือค่าความจุแฝงของอุปกรณ์ภายนอกต่าง ๆ ที่นำมาต่อร่วม จากวงจรในรูปที่ 2.15 สามารถคำนวณหาอัตราขยายแรงดันสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก (ภาคผนวก ข2) ได้ดังนี้



รูปที่ 2.15 วงจรเสมือนสำหรับวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรโอทีเอ

$$A_v(s) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m R_{ol} (1 / R_{ol} C_{ol})}{s + (1 / R_{ol} C_{ol})} \quad (2.18a)$$

$$A_v(s) = \frac{A_{vo} \omega_c}{s + \omega_c} \quad (2.18b)$$

เมื่อ

$$R_{ol} = \frac{R_o R_L}{R_o + R_L} = R_o // R_L \quad (2.18c)$$

$$C_{ol} = C_o + C_L = C_o // C_L \quad (2.18d)$$

$$A_{vo} = g_m R_{ol} \quad (2.18e)$$

$$\omega_c = \frac{1}{R_{ol} C_{ol}} \quad (2.18f)$$

จากสมการที่ (2.18) จะเห็นได้ว่าวงจรค่าอัตราขยายแรงดันอยู่ในรูปของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (low-pass filters) โดยมีค่าความถี่คัทออฟ (cut-off frequency; f_c) มีค่าเท่ากับ

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} \quad (2.19)$$

สำหรับการปรับค่าอัตราขยายที่ความถี่ต่ำของวงจรสามารถทำได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_b ในกรณีที่นำโอทีเอ็มมาต่อใช้งานในลักษณะฟอลโลเวอร์แบบลบเพื่อออกแบบเป็นวงจรตามแรงดัน (current follower) โดยมีอัตราขยายแรงดันมีค่าประมาณเท่ากับ 1 ดังแสดงในรูปที่ 2.16 จะสามารถหาความสัมพันธ์ได้เป็น

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{\omega_T}{s + \omega_T} = 1 \quad (2.20a)$$

เมื่อ

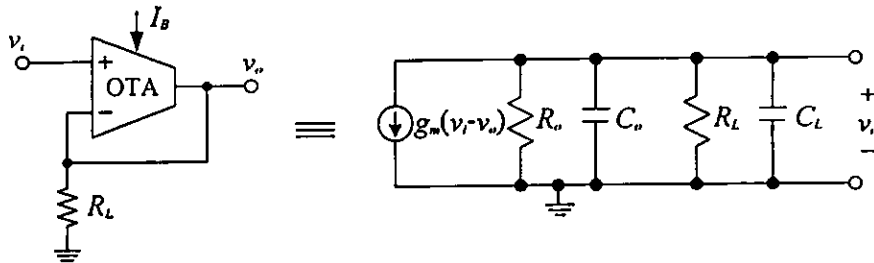
$$\omega_T = g_m C_{ol} \quad (2.20b)$$

$$C_{oL} = C_o // C_L = C_o + C_L \quad (2.20c)$$

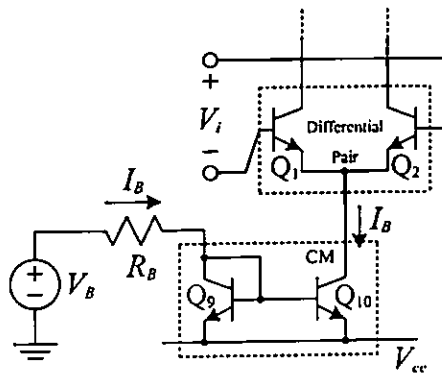
ในรูปที่ 2.17 แสดงภาคจ่ายกระแสไบอัส I_B ของวงจรโอทีเอโดยจะเห็นได้ว่าเป็นการอาศัยวงจรสะท้อนกระแสแบบง่าย ซึ่งต่อขึ้นโดยทรานซิสเตอร์ Q_9 และ Q_{10} โดยที่ V_B คือแหล่งจ่ายแรงดันไบอัสภายนอก ซึ่งจากโครงสร้างดังกล่าวนี้สามารถคำนวณหาค่ากระแสไบอัส I_B โดยประมาณได้มีค่าเป็น

$$I_B = \frac{V_B - V_{ce} - V_{be}}{R_B} \quad (2.21)$$

เมื่อ V_{be} คือค่าแรงดันตกคร่อมขานบส-อิมิตเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ Q_9 และ Q_{10} จากสมการที่ (2.20) การปรับค่ากระแส I_B สามารถเลือกดำเนินการกับพารามิเตอร์ได้สองตัวคือแหล่งจ่ายแรงดัน V_B และค่าความต้านทานภายนอก R_B



รูปที่ 2.16 การประยุกต์ใช้โอทีเอต่อเป็นวงจรตามแรงดัน



รูปที่ 2.17 ภาคจ่ายกระแสไบอัส I_B ให้กับวงจร โอทีเอ

2.5 สรุป

ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ภายในวิทยานิพนธ์นี้จะอาศัยคุณสมบัติการทำงานของโอทีเอที่มีความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการที่ (2.8) เป็นสมการหลักสำหรับการออกแบบ ซึ่งแตกต่างไปจากหลักการที่ได้เคยมีการนำเสนอไว้ดังตัวอย่างทั้งสามหลักการ โดยข้อดีเบื้องต้นของการใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบคือโอทีเอเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบไวงาน (active element) ที่มีการผลิตออกมาจำหน่ายหลายรุ่นด้วยกัน ซึ่งผู้ที่ต้องการหลักการนี้ไปประยุกต์ใช้สามารถหาซื้ออุปกรณ์ทดลองได้โดยง่าย และเมื่อนำวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์หรือตัวแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมมาประยุกต์ใช้เป็นส่วนประกอบของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ก็จะเป็นหลักการใหม่ที่น่าสนใจ ซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในบทต่อ ๆ ไป

บทที่ 3

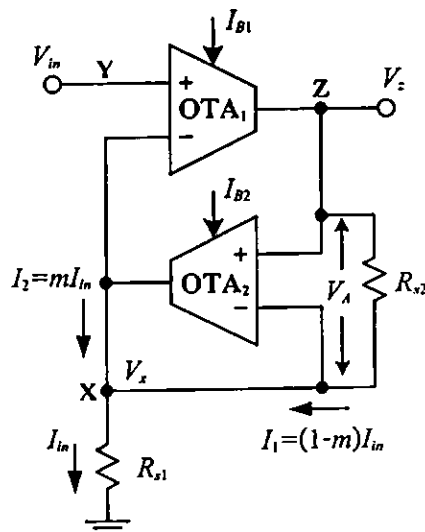
วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม โดยใช้โอทีเอ

แนวคิดในการสังเคราะห์วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมซึ่งใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบ [33] เป็นหลักการใหม่ที่ยืดหยุ่นง่าย มีความสะดวกสำหรับการพัฒนาสร้างขึ้นเพื่อใช้งาน เนื่องจากโอทีเอที่มีโครงสร้างภายในเป็นแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นวงจรสำเร็จรูปที่ได้มีการผลิตออกมาจำหน่ายในท้องตลาดหลายเบอร์ด้วยกัน เช่น CA3080, CA3280, และ LM13600 เป็นต้น และหาซื้อได้ง่าย ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการสังเคราะห์วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมโดยใช้โอทีเอสำหรับอินพุตที่เป็นทั้งสัญญาณแรงดันและสัญญาณกระแส โดยสามารถลดผลของอุณหภูมิซึ่งจะเกิดขึ้นกับวงจรที่อาศัยโอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบโดยทั่วไป

3.1 การสังเคราะห์วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมโดยใช้โอทีเอ

3.1.1 หลักการเบื้องต้นของวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม

หลักการเบื้องต้นของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ (inverse-sine function) หรือวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยม แสดงในรูปที่ 3.1 การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้



รูปที่ 3.1 หลักการเบื้องต้น

จากรูปที่ 3.1 OTA₂ และ R₂ ถูกใช้เป็นส่วนหนึ่งของการป้อนกลับแบบลบให้กับ OTA₁ เมื่ออาศัยคุณสมบัติการส่งผ่านสัญญาณที่เป็นฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิก-แทนเจนต์ของ OTA₂ ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้เป็น

$$I_2 = mI_{in} = I_{B2} \tanh\left(\frac{V_A}{2V_T}\right) \quad (3.1)$$

เมื่อ I_2 และ I_{B2} คือค่ากระแสเอาต์พุตและค่ากระแสไบอัสของ OTA₂ ตามลำดับ, m คือค่าอัตราส่วนระหว่าง I_2 และ I_{in} (โดยที่ $m=I_2/I_{in}$), V_A คือค่าแรงดันตกคร่อมขาอินพุตของ OTA₂, I_{in} คือค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน R₁ และ V_T คือแรงดันเชิงอุณหภูมิ (thermal voltage) ในทางกลับกันสมการที่ (3.1) ค่าแรงดัน V_A จะสามารถเขียนได้เป็น

$$V_A = 2V_T \tanh^{-1}\left(\frac{I_2}{I_{B2}}\right) = 2V_T \tanh^{-1}\left(\frac{mI_{in}}{I_{B2}}\right) \quad (3.2)$$

จากสมการที่ (3.2) จะสังเกตได้ว่าค่าสูงสุดของกระแส I_2 หรือ mI_{in} จะต้องมิต่ำน้อยกว่าค่ากระแส I_{B2} เพื่อหลีกเลี่ยงกรณีที่ทำให้แรงดัน V_A มีค่าเป็นอนันต์ และจากสมการที่ (3.1) เมื่อ V_A มีค่ามากกว่า $3V_T$ ขึ้นไป จะมีผลทำให้ค่ากระแส I_2 มีค่าเข้าใกล้ค่า I_{B2} จากการอาศัยวิธีการประมาณค่าของสมการเชิงเส้นในช่วงที่ $V_A = nV_T$ มีค่ามากกว่า $3V_T$ ขึ้นไปจะสามารถประมาณค่า m (ภาคผนวก ก1) ได้ดังนี้

$$m = \frac{I_{2(max)}}{I_{B2}} = \tanh\left(\frac{V_{A(max)}}{2V_T}\right) \quad (3.3a)$$

และ

$$V_{A(max)} = V_T (\cosh n - \sinh n + n + 1) \quad (3.3b)$$

เมื่อ $I_{2(max)}$ คือ ค่าสัญญาณกระแสสูงสุดที่ยอมให้ไหลผ่าน OTA₂ ได้ และ $V_{A(max)}$ คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขาอินพุตของ OTA₂ ขณะที่ $I_{2(max)}$ ไหลผ่าน OTA₂ จากรูปที่ 3.1 ตัวต้านทาน R₂ ใช้สำหรับเป็นทางผ่านของกระแส $I_1 = (1-m)I_{in}$ ซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

$$R_{s2} = \frac{V_{A(max)}}{(1-m)I_{in(max)}} \quad (3.4)$$

โดยที่ $I_{in(max)}=I_{B2}$ เป็นค่าแอมพลิจูดของสัญญาณกระแส I_{in} และทำการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดัน V_z และค่ากระแส I_{in} จะได้

$$V_z = 2V_T \tanh^{-1}\left(\frac{mI_{in}}{I_{B2}}\right) + I_{in}R_{s1} \quad (3.5)$$

เมื่อทำการป้อนสัญญาณแรงดันไซน์ซอคลิด (sinusoidal signals) V_{in} ให้กับขาบวกของ OTA₁ จะทำให้เกิดแรงดัน V_x ตกคร่อมตัวต้านทาน R_{s1} มีค่าเป็น (ภาคผนวก ก2)

$$V_x = \frac{g_{m1}R_{s1}(1+g_{m2}R_{s2})}{1+g_{m1}R_{s1}(1+g_{m2}R_{s2})} V_{in} \quad (3.6)$$

โดยที่ $g_{mi}=I_{Bi}/2V_T$ และ I_{Bi} คือค่าส่งผ่านความนำและค่ากระแสไบอัสของ OTA ลำดับที่ i ตามลำดับ ซึ่งค่าแรงดัน V_x จะทำให้เกิดกระแส I_{in} ไหลผ่านตัวต้านทาน R_{s1} มีค่าเท่ากับ

$$I_{in} = \frac{g_{m1}(1+g_{m2}R_{s2})}{1+g_{m1}R_{s1}(1+g_{m2}R_{s2})} V_{in} \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.5), (3.6), และ (3.7) เมื่อกำหนดให้ค่า $g_{m2}R_{s2} \gg 1$ และ $g_{m1}g_{m2}R_{s1}R_{s2} \gg 1$ จะมีผลทำให้ค่าแรงดัน V_x มีค่าประมาณเท่ากับค่าแรงดัน V_{in} และค่ากระแส I_{in} จะมีค่าประมาณเท่ากับ $I_{in}=V_{in}/R_{s1}$ ซึ่งสมการที่ (3.5) จะสามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$V_z = 2V_T \tanh^{-1}\left(\frac{mV_{in}}{I_{B2}R_{s1}}\right) + V_{in} \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.8) อาศัยวิธีการกระจายอนุกรมกำลังของฟังก์ชันอินเวอร์ส-ไฮเปอร์โบลิค-แทนเจนต์ ซึ่งสามารถประมาณได้ว่า

$$V_z = 2mV_T(1+K_{io})\left\{x + A_3\frac{x^3}{3} + A_5\frac{x^5}{5} + \dots\right\} \quad (3.9a)$$

โดยที่

$$A_i = \frac{m^{i-1}}{1 + K_{to}} \quad \text{เมื่อ } i=3, 5, 7, \dots \quad (3.9b)$$

$$K_{to} = \frac{I_{B2} R_{s1}}{2mV_T} \quad (3.9c)$$

และ

$$x = \frac{V_{in}}{I_{B2} R_{s1}} = \frac{V_{in}}{2mV_T K_{to}} \quad (3.9d)$$

จากสมการที่ (3.9a) เทอมภายในวงเล็บปีกกา จะสังเกตได้ว่าเป็นอนุกรมกำลังที่เป็นฟังก์ชันคี่ ซึ่งมีลักษณะคล้ายคลึงกับอนุกรมกำลังของฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$G \sin^{-1}(x) = G \left(x + B_3 \frac{x^3}{3} + B_5 \frac{x^5}{5} + \dots \right) \quad (3.10a)$$

โดยที่

$$B_i = \prod_{j=1}^{\frac{(i-1)}{2}} \left\{ \frac{(i-2j)}{(i-2j+1)} \right\} \quad \text{เมื่อ } i=3, 5, 7, \dots \quad (3.10b)$$

เมื่อ G คือ ค่าคงที่ซึ่งขึ้นอยู่กับฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ พิจารณาเปรียบเทียบกับสมการที่ (3.9) กับสมการที่ (3.10) โดยเลือกใช้พารามิเตอร์ A_i ให้มีค่าใกล้เคียงกับพารามิเตอร์ B_i จะสามารถประมาณได้ว่า

$$V_z = 2mV_T(1 + K_{to}) \sin^{-1}(x) \quad (3.11)$$

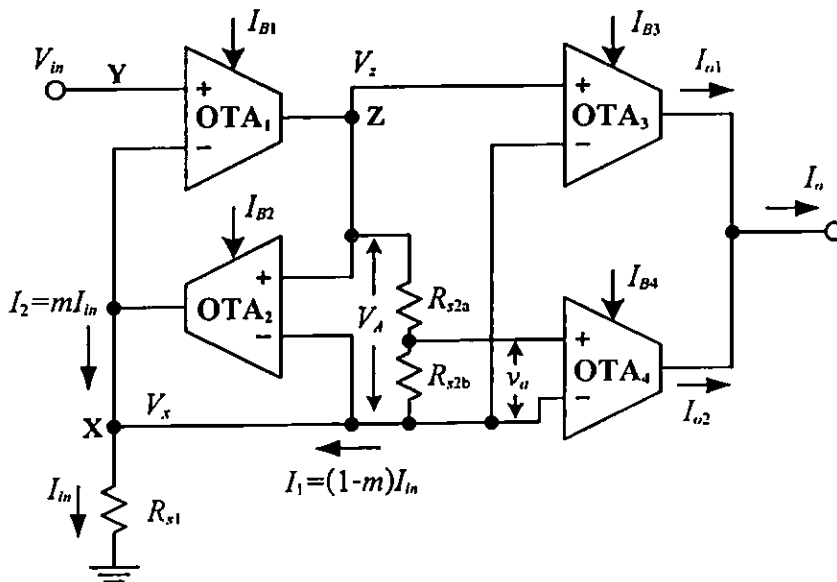
จากสมการที่ (3.8) และ (3.11) พิจารณาในกรณีที่ $x = 1$ หรือ $V_{in} = I_{B2} R_{s1}$ สามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ K_{to} ได้เป็น

$$K_{io} = \frac{2(\tanh^{-1} m) - \pi m}{m(\pi - 2)} \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.11) แสดงให้เห็นได้ว่าวงจรในรูปที่ 3.1 มีคุณสมบัติเป็นวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ นั่นคือหากกำหนดให้สัญญาณแรงดันอินพุต V_{in} ของวงจรเป็นสัญญาณแรงดันไซน์ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ $I_{B2}R_{s1}$ จะได้เอาต์พุตของวงจร V_z ที่เป็นสัญญาณแรงดันรูปสามเหลี่ยมซึ่งมีแอมพลิจูดเท่ากับ $2mV_T(1+K_{io})\pi/2$ อย่างไรก็ตามวงจรแปลงสัญญาณในรูปที่ 3.1 นี้ยังมีข้อจำกัดที่สำคัญอยู่สองประการซึ่ง ได้แก่ ประการแรกขนาดของสัญญาณแรงดัน V_{in} จะถูกจำกัดอยู่ที่ค่า $I_{B2}R_{s1}$ หรือเท่ากับ $2mV_TK_{io}$ ซึ่งไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ เนื่องจากค่าดังกล่าวนี้ในวงจรจะถูกกำหนดให้เป็นค่าคงที่ ข้อจำกัดประการที่สองได้แก่ผลของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ ที่คิดมาในรูปของค่า V_T ซึ่งจะมีผลต่อความถูกต้องของแรงดันเอาต์พุต V_z ของวงจร

3.1.2 วงจรแปลงสัญญาณแรงดันไซน์เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

จากหลักการของวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมเบื้องต้นในรูปที่ 3.1 สามารถปรับปรุงขึ้นใหม่เพื่อใช้ทำหน้าที่เป็นวงจรแปลงสัญญาณแรงดันไซน์เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมได้ดังแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 วงจรแปลงสัญญาณแรงดันรูปไซน์เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

จากวงจรในรูปที่ 3.2 ค่าแรงดัน V_A ซึ่งตกคร่อมขาอินพุตของ OTA_3 ที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันอินเวอร์ส-ไฮเปอร์โบลิค-แทนเจนต์ ตามสมการที่ (3.2) จะถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแส I_{o1} และ I_{o2} โดย OTA_3 และ OTA_4 ตามลำดับ โดยที่ขนาดของแรงดัน V_A จะถูกป้อนให้กับขาอินพุตของ OTA_3 โดยตรง ขณะที่อินพุตของ OTA_4 คือค่าแรงดัน v_a ซึ่งถูกลดทอนลงจากขนาดของ V_A ตามความสัมพันธ์คือ

$$v_a = bV_A = 2bV_T \tanh^{-1}\left(\frac{mI_m}{I_{B2}}\right) \quad (3.13a)$$

โดยที่

$$b = \frac{R_{s2b}}{R_{s2a} + R_{s2b}} \quad (3.13b)$$

โดยถือว่า v_a เป็นสัญญาณขนาดเล็ก ซึ่งถูกลดทอนลงจากค่า V_A ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุต I_{o2} ของ OTA_4 ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$I_{o2} = g_{m4}v_a = bI_{B4} \tanh^{-1}\left(\frac{mI_m}{I_{B2}}\right) \quad (3.14)$$

จากสมการที่ (3.14) จะสังเกตได้ว่าค่าตัวแปร V_T จากสมการที่ (3.13a) ได้ถูกขจัดเชยออกไป ทำให้ไม่ปรากฏค่า V_T ในสมการที่ (3.14) ซึ่งมีข้อดี คือสามารถลดผลของอุณหภูมิที่กระทบต่อการทำงานของวงจรออกไปได้ และเมื่อทำการกำหนดให้กระแสไบอัสของ OTA_3 และ OTA_2 มีค่าเท่ากัน ($I_{B3}=I_{B2}$) โดยถือว่าโอทีเอทั้งคู่นี้มีความสมพียงกัน ดังนั้น OTA_3 จะทำหน้าที่คล้ายเป็นวงจรสะท้อนกระแสซึ่งมีอัตราการสะท้อนกระแสเท่ากับหนึ่ง ทำให้ได้ค่ากระแส $I_{o1}=I_2$ ดังนั้นค่ากระแสเอาต์พุตของวงจร I_o ซึ่งเกิดจากผลบวกระหว่างกระแส I_{o1} และ I_{o2} สามารถแสดงได้เป็น

$$I_o = I_{o1} + I_{o2} = mI_m + bI_{B4} \tanh^{-1}\left(\frac{mI_m}{I_{B2}}\right) \quad (3.15a)$$

หรือ

$$I_o = \frac{mV_m}{R_{s1}} + bI_{B4} \tanh^{-1}\left(\frac{mV_m}{I_{B2}R_{s1}}\right) \quad (3.15b)$$

ในการทำงานเกี่ยวกับหัวข้อ 3.1.1 อาศัยหลักการกระจายอนุกรมกำลังของฟังก์ชันอินเวอร์ส-ไฮเปอร์โบลิก-แทนเจนต์ จะสามารถประมาณได้ว่า

$$I_o = mbI_{B4}(1+K_{IV}) \left\{ \frac{V_m}{I_{B2}R_{s1}} + \frac{m^2}{(1+K_{IV})} \frac{1}{3} \left(\frac{V_m}{I_{B2}R_{s1}} \right)^3 + \frac{m^4}{(1+K_{IV})} \frac{1}{5} \left(\frac{V_m}{I_{B2}R_{s1}} \right)^5 + \dots \right\} \quad (3.16a)$$

หรือ

$$I_o = mbI_{B4}(1+K_{IV}) \sin^{-1} \left(\frac{V_m}{I_{B2}R_{s1}} \right) \quad (3.16b)$$

โดยที่

$$K_{IV} = \frac{I_{B2}}{bI_{B4}} \quad (3.16c)$$

จากสมการที่ (3.16) แสดงให้เห็นว่าวงจรในรูปที่ 3.2 ที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นมีคุณสมบัติเป็นวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ ซึ่งสามารถคำนวณหาช่วงปฏิบัติการทางขนาดได้มีค่าเท่ากับ $\pm(I_{B2}R_{s1} + (4V_T^2/I_{B1}R_{s2}))$ แต่เนื่องจากค่า $I_{B1}R_{s2} \gg 4V_T^2$ ดังนั้นจึงสามารถประมาณค่าช่วงปฏิบัติการทางขนาดของวงจรได้เป็น

$$V_m = \pm(I_{B2}R_{s1}) \quad (3.17)$$

จากสมการที่ (3.17) เมื่อกำหนดให้อินพุตของวงจร V_m เป็นสัญญาณแรงดันไซน์ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ $I_{B2}R_{s1}$ จะได้ค่าเอาต์พุตของวงจรเป็นสัญญาณกระแสรูปสามเหลี่ยม ซึ่งหากต้องการแปลงให้อยู่ในรูปของสัญญาณแรงดันก็สามารถทำได้โดยการต่อตัวต้านทานที่จุดออกของวงจร

เมื่อพิจารณาคุณสมบัติหลักซึ่งต้องการปรับปรุงจากหัวข้อ 3.1.1 นั่นคือ ช่วงปฏิบัติการทางขนาดและผลของอุณหภูมิ พบว่าช่วงปฏิบัติการทางขนาดของวงจรในรูปที่ 3.2 สามารถปรับเปลี่ยนได้โดยง่ายโดยการเปลี่ยนค่า R_{s1} ในสมการที่ (3.17) ซึ่งจะไม่มีผลต่อพารามิเตอร์ K_{IV} ในสมการที่

(3.16) และในส่วนของผลของอุณหภูมิจะเห็นได้ว่าในสมการที่ (3.15) และ (3.16) ผลของอุณหภูมิได้ถูกขจัดเชยออกไป

3.1.3 วงจรแปลงสัญญาณกระแสรูปไซน์เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

การออกแบบวงจรเพื่อสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์สำหรับอินพุตที่เป็นสัญญาณกระแสสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งหลักการทำงานของวงจรจะคล้ายคลึงกับวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์สำหรับสัญญาณแรงดันในรูปที่ 3.2 แต่จะแตกต่างกันตรงที่ขาบวกของ OTA, หรือที่จุด Y จะถูกต่อเข้ากับศักดาณ ซึ่งเป็นการกำหนดให้แรงดันที่จุด X มีค่าเท่ากับศูนย์โวลต์ โดยที่จุด X นี้ใช้สำหรับเป็นจุดเข้าของสัญญาณกระแสอินพุต I_{in} ในทำนองเดียวกันกับหลักการของวงจรในรูปที่ 3.2 อาศัยหลักการวิเคราะห์วงจรและการกระจายอนุกรมกำลังของฟังก์ชันอินเวอร์ส-ไฮเปอร์โบลิค-แทนเจนต์และฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ และการประมาณให้ทั้งสองอนุกรมมีค่าใกล้เคียงกันจะได้ความสัมพันธ์ของค่ากระแสเอาต์พุตของวงจร I_o กับค่ากระแสอินพุต I_{in} ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้

$$I_o = mbI_{B4}(1 + K_{ic}) \left\{ \frac{I_{in}}{I_{B2}} + \frac{m^2}{(1 + K_{ic})} \frac{1}{3} \left(\frac{I_{in}}{I_{B2}} \right)^3 + \frac{m^4}{(1 + K_{ic})} \frac{1}{5} \left(\frac{I_{in}}{I_{B2}} \right)^5 + \dots \right\} \quad (3.18 a)$$

หรือ

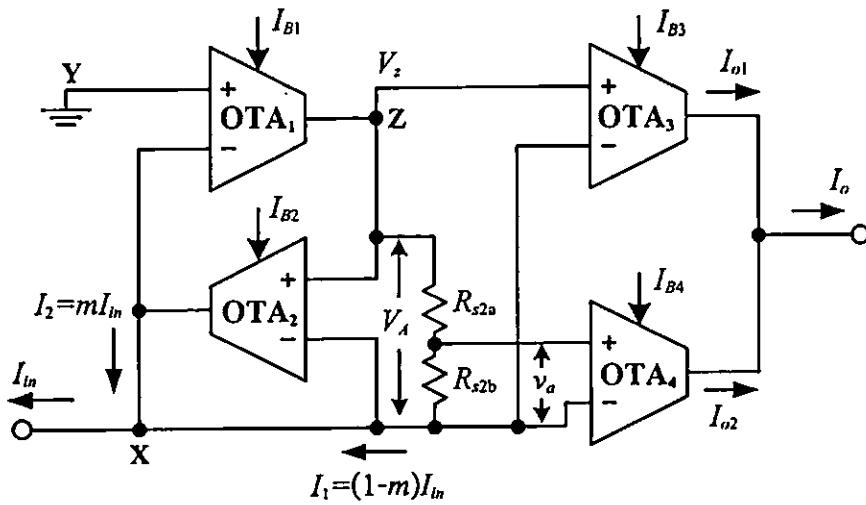
$$I_o = mbI_{B4}(1 + K_{ic}) \sin^{-1} \left(\frac{I_{in}}{I_{B2}} \right) \quad (3.18 b)$$

โดยที่

$$K_{ic} = \frac{I_{B2}}{bI_{B4}} \quad (3.18 c)$$

และ

$$b = \frac{R_{s2b}}{R_{s2a} + R_{s2b}} \quad (3.18 d)$$



รูปที่ 3.3 วงจรแปลงสัญญาณกระแสรูปไซน์เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

จากความสัมพันธ์ดังกล่าวนี้เมื่อกำหนดให้อินพุตของวงจรในรูปที่ 3.3 เป็นสัญญาณกระแสรูปไซน์ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ I_{B2} จะได้สัญญาณกระแสเอาต์พุตเป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

จากสมการที่ (3.13) และสมการที่ (3.18) ค่าพารามิเตอร์ b คือค่าคงที่ที่ใช้สำหรับลดทอนขนาดของค่าแรงดัน V_A ให้เป็นค่าแรงดัน v_a ซึ่งถือว่าเป็นสัญญาณขนาดเล็กเพื่อใช้งาน OTA₄ ในย่านที่เป็นเชิงเส้นตามสมการที่ (2.14) โดยในที่นี้ได้กำหนดให้ขนาดสูงสุดของสัญญาณ v_a มีค่าเท่ากับ $V_T/2$ ซึ่งจะได้ $v_{a(max)} = V_T/2 = bV_{A(max)}$ และจากสมการที่ (3.3b) ค่าพารามิเตอร์ b จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$b = \frac{1}{2(\cosh n - \sinh n + n + 1)} \quad (3.19)$$

จากวงจรในรูปที่ 3.2 และรูปที่ 3.3 ผลรวมของค่าความต้านทาน R_{s2a} กับ R_{s2b} จะมีค่าเท่ากับ R_{s2} ซึ่งมีความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการที่ (3.4) ดังนั้นค่าความต้านทาน R_{s2a} และ R_{s2b} จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้เป็น

$$R_{s2a} = (1 - b)R_{s2} \quad (3.20a)$$

$$R_{s2b} = bR_{s2} \quad (3.20b)$$

สำหรับการพิจารณาการหาค่าพารามิเตอร์ K_n และ K_p ที่เหมาะสมสามารถทำได้โดยกำหนดให้สมการที่ (3.15a) มีค่าเท่ากับ (3.15b) หรือ สมการที่ (3.18b) ซึ่งจะทำให้สามารถประมาณ

ค่ากระแสเอาต์พุต I_o ของวงจรในรูปที่ 3.2 และ 3.3 มีคุณสมบัติเป็นฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ โดยสามารถเขียนความสัมพันธ์ของค่าพารามิเตอร์ K_{in} และ K_{out} ได้เป็น

$$K_{in} = K_{out} = \frac{2(\tanh^{-1} m) - \pi m}{m(\pi - 2)} \quad (3.21)$$

3.2 สมรรถนะของวงจรแปลงสัญญาณ

ความผิดพลาดของฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ที่ได้ทำการสังเคราะห์ขึ้นภายในวิทยานิพนธ์นี้ พิจารณาว่าเกิดมาจาก 2 สาเหตุหลัก ได้แก่ ความเป็นออุดมคติของโอทีเอแต่ละตัว และผลจากการประมาณค่าระหว่างสมการที่ได้ทำการสังเคราะห์ขึ้นกับสมการฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ที่แท้จริง พารามิเตอร์ที่สำคัญ ๆ ซึ่งจะมีผลต่อสมรรถนะการทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้เป็นลำดับดังนี้

ประการแรก ความผิดพลาดของการแปลงสัญญาณแรงดันอินพุต V_{in} ให้เป็นสัญญาณกระแสอินพุต I_{in} โดยในที่นี้ได้นิยามให้ค่าผิดพลาดดังกล่าวคือค่า $\mathcal{E}_v$ โดยจะมีผลต่อความผิดพลาดของค่ากระแส I_{in} ซึ่งสามารถแสดงได้เป็น (ภาคผนวก ก3)

$$I_{in} = (1 - \varepsilon_a) \frac{V_{in}}{R_{s1}} \quad (3.22 \text{ a})$$

เมื่อ

$$\varepsilon_a = \frac{1}{1 + g_{m1}R_{s1} + g_{m1}g_{m2}R_{s1}R_{s2}} \quad (3.22 \text{ b})$$

จากสมการที่ (3.22b) ถ้ากำหนดให้ $g_{m1}=9.62\text{mA/V}$, $g_{m2}=1.92\text{mA/V}$, $R_{s1}=10\text{k}\Omega$ และ $R_{s2}=32\text{k}\Omega$ จะได้ค่า $\mathcal{E}_v$ มีค่าประมาณเท่ากับ 1.66×10^{-4} โดยจะสังเกตได้ว่าหากต้องการลดผลของค่า $\mathcal{E}_v$ จะสามารถทำได้โดยการเพิ่มค่า g_{m1}

ประการที่สอง ได้แก่ ผลของอุณหภูมิ ถึงแม้ว่าค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรในสมการ (3.15) และสมการ (3.16) จะไม่ปรากฏผลของอุณหภูมิที่แฝงมากับค่า V_T อย่างไรก็ตามหากพิจารณาให้ละเอียดจะพบว่าผลการแปลงค่าแรงดัน V_{in} ให้เป็นค่ากระแสอินพุต I_{in} จะยังคงมีผลของอุณหภูมิแฝงมาเล็กน้อย เมื่อนิยามให้ $\mathcal{E}_t$ คือค่าความผิดพลาดอันเนื่องมาจากผลของอุณหภูมิซึ่งเกิดขึ้นกับค่า I_{in} โดยสามารถที่จะประมาณได้เป็น (ภาคผนวก ก4)

แผ่มาเล็กน้อย เมื่อนิยามให้ $\mathcal{E}_b$ คือค่าความผิดพลาดอันเนื่องมาจากผลของอุณหภูมิซึ่งเกิดขึ้นกับค่า I_m โดยสามารถที่จะประมาณได้เป็น (ภาคผนวก ค4)

$$\mathcal{E}_b = \frac{-8V_T^2 - 2I_{B1}R_{s1}V_T}{4V_T^2 + 2V_T I_{B1}R_{s1} + I_{B1}I_{B2}R_{s1}R_{s2}} \frac{\Delta T}{T} \quad (3.23a)$$

เมื่อ V_T คือค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิ ณ อุณหภูมิห้องปกติ, T คือค่าอุณหภูมิห้องปกติซึ่งมีค่าประมาณ 300K และ ΔT คือค่าอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไปจากอุณหภูมิห้องปกติ ถ้ากำหนดให้ $I_{B1}=500\mu A$, $I_{B2}=100\mu A$, $R_{s1}=10k\Omega$, $R_{s2}=32k\Omega$ และ $\Delta T=45K$ จะได้ค่า $\mathcal{E}_b$ มีค่าประมาณเท่ากับ 2.4×10^{-3} และหากต้องการลดค่าดังกล่าวนี้จะสามารถทำได้โดยการเพิ่มค่ากระแสไบอัส I_{B1}

ประการที่สาม คือความผิดพลาดของการประมาณค่าระหว่างสมการของฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ที่ต้องการสังเคราะห์ นั่นคือสมการที่ (3.16b) และสมการที่ (3.18b) กับสมการที่ได้ทำการสังเคราะห์ขึ้น คือสมการที่ (3.15b) โดยในที่นี้ได้นิยามให้ $\mathcal{E}_m$ คือค่าความผิดพลาดดังกล่าว โดยพิจารณาที่ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต V_m และ I_m ซึ่งสามารถประมาณได้เป็น (ภาคผนวก ค5)

$$\mathcal{E}_m = \frac{2}{\pi} \left(\frac{mI_{B2} + bI_{B4} \tanh^{-1}(m)}{mbI_{B4}(1 + K_{ii})} - \frac{\pi}{2} \right) \times 100\% \quad (3.24)$$

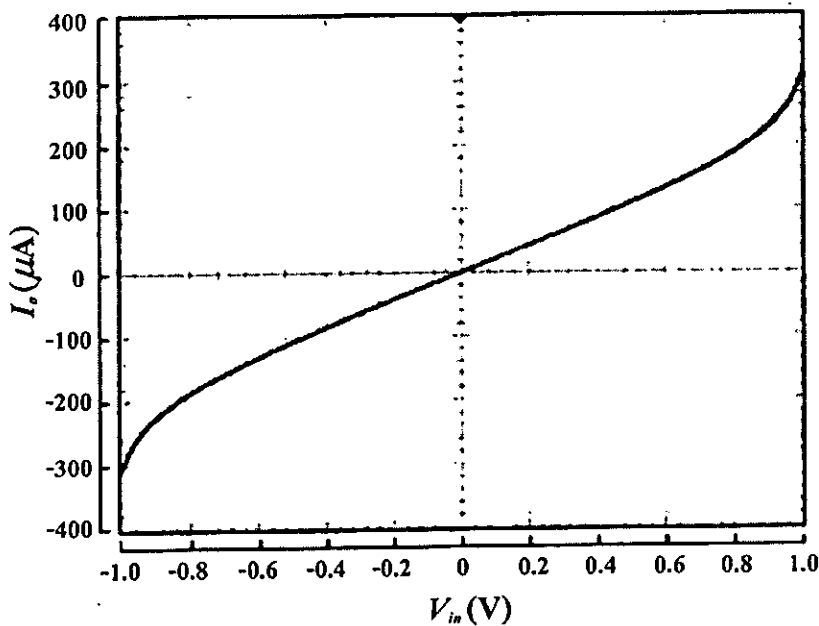
เมื่อ $K_{ii}=K_{iv}=K_{ic}$ เป็นค่าคงที่ตามสมการที่ (3.16c) และสมการที่ (3.18c) ถ้ากำหนดให้ $m=0.966$, $I_{B2}=100\mu A$, $I_{B4}=869.56\mu A$, $b=0.124$ และ $K_{ii}=K_{iv}=K_{ic}=0.927$ จะได้ค่า $\mathcal{E}_m$ ประมาณ -0.23% ซึ่งการปรับปรุงแก้ไขค่า $\mathcal{E}_m$ สามารถทำได้โดยการเลือกค่า $V_A=nV_T$ ในสมการที่ (3.31) ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดค่า m ที่เหมาะสม

3.3 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร

เนื่องจากวงจรในรูปที่ 3.2 และ 3.3 เป็นการสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ที่อาศัยหลักการเดียวกันโดยแตกต่างกันเพียงวงจรในรูปที่ 3.3 เป็นการป้อนสัญญาณกระแสอินพุต I_m เข้าที่จุดเข้า X โดยตรง แต่ในรูปที่ 3.2 เป็นการป้อนสัญญาณแรงดันอินพุต V_m เข้าที่จุด Y ก่อน แล้วจึงอาศัยค่าความต้านทานที่ต่ออยู่ที่จุด X ทำการแปลงค่าสัญญาณแรงดัน V_m ให้เป็นค่ากระแสอินพุต I_m ไหลออกที่จุด X เมื่อเปรียบเทียบสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต I_m กับค่ากระแสอินพุต I_m ของทั้งสองวงจรพบว่ามีค่าเท่ากัน ในที่นี้ได้ต่อวงจรในรูปที่ 3.2 ลงบนบอร์ดทดลองโดย

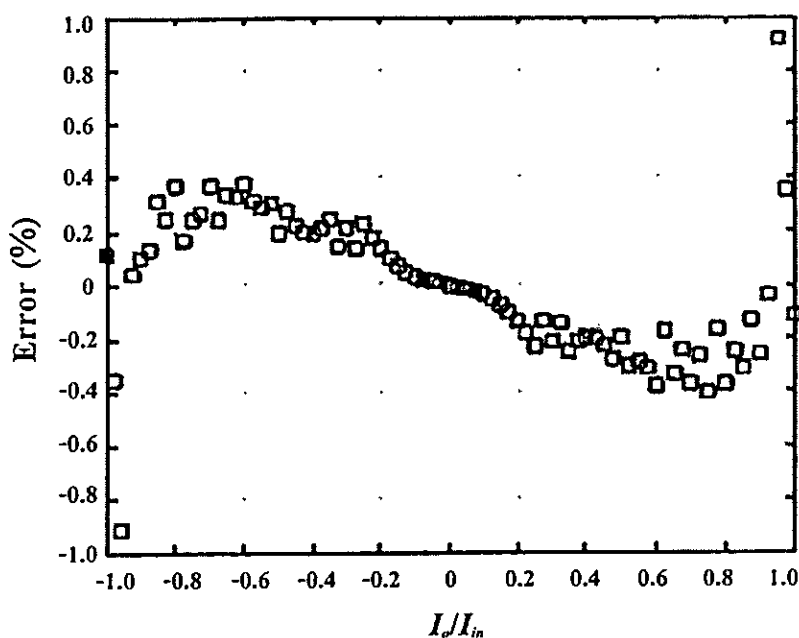
เลือกใช้อิโธที่เ็เป็นไอซีสำเร็จรูปเบอร์ CA3080 ค่าแรงดันไฟเลี้ยงวงจรเท่ากับ $\pm 10V$ ค่ากระแสไบอัส I_{B1} เท่ากับ $500\mu A$ ค่าความต้านทาน R_{s1} เท่ากับ $10\text{ k}\Omega$ ในส่วนของค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ มีขั้นตอนการเลือกการกำหนดได้ดังต่อไปนี้ กำหนดให้ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณแรงดันไซน์อินพุต V_{in} เท่ากับ $1V$ ซึ่งจะได้ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณกระแสอินพุต I_{in} เท่ากับ $100\mu A$ ดังนั้น $I_{B2}=I_{B3}=100\mu A$ จากสมการที่ (3.3a) และสมการที่ (3.3b) เลือกค่า $n=3$ จะได้ค่า $m=0.966$ และจากสมการที่ (3.4) และสมการที่ (3.19) จะได้ค่าความต้านทาน $R_{s2}=32\text{ k}\Omega$, $b=0.125$, $R_{s2u}=28\text{ k}\Omega$ และ $R_{s2h}=4\text{ k}\Omega$ แทนค่าสมการที่ (3.21) ลงในสมการที่ (3.16c) จะได้ $I_{B4}=869.56\mu A$

สำหรับการทดสอบการทำงานของวงจรในรูปที่ 3.3 ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงานของวงจร โดยได้นำไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เบอร์ 2N3904 ชนิด PNP เบอร์ 2N3906 ต่อร่วมกันเป็นวงจรอิโธ และนำอิโธดังกล่าวมาต่อร่วมกันเป็นวงจรแปลงสัญญาณกระแสรูปไซน์เป็นสัญญาณกระแสรูปสามเหลี่ยม ดังแสดงในรูปที่ 3.3 โดยผลการทดสอบการทำงานของวงจรได้แสดงไว้ในภาคผนวก ก



(ก) สัญญาณกระแสเอาต์พุต I_{in}

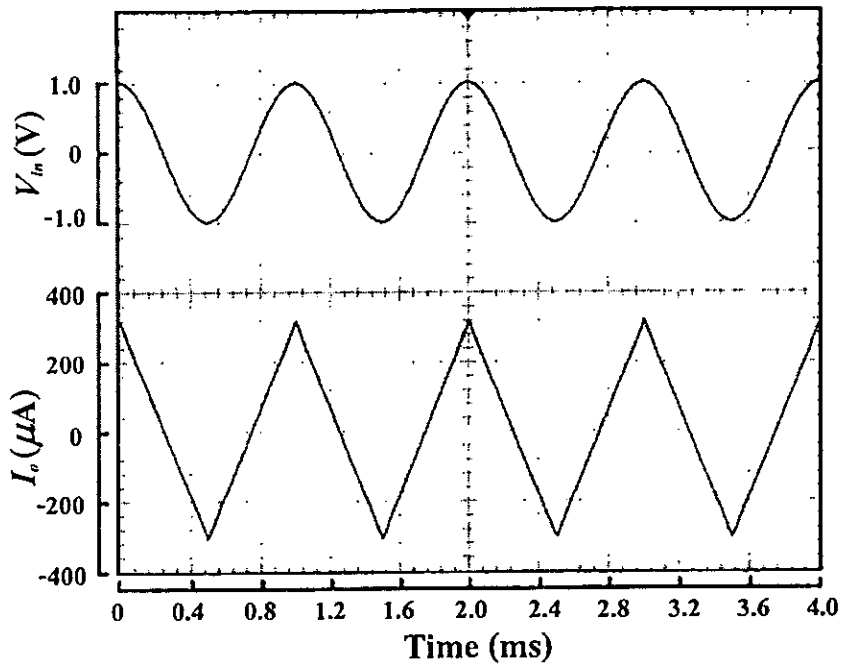
รูปที่ 3.4 ผลการทดสอบคุณสมบัติทางคิซี



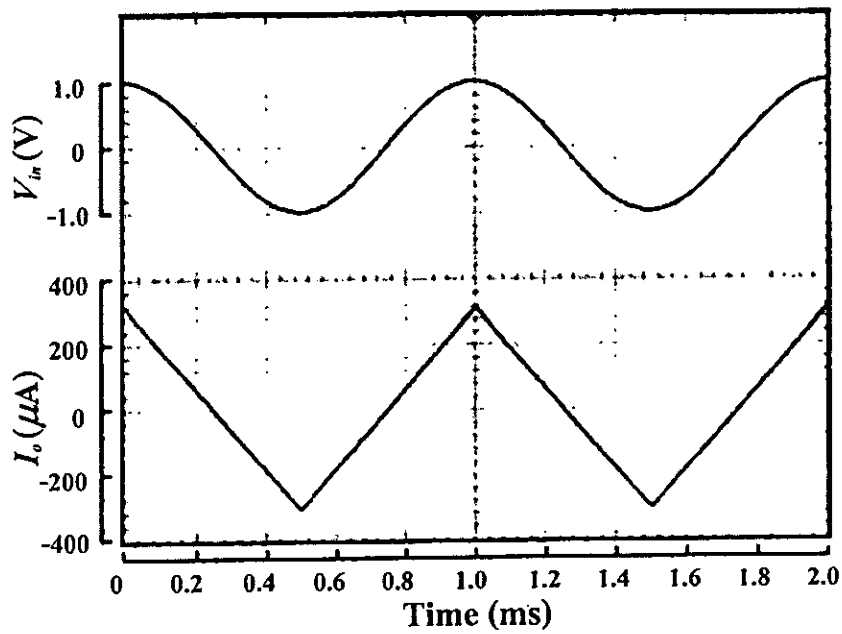
(ข) ค่าความผิดพลาด (Error)

รูปที่ 3.4 (ต่อ) ผลการทดสอบคุณสมบัติทางคิซี

ในรูปที่ 3.4(ก) แสดงผลการทดสอบคุณสมบัติทางคิซีของวงจร โดยทำการแปลค่าสัญญาณแรงดันอินพุตจาก -1V ถึง 1V รูปที่ 3.4(ข) แสดงค่าความผิดพลาดที่วัดได้โดยเปรียบเทียบระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต I_o ที่วัดได้กับค่าตามสมการที่ (3.16b) ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีขนาดสูงสุดประมาณ 0.92% ในรูปที่ 3.5 แสดงผลการทำงานเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณแรงดันรูปไซน์แอมพลิจูดเท่ากับ 1V ความถี่ 1kHz ซึ่งจะเห็นได้ว่าเอาต์พุตของวงจรที่ได้จะเป็นสัญญาณกระแสรูปสามเหลี่ยมความถี่ 1 kHz แอมพลิจูดสอดคล้องกับสมการที่ (3.16b) คือประมาณ 315 μA

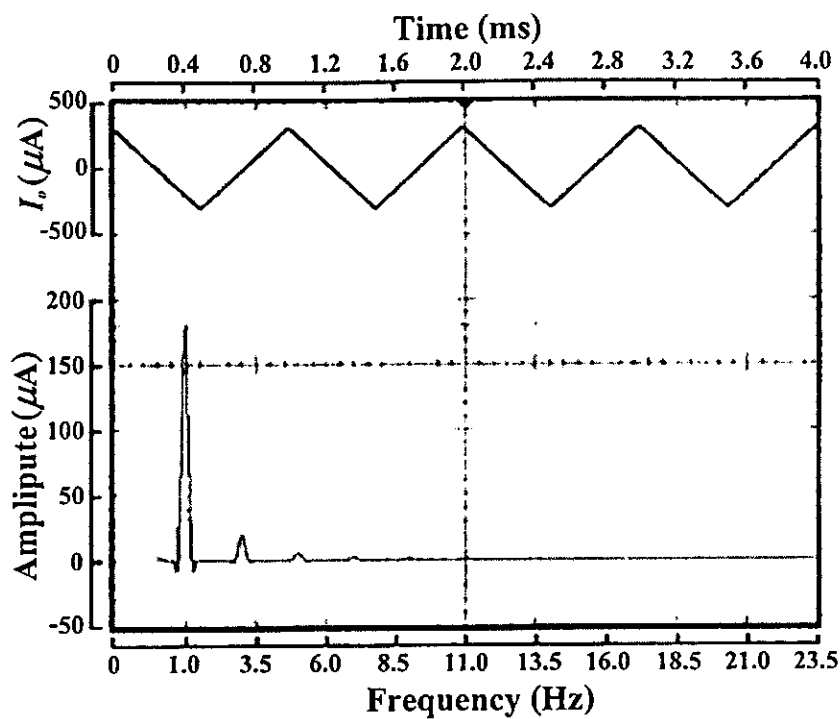


(ก)



(ข)

รูปที่ 3.5 สัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจร



รูปที่ 3.6 สัญญาณเอาต์พุตและองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณ

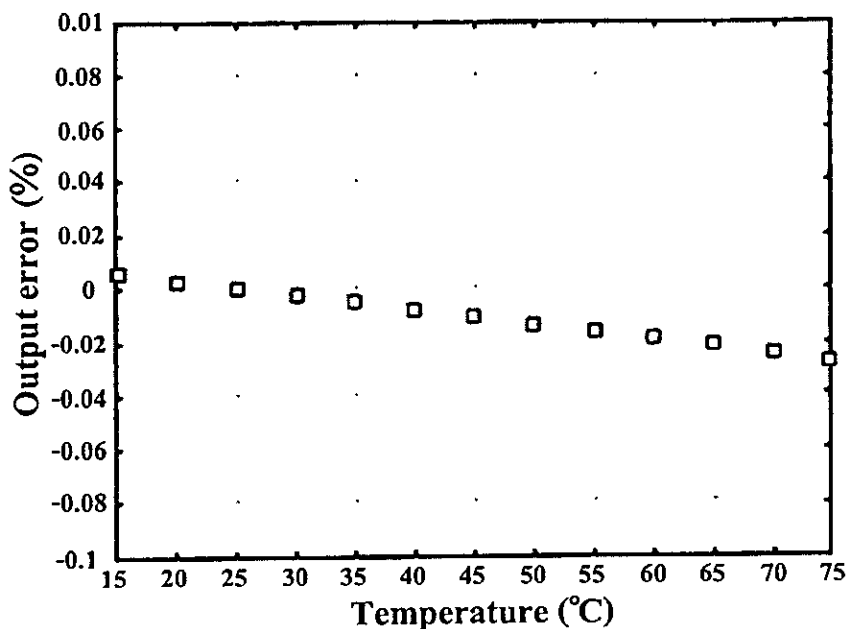
ตารางที่ 3.1 ค่าแอมพลิจูดของแต่ละองค์ประกอบความถี่

Frequency components	Amplitudes (rms)	
	Ideal triangle wave	Output of proposed circuit
1kHz	180.5μA	180.5μA
3kHz	20.1μA	20μA
5kHz	7.2μA	7.3μA
7kHz	3.7μA	3.6μA
9kHz	2.2μA	2.2μA
11kHz	1.5μA	1.5μA

รูปที่ 3.6 แสดงองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมเอ้าต์พุตที่วัดได้ โดยแอมพลิจูดของแต่ละองค์ประกอบความถี่แสดงดังตารางที่ 3.1 เมื่อนิยามให้ ε_D คือผลรวมความเพี้ยนของแต่ละองค์ประกอบความถี่ที่อยู่ในรูปของค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยแบบถ่วงน้ำหนัก (root-weighted-mean-square) ซึ่งเขียนได้เป็น

$$\varepsilon_D = \sqrt{\sum_{i=1}^q w_i \left(\frac{f'_i - f_i}{f_i} \right)^2} \times 100\% \quad (3.25)$$

โดยที่ f'_i และ f_i คือค่าเฉลี่ยกำลังสอง (root mean square; rms) ขององค์ประกอบความถี่ลำดับที่ i จากสัญญาณกระแสเอ้าต์พุต I_o ที่วัดได้กับค่าอุดมคติตามลำดับ q คือองค์ประกอบความถี่สุดท้ายที่ต้องการคำนวณ และ w_i คือค่าน้ำหนักของแต่ละองค์ประกอบความถี่ที่ประกอบกันขึ้นเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งจากตารางที่ 3.1 สามารถคำนวณค่า ε_D ได้มีค่าเท่ากับ 0.46% จากรูปที่ 3.7 แสดงผลการทำงานของวงจรซึ่งเป็นผลจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ โดยทำการป้อนสัญญาณอินพุตของวงจรเป็นสัญญาณไฟตรงขนาด 1V และแปรค่าผลของอุณหภูมิรอบข้างของวงจรจาก 20°C ถึง 70°C โดยจะสังเกตได้ว่าวงจรมีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิที่ดี



รูปที่ 3.7 ค่าความผิดพลาดจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ

3.4 สรุป

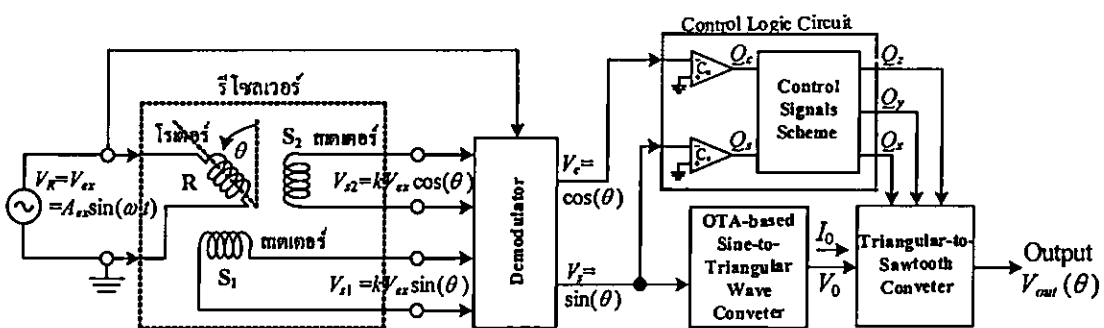
วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการออกแบบโดยใช้โอทีเอ หรือวงจรขยายความน่าเป็นพื้นฐานในการออกแบบ โดยโอทีเอ ดังกล่าวนี้นี้มีโครงสร้างภายในเป็นแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีการผลิตเป็นไอซีสำเร็จรูปจำหน่ายสามารถหาซื้อได้โดยง่าย ทำให้ผู้ที่ต้องการนำไปประยุกต์ใช้สามารถดำเนินการได้โดยสะดวก การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอใช้โอทีเอ 4 ตัว การทำงานของวงจรมีความถูกต้องแม่นยำ และมีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิรอบข้าง โดยสมรรถนะของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์และผลการทดลองโดยการต่อวงจรจริง

การสังเคราะห์ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัล

สำหรับการสังเคราะห์ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ภายในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการประยุกต์ใช้วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้น โดยนำมาทำงานร่วมกับวงจรคิมอดูเลเตอร์ วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมเป็นคลื่นรูปฟันเลื่อย และวงจรสร้างสัญญาณลอจิกสำหรับควบคุมการทำงานของวงจรในส่วนอื่น ๆ ทั้งนี้เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ที่เป็นสัญญาณดิจิทัลโดยมีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงการหมุนของรีโซลเวอร์ 1 รอบ ซึ่งเท่ากับมุม 360 องศา หรือ 2π เรเดียน ในส่วนของการทดสอบการทำงานของตัวแปลงสัญญาณที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้นจะใช้วิธีการต่อวงจรลงบนบอร์ดทดลองเพื่อทดสอบการทำงานจริง

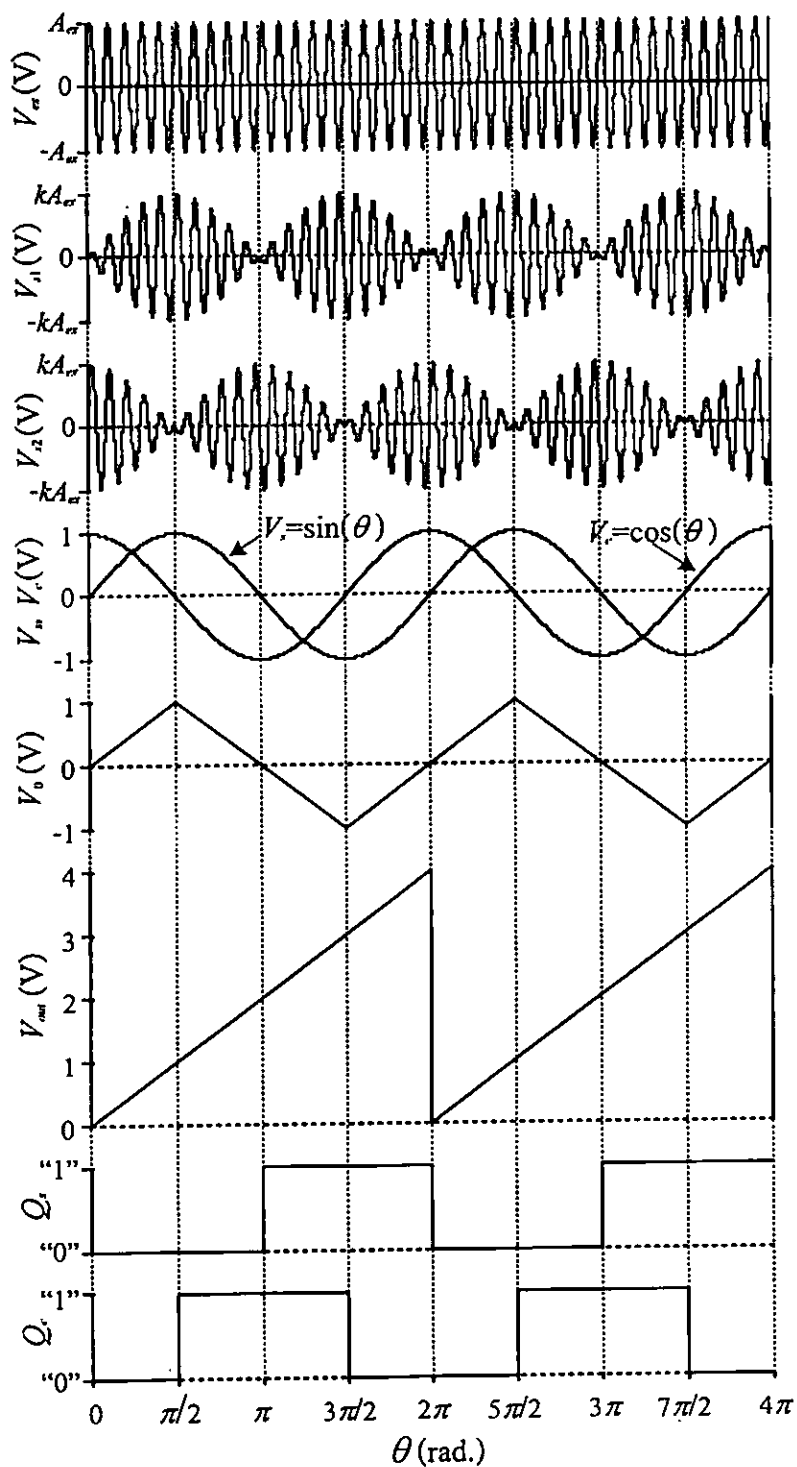
4.1 หลักการเบื้องต้น

บล็อกโคอะแกรมของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ที่ได้ทำการสังเคราะห์ขึ้นแสดงดังรูปที่ 4.1 ซึ่งจะประกอบด้วยส่วนที่เป็นตัวจ่ายสัญญาณกระตุ้น V_{ex} ให้กับรีโซลเวอร์ ตัวคิมอดูเลเตอร์ ตัวแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม ตัวแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมเป็นคลื่นรูปฟันเลื่อย และส่วนที่เป็นตัวสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม



รูปที่ 4.1 บล็อกโคอะแกรมของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์

จากรูปที่ 4.1 จะเห็นได้ว่าในส่วนของการจ่ายสัญญาณกระตุ้นให้กับรีโซลเวอร์ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้วิธีการจ่ายสัญญาณกระตุ้นให้กับขดลวดโรเตอร์ และนำสัญญาณที่ได้จากขดลวดสเตเตอร์ทั้งสอง ไปประมวลผลเพื่อหาค่ามุมของแกนหมุนต่อไป



รูปที่ 4.2 สัญญาณที่สำคัญต่าง ๆ ของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์

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} ไปผ่านตัวคั่นคูเลเตอร์ 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) เมื่อนำสัญญาณ V_s ไปผ่านวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม ซึ่งมีหลักการทำงานดังที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 3 โดยในที่นี้ทำหน้าที่เป็นตัวสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ที่มีช่วงปฏิบัติการเท่ากับ $\pm \pi/2$ เรเดียน ดังนั้นหากพิจารณาจากการหมุนครบ 1 รอบแกนหมุนของรีโซลเวอร์ (360 องศา หรือเท่ากับ 2π เรเดียน) จะได้สัญญาณ V_o ที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้นแบบเป็นช่วง (piecewise linear) ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$V_o = R_o G_o \begin{cases} \theta & ; 0 < \theta \leq \pi/2 \\ \pi - \theta & ; \pi/2 < \theta \leq 3\pi/2 \\ \theta - 2\pi & ; 3\pi/2 < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.6)$$

เมื่อ G_o คือ ค่าอัตราขยายของวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม (A/rad.)

R_o คือ ค่าความต้านทานที่ทำหน้าที่เป็นโหลดให้กับวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม (Ω)

จากสมการที่ (4.6) จะเห็นได้ว่าตลอด 1 รอบการหมุนของรีโซลเวอร์ ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ V_o กับค่า θ สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วง ซึ่งมีค่า θ บางค่าที่แตกต่างกันแต่กลับให้ขนาดของสัญญาณ V_o ออกมาเท่ากัน ตัวอย่างเช่น ที่ค่ามุม $\theta = \pi/4$ เรเดียน และที่ค่ามุม $\theta = 3\pi/4$ เรเดียน ขนาดของสัญญาณ V_o จะมีค่าเท่ากันคือเท่ากับ $V_o = G_o R_o \pi/4$ ดังนั้นเพื่อทำการแก้ปัญหาดังกล่าวนี้ภายในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้วิธีนำสัญญาณ V_s และ V_c ไปผ่านวงจรตรวจจับผ่านศูนย์ C_s และ C_c เพื่อให้ได้สัญญาณลอจิก Q_s และ Q_c ตามลำดับ ทั้งนี้เพื่อใช้เป็นอินพุตให้กับตัวสร้างสัญญาณลอจิกสำหรับการสร้างสัญญาณควบคุมให้กับสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ภายในตัวแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมเป็นคลื่นรูปฟันเลื่อย ในรูปที่ 4.2 แสดงแผนภาพที่สำคัญ ๆ ของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ ณ ที่ค่ามุม θ ต่าง ๆ โดยเพื่อความสะดวกสำหรับการคำนวณในที่นี้ได้ตั้งค่าให้แอมพลิจูดของสัญญาณ V_o มีค่าเท่ากับ 1 โวลต์ (กำหนดให้ $G_o R_o = 2/\pi$) และได้กำหนดให้ค่าสูงสุดของสัญญาณ V_{om} มีค่าเท่ากับ 4 โวลต์ โดยรายละเอียดของตัวแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยม V_o ให้เป็นสัญญาณคลื่นรูปฟันเลื่อย V_{om} จะได้กล่าวในหัวข้อที่ 4.3 สำหรับหลักการทำงานของตัวควบคุมเลเซอร์ซึ่งภายในวิทยานิพนธ์นี้อาศัยวงจรคิมอดูเลเตอร์แบบง่ายซึ่งเป็นที่รู้จักกันโดยทั่วไปนั่นคือการใช่วงจรคูณสัญญาณต่อรวมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน [3] ซึ่งสามารถอธิบายหลักการทำงานได้ดังในหัวข้อที่ 4.2

4.2 วงจรดีมอดูเลเตอร์ (demodulator)

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) จะสามารถเขียนใหม่ (ภาคผนวก ง1) ได้เป็น

$$V_{s1} = kA_{ex} \sin(2\pi f_{ex} t) \sin(2\pi f_R t) \quad (4.7a)$$

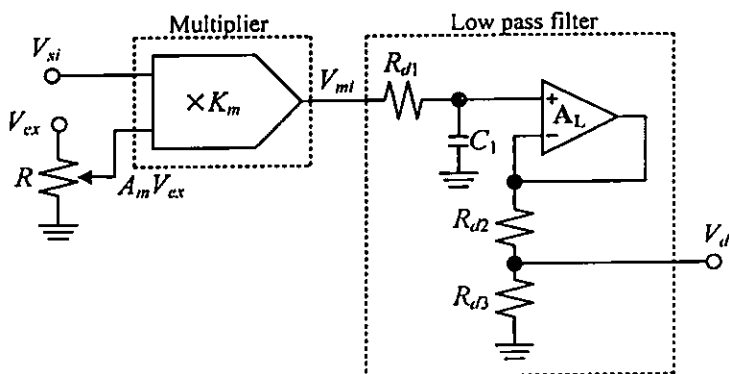
$$V_{s1} = \frac{kA_{ex}}{2} \cos 2\pi(f_{ex} - f_R)t - \frac{kA_{ex}}{2} \cos 2\pi(f_{ex} + f_R)t \quad (4.7b)$$

และ

$$V_{s2} = kA_{ex} \sin(2\pi f_{ex} t) \cos(2\pi f_R t) \quad (4.8a)$$

$$V_{s2} = \frac{kA_{ex}}{2} \sin 2\pi(f_{ex} - f_R)t + \frac{kA_{ex}}{2} \sin 2\pi(f_{ex} + f_R)t \quad (4.8b)$$

จากสมการที่ (4.7b) และสมการที่ (4.8b) จะเห็นได้ว่าสัญญาณ V_{s1} และ V_{s2} มีลักษณะเป็นสัญญาณที่เกิดจากมอดูเลตกันทางขนาด (amplitude modulator; AM) ระหว่างสัญญาณแรงดันกระตุ้นกับสัญญาณที่เกิดจากการหมุนของรีโซลเวอร์ ดังนั้นเพื่อเป็นการถอดสัญญาณที่เกิดจากการหมุนของรีโซลเวอร์ออกจากสัญญาณแรงดันกระตุ้นในที่นี้ได้ดำเนินการโดยใช้วงจรดีมอดูเลเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 วงจรดีมอดูเลเตอร์

จากวงจรในรูปที่ 4.3 เมื่อกำหนดให้ V_s คือ V_{s1} ซึ่งมีค่าดังแสดงในสมการที่ (4.7) ดังนั้นจะได้เอาต์พุตของวงจรคุณสมบัติ คือ V_{m1} ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$V_{m1} = M \sin 2\pi(2f_{ex} - f_R)t - M \sin 2\pi(2f_{ex} + f_R)t + 2M \sin 2\pi f_R t \quad (4.9a)$$

$$M = \frac{kK_m A_m A_{ex}^2}{4} \quad (4.9b)$$

เมื่อ K_m คือค่าคงที่ของตัวคุณสมบัติ ซึ่งโดยทั่วไปมักกำหนดให้ $K_m = 1/10$ จากสมการที่ (4.9) จะเห็นได้ว่า V_{m1} ประกอบไปด้วยผลรวมของสัญญาณไซน์ซอซค์ 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 เป็นการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำ (low pass filter) สำหรับกำจัดองค์ประกอบของสัญญาณ V_{m1} ที่ความถี่สูง ($2f_{ex} + f_R$ และ $2f_{ex} - f_R$) ออกไป เมื่อกำหนดให้ $V_s = V_{d1}$ คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยมี V_{m1} เป็นสัญญาณอินพุตของวงจร ซึ่งจะสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้คือ

$$V_s = L_o \frac{\omega_c}{s + \omega_c} V_{m1} \quad (4.10a)$$

$$\text{เมื่อ} \quad L_o = \frac{R_{d3}}{R_{d3} + R_{d2}} \quad (4.10b)$$

$$\text{และ} \quad \omega_c = \frac{1}{R_{d1}C_1} \quad (4.10c)$$

จากสมการที่ (4.10) กำหนดให้ f_c คือค่าความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยที่ $f_R \ll (f_c = \omega_c/2\pi = 1/(2\pi R_{d1}C_1)) \ll 2f_{ex} - f_R$ ซึ่งจะสามารถประมาณได้ว่า

$$V_s = D \sin(2\pi f_R t) = D \sin(\theta) \quad (4.11a)$$

$$\text{เมื่อ} \quad D = \frac{L_o kK_m A_m A_{ex}^2}{2} \quad (4.11b)$$

ในการทำงานเดียวกันเมื่อกำหนดให้ V_{m1} ของวงจรคิมอดูเลเตอร์คือ V_{m2} ดังแสดงในสมการที่ (4.8) จะได้เอาต์พุตของวงจรคูณสัญญาณคือ V_{m2} ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$V_{m2} = 2M \cos 2\pi f_R t - M \cos 2\pi(2f_{ex} - f_R)t - D \cos 2\pi(2f_{ex} + f_R)t \quad (4.12a)$$

$$M = \frac{kK_m A_m A_{ex}^2}{4} \quad (4.12b)$$

และเมื่อนำสัญญาณ V_{m2} ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในเงื่อนไขเดียวกันกับกรณี V_{m1} นั่นคือกำหนดให้ความถี่คัตออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน $f_R \ll f_c \ll 2f_{ex} - f_R$ และกำหนดให้ V_c คือเอาต์พุตของวงจรกรองสัญญาณในกรณีดังกล่าวนี้ ซึ่งจะสามารถประมาณได้ว่า

$$V_c = D \cos(2\pi f_R t) = D \cos(\theta) \quad (4.13a)$$

$$\text{เมื่อ} \quad D = \frac{L_o kK_m A_m A_{ex}^2}{2} \quad (4.13b)$$

จากสมการที่ (4.11) และ สมการที่ (4.13) เพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบและการคำนวณสำหรับการนำสัญญาณ V_s และ V_c ไปใช้เป็นอินพุตให้กับวงจรประมวลผลในภาคต่อไป ในที่นี้ได้กำหนดให้ค่า D ซึ่งเป็นค่าสูงสุดของสัญญาณ V_s และ V_c มีค่าเท่ากับ 1 โวลต์

4.3 วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมเป็นคลื่นรูปฟันเลื่อย

จากหลักการของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ในหัวข้อที่ 4.1 และหลักการของวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมที่ได้กล่าวในบทที่ 3 เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.16b), (3.16c) และ (3.17) เนื่องจากค่าสูงสุดของตัวแปร V_{m1}/R_{s1} ที่เป็นไปได้จะมีค่าเท่ากับ I_{B2} ในที่นี้ได้กำหนดให้สัญญาณอินพุต V_{m1} ของวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมคือสัญญาณ V_s ตามสมการที่ (4.11) โดยเมื่อกำหนดให้ตัวแปร D คือค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ V_s ดังนั้น $D/(R_{s1} I_{B2}) = 1$ และเมื่อแทนค่า $V_s = \sin(\theta)$ ลงไปในสมการที่ (3.16) และสมการที่ (3.16c) จะได้สมการแสดงความสัมพันธ์ของค่ากระแส I_o ซึ่งสามารถใหม่ได้เป็น

$$I_o = mbI_{B4}(1+K_n) \begin{cases} \theta & ; 0 < \theta \leq \pi/2 \\ \pi - \theta & ; \pi/2 < \theta \leq 3\pi/2 \\ \theta - 2\pi & ; 3\pi/2 < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.14a)$$

เมื่อ

$$K_n = \frac{I_{B2}}{bI_{B4}} \quad (4.14b)$$

จากสมการที่ (4.14) เนื่องจากเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปตามเหลี่ยมที่ได้อยู่ในรูปของสัญญาณกระแส ซึ่งเมื่อต้องการแปลงให้อยู่ในรูปของสัญญาณแรงดันดังในสมการที่ (4.6) ในที่นี้ได้ใช้อุปแอมป์ A_2 ต่อร่วมกับตัวต้านทาน R_0 และ R_1 ดังแสดงในรูปที่ 4.4 โดยจะได้สัญญาณแรงดัน V_0 มีค่าเท่ากับ

$$V_0 = R_0 I_o = R_0 mbI_{B4}(1+K_n) \begin{cases} \theta & ; 0 < \theta \leq \pi/2 \\ \pi - \theta & ; \pi/2 < \theta \leq 3\pi/2 \\ \theta - 2\pi & ; 3\pi/2 < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.15a)$$

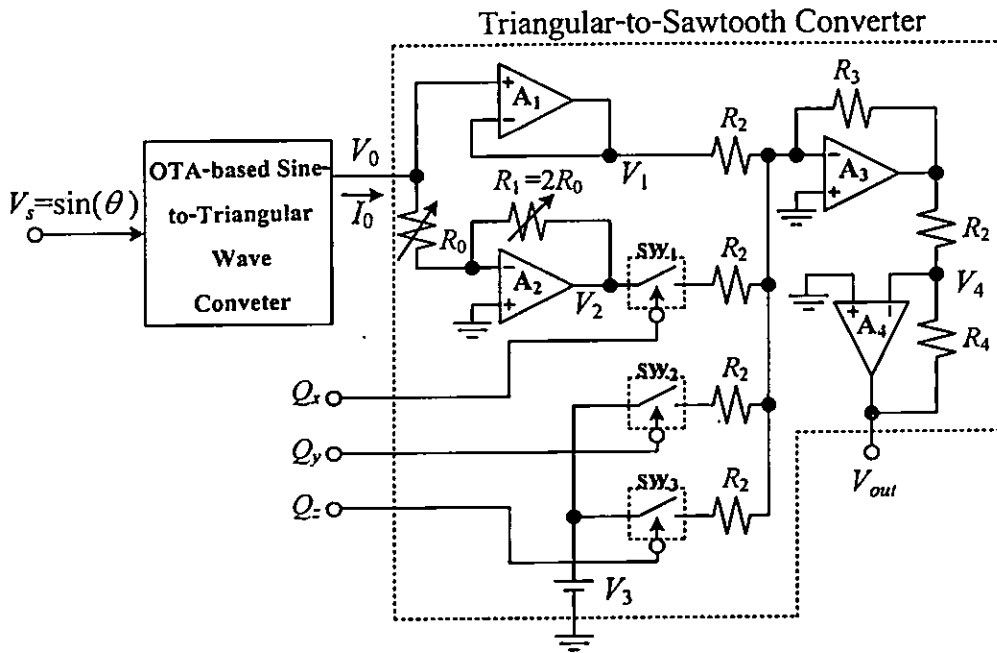
$$V_0 = R_0 I_o = R_0 G_0 \begin{cases} \theta & ; 0 < \theta \leq \pi/2 \\ \pi - \theta & ; \pi/2 < \theta \leq 3\pi/2 \\ \theta - 2\pi & ; 3\pi/2 < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.15b)$$

เมื่อ

$$G_0 = mbI_{B4}(1+K_n) \quad (4.15c)$$

จากสมการที่ (4.15) เมื่อกำหนดให้ $R_0 G_0 = 2/\pi$ ดังนั้นค่าสูงสุดของสัญญาณ V_0 จะมีค่าเท่ากับ 1 โวลต์ โดยสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ใหม่ได้เป็น

$$V_0 = \frac{2}{\pi} \begin{cases} \theta & ; 0 < \theta \leq \pi/2 \\ \pi - \theta & ; \pi/2 < \theta \leq 3\pi/2 \\ \theta - 2\pi & ; 3\pi/2 < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.16)$$



รูปที่ 4.4 วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมเป็นคลื่นรูปฟันเลื่อย

พิจารณารูปที่ 4.4 ซึ่งเป็นวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมเป็นคลื่นรูปฟันเลื่อยที่ได้พัฒนาออกแบบขึ้น เมื่ออาศัยหลักการวิเคราะห์วงจรจะสามารถแสดงความสัมพันธ์ของค่าแรงดันที่จุดต่าง ๆ ของวงจรได้ดังนี้คือ

$$V_1 = V_0 \quad (4.17)$$

$$V_2 = -\frac{R_1}{R_0} V_0 = -2V_0 \quad (4.18)$$

$$V_4 = -\frac{R_3}{R_2} [V_1 + V_2 Q_x + V_3 Q_y + V_3 Q_z] \quad (4.19)$$

$$V_{out} = \frac{R_4}{R_2} \frac{R_3}{R_2} [V_1 + V_2 Q_x + V_3 Q_y + V_3 Q_z] \quad (4.20)$$

โดยที่ Q_x , Q_y และ Q_z คือสัญญาณลอจิกควบคุมซึ่งมีโอกาสเป็นไปได้อสองค่าคือ “0” หรือ “1” และเมื่อแทนค่าสมการที่ (4.17), (4.18) และ (4.19) ลงในสมการที่ (4.20) โดยกำหนดให้ $R_3 R_4 / R_2^2 = 1$ และ $V_3 = 2$ โวลต์ จะได้

$$V_{out} = V_0 - 2V_0Q_x + 2Q_y + 2Q_z \quad (4.21)$$

จากสมการที่ (4.10) และ (4.15) กำหนดให้ตลอดช่วงมุมของ θ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0 ถึง 2π เรเดียน แบ่งออกเป็นสามช่วง โดยแต่ละช่วงมีการทำงานที่สามารถอธิบายได้ดังนี้คือ

ช่วงมุม $0 < \theta \leq \pi/2$:

กำหนดให้ Q_x , Q_y และ Q_z มีค่าเท่ากับ 0 ซึ่งจะได้ค่าสัญญาณ V_{out} มีค่าเท่ากับ

$$V_{out} = V_0 = \frac{2}{\pi}\theta \quad (4.22a)$$

ช่วงมุม $\pi/2 < \theta \leq 3\pi/2$:

กำหนดให้ $Q_x=1$, $Q_y=1$ และ $Q_z=0$ ซึ่งจะได้ค่าสัญญาณ V_{out} มีค่าเท่ากับ

$$V_{out} = V_0 - 2V_0 + 2 = \frac{2}{\pi}\theta \quad (4.22b)$$

ช่วงมุม $3\pi/2 < \theta \leq 2\pi$:

กำหนดให้ $Q_x=0$, $Q_y=1$ และ $Q_z=1$ ซึ่งจะได้ค่าสัญญาณ V_{out} มีค่าเท่ากับ

$$V_{out} = V_0 + 2 + 2 = \frac{2}{\pi}\theta \quad (4.22c)$$

จากสมการที่ (4.22a) ถึง (4.22c) จะเห็นได้ว่าทุกช่วงมุม θ ตั้งแต่ 0 จนถึง 2π เรเดียน สัญญาณแรงดันเอาต์พุต V_{out} ที่ได้จะอยู่ในรูปของสมการเส้นตรงโดยมีความชันคงที่เท่ากับ $2/\pi$ ซึ่งในที่นี้สัญญาณ V_{out} จะมีค่าต่ำสุดเท่ากับ 0 โวลต์ เมื่อ θ มีค่าเท่ากับ 0 เรเดียน และ V_{out} จะมีค่าสูงสุดเท่ากับ 4 โวลต์ เมื่อ θ มีค่าเท่ากับ 2π เรเดียน อย่างไรก็ตามวงจรนี้เปิดโอกาสให้สามารถปรับค่าความชันของสัญญาณ V_{out} ได้โดยวิธีการปรับขนาดของตัวต้านทาน R_3 และ R_4 สำหรับในส่วนของการสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม Q_x , Q_y และ Q_z เพื่อให้สอดคล้องกับเงื่อนไขการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมเป็นคลื่นรูปฟันเลื่อยจะได้อธิบายในหัวข้อต่อไป

4.4 วงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม

เมื่อพิจารณาเงื่อนไขการทำงานของสัญญาณลอจิกควบคุมทั้งสามช่วงที่ได้กล่าวในหัวข้อที่ 4.3 ประกอบกับแผนภาพของสัญญาณในรูปที่ 4.2 ซึ่งในที่นี้จะใช้สัญญาณ Q_r และ Q_c เป็นอินพุตของกระบวนการสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม โดยสามารถร่างแผนภาพของสัญญาณ Q_r , Q_c และ Q_z ได้ดังรูปที่ 4.5 และสามารถที่จะดำเนินการสังเคราะห์สัญญาณลอจิกควบคุมดังกล่าวได้โดยพิจารณาจากเงื่อนไขต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

สัญญาณ Q_r :

สัญญาณ Q_r จะมีค่าเท่ากับ 1 เมื่อ $\pi/2 < \theta \leq 3\pi/2$ นอกเหนือจากนี้จะมีค่าเท่ากับ 0 เมื่อพิจารณาเฉพาะช่วงมุม 0 ถึง 2π เรเดียน ซึ่งตรงกับจังหวะการทำงานของ Q_c ดังนั้นจะได้

$$Q_r = Q_c \quad (4.23)$$

สัญญาณ Q_y :

สัญญาณ Q_y จะมีค่าเท่ากับ 1 เมื่อ $\pi/2 < \theta$ นอกเหนือจากนี้จะมีค่าเท่ากับ 0 เมื่อพิจารณาเฉพาะช่วงมุม 0 ถึง 2π เรเดียน ซึ่งตรงกับการนำสัญญาณ Q_c และ Q_r มาดำเนินการแบบ OR กัน (OR operation) ดังนั้นจะได้

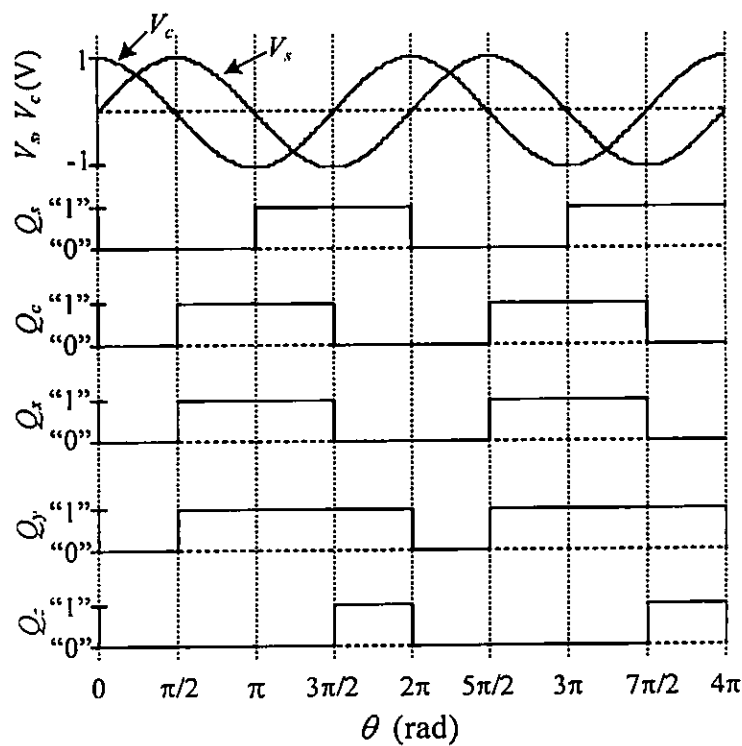
$$Q_y = Q_c \text{ OR } Q_r \quad (4.24)$$

สัญญาณ Q_z :

สัญญาณ Q_z จะมีค่าเท่ากับ 1 เมื่อ $3\pi/2 < \theta$ นอกเหนือจากนี้จะมีค่าเท่ากับ 0 เมื่อพิจารณาเฉพาะช่วงมุม 0 ถึง 2π เรเดียน ซึ่งตรงกับจังหวะที่สัญญาณ Q_c มีค่าเท่ากับ 0 และ Q_r มีค่าเท่ากับ 1 ดังนั้นจะสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้เป็น

$$Q_z = \overline{Q_c} \text{ AND } Q_r \quad (4.25)$$

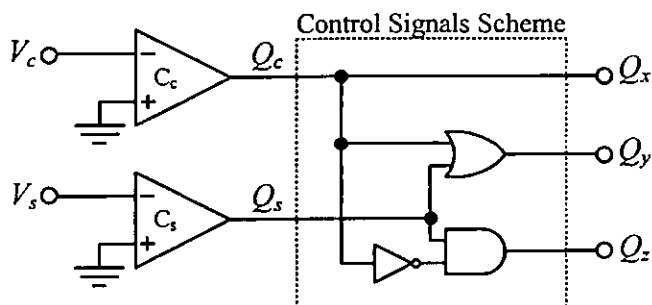
จากสมการที่ (4.17) ถึง (4.19) สามารถสังเคราะห์เป็นวงจรเพื่อสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม Q_r , Q_y และ Q_z ได้ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณลอจิกควบคุมต่าง ๆ กับสัญญาณ V_s และ V_c

ตารางที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณลอจิกควบคุม Q_s , Q_r และ Q_z กับสัญญาณ θ

θ	Q_s	Q_r	Q_z
$0< \theta \leq\pi/2$	0	0	0
$\pi/2< \theta \leq3\pi/2$	1	1	0
$3\pi/2< \theta \leq2\pi$	0	1	1



รูปที่ 4.6 วงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม

4.5 วงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลและการทดสอบการทำงานของวงจร

จากหลักการเบื้องต้นของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลในรูปแบบของบล็อกไดอะแกรมที่ได้ออกแบบขึ้นในหัวข้อที่ 4.1 และอาศัยหลักการของวงจรกลุ่มย่อยในแต่ละส่วน ซึ่งได้แก่ วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม วงจรคิมอดูเลเตอร์ วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมเป็นคลื่นรูปฟันเลื่อย และวงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม สามารถสังเคราะห์เป็นวงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ได้ดังในรูปที่ 4.7 โดยในส่วนของการจ่ายสัญญาณกระตุ้น V_{in} ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ (function generators หรือ sinusoidal generators) ในห้องปฏิบัติการเป็นตัวกำเนิดสัญญาณรีโซลเวอร์ที่ใช้ทดสอบคือรุ่น Sanyo Denki, 101-4100 ซึ่งใช้สัญญาณไซน์ชอยด์ความถี่ 3 kHz เป็นตัวกระตุ้น และใช้มอดูเลเตอร์เป็นตัวขับเคลื่อนแกนหมุนของรีโซลเวอร์ สำหรับวงจรย่อยในแต่ละส่วนสามารถแยกอธิบายรายละเอียดหลักการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้ดังนี้

ส่วนของวงจรคิมอดูเลเตอร์ ออกแบบโดยใช้ไอซีวงจรคูณสัญญาณเบอร์ AD644 ร่วมกับวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านซึ่งใช้ออปแอมป์เบอร์ LM358 เป็นพื้นฐานในการออกแบบ โดยได้กำหนดค่าความถี่คutoff ไว้ที่ประมาณ 300Hz นั่นคือการกำหนดให้ค่า $\omega_c = 1/R_d C_f$ ในสมการที่ (4.10c) มีค่าประมาณ $600\pi \text{ rad/s}$ และทำการเลือกปรับค่า R_d และ R_d จนกระทั่งแอมพลิจูดของสัญญาณ V_x และ V_c มีค่าเท่ากับ 1 โวลต์

วงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม ออกแบบโดยใช้ออปแอมป์เบอร์ LM311 ต่อร่วมกับตัวต้านทาน R_{c1} ถึง R_{c3} เพื่อออกแบบเป็นวงจรตรวจจับผ่านศูนย์ (zero-crossing detector) แบบมีฮิสเทรีซิส (hysteresis) ดังแสดงในรูป ตัวต้านทาน R_{c1} , R_{c2} และ R_{c3} ที่ใช้มีค่าเท่ากับ $1k\Omega$ $100k\Omega$

และ $1k\Omega$ ตามลำดับ ในส่วนของลอจิกเกต U_1 , U_2 และ U_3 ที่ใช้เป็นแบบซิมอสเบอร์ MC14071BP, MC14069UBCP และ MC14081BCP ตามลำดับ

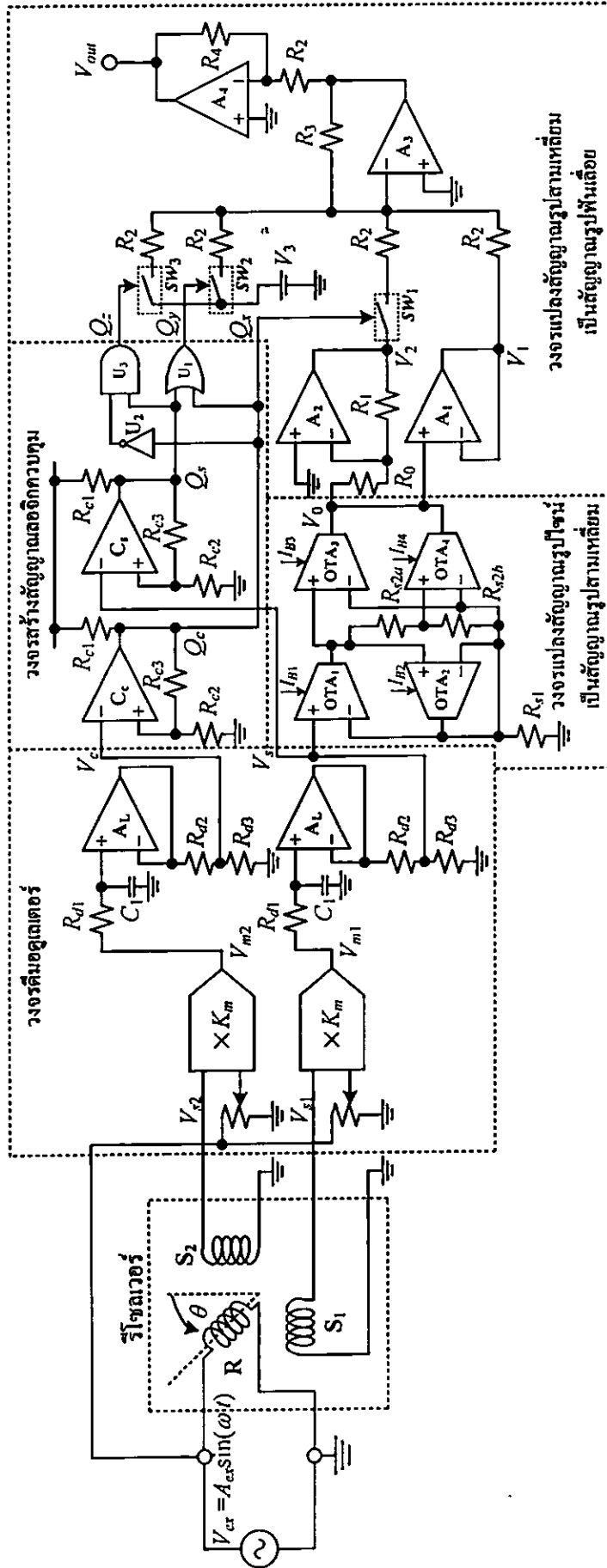
ส่วนของวงจรแปลงแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมเป็นคลื่นรูปฟันเลื่อยเลือกใช้ออป-แอมป์ทุกตัวคือเบอร์ LM358 ตัวต้านทาน R_0 และ R_1 ที่ใช้เป็นแบบปรับค่าได้ โดยทำการปรับค่า R_0 จนกระทั่งได้ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ V_0 เท่ากับ 1 โวลต์ ต่อจากนั้นปรับค่า R_1 จนกระทั่งได้ค่าขนาดของสัญญาณ V_2 เท่ากับ 2 เท่าของสัญญาณ V_0 แหล่งจ่ายสัญญาณแรงดันคงที่ V_3 เท่ากับ 2 โวลต์ ค่าความต้านทาน R_3 และ R_4 ทุกตัวที่ใช้มีค่าเท่ากับ $10k\Omega$ และสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ sw_1 - sw_3 ทุกตัวที่ใช้คือ MC14066BCP

ในส่วนของวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมเพื่อความสะดวกสำหรับการออกแบบในที่นี้ได้เลือกกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ตามการทดลองในบทที่ 3

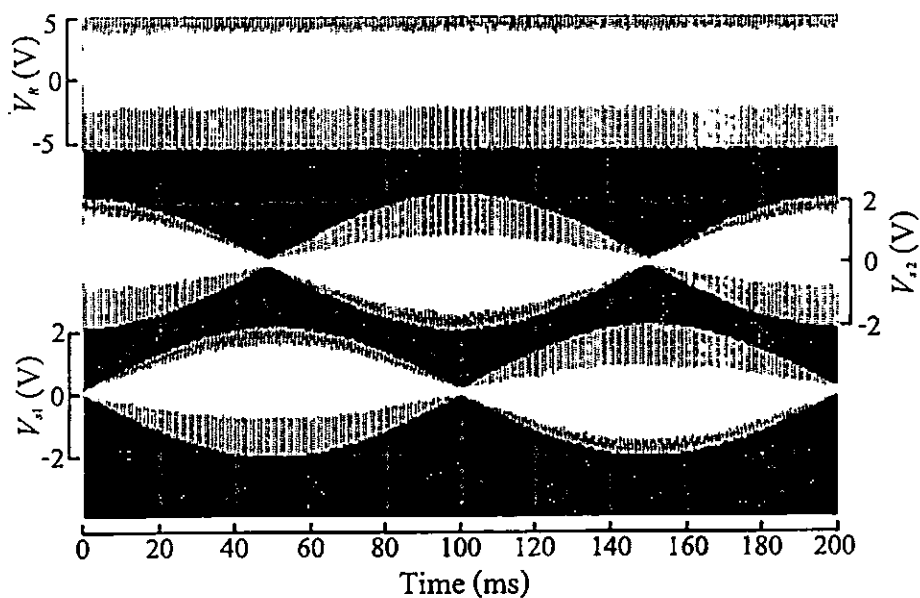
4.6 ผลการทดสอบการทำงานและการวิจารณ์

ในรูปที่ 4.8 แสดงผลการวัดสัญญาณที่ขดลวดทั้งสามของรีโซลเวอร์และสัญญาณที่ได้จากวงจรคิมอดูเลเตอร์ โดยแกนหมุนของรีโซลเวอร์หมุนด้วยความเร็วประมาณ 300 RPM รูปที่ 4.9 แสดงผลการวัดสัญญาณ Q_r และ Q_c เปรียบเทียบกับเฟสของสัญญาณ V_r และ V_c โดยจะเห็นได้ว่าเฟสของสัญญาณ Q_r และ Q_c จะตรงข้ามกับเฟสของสัญญาณ V_r และ V_c ตามลำดับ ในรูปที่ 4.10 แสดงผลการวัดสัญญาณ Q_r , Q_c และ Q_s เปรียบเทียบกับสัญญาณ V_r โดยเมื่อพิจารณารูปที่ 4.9 และรูปที่ 4.10 จะเห็นได้ว่าตรงกับแผนภาพที่ได้ออกแบบไว้ตามรูปที่ 4.5

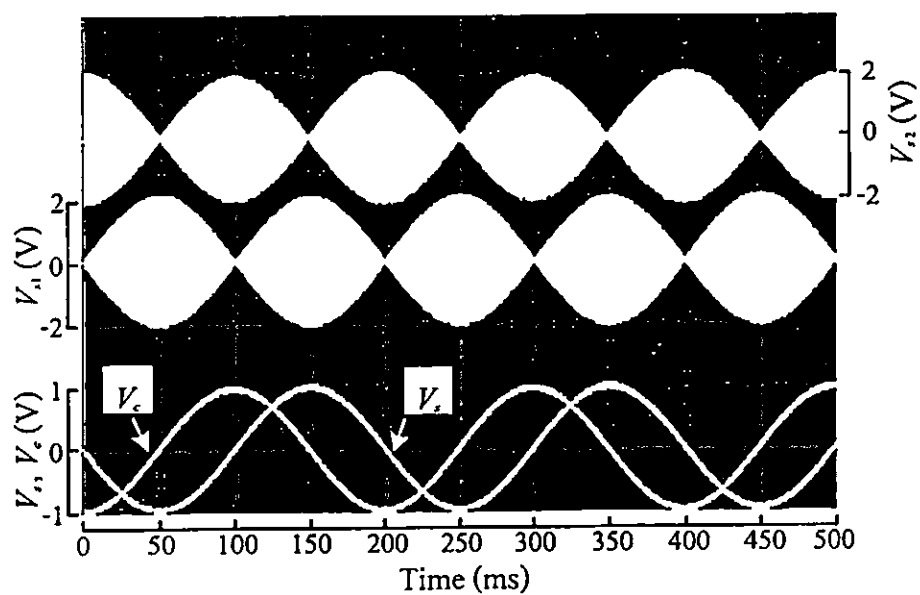
ในรูปที่ 4.11, 4.12 และ 4.13 แสดงผลการวัดสัญญาณ V_0 และ V_{max} เปรียบเทียบกับสัญญาณ V_r และ V_c ที่ความเร็วแกนหมุนของรีโซลเวอร์แตกต่างกัน 3 ค่า ได้แก่ ความเร็ว 180 RPM, 300 RPM และ 600 RPM ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อแกนหมุนของรีโซลเวอร์หมุนด้วยอัตราเร็ววงที่จะได้สัญญาณ V_r และ V_c เป็นสัญญาณไซน์ซอซด์ที่มีเฟสแตกต่างกัน 90 องศา โดยการทำงานของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์จะให้สัญญาณ V_0 และ V_{max} เป็นสัญญาณที่มีความถี่เดียวกันเป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมและคลื่นรูปฟันเลื่อยตามลำดับ นั่นคือตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้สามารถให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงการหมุนของรีโซลเวอร์ 1 รอบได้จริง



รูปที่ 4.7 ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ที่ใช้ทดสอบการทำงาน

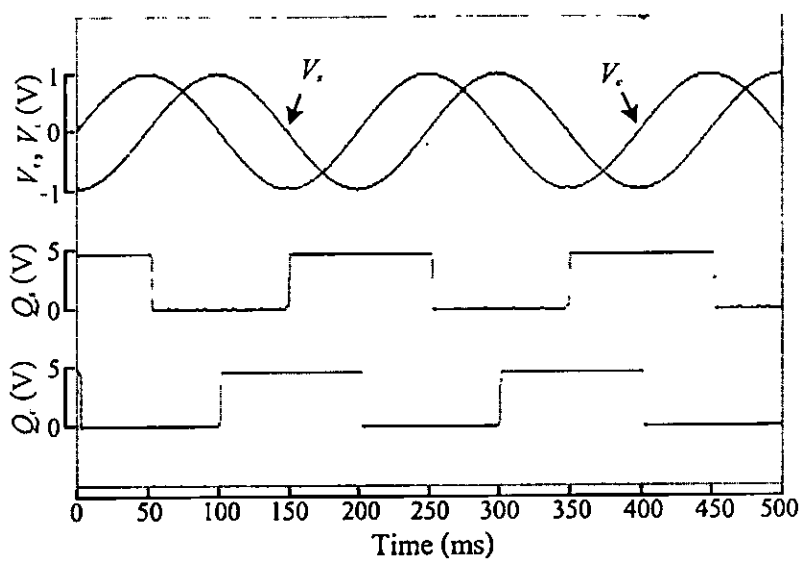


(ก) สัญญาณที่ขดลวดโรเตอร์และขดลวดสเตเตอร์ของรีโซลเวอร์

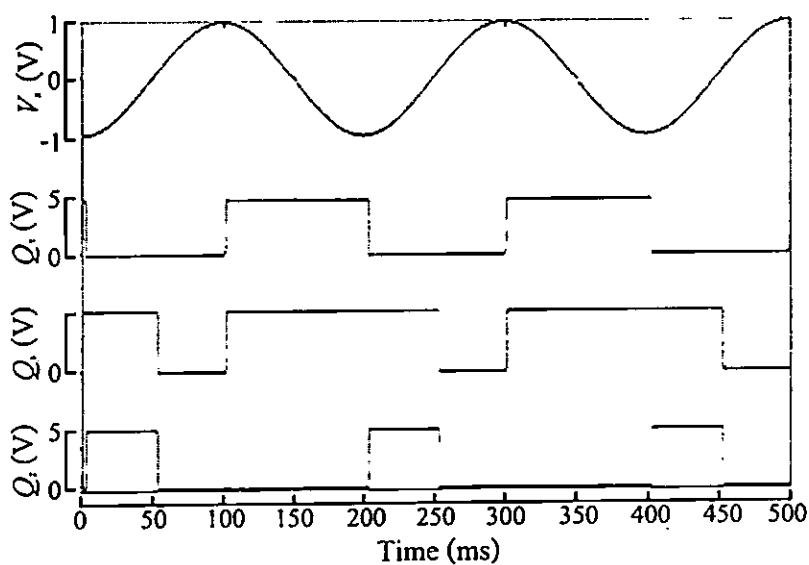


(ข) สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรคีมอคูเลเตอร์

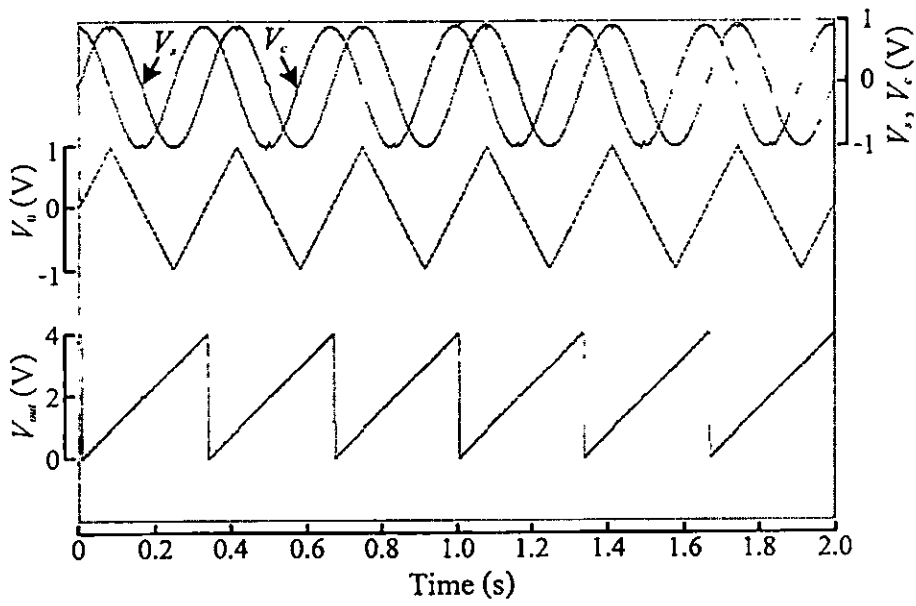
รูปที่ 4.8 ผลการวัดสัญญาณที่ขดลวดของรีโซลเวอร์และสัญญาณที่ได้จากวงจรคีมอคูเลเตอร์



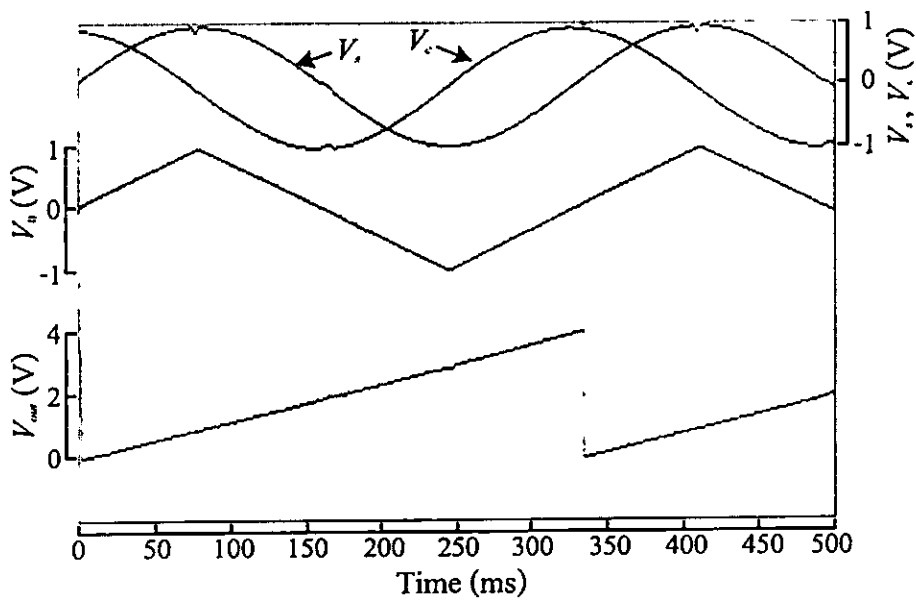
รูปที่ 4.9 ผลการวัดสัญญาณ Q_s และ Q_c เปรียบเทียบกับเฟสของสัญญาณ V_s และ V_c



รูปที่ 4.10 ผลการวัดสัญญาณ Q_s , Q_c และ Q_d เปรียบเทียบกับสัญญาณ V_s

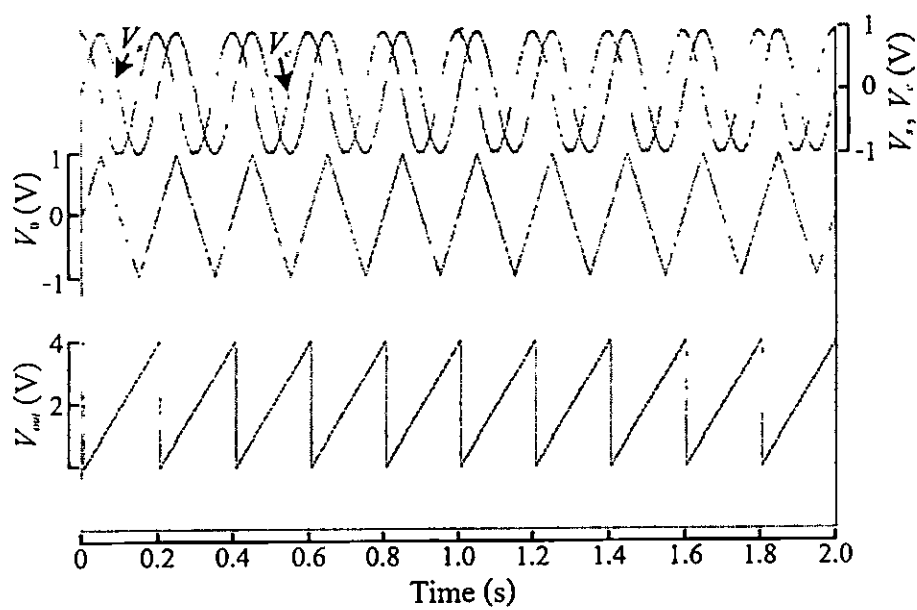


(ก)

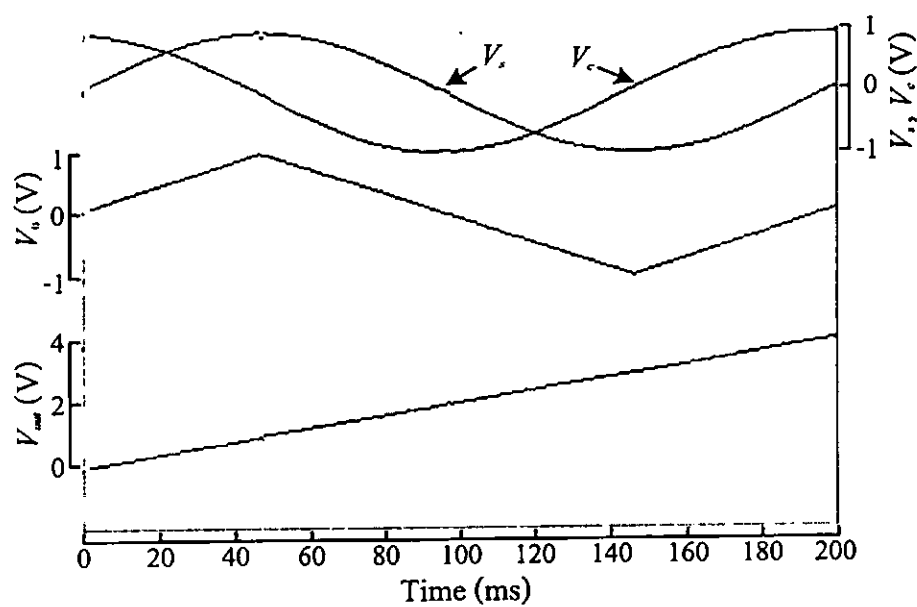


(ข)

รูปที่ 4.11 ผลการวัดสัญญาณ V_u และ V_{out} ที่ความเร็วแกนหมุนของรีโซลเวอร์ 180 RPM

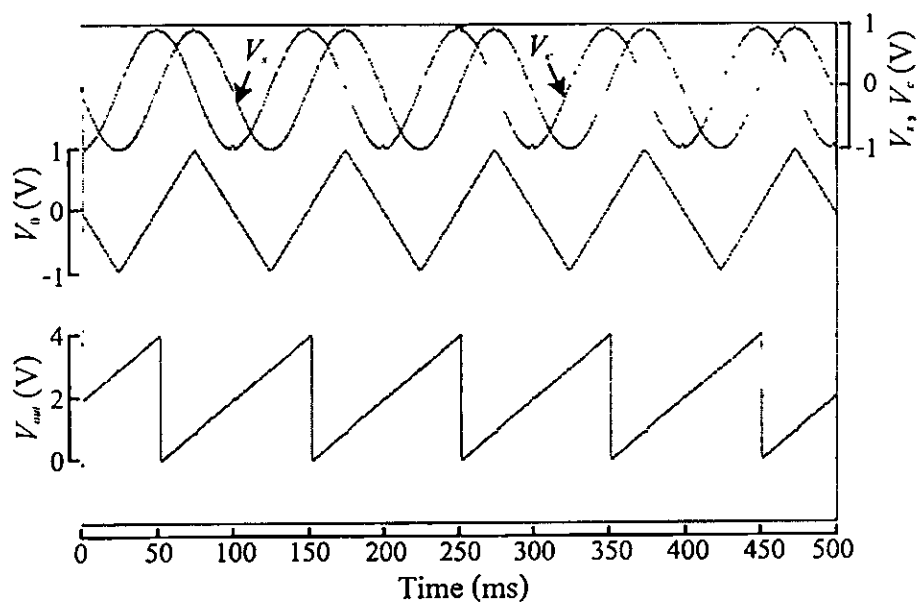


(ก)

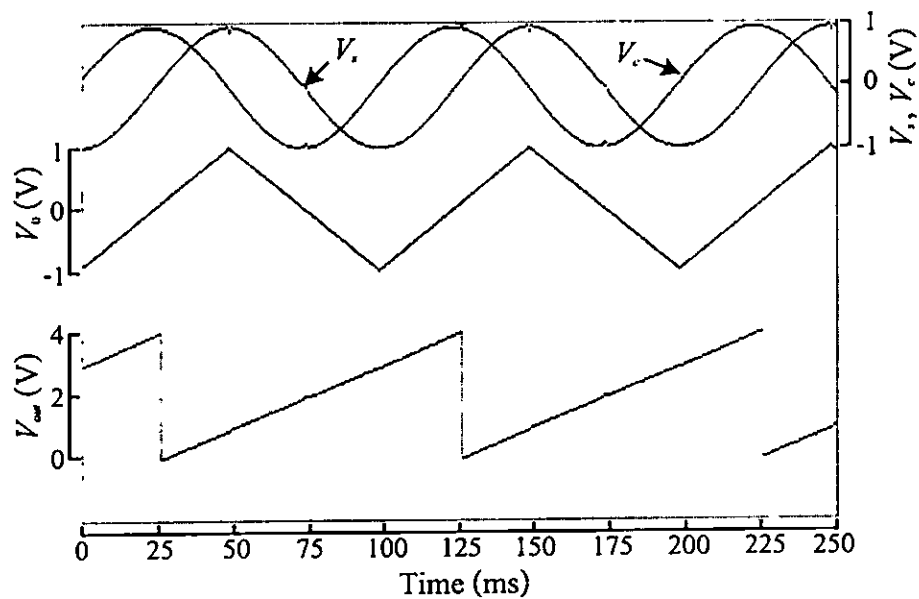


(ข)

รูปที่ 4.12 ผลการวัดสัญญาณ V_o และ V_{in} ที่ความเร็วแกนหมุนของรีโซลเวอร์ 300 RPM



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.13 ผลการวัดสัญญาณ V_o และ V_m ที่ความเร็วแกนหมุนของรีโซลเวอร์ 600 RPM

4.7 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิตอล โดยโครงสร้างของตัวแปลงสัญญาณประกอบด้วยวงจรกลุ่มย่อย 4 ส่วน ซึ่งได้แก่วงจรดีมอดูเลเตอร์ วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมเป็นคลื่นรูปฟันเลื่อย และวงจรสร้างสัญญาณลอจิกสำหรับควบคุมการทำงานของวงจรในส่วนอื่น ๆ ในส่วนของวิธีการจ่ายสัญญาณกระตุ้นให้กับรีโซลเวอร์ ได้ใช้วิธีการทั่วไปนั่นคือการจ่ายสัญญาณไซน์ซอซด์ให้กับขดลวดโรเตอร์ และนำสัญญาณที่ได้จากขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองไปประมวลผล ในส่วนของวงจรกลุ่มย่อย 3 ส่วนหลังได้พัฒนาออกแบบขึ้นในวิทยานิพนธ์ ยกเว้นวงจรย่อยส่วนแรกนั่นคือ วงจรดีมอดูเลเตอร์ซึ่งได้อาศัยหลักการที่มีการใช้งานกันทั่วไป จากผลการทดสอบการทำงานของตัวแปลงสัญญาณด้วยวิธีการต่อวงจรลงบนบอร์ดทดลองเป็นการยืนยันว่าหลักการออกแบบตัวแปลงสัญญาณที่ได้พัฒนาขึ้นสามารถทำงานได้จริงเป็นไปตามวัตถุประสงค์นั่นคือการให้สัญญาณเอาต์พุตที่เป็นเชิงเส้นตลอดช่วงการหมุนของแกนหมุนของรีโซลเวอร์ 360 องศา หรือ 2π เรเดียน

บทที่ 5

บทสรุปและวิจารณ์

5.1 บทสรุปและวิจารณ์

วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมที่ได้นำเสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นการออกแบบ โดยใช้โอทีเอหรือวงจรรขยายความนำ (operational transconductance amplifier; OTA) 4 ตัว ค่อยร่วมกับตัวต้านทานภายนอก ซึ่งเป็นหลักการใหม่ที่ย่าง สามารถพัฒนาให้อยู่ในรูปแบบของวงจรรวมได้โดยง่าย เนื่องจากวงจรมีขนาดเล็ก นอกจากนี้ยังสามารถพัฒนาให้อยู่ในรูปแบบของวงจรแบบดิสครีต (discrete) ได้อย่างสะดวกเช่นกันเนื่องจากโอทีเอที่มีโครงสร้างภายในเป็นแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นวงจรสำเร็จรูปที่มีการผลิตออกมาจำหน่ายในท้องตลาดหลายรุ่นด้วยกัน เช่น CA3080, CA3280 และ LM13600 เป็นต้น หลักการของการออกแบบเป็นการอาศัยคุณสมบัติที่เป็นฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิคแทนเจนต์ (hyperbolic tangent function) ของวงจรคู่ผลต่าง (differential) แบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งประกอบอยู่ภายในโอทีเอ และใช้หลักการกระจายอนุกรมของเทย์เลอร์เปรียบเทียบกับสมการที่ได้ทำการสังเคราะห์นั้นกับสมการของฟังก์ชันอินเวอร์ส-ไซน์โดยทำการเลือกค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อให้ทั้งสองสมการมีค่าใกล้เคียงกันมากที่สุด ซึ่งจากผลการทดลองพบว่า มีค่าผิดพลาดสูงสุดประมาณ 0.92% ตลอดช่วงการทำงาน $\pm \pi/2$ เรเดียน

จุดเด่นของหลักการที่นำเสนอมี 2 ประการ ได้แก่ การลดผลของอุณหภูมิและการเพิ่มช่วงปฏิบัติการทางขนาดของวงจร ซึ่งพารามิเตอร์ทั้งสองตัวดังกล่าวนี้มักจะเป็นประเด็นปัญหาและข้อควรพิจารณาถึง สำหรับการประยุกต์ใช้วงจรโอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณในระบบอิเล็กทรอนิกส์โดยทั่วไป จากเทคนิคการออกแบบวงจรที่ใช้ทำให้สามารถเพิ่มและสามารถปรับเปลี่ยนช่วงปฏิบัติการทางขนาดด้านอินพุตของวงจรได้โดยง่าย และสามารถลดผลของอุณหภูมิที่แผ่มากับพารามิเตอร์ V_T เป็นคุณสมบัติที่จะนำมาซึ่งความผิดพลาดในการทำงานของวงจรได้

ในลำดับต่อมาภายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอแนวทางประยุกต์ใช้วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม สำหรับการพัฒนาออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิ โดยการนำมาต่อร่วมกับวงจรคิมอดูเลเตอร์ วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมเป็นคลื่นรูปฟันเลื่อย และวงจรสร้างสัญญาณลอจิกควบคุม จากผลการทดลองเป็นการยืนยันว่าตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ที่ได้ทำการสังเคราะห์ขึ้นสามารถทำงานได้จริง เป็นไปตามหลักการที่นำเสนอ นั่นคือ จะให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณอนาลอกที่มีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงการหมุนของแกนหมุนของรีโซลเวอร์ 1 รอบ ซึ่งเท่ากับมุม 360° หรือ 2π เรเดียน

การพิจารณาข้อจำกัดของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลที่นำเสนอภายในวิทยานิพนธ์ประการแรกคือค่าความผิดพลาดของวงจรโดยเมื่อพิจารณาเปรียบเทียบกับหลักการออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์แบบเดิมที่ได้เคยมีการนำเสนอไว้ในบทที่ 2 สำหรับสองเทคนิคแรกซึ่งได้แก่ การอาศัยเทคนิคแบบเฟดล็กอกลูป [5-9] และเทคนิคการเปิดแบบตาราง [10-15] โดยสมมติให้วงจรในส่วนต่าง ๆ ทำงานได้อย่างเป็นอุดมคติ ค่าความผิดพลาดของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ทั้งสองจะขึ้นอยู่กับจำนวนบิตของสัญญาณดิจิทัลที่ใช้ประมวลผล ตัวอย่างเช่น ในกรณีที่ดำเนินการประมวลผลแบบ 8 บิต ซึ่งจะแบ่งระดับของมุมแกนหมุนของรีโซลเวอร์ออกเป็น 256 ระดับ โดยพิจารณาในช่วงปฏิบัติการ 0-90 องศา จะได้ค่าผิดพลาดสูงสุดของหลักการทั้งสองเท่ากับ 0.35 องศา ซึ่งค่าดังกล่าวนี้ยังไม่ได้รวมผลของค่าผิดพลาดอันเนื่องมาจากวงจรในส่วนอื่น ๆ เช่น วงจรคูณสัญญาณ หรือวงจรหารสัญญาณที่ทั้งสองเทคนิคดังกล่าวใช้ อย่างไรก็ตาม ทั้งสองหลักการมุ่งเน้นให้เอาต์พุตของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์อยู่ในรูปแบบของสัญญาณดิจิทัล เมื่อพิจารณาหลักการออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลทั้งสองหลักการในบทที่ 2 หลักการแรก การกลับสถานะการทำงานของขดลวดโรเตอร์และขดลวดสเตเตอร์ [16-18] ไม่เป็นที่นิยมเนื่องจากจำเป็นต้องสร้างสัญญาณกระตุ้นที่มีเฟสแตกต่างกันคงที่เท่ากับ 90 องศา เพื่อป้อนให้กับขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองของรีโซลเวอร์ ในขณะที่หลักการอื่น ๆ ใช้สัญญาณกระตุ้นเพียงสัญญาณเดียวป้อนให้กับขดลวดโรเตอร์ หลักการออกแบบตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลแบบที่สอง [19] เบื้องต้นอาศัยแนวคิดเช่นเดียวกับหลักการของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลทั้งสอง นั่นคือสมมติให้วงจรในส่วนต่าง ๆ ทำงานได้อย่างเป็นอุดมคติ โดยจะมีค่าความผิดพลาดสูงสุดตลอดช่วงการทำงานเท่ากับ 0.12 องศา ทั้งนี้ยังไม่ได้รวมผลความผิดพลาดของวงจรหาค่าสัมบูรณ์ วงจรคูณสัญญาณ วงจรยกกำลังสอง และวงจรบวกสัญญาณ ที่ใช้สำหรับการประมวลผลสัญญาณตามหลักการดังกล่าวที่นำเสนอ สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้ใช้วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์ที่มีค่าความผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 0.92% หรือเท่ากับมุม 0.83 องศา อย่างไรก็ตาม จุดเด่นของหลักการที่นำเสนอคือ การนำสัญญาณที่ได้จากวงจรดีมอดูเลเตอร์ไปผ่านวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอินเวอร์สไซน์หรือวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมโดยตรง ทำให้หลักการใหม่ที่นำเสนอภายในวิทยานิพนธ์นี้มีความซับซ้อนน้อยกว่าหลักการเดิมที่ได้กล่าวในบทที่ 2 ข้อจำกัดประการที่สองของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์ที่นำเสนอคือช่วงปฏิบัติงานทางอุณหภูมิ แม้ว่าการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมโดยใช้โอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบจะสามารถลดผลของอุณหภูมิที่มีผลต่อการทำงานของวงจรลงได้แต่เนื่องจากวงจรโอทีเอที่ใช้ภายในวิทยานิพนธ์คือรุ่น CA3080 ซึ่งกำหนดช่วงอุณหภูมิใช้งานไว้ที่ 0-70 องศาเซลเซียส ดังนั้นจึงถือว่าค่าดังกล่าวนี้เป็นช่วงปฏิบัติงานทางอุณหภูมิของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลที่นำเสนอภายในวิทยานิพนธ์

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ

เมื่อพิจารณาการทำงานของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ จะเห็นได้ว่าอัลกอริทึมที่ใช้สำหรับควบคุมจังหวะการทำงานของสวิทช์อิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ ทำให้ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์สามารถทำงานได้เป็นไปตามวัตถุประสงค์และเมื่อถือว่าวงจรย่อยในส่วนของวงจรคิมูเลเตอร์และวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมเป็นคลื่นรูปฟันเลื่อยสามารถทำงานได้อย่างเป็นอุดมคติ ดังนั้นค่าความถูกต้องในการทำงานของตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถูกต้องของวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม ซึ่งจากผลการทดลองในบทที่ 3 จะเห็นได้ว่าวงจรดังกล่าวมีค่าผิดพลาดสูงสุดประมาณ 0.92% ดังนั้นหากต้องการปรับปรุงให้ตัวแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์มีค่าผิดพลาดต่ำกว่าค่าดังกล่าวนี้จะสามารถทำได้โดยเปลี่ยนวงจรย่อยในส่วนของวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม หรือการเปลี่ยนอัลกอริทึมสำหรับควบคุมการทำงานของสวิทช์อิเล็กทรอนิกส์เพื่อเลือกใช้งานวงจรแปลงสัญญาณดังกล่าวในย่านที่มีค่าผิดพลาดสูงสุดต่ำกว่าค่าดังกล่าวนี้ ยกตัวอย่างเช่น การกำหนดให้อินพุตของตัวแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมมีค่าสูงสุดเมื่อคิดเป็นมุมไม่เกิน 45° เป็นต้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] Michalski, A., Sienkiewicz, J. and Watral, Z. "Universal Magnetic Circuit for Resolver with Different Speed Ratios". **IEEE Instrumentation & Measurement Magazine**. Oct. 2007. pp.58-68.
- [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] Attaianese, 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] Chiu, Y., Jalali, B., Garner, S. and Steier, W. "Broad-Band Electronic Linearizer for Externally Modulated Analog Fiber-Optic Links". **IEEE Photonics Technology Letters**, vol.11, no.1, Jan 1999. pp. 48-50.
- [23] Karray, M., Sean, J. K., Charlot, J. J. and Masmoudin, N. "VHDL-AMS Modeling of a New PLL with an Inverse Sine Phase Detector (ISPD PLL)". **Behavioral Modeling and Simulation 2002, Proceeding of the 2002 IEEE International Workshop**, 6-8 Oct. 2002. pp. 80-83.
- [24] Narasimha, M. J., Shenoi, K. and Peterson, A. M. "The Arcsine Transform and It's Application in Signal Processing". **ICASSP'77**, May 1977. pp. 502-505.
- [25] Gilbert, B. "A Monolithic Microsystem for Analog Synthesis of Trigonometric Functions and Their Inverses". **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, vol. sc-17, No.6, Dec. 1982. pp.1179-1191.

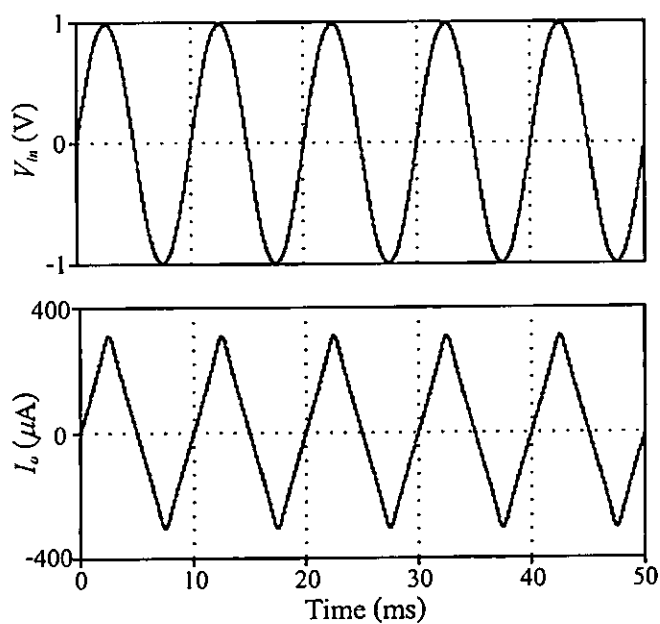
- [26] Sean, J. K. and Charlot, J. J. "A CMOS Inverse Trigonometric Function Circuit". **Proc. 43rd IEEE Midwest Symp. on Circuit and Systems, Lansing MI, Aug. 8-11, 2000.** pp. 474-477.
- [27] Seevinck, E. "Simple, Wide-Range Approximations to Trigonometric and Inverse Trigonometric Function Useful in Real-Time Signal Processing". **IEE Proc.**, vol. 128, Pt. G, no.1, Feb. 1981, pp. 41-45.
- [28] 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.
- [29] Abuelma'atti, M. T. and Bentrchia, A. "A novel Mixed-Mode OTA-C Universal Filter". **International Journal of Electronics.**, vol.92, no.7 July 2005, pp. 375-383.
- [30] 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.
- [31] 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.
- [32] Greeneich, E. W. **Analog Integrated Circuits.** New York : Chapman & Hall. 1997.
- [33] Riewruja, V. and Kaewpoonsuk, A. "OTA-based Sine-to-triangular Wave". **Circuits Systems Signal Processing.**, vol.25, no.6, 2006, pp. 753-765.

ภาคผนวก

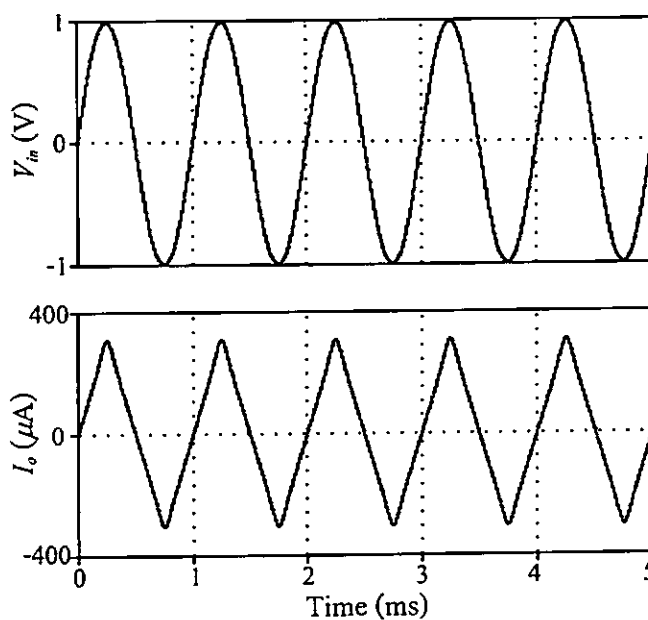
ภาคผนวก ก.

**ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นคลื่นรูปตามเหลี่ยม
โดยใช้โปรแกรม PSPICE**

ก1. วงจรแปลงสัญญาณแรงดันไซน์เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

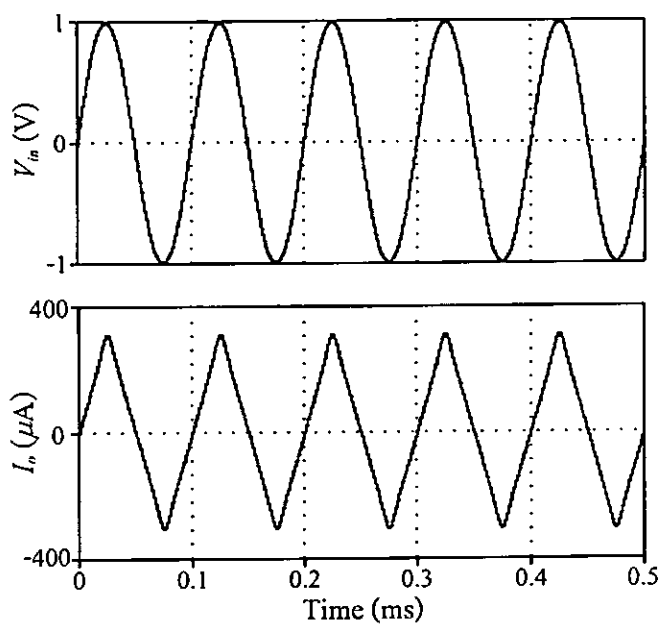


ก1.1 ผลการทำงานที่ความถี่ 100 Hz

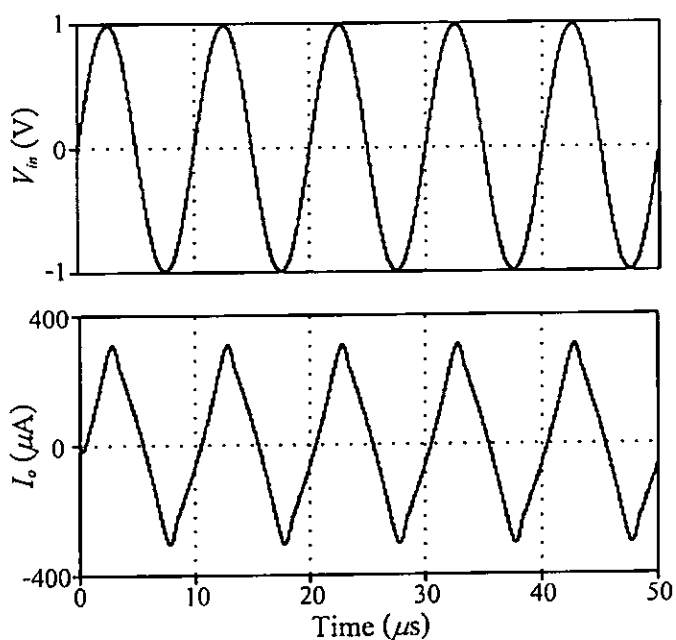


ก1.2 ผลการทำงานที่ความถี่ 1 kHz

รูปที่ ก1 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแรงดันรูปไซน์เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม



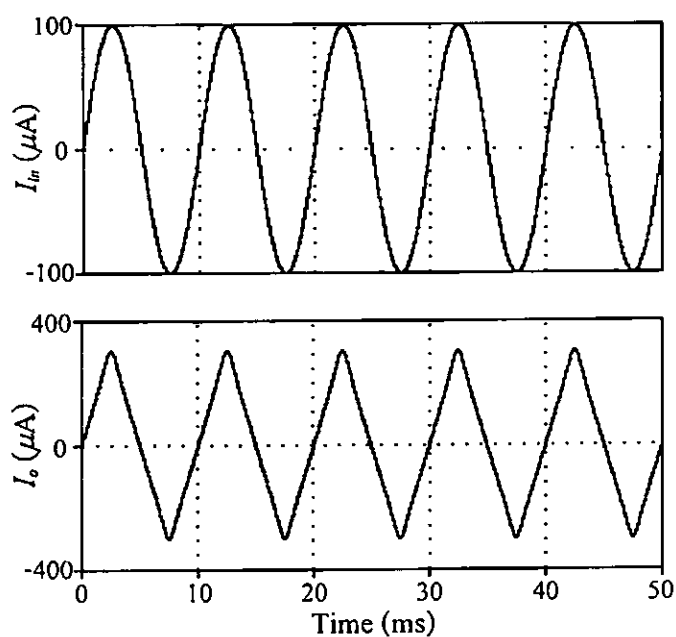
รูปที่ ก1.3 ผลการทำงานที่ความถี่ 10 kHz



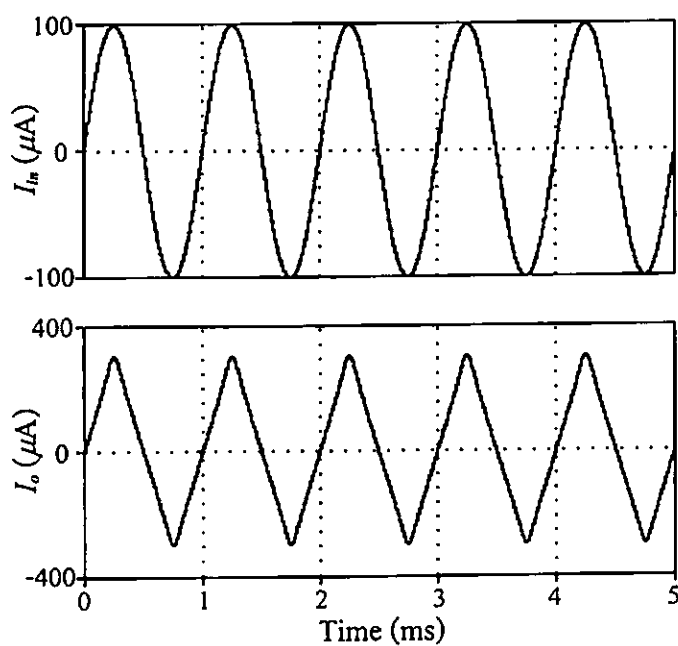
รูปที่ ก1.4 ผลการทำงานที่ความถี่ 100 kHz

รูปที่ ก1 ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแรงดันรูปไซน์เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (ต่อ)

ก2. วงจรแปลงสัญญาณกระแสรูปไซน์เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

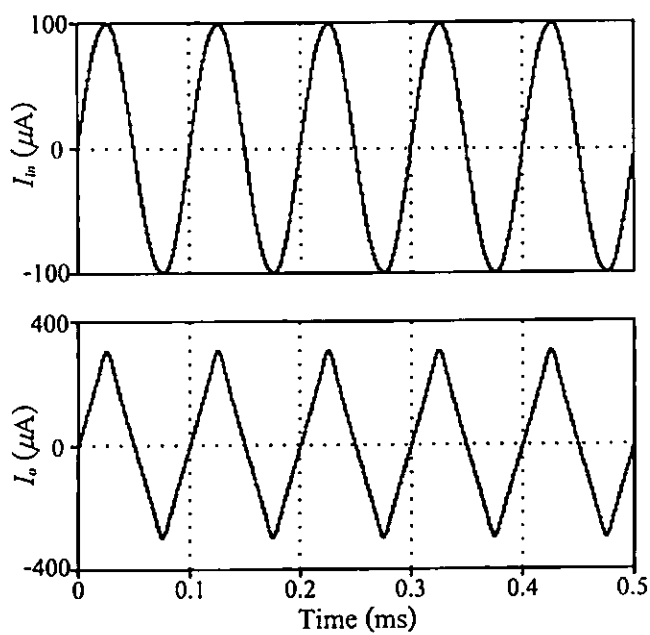


ก2.1 ผลการทำงานที่ความถี่ 100 Hz

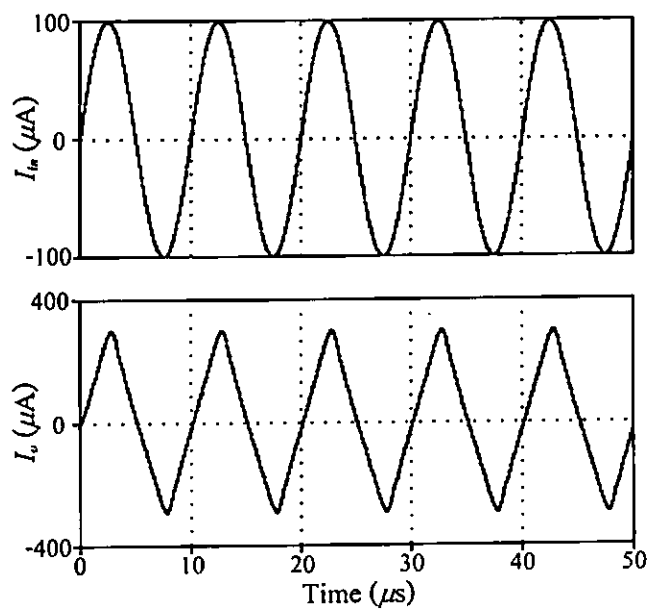


ก2.2 ผลการทำงานที่ความถี่ 1 kHz

รูปที่ ก2 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณกระแสรูปไซน์เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม



รูปที่ ก2.3 ผลการทำงานที่ความถี่ 10 kHz



รูปที่ ก2.4 ผลการทำงานที่ความถี่ 100 kHz

รูปที่ ก2 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณกระแสรูปไซน์เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (ต่อ)

ภาคผนวก ข.

การวิเคราะห์หาคุณสมบัติการทำงานของวงจรโอทีเอ

ข1. การวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต I_o กับค่าแรงดันอินพุต V_{in}

ดันเชิงอุณหภูมิ (thermal voltage) จากสมการที่ (ข1.1), (ข1.2) และ (ข1.3) เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีค่าอัตราขยายกระแสระหว่างกระแสคอลเล็กเตอร์กระแสเบสมีค่าสูงมาก โดยจะถือว่าค่า α_F มีค่าประมาณเท่ากับ 1 ดังนั้นจะสามารถเขียนความสัมพันธ์ใหม่ได้เป็น

$$I_B = I_s (e^{(V_{be1}/V_T)} + e^{(V_{be2}/V_T)}) \quad (\text{ข1.4})$$

$$I_s = \frac{I_B}{(e^{(V_{be1}/V_T)} + e^{(V_{be2}/V_T)})} \quad (\text{ข1.5})$$

แทนค่าสมการที่ (ข1.5) ลงในสมการที่ (ข1.2) และ (ข1.3) จะได้

$$I_1 = \frac{I_B e^{(V_{be1}/V_T)}}{(e^{(V_{be1}/V_T)} + e^{(V_{be2}/V_T)})} \quad (\text{ข1.6})$$

$$I_2 = \frac{I_B e^{(V_{be2}/V_T)}}{(e^{(V_{be1}/V_T)} + e^{(V_{be2}/V_T)})} \quad (\text{ข1.7})$$

เนื่องจากการกำหนดให้วงจรสะท้อนกระแส (CM_1) ทุกตัวมีค่าอัตรากระแสสะท้อนกระแสเท่ากับ 1 ดังนั้นจะได้กระแสเอาต์พุต I_o มีค่าเท่ากับ

$$I_o = I_2 - I_1 \quad (\text{ข1.8})$$

แทนค่าสมการที่ (ข1.6) และ (ข1.7) ลงในสมการที่ (ข1.8) จะได้

$$I_o = \frac{I_B [e^{(V_{be2}/V_T)} - e^{(V_{be1}/V_T)}]}{(e^{(V_{be1}/V_T)} + e^{(V_{be2}/V_T)})} \quad (\text{ข1.9})$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ของค่าแรงดันอินพุต V_i จะได้

$$V_{i2} - V_{i1} = V_{be2} - V_{be1} \quad (ข1.10)$$

จากสมการที่ (ข1.10) เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีความสมพ้องกัน ซึ่งจะสามารถประมาณได้ว่า

$$V_{be2} = -V_{be1} \quad (ข1.11)$$

แทนค่าสมการที่ (ข1.10) และ (ข1.11) ลงในสมการที่ (ข1.9) จะได้

$$I_o = \frac{I_B [e^{\frac{(V_{i2}-V_{i1})}{2V_T}} - e^{-\frac{(V_{i2}-V_{i1})}{2V_T}}]}{(e^{\frac{(V_{i2}-V_{i1})}{2V_T}} + e^{-\frac{(V_{i2}-V_{i1})}{2V_T}})} \quad (ข1.12)$$

$$\text{จาก } \tanh(x) = \frac{[e^{(x)} - e^{-(x)}]}{(e^{(x)} + e^{-(x)})} \quad (ข1.13)$$

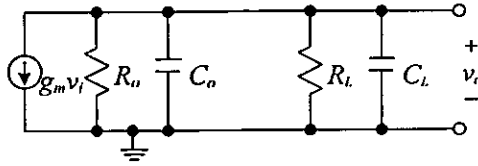
เปรียบเทียบกับสมการที่ (ข1.12) กับสมการที่ (ข1.13) จะได้

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_{i2} - V_{i1}}{2V_T}\right) \quad (ข1.14)$$

และเมื่อกำหนดให้ $V_i = V_{i2} - V_{i1}$ จะได้

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_i}{2V_T}\right) \quad (ข1.15)$$

ข2. การวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรโอทีเอ



รูปที่ ข2 วงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของโอทีเอ

จากวงจรในรูปที่ ข2 เมื่อ R_o และ C_o คือค่าความต้านทานแผลงและค่าความจุแผลงที่จุดออกของโอทีเอ โดยที่ R_L คือค่าความต้านทานภายนอกที่นำมาต่อร่วมกับโอทีเอและ C_L คือค่าความจุไฟฟ้าแผลงของอุปกรณ์ภายนอกต่าง ๆ ที่นำมาต่อร่วม ซึ่งจะได้ค่าความสัมพันธ์ของค่าแรงดันเอาต์พุต V_o เป็น

$$v_o = Z_s (g_m v_i) \quad (\text{ข2.1})$$

เมื่อ
$$Z_s = \frac{Z_{R_{oL}} Z_{C_{oL}}}{Z_{R_{oL}} + Z_{C_{oL}}} \quad (\text{ข2.2})$$

$$Z_{R_{oL}} = R_o // R_L = \frac{R_o R_L}{R_o + R_L} \quad (\text{ข2.3})$$

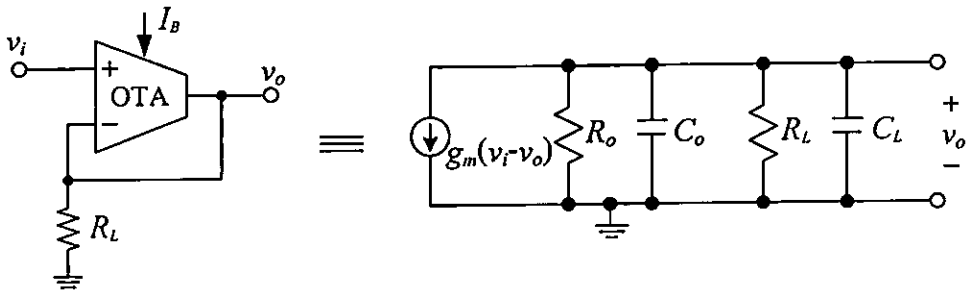
$$Z_{C_{oL}} = \frac{1}{s(C_o + C_L)} \quad (\text{ข2.4})$$

โดยจะได้

$$v_o = \frac{g_m / C_{oL}}{s + \frac{1}{R_{oL} C_{oL}}} v_i \quad (12.5)$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m R_{oL} \omega_c}{s + \omega_c} \quad (12.6)$$

เมื่อ $\omega_c = \frac{1}{R_{oL} + C_{oL}} \quad (12.7)$



รูปที่ ข3 การประยุกต์ใช้งาน โอทีเอเป็นวงจรตามแรงดัน

ข3. การวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ในกรณีการประยุกต์ใช้งานโอทีเอเป็นวงจรตามแรงดัน

จากวงจรในรูปที่ ข3 ในทำนองเดียวกันกับภาคผนวก ข2 จะสามารถหาความสัมพันธ์ของค่าแรงดันเอาต์พุต V_o ของวงจรได้เป็น

$$v_o = Z_s g_m (v_i - v_o) \quad (\text{ข3.1})$$

เมื่อ
$$Z_s = \frac{Z_{R_{nl}} Z_{C_{nl}}}{Z_{R_{nl}} + Z_{C_{nl}}} \quad (\text{ข3.2})$$

$$Z_{R_{nl}} = R_o // R_L = \frac{R_o R_L}{R_o + R_L} \quad (\text{ข3.3})$$

$$Z_{C_{nl}} = \frac{1}{s(C_o + C_L)} \quad (\text{ข3.4})$$

โดยจะได้

$$v_o = \frac{g_m R_{oL}}{s R_{oL} C_{oL} + R_{oL} g_m + 1} v_i \quad (\text{ข3.5})$$

กำหนดให้ $g_m R_{oL} \gg 1$ จะสามารถประมาณความสัมพันธ์ได้เป็น

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{\omega_T}{s + \omega_T} \quad (\text{ข3.6})$$

เมื่อ
$$\omega_T = \frac{g_m}{C_{oL}} \quad (\text{ข3.7})$$

ภาคผนวก ก.

การวิเคราะห์หาคุณสมบัติการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์
เป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม

ค1. หลักการประมาณค่าพารามิเตอร์ m และ ค่า $V_{A(\max)}$

จากสมการที่ (3.2) จัดรูปใหม่จะได้

$$m = \frac{I_2}{I_{in}} = \frac{I_{2(\max)}}{I_{B2}} = \tanh\left(\frac{V_{A(\max)}}{2V_T}\right) \quad (ค1.1)$$

เมื่อ $I_{2(\max)}$ คือค่าขนาดสูงสุดของ I_2 และ I_{in} มีขนาดสูงสุดเท่ากับ I_{B2} โดยที่ $V_{A(\max)}$ คือค่าขนาดสูงสุดของสัญญาณ V_A จากสมการที่ (ค1.1) อาศัยวิธีการประมาณค่าของสมการเชิงเส้นในช่วงที่ $V_A = nV_T$ มีค่ามากกว่า 3 ขึ้นไป จะสามารถประมาณได้เป็น

$$\frac{I_{2(\max)}}{I_{B2}} = 1 = \tanh\left(\frac{V_A}{2V_T}\right)\Bigg|_{V_A=nV_T} + (V_{A(\max)} - nV_T)\frac{d}{dV_A}\left(\tanh\left(\frac{V_A}{2V_T}\right)\right)\Bigg|_{V_A=nV_T} \quad (ค1.2)$$

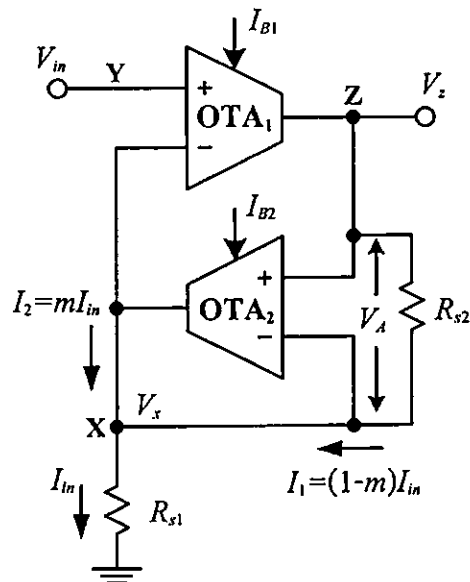
$$1 = \tanh\left(\frac{n}{2}\right) + \frac{V_{A(\max)}}{2V_T} \operatorname{sech}^2\left(\frac{n}{2}\right) - \frac{n}{2} \operatorname{sech}^2\left(\frac{n}{2}\right) \quad (ค1.3)$$

$$V_{A(\max)} = \frac{2V_T}{\operatorname{sech}^2\left(\frac{n}{2}\right)} - \frac{2V_T \tanh\left(\frac{n}{2}\right)}{\operatorname{sech}^2\left(\frac{n}{2}\right)} + nV_T \quad (ค1.4)$$

$$V_{A(\max)} = V_T \cosh n + V_T - V_T \sinh n + nV_T \quad (ค1.5)$$

$$V_{A(\max)} = V_T (\cosh n - \sinh n + n + 1) \quad (ค1.6)$$

ค2. การวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดัน V_x ค่ากระแส I_{in} กับค่าแรงดัน V_{in}



รูปที่ ค1 การวิเคราะห์หาค่า V_x และ I_{in}

จากวงจรในรูปที่ ค1 จะได้ความสัมพันธ์ของค่ากระแสและค่าแรงดันที่จุดต่าง ๆ ดังนี้คือ

$$I_1 = g_{m1}(V_{in} - V_x) \quad (\text{ค2.1})$$

$$I_2 = g_{m2}(V_z - V_x) \quad (\text{ค2.2})$$

$$V_z = V_x + I_1 R_{s1} \quad (\text{ค2.3})$$

แทนค่าสมการ (ค2.3) ลงในสมการที่ (ค2.2) จะได้

$$I_2 = g_{m2}(V_x + I_1 R_{s1}) - g_{m2}V_x \quad (\text{ค2.4})$$

$$I_2 = g_{m2}V_x + g_{m1}g_{m2}R_{s1}V_{in} - g_{m1}g_{m2}R_{s1}V_x - g_{m2}V_x \quad (\text{ค2.5})$$

และเนื่องจาก

$$V_x = (I_1 + I_2)R_{s2} \quad (ค2.6)$$

แทนค่าสมการที่ (ค2.1) และสมการที่ (ค2.5) ลงในสมการที่ (ค2.6) และจัดรูปสมการใหม่จะได้ความสัมพันธ์

$$\begin{aligned} V_x = & g_{m1}R_{s1}V_{in} - g_{m1}R_{s1}V_x + g_{m2}R_{s1}V_x \\ & + g_{m1}g_{m2}R_{s1}R_{s2}V_{in} - g_{m1}g_{m2}R_{s1}R_{s2}V_x - g_{m2}R_{s1}V_x \end{aligned} \quad (ค2.7)$$

ซึ่งจะได้ค่าแรงดัน V_x มีค่าเท่ากับ

$$V_x = \frac{R_{s1}(g_{m1} + g_{m1}g_{m2}R_{s2})}{1 + g_{m1}R_{s1} + g_{m1}g_{m2}R_{s1}R_{s2}} V_{in} \quad (ค2.8)$$

และจะได้ค่ากระแส I_{in} มีค่าเท่ากับ

$$I_{in} = \frac{g_{m1}(1 + g_{m2}R_{s2})}{1 + g_{m1}R_{s1}(1 + g_{m2}R_{s2})} V_{in} \quad (ค2.9)$$

ค3. การวิเคราะห์ความผิดพลาดของการแปลงสัญญาณแรงดันอินพุต V_{in} ให้เป็นสัญญาณกระแสอินพุต I_{in}

กำหนดให้ I_{in0} คือค่าสัญญาณกระแสอินพุตในอุดมคติซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$I_{in0} = \frac{V_{in}}{R_{s1}} \quad (ค3.1)$$

แต่เนื่องจากค่าสัญญาณกระแสอินพุต I_{in} ที่สังเคราะห์ได้จริงจะมีค่าเป็นไปตามสมการที่ (3.7) นั่นคือ

$$I_{in} = \frac{g_{m1}(1 + g_{m2}R_{s2})}{1 + g_{m1}R_{s1}(1 + g_{m2}R_{s2})} V_{in} \quad (ค3.2)$$

เมื่อกำหนดให้ er_a คือค่าผลต่างระหว่างสมการที่ (ค3.1) กับสมการที่ (ค3.2) ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$er_a = \frac{V_{in}}{R_{s1}} - \frac{g_{m1}(1 + g_{m2}R_{s2})}{1 + g_{m1}R_{s1}(1 + g_{m2}R_{s2})} V_{in} \quad (ค3.3)$$

จากสมการที่ (ค3.3) จัดรูปใหม่จะได้

$$er_a = - \left[\frac{1}{1 + g_{m1}R_{s1} + g_{m1}g_{m2}R_{s1}R_{s2}} \right] \frac{V_{in}}{R_{s1}} \quad (ค3.4)$$

ซึ่งจะได้

$$er_a = -\varepsilon_a \frac{V_{in}}{R_{s1}} \quad (ค3.5)$$

เมื่อ

$$\varepsilon_a = \frac{1}{1 + g_{m1}R_{s1} + g_{m1}g_{m2}R_{s1}R_{s2}} \quad (ค3.6)$$

ก4. การวิเคราะห์ความผิดพลาดอันเนื่องมาจากผลของอุณหภูมิ

จากสมการที่ (3.7) พารามิเตอร์ที่ขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิคือค่า V_T ซึ่งแปรผกผันกับตัวแปร g_{m1} และ g_{m2} ดังนั้นการวิเคราะห์ค่าความไว (sensitivity) ของค่ากระแส I_{in} ที่ขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิ (T); $S_T^{I_{in}}$ ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วิธีการพิจารณาสมการที่ (3.7) เทียบกับตัวแปร V_T ดังนี้คือ

$$S_T^{I_{in}} = \frac{V_T}{I_{in}} \frac{\partial I_{in}}{\partial V_T} = \frac{V_T}{I_{in}} \frac{\partial}{\partial V_T} \left[\frac{(2V_T I_{B1} + I_{B1} I_{B2} R_{s2}) V_{in}}{4V_T^2 + 2V_T I_{B1} R_{s1} + I_{B1} I_{B2} R_{s1} R_{s2}} \right] \quad (ก4.1)$$

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

$$S_T^{I_{in}} = -\frac{V_T}{I_{in}} \frac{I_{B1} I_{B2} R_{s2} V_{in} (8V_T + 2I_{B1} R_{s1})}{4V_T^2 + 2V_T I_{B1} R_{s1} + I_{B1} I_{B2} R_{s1} R_{s2}} \quad (ก4.2)$$

$$S_T^{I_{in}} = \frac{-8V_T^2 - 2I_{B1} R_{s1} V_T}{4V_T^2 + 2V_T I_{B1} R_{s1} + I_{B1} I_{B2} R_{s1} R_{s2}} \quad (ก4.3)$$

เมื่อนิยามให้ ε_b คือค่าความผิดพลาดอันเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิซึ่งจะได้

$$\varepsilon_b = S_T^{I_{in}} \frac{\Delta T}{T} \quad (ก4.4)$$

ดังนั้นจะได้

$$\varepsilon_b = \frac{-8V_T^2 - 2I_{B1} R_{s1} V_T}{4V_T^2 + 2V_T I_{B1} R_{s1} + I_{B1} I_{B2} R_{s1} R_{s2}} \frac{\Delta T}{T} \quad (ก4.5)$$

ค5. การวิเคราะห์เปอร์เซ็นต์ความแตกต่างระหว่างสมการที่ (3.16b) กับสมการที่ (3.15b)

จากสมการที่ (3.16b) ซึ่งจะเขียนได้เป็น

$$I_o = mbI_{B4}(1 + K_{IV})\sin^{-1}\left(\frac{V_{in}}{I_{B2}R_{s1}}\right) \quad (ค5.1)$$

และสมการที่ (3.15b) ซึ่งเขียนได้เป็น

$$I_o = \frac{mV_{in}}{R_{s1}} + bI_{B4}\tanh^{-1}\left(\frac{mV_{in}}{I_{B2}R_{s1}}\right) \quad (ค5.2)$$

เมื่อนิยามให้ $\mathcal{E}_m$ คือค่าเปอร์เซ็นต์ความแตกต่างระหว่างสมการที่ (ค5.1) กับสมการที่ (ค5.2) ซึ่งในที่นี้ถือว่าเป็นค่าความผิดพลาดของสมการที่ได้ทำการสังเคราะห์ขึ้นเปรียบเทียบกับสมการที่ต้องการ โดยพิจารณาที่ค่าสูงสุดของสัญญาณอินพุต (กำหนดให้ $V_{in}/I_{B2}R_{s1} = 1$) ดังนั้นจะได้ค่า $\mathcal{E}_m$ มีค่าเท่ากับ

$$\mathcal{E}_m = \frac{\frac{mV_{in}}{R_{s1}} + bI_{B4}\tanh^{-1}\left(\frac{mV_{in}}{I_{B2}R_{s1}}\right) - mbI_{B4}(1 + K_{IV})\sin^{-1}\left(\frac{V_{in}}{I_{B2}R_{s1}}\right)}{mbI_{B4}(1 + K_{IV})\sin^{-1}\left(\frac{V_{in}}{I_{B2}R_{s1}}\right)} \times 100\% \quad (ค5.2)$$

$$\mathcal{E}_m = \frac{mI_{B2} + bI_{B4}\tanh^{-1}(m) - mbI_{B4}(1 + K_{IV})\sin^{-1}(1)}{mbI_{B4}(1 + K_{IV})\sin^{-1}(1)} \times 100\% \quad (ค5.3)$$

ซึ่งจะได้

$$\mathcal{E}_m = \frac{2}{\pi} \left(\frac{mI_{B2} + bI_{B4}\tanh^{-1}(m)}{mbI_{B4}(1 + K_{IV})} - \frac{\pi}{2} \right) \times 100\% \quad (ค5.4)$$

ภาคผนวก ง.

การวิเคราะห์สัญญาณ V_{s1} , V_{s2} , V_{m1} และ V_{m2}

ง1. การวิเคราะห์สัญญาณ V_{s1} และ V_{s2}

จากสมการที่ (4.2) และสมการที่ (4.3) เมื่อกำหนดให้ $\omega = 2\pi f_{ex}$ และ $\theta = 2\pi f_R t$ โดยที่ t คือค่าเวลา, f_{ex} และ f_R คือค่าความถี่ของสัญญาณแรงดันกระตุ้นและค่าความถี่ของสัญญาณที่เกิดจากการหมุนของรีโซลเวอร์ตามลำดับ ดังนั้นสัญญาณ V_{s1} และ V_{s2} จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{s1} = kA_{ex} \sin(2\pi f_{ex} t) \sin(2\pi f_R t) \quad (ง1.1)$$

$$V_{s2} = kA_{ex} \sin(2\pi f_{ex} t) \cos(2\pi f_R t) \quad (ง1.2)$$

พิจารณาสมการที่ (ง1.1) เปรียบเทียบกับสูตร

$$\sin A \sin B = \frac{1}{2} \cos(A - B) - \frac{1}{2} \cos(A + B) \quad (ง1.3)$$

โดยกำหนดให้ $A = 2\pi f_{ex} t$ และ $B = 2\pi f_R t$ ดังนั้นจะได้

$$V_{s1} = \frac{kA_{ex}}{2} \cos 2\pi(f_{ex} - f_R)t - \frac{kA_{ex}}{2} \cos 2\pi(f_{ex} + f_R)t \quad (ง1.4)$$

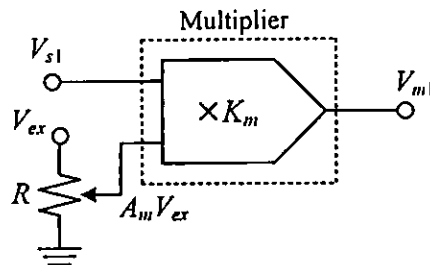
พิจารณาสมการที่ (ง1.2) เปรียบเทียบกับสูตร

$$\sin A \cos B = \frac{1}{2} \sin(A - B) + \frac{1}{2} \sin(A + B) \quad (ง1.5)$$

โดยกำหนดให้ $A = 2\pi f_{ex} t$ และ $B = 2\pi f_R t$ ดังนั้นจะได้

$$V_{s2} = \frac{kA_{ex}}{2} \sin 2\pi(f_{ex} - f_R)t + \frac{kA_{ex}}{2} \sin 2\pi(f_{ex} + f_R)t \quad (ง1.6)$$

ง2. การวิเคราะห์สัญญาณ V_{m1} และ V_{m2}



รูปที่ ง1 การวิเคราะห์สัญญาณ V_{m1}

จากวงจรในรูปที่ 4.3 เมื่อพิจารณาในกรณีที่ V_{s1} คือค่า V_{s1} ตามสมการที่ (4.7b) ดังนั้นจะสามารถวิเคราะห์ค่า V_{m1} ได้ดังนี้คือ

$$V_{m1} = K_m V_{s1} A_m V_{ex} \quad (ง2.1)$$

$$V_{m1} = \frac{K_m A_m k A_{ex}^2}{2} [\cos 2\pi(f_{ex} - f_R)t - \cos 2\pi(f_{ex} + f_R)t] \sin 2\pi f_{ex} t \quad (ง2.2)$$

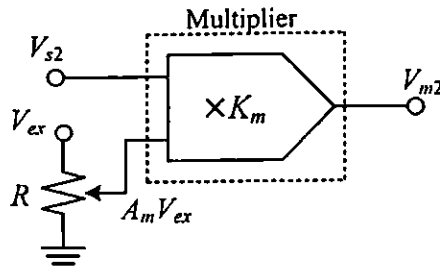
$$V_{m1} = \frac{K_m A_m k A_{ex}^2}{2} [\cos 2\pi(f_{ex} - f_R)t \sin 2\pi f_{ex} t - \cos 2\pi(f_{ex} + f_R)t \sin 2\pi f_{ex} t] \quad (ง2.3)$$

$$V_{m1} = \frac{K_m A_m k A_{ex}^2}{4} [\sin 2\pi(2f_{ex} - f_R)t + \sin 2\pi(f_R)t] - \frac{K_m A_m k A_{ex}^2}{4} [\sin 2\pi(2f_{ex} + f_R)t - \sin 2\pi(f_R)t] \quad (ง2.4)$$

$$V_{m1} = \frac{K_m A_m k A_{ex}^2}{4} [\sin 2\pi(2f_{ex} - f_R)t - \sin 2\pi(2f_{ex} + f_R)t + 2\sin 2\pi(f_R)t] \quad (ง2.5)$$

$$V_{m1} = M [\sin 2\pi(2f_{ex} - f_R)t - \sin 2\pi(2f_{ex} + f_R)t + 2\sin 2\pi(f_R)t] \quad (ง2.6)$$

เมื่อ $M = \frac{K_m A_m k A_{ex}^2}{4} \quad (ง2.7)$



รูปที่ ๒ การวิเคราะห์สัญญาณ V_{m2}

สำหรับการวิเคราะห์หาค่า V_{m2} สามารถดำเนินการได้ในทำนองเดียวกันกับการวิเคราะห์หาค่า V_{m1} นั่นคือกำหนดให้ V_{s1} ในสมการที่ (4.7b) คือค่า V_{s2} ซึ่งจะสามารถหาค่า V_{m2} ได้ดังนี้

$$V_{m2} = K_m V_{s2} A_m V_{ex} \quad (๔2.8)$$

$$V_{m2} = \frac{K_m A_m k A_{ex}^2}{2} [\sin 2\pi(f_{ex} - f_R)t - \sin 2\pi(f_{ex} + f_R)t] \sin 2\pi f_{ex} t \quad (๔2.9)$$

$$V_{m2} = \frac{K_m A_m k A_{ex}^2}{2} [\sin 2\pi(f_{ex} - f_R)t \sin 2\pi f_{ex} t - \sin 2\pi(f_{ex} + f_R)t \sin 2\pi f_{ex} t] \quad (๔2.10)$$

$$V_{m2} = \frac{K_m A_m k A_{ex}^2}{4} [\cos 2\pi(f_R)t - \cos 2\pi(2f_{ex} + f_R)t] + \frac{K_m A_m k A_{ex}^2}{4} [\cos 2\pi(f_R)t - \cos 2\pi(2f_{ex} - f_R)t] \quad (๔2.11)$$

$$V_{m2} = \frac{K_m A_m k A_{ex}^2}{4} [2 \cos 2\pi(f_R)t + \cos 2\pi(2f_{ex} + f_R)t - \cos 2\pi(2f_{ex} - f_R)t] \quad (๔2.12)$$

$$V_{m2} = M [2 \cos 2\pi(f_R)t + \cos 2\pi(2f_{ex} + f_R)t - \cos 2\pi(2f_{ex} - f_R)t] \quad (๔2.13)$$

เมื่อ

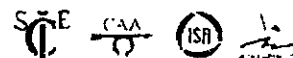
$$M = \frac{K_m A_m k A_{ex}^2}{4} \quad (๔2.14)$$

ภาคผนวก จ.

บทความวิจัยที่ได้เผยแพร่และตีพิมพ์

บทความวิจัยที่ได้เผยแพร่และตีพิมพ์มี 5 บทความ ดังต่อไปนี้

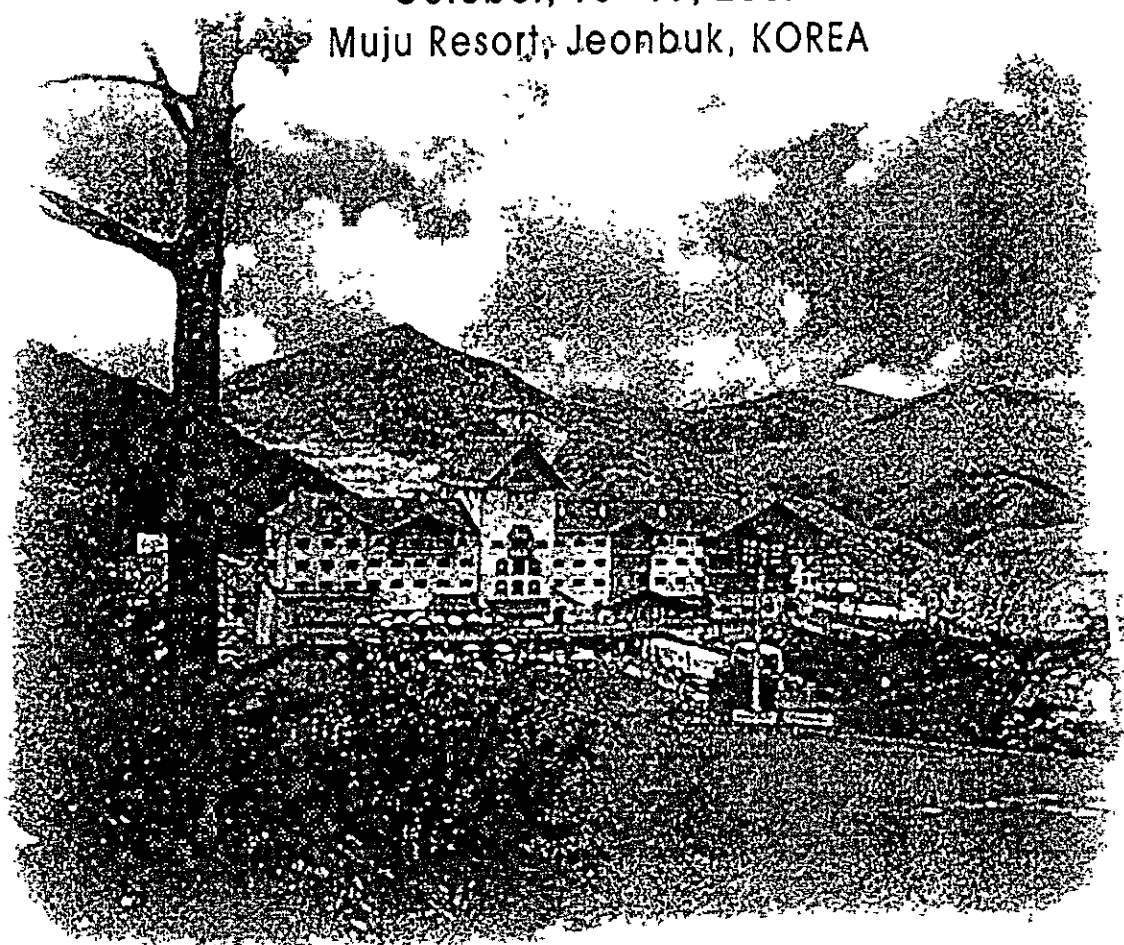
- [1] Chaikla, A., Kaewpoonsuk, A., Wangwiwattana, C., Riewruja, V. and Jaruvanawat A.
“Analog Multiplier Using Translinear Current Conveyor.”, ICCAS’2002, International Conference on Control, Automation and Systems., Jeonbuk, Korea, Oct. 16-19, 2002.
- [2] Kaewpoonsuk, A., Kamsri, T., Petchmaneelumka, W., Luikitmongkol, S. and Riewruja, V.
“Analog Multiplier Using Translinear Current Conveyor.”, ISCIT’2002, The Second International Symposium on Communications and Information Technology., Thailand, Oct. 23-25, 2002, pp. 447-449.
- [3] Kaewpoonsuk, A., Petchmaneelumka, W., Kamsri, T., and Riewruja, V. **“A Simple Resolver-to-DC Converter.” SICE-ICCAS International Joint Conference 2006., Busan, Korea, Oct. 18-21, 2006, pp. 5754-5757.**
- [4] Riewruja, V. and Kaewpoonsuk, A. **“OTA-Based Sine-to-Triangular Wave Converter.” Circuits Systems Signal Processing., Vol.25, No.6, 2006, pp. 753-765.**
- [5] Kaewpoonsuk, A., Kamsri, T., Petchmaneelumka, 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.**



Final Program & Digest Book

ICCAS 2002 International Conference on Control, Automation and Systems

October, 16~19, 2002
Muju Resort, Jeonbuk, KOREA



ICASE Institute of Control, Automation and Systems Engineers, Korea
<http://www.iccas.org> · <http://www.icas.or.kr>

Determination of the Actual Solution of the Forward Kinematics of 6-dof Parallel Manipulators	1266
<i>Song Se-Kyong (Samsung Electronics Co. Ltd., KOREA), Choi J.Y., Sung H.K. (Samsung Electronics Co. Ltd., KOREA) and Kwon Dong-Soo (Dept. Mechanical Engineering, KAIST)</i>	
Five-DOF Polymer Actuator Based on Dielectric Elastomer	1272
<i>Jung Kwangmok, Lee Sangwon, Kwak Jongwon, Kim Hunmo, Nam Jaedo, Jeon Jaewook and Choi youkryeol (Sungkyunkwan Univ. KOREA)</i>	
Internet-Based Control for Distributed Robotic Systems Using CORBA as Communication Architecture	1278
<i>Jia Songmin, Hada Yoshiro, Ye Gang, Hou Chunhai and Takase Kunikatsu (Univ. of Electro Communications., JAPAN)</i>	
Evolutionary Reinforcement Learning System with Time-Varying Parameters	1284
<i>Umesako Kosuke, Obayashi Masanao and Kobayashi Kunikazu (Yamaguchi Univ., JAPAN)</i>	
Anthropomorphic Robot Hand: Gifu Hand III	1288
<i>Mouri Tetsuya, Kawasaki Haruhisa, Yoshikawa Keisuke, Takai Jun and Ito Satoshi (Gifu Univ., JAPAN)</i>	

FA06 : Sensors and Instrumentation I

An Audio Signal Wire Condition Test Device	1294
<i>Tanachaikhan Lerdlekha (Ramkhamhaeng Univ, THAILAND), Sriratana Witsarut and Pongswatd Sawai (KMITI, THAILAND)</i>	
New method of optical laser extensometer	1298
<i>noh jiwhan (KJIST, KOREA) and noh jiwhan (KJIST, KOREA)</i>	
Variable Multi-valued Spatial Filter Detector with High Speed Exchangeable Weighting Function and Its Application	1302
<i>GO Hyunmin, Takayama Junya, Ohyama Shinji and Kobayashi Akira (Tokyo Institute of Tech., JAPAN)</i>	
Preliminary study of time-of-flight measurement for 3D position sensing system based on acoustic signals	1307
<i>Kim Heung Gi and Park Youngjin (KAIST, KOREA)</i>	
Coil Sensors for Wire Rope Inspection using Magnetic Flux Leakage Instrument	1311
<i>Jomdech Cherdpong, Prateepasen asa and Methong Wachira (KMUTT, Thailand)</i>	
A Digital Data Transmission Unit using Asynchronous Protocol for Power Transmission line	1317
<i>NISHIYAMA Eiji, KUWANAMI Kenshi, KITAJIMA Hiroyuki and KAWANO Mitsunori (Tech. Kumamoto Nat'l College, JAPAN)</i>	

FA07 : Signal Processing I

Analog Multiplier Using Translinear Current Conveyor	1321
<i>Chaikla Amphawan, Kaewpoonsuk Anucha, Wangwiwattana Chaleompun, Riewruja Vanchai and Jaruvanawat Anuchit (KMITL, THAILAND)</i>	

Analog Multiplier Using Translinear Current Conveyor

A. Kaewpoonsuk, A. Chaikla, C. Wangwiwattana, A. Jaruvanawat and V. Riewruja

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
(Tel: +66-2-739-2406 ext. 129, Fax: +66-2-739-2406 ext. 103)
(E-mail: vanchai@cs.eng.kmitl.ac.th)

Abstract: In this article, an alternative analog multiplier circuit, using translinear current conveyors is presented. The proposed multiplier action is exploited from the translinear characteristic of the current conveyor. Simulation results are given to confirm the theoretical predictions.

Keyword: Translinear, Current Conveyor, Analog Multiplier Circuit

1. Introduction

Analog multiplier find wide application in many signal processing. For example, it can be applied to frequency mixers, variable gain amplifiers, adaptive filters, phase-locked loops, and sine/cosine synthesizers. In the part, one fundamental approach to realize a multiplier function is based on the use of operational amplifiers (op-amps) together with resistors and bipolar transistors to form log-anti-log amplifier [1]. Alternatively, an approach is based on a modified Gilbert cell [2]. Others, three approaches have been reported on the realization of the multiplier circuits using MOS transistors. The first approach is based on the use of square-law characteristics of MOS transistor in saturation region [3]-[5]. The second approach is based on the current-voltage characteristic of MOS transistor in non-saturation region [6]. The third approach is based on the use of weak inverted MOS transistors [7]. In recent years, a translinear current conveyor has received much attention in the design and implementation of current-mode function circuits with electronically tunable characteristic such as filters, oscillators, and variable gain amplifier [8]-[10]. Due to the dual translinear characteristic of bipolar transistors associated within the current conveyor, it has been demonstrated that a translinear current conveyor incorporates both a sinusoidal frequency doubler and full wave rectifier functions [11]-[12]. In this article, an alternative technique for realizing a multiplier circuit by using translinear current conveyors and resistors is proposed.

2. Circuit Description

2.1. Basic Principle

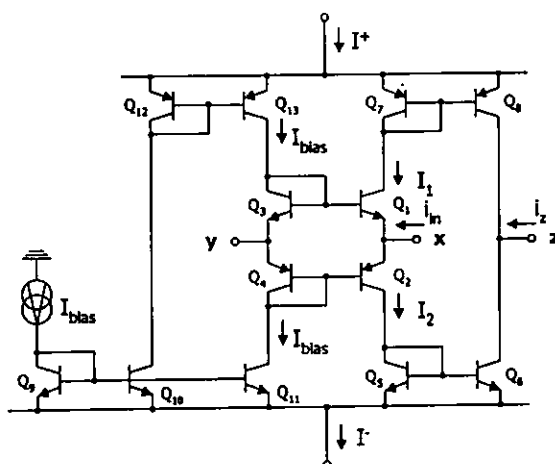


Fig 1. Schematic diagram of the translinear current conveyor

The schematic diagram of the translinear current conveyor is shown in figure 1 [11]. Where the group of transistors Q_1 - Q_4 constitutes a dual translinear cell. The i_{in} is the input current at port x and I_{bias} is the DC bias current. The currents I^+ and I^- denote respectively the positive-supply current and the negative-supply current of the current conveyor. Assuming that the transistors Q_1 and Q_3 as well as Q_2 and Q_4 are closely matched, the common-emitter transistors current gain $\beta \gg 1$, and all current mirrors has exactly unity gain. From the translinear principle [11]-[12], the relation of the currents I_1 , I_2 , I_{bias} and the input current i_{in} can be expressed as

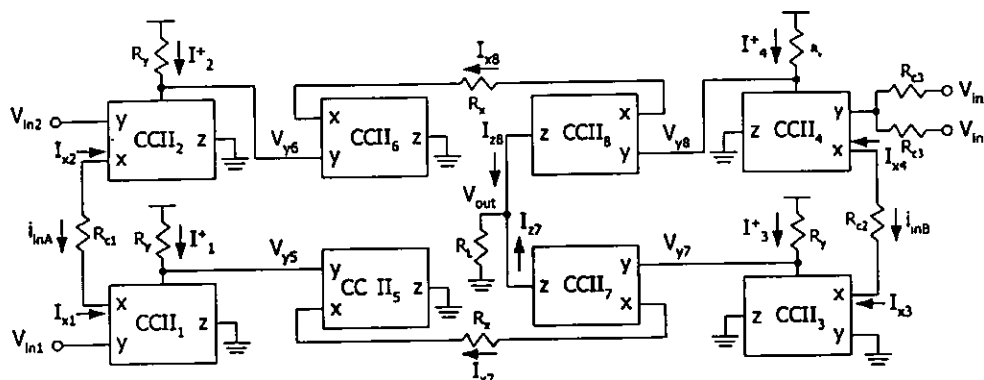


Fig 2. The proposed analog multiplier

$$I_1 = \frac{\sqrt{i_{in}^2 + 4I_{bias}^2}}{2} - \frac{i_{in}}{2} \quad (1)$$

and

$$I_2 = \frac{\sqrt{i_{in}^2 + 4I_{bias}^2}}{2} + \frac{i_{in}}{2} \quad (2)$$

when I_1 and I_2 are the collector currents of the transistor Q_1 and Q_2 , respectively. Which, the relation of the currents I^+ , I , I_1 and I_2 are

$$I^+ = 2I_{bias} + 2I_1 \quad (3)$$

$$I^- = 3I_{bias} + 2I_2 \quad (4)$$

2.2. An analog multiplier

The block diagram of the proposed analog multiplier using the translinear current conveyor (CCII) and resistors is shown in figure 2. Where all the CCII building block corresponds to the circuit diagram of the translinear current conveyor in figure 1. Consider the conveyors CCII₁-CCII₂ and a converting resistor R_{c1} form a differential voltage-to-current converter, converting an input voltage $V_{in2}-V_{in1}$ in to a signal currents $I_{x1}=I_{x2}=i_{inA}=(V_{in2}-V_{in1})/(R_{c1}+2r_x)$. Where r_x is the parasitic resistance of port x of the conveyor. The current I_1^+ and I_2^+ are the positive supply-lines current of the conveyors CCII₁ and CCII₂, respectively. The current conveyors CCII₃-CCII₄ and resistors R_{c2} - R_{c3} form a

summing circuit and convert an input voltage $V_{in2}+V_{in1}$ in to a signal currents $I_{x3}=I_{x4}=i_{inB}=(V_{in2}+V_{in1})/(R_{c2}+2r_x)$. The current I_1^+ and I_2^+ are the positive supply-lines current of the conveyors CCII₃ and CCII₄, respectively. From equation (1)-(3), the current I_1^+ , I_2^+ , I_3^+ and I_4^+ can be expressed as

$$I_1^+ = 2I_{bias} + \sqrt{i_{inA}^2 + 4I_{bias}^2} - i_{inA} \quad (5)$$

$$I_2^+ = 2I_{bias} + \sqrt{i_{inA}^2 + 4I_{bias}^2} + i_{inA} \quad (6)$$

$$I_3^+ = 2I_{bias} + \sqrt{i_{inB}^2 + 4I_{bias}^2} - i_{inB} \quad (7)$$

$$I_4^+ = 2I_{bias} + \sqrt{i_{inB}^2 + 4I_{bias}^2} + i_{inB} \quad (8)$$

The resistors R_x form a current-to-voltage converter, converting the signal currents I_1^+ to I_4^+ into the signal voltages V_{y5} to V_{y8} , respectively. The signal voltages V_{y5} to V_{y8} , are converted respectively to the signal current I_{x5} to I_{x8} by the CCII₅ to CCII₈ and the resistors R_x . The current I_{x7} and I_{x8} are transferred to the output node and the output voltage V_{out} becomes

$$V_{out} = \frac{2R_L R_y}{R_x + 2r_x} (\sqrt{i_{inB}^2 + 4I_{bias}^2} - \sqrt{i_{inA}^2 + 4I_{bias}^2}) \quad (9)$$

If set $k_i = (i_{in}^2/4I_{bias}^2)$, and the power series of $\sqrt{(1+k)} = 1 + (1/2)k - (1/8)k^2 + \dots$ are employed, then the equation (9) can be written as

$$V_{out} = \frac{4R_L R_y I_{bias}}{R_x + 2r_x} \left[\left(1 + \frac{i_{inB}^2}{8I_{bias}^2} - \frac{i_{inB}^4}{128I_{bias}^4} + \dots \right) - \left(1 + \frac{i_{inA}^2}{8I_{bias}^2} - \frac{i_{inA}^4}{128I_{bias}^4} + \dots \right) \right] \quad (10)$$

For $(i_{inA}^2/4I_{bias}^2) < 1$ and $(i_{inB}^2/4I_{bias}^2) < 1$ then the output voltage V_{out} can be approximately given by

$$V_{out} = \frac{R_L R_{xy}}{2I_{bias} (R_x + 2r_x)} (i_{inB}^2 - i_{inA}^2) \quad (11)$$

Where $i_{inA} = (V_{in2} - V_{in1})/(R_{c1} + 2r_x)$ and $i_{inB} = (V_{in2} + V_{in1})/2(R_{c2} + 2r_x)$. If we set $(R_{c1} + 2r_x) = 2(R_{c2} + 2r_x) = R_c$ and $2R_y/(R_x + 2r_x) = R_{xy}$, then the output voltage V_{out} becomes

$$V_{out} = \frac{R_L R_{xy}}{I_{bias} R_c^2} V_{in2} V_{in1} \quad (12)$$

It should be noted that the output voltage V_{out} is the multiplier function of the input voltage V_{in1} and V_{in2} with the gain equal to $(R_L R_{xy}/I_{bias} R_c^2)$.

3. Simulation results

To verify the performance of the proposed circuit, the circuit in figure 2 has been simulated with the PSPICE simulation program. The npn and pnp transistors were the 2N3904 and 2N3906, respectively. In all cases the bias current I_{bias} are set to $160\mu A$ and the supply voltages are $V_{CC} = -V_{EE} = 10V$, while the values of the components are: $R_{c1} = 2R_{c2} = R_c/2 = 5k\Omega$, $R_x = R_y = 3k\Omega$ and $R_L = 100\Omega$. Figure 3 shows the measured dc transfer characteristic of the proposed circuit. Figure 4 shows the transient response for 1V peak amplitude sinusoidal signal V_1 and V_2 with frequency 100kHz and 10kHz, respectively. It is evident that the performance of the proposed circuit is almost consistent with the ideal case.

4. Conclusion

A circuit configuration for realizing the analog multiplier using eight CCII's has been presented. The multiplier action is exploited

employing the dual translinear characteristic associated with the current conveyor, where this characteristic has been monitored from the supply-line currents. PSPICE simulation results have been used to verify the performance of the proposed circuit and have been demonstrate to agree very well with the theoretical predictions.

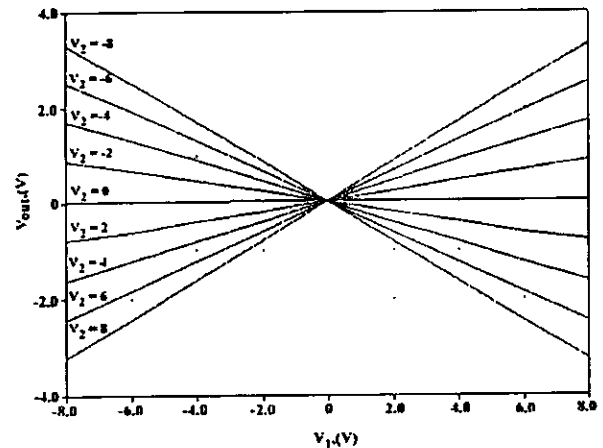


Fig 3. DC transfer

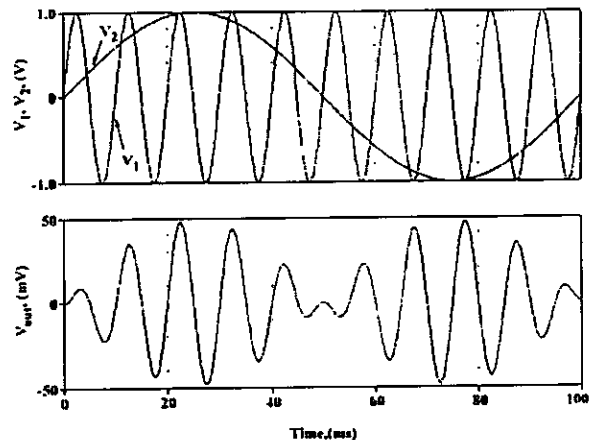


Fig 4. Transient response

5. References

- [1] S. Franco, Design With Operation Amplifiers and Analog Integrates Circuits, (New York, McGraw Hill), 1998
- [2] E. W. Greneich, Analog Integrated Circuits, (New York, Chapman & Hall), 1997.
- [3] Z. Wang, "A Four-Transistor Four Quadrant Analog Multiplier Using MOS Transistors Operating in the

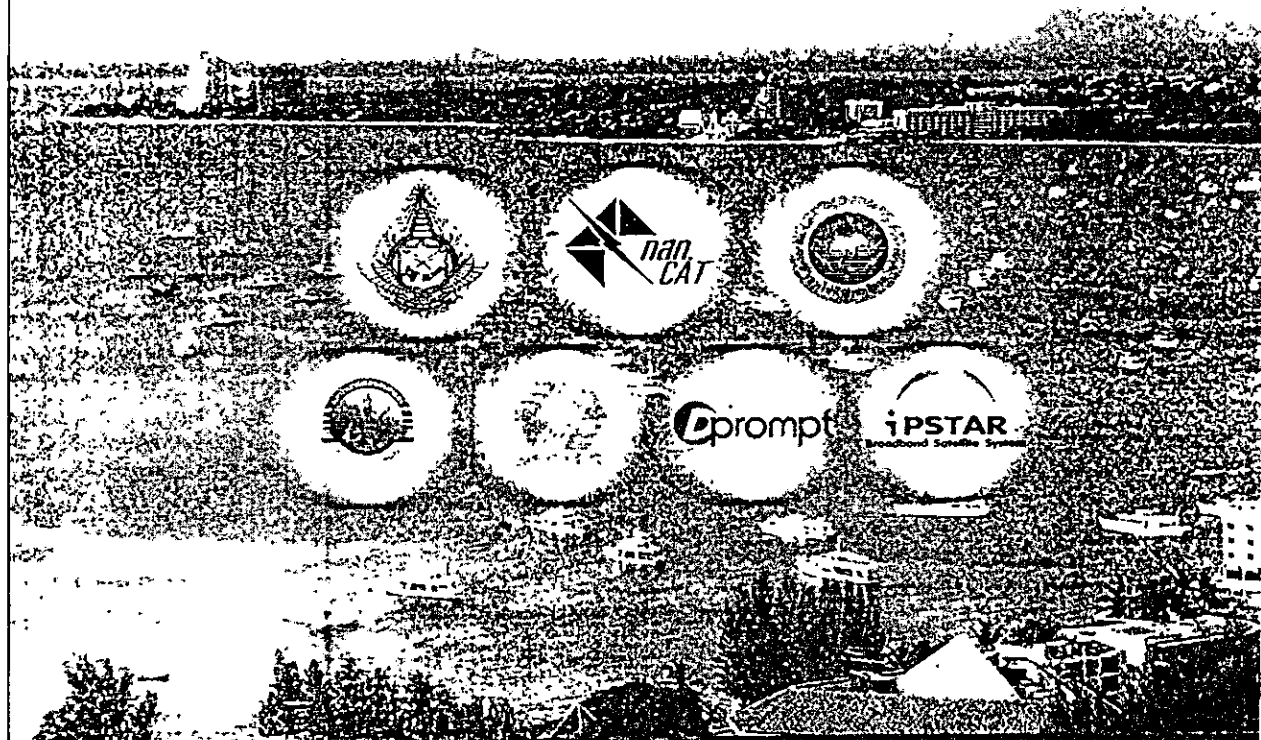
- Saturation," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 42, no. 5, pp. 117-120, 1993.
- [4] O. Oliaei and P. Loumeau, "Four-Quadrant Class AB CMOS Current Multiplier," Electronics Letters, vol. 32, no. 25, pp. 2327-2329, 1996.
- [5] W. Gai, H. Chen and E. Seevink, "Quadratic-Translinear CMOS Multiplier-Divider Circuit," Electronics Letters, vol. 33, no. 10, pp. 860-861, 1997.
- [6] G. M. Bo, D. D. Caviglia and M. Valle, "A Current-Mode Two-Quadrant Multiplier for Analogue Array-based Neural Systems," International Journal of Electronics, vol. 87, no. 4, pp. 407-411, 2000.
- [7] D. Coue and G. Wilson, "A Four-Quadrant Sub-threshold Mode Multiplier for Analog Neural-Network Applications," IEEE Transactions on Neural Networks, vol. 7, no. 5, pp. 1212-1219, 1996.
- [8] A. Fabre, "Wide band Translinear Current Converter," Electronic Letters, 20, pp. 241-242, 1983.
- [9] A. Fabre, F. Dayoub, L. Duruisseau and M. Kamoun, "High input impedance insensitive second order filters implemented from current conveyors", IEEE Trans. On Circuits and Systems I, Vol. 41, No. 12, pp. 918-921, December 1994.
- [10] A. Fabre, O. Saaid, F. Weist, and C. Boucheron, "High frequency applications based on a new current controlled conveyor", IEEE Trans. On Circuits and Systems I, Vol. 43, No. 2, pp. 82-91, February 1996.
- [11] W. Surakampontrorn, K. Anuntahirunrat and V. Riewruja, "Sinusoidal Frequency Doubler and Full-Wave Rectifier Using Translinear Current Conveyor," Electronics Letters, vol. 30, no. 22, pp. 2077-2079, 1998.
- [12] K. Anuntahirunrat, W. Surakampontrorn, W. Tang-srirat and V. Riewruja, "Sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier using translinear current controlled conveyors", Proc. TENCON-2000, vol. 1, pp. 410-413, 2000.

ISCTT IS 2002



Proceedings The Second International Symposium on Communications and Information Technology

23-25 October 2002
Central Hotels&Resorts, Pattaya
Chonburi, Thailand



IEEE COMMUNICATIONS
SOCIETY
THAILAND CHAPTER

Session: Circuit Theory III

Room: Golden Sand 1

F 3.3

Chairpersons: 1. Dr. Somsak Choomchuay, *King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand*
 2. Dr. Mesami Higashimura, *Matsue National College of Technology, Japan*

- 13.00 Low Density Parity Check Codes (LDPC) Decoder Quantization for Communication Systems..... 419
 Y. Yi and Y. Jian-Xin
Chonbuk National University, Korea and Wuhan Technic College, China
- 13.20 An On-chip Data Storage with ElGamal Elliptic Curve Cryptosystems..... 423
 S. Choomchuay, S. Pongyupinpanich, and K. Hardkhuntod
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
- 13.40 Noise Reduction Using Noise Reconstruction Method Based on Linear Prediction
 and System Identification.....427
 A. Kawamura, K. Fujii, Y. Itoh, and Y. Fukui
Tottori University, Japan and Himeji Institute of Technology, Japan
- 14.00 A Tunable Coupled Line Bandpass Filter Using a Coplanar Waveguide Structure.....431
 T. Somwong, P. Akkarakethalin, and V. Vivek
Rajamangala Institute of Technology, Thailand
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Thailand
- 14.20 Suppressing Harmonics in Delta Modulation by Randomizing Hysteresis Windows.....435
 A. Aurasopon and P. Kumhom
King Mongkut's University of Technology Thonburi, Thailand
- 14.40 Coffee Break

Session: Circuit Theory IV

Room: Golden Sand 1

F 3.4

Chairpersons: 1. Dr. Prayoot Akkardektalin, *King Mongkut's Institute of Technology, North Bangkok, Thailand*
 2. Dr. Jirayut Mahattanaleul, *Mahanakorn University of Technology, Thailand*

- 15.00 An Analog Current-mode Maximum, Median and Minimum Circuit.....439
 M. Kaewrongkool, A. Chaikla, A. Jaruwanawat, and V. Riewruja
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
- 15.20 A Realization of Current-Mode Biquadratic Filters Using DO-CCIs 443
 M. Higashimura, T. Tsukutani, and Y. Fukui
Matsue National College of Technology, Japan and Tottori University, Japan
- 15.40 Analog Multiplier Using Translinear Current Converter 447
 A. Kaewpoonsuk, T. Kamsri, W. Petchmaneeumka, S. Luikitmongkol, and V. Riewruja
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
- 16.00 Log-Domain Elliptic Low-Pass filter 451
 K. Dejhan, M. Kumngern, F. Cheevasuvit, S. Mitatha, and C. Soonyeeekan
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
Aeronautical Radio of Thailand, Thailand
- 16.20 A CPW Capacitively Coupled Resonator Bandpass Filter and Its Lump Element Model.....455
 S. Seewattanapon, P. Akkarakethalin, and V. Vivek
Rajamangala Institute of Technology, Thailand
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Thailand

Analog Multiplier Using Translinear Current Conveyor

A. Kaewpoonsuk, T. Kamsri, W. Petchmaneeumka, S. Luikitmongkol and V. Riewruja

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
Phone: +66-2-739-2406 ext 129, Fax: +66-2-739-2406 ext 103
E-mail: vanchai@cs.eng.kmitl.ac.th

Abstract

In this article, a simple circuit-design technique for implementing an analog multiplier is proposed. The realization method makes use of the inherited translinear loop of the translinear current conveyor and the current mirrors. The proposed scheme achieves wide dynamic range and high accuracy. Performance of the scheme is demonstrated by PSPICE simulation results.

1. Introduction

In recent years, the translinear current conveyor has received much attention to design and implement current-mode circuits such as filters, oscillators, variable gain amplifier, a sinusoidal frequency double and full-wave rectifier [1]-[6]. The advantage of this method is that the terminal resistance r_x , appearing at the port x of the current conveyor, can be varied by an external bias current. It should be noted that the terminal resistance depends on the input resistance of the dual translinear loop in the current conveyor. The purpose of this letter is to propose a simple analog multiplier circuit that employs the translinear current conveyor, resistors and current mirrors. The design technique makes use of the dual translinear characteristic of bipolar junction transistors associated within the translinear current conveyor, where this characteristic is monitored from the supply-line currents.

2. Circuit Description

2.1. Basic Principle

The schematic diagram of the translinear-based current conveyor is shown in figure 1 [6]. Where the group of transistors Q_1 - Q_4 constitutes a dual translinear input cell. The current I_A and I_B denote respectively the positive-supply current and the negative-supply current of the current conveyor. The current I_{bias} is an external bias current. Assuming that the transistors Q_1 and Q_3 as well as Q_2 and Q_4 are closely matched, the common-emitter transistors current gain $\beta \gg 1$, and all current mirrors has exactly unity gain. From the translinear principle [7]-[8],

the relation of the currents I_1 , I_2 , I_{bias} and the input current i_{in} can be expressed as

$$I_1 = \frac{\sqrt{i_{in}^2 + 4I_{bias}^2}}{2} - \frac{i_{in}}{2} \quad (1)$$

$$I_2 = \frac{\sqrt{i_{in}^2 + 4I_{bias}^2}}{2} + \frac{i_{in}}{2} \quad (2)$$

when $i_{in} = 0$, the currents $I_1 = I_2 = I_{bias}$. The relation of the currents I_A , I_B , I_1 and I_2 are

$$I_A = 2I_{bias} + 2I_1 \quad (3)$$

$$I_B = 2I_{bias} + 2I_2 \quad (4)$$

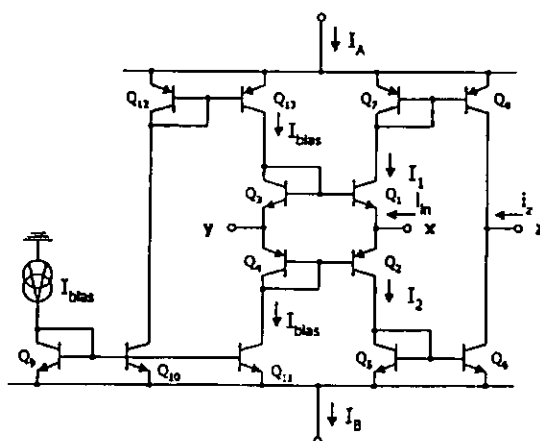


Figure 1. Schematic diagram of the translinear current conveyor

2.2. An analog multiplier

The block diagram of the proposed analog multiplier using the translinear current conveyor and current mirrors is shown in figure 2. Where the CCII₁ building block

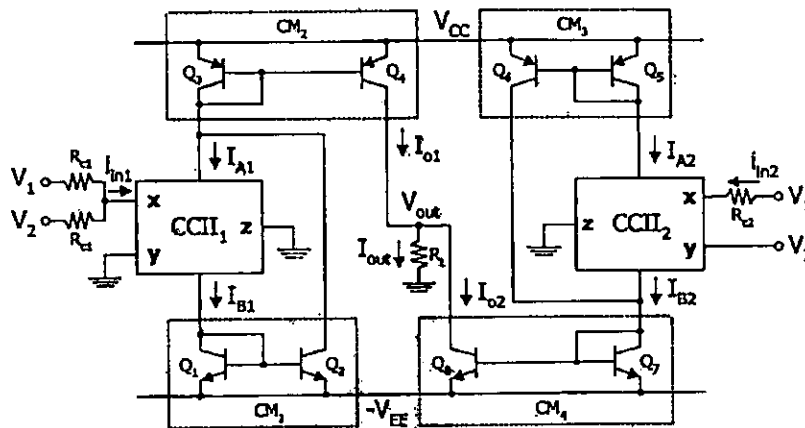


Figure 2. The proposed analog multiplier

corresponds to the circuit diagram of the translinear current conveyor in figure 1. The current I_{A1} and I_{B1} denote respectively the positive-supply current and the negative-supply current of the current conveyor $CCII_1$. The current i_{in1} and i_{in2} denote the input signal current of the conveyors $CCII_1$ and $CCII_2$, respectively. If we set the external bias current I_{bias} of all current conveyor are equal. Thus, the expression for the current I_{A1} , I_{B1} , I_{A2} and I_{B2} are

$$I_{A1} = 2I_{bias} + \sqrt{i_{in1}^2 + 4I_{bias}^2} - i_{in1} \quad (5)$$

$$I_{B1} = 3I_{bias} + \sqrt{i_{in1}^2 + 4I_{bias}^2} + i_{in1} \quad (6)$$

$$I_{A2} = 2I_{bias} + \sqrt{i_{in2}^2 + 4I_{bias}^2} - i_{in2} \quad (7)$$

$$I_{B2} = 3I_{bias} + \sqrt{i_{in2}^2 + 4I_{bias}^2} + i_{in2} \quad (8)$$

Due to the current mirrors CM_1 reflects the current I_{B1} in order to adding with the current I_{A1} and the current mirror CM_3 reflects the current I_{A2} in order to adding with the current I_{B2} . The current mirrors CM_2 and CM_4 action respectively reflects the current I_{o1} and I_{o2} to the output node, then the output voltage V_{out} becomes

$$\begin{aligned} V_{out} &= I_{out} R_L = (I_{o1} - I_{o2}) R_L \\ &= (I_{A1} + I_{B1}) - (I_{A2} + I_{B2}) R_L \\ &= (2\sqrt{i_{in1}^2 + 4I_{bias}^2} - 2\sqrt{i_{in2}^2 + 4I_{bias}^2}) R_L \end{aligned} \quad (9)$$

If we set $k_i = (i_{in1}^2 / 4I_{bias}^2)_i$ and the power series of $\sqrt{1+k} = 1 + (1/2)k - (1/8)k^2 + \dots$ are employed, then the equation (9) can be written as

$$V_{out} = 4I_{bias} R_L \left(\frac{(i_{in1}^2 - i_{in2}^2)}{8I_{bias}^2} - \frac{(i_{in1}^4 - i_{in2}^4)}{128I_{bias}^4} + \dots \right) \quad (10)$$

For $(i_{in1}^2 / 4I_{bias}^2) < 1$ and $(i_{in2}^2 / 4I_{bias}^2) < 1$ then the output voltage V_{out} can be approximately given by

$$V_{out} = \left(i_{in1}^2 - i_{in2}^2 \right) \frac{R_L}{2I_{bias}} \quad (11)$$

Where $i_{in1} = (V_1 + V_2) / (R_{c1} + 2r_{x1})$, $i_{in2} = (V_1 - V_2) / (R_{c2} + r_{x2})$ and r_{xi} is the parasitic resistance at port x of the conveyor $CCII_i$. If we set $(R_{c1} + 2r_{x1}) = (R_{c2} + r_{x2}) = R_c$, then the equation (11) becomes

$$V_{out} = \frac{2R_L}{R_c^2 I_{bias}} V_1 V_2 = K V_1 V_2 \quad (12)$$

It should be noted that the circuit of figure 2 provides the function of analog multiplier and $K = (2R_L / R_c^2 I_{bias})$ is the multiplication constant.

3. Simulation results

The performance of the circuit in figure 2 was studied by the use of PSPICE analogue simulation program. The simulation was carried out using the bipolar transistor parameters of the 2N3906 and 2N3904 for pnp and npn transistors, respectively. The bias current I_{bias} set to

200 μ A, $V_{CC} = V_{EE} = 10$ V, $R_L = 50$ k Ω and $R_C = 100$ k Ω . Figure 3 shows the measured dc transfer characteristic of the proposed circuit. Figure 4 shows the transient response for 1V peak amplitude sinusoidal signal V_1 and V_2 with frequency 100kHz and 10kHz, respectively. The maximum total harmonic distortion at both the input voltage of 1V is about 0.69%, where the input voltage V_2 is DC voltage and V_1 is the sinusoidal input voltage with the frequency of 1kHz. The simulated frequency response of the proposed circuit is shown in figure 5. Bandwidth of figure 5(a) and figure 5(b) is about 1.67MHz and 1.66MHz, respectively.

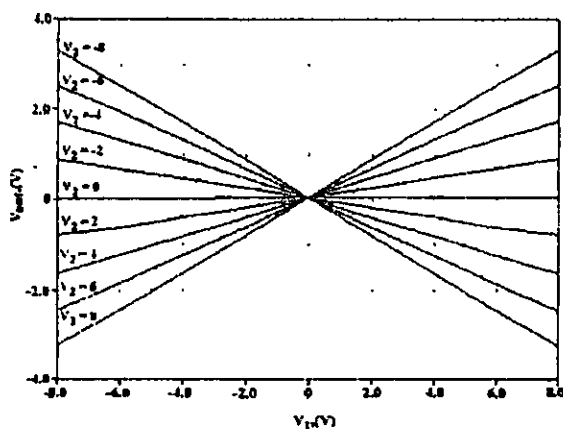


Figure 3. DC transfer

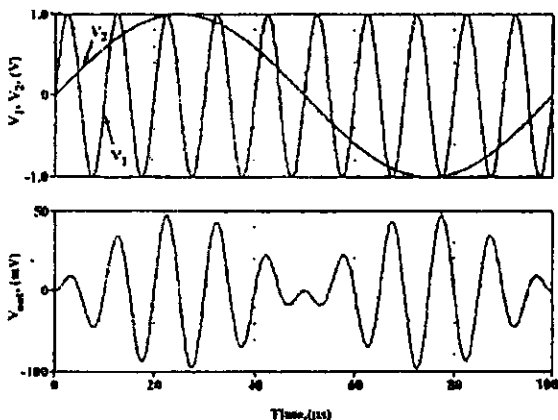
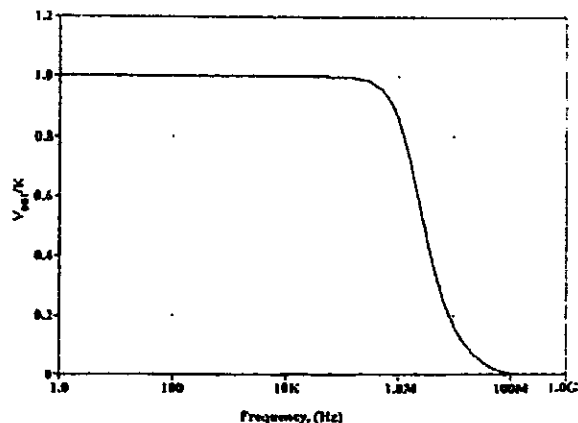
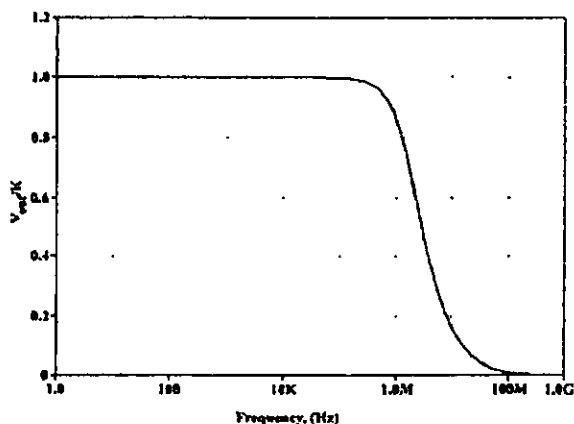


Figure 4. Transient response



(a)



(b)

Figure 5. Frequency response

(a) For input voltage V_1

(b) For input voltage V_2

4. Conclusion

It has been shown in this letter that an analog multiplier circuit can be realized by using translinear current conveyor and current mirrors as active circuit elements. The multiplier action is performed by employing the dual translinear characteristic of bipolar junction transistors associated within the current conveyor, where this characteristic has been monitored from the supply-line currents. PSPICE simulation results have been employed to confirm the performance of the proposed circuit.

5. References

- [1] A. FABRE, F. DAYOUB, L. DURUISSEAU and M. KAMOUN, "High input impedance insensitive second order filters implemented from current conveyors", *IEEE Trans. On Circuits and Systems I*, Vol. 41, No. 12, pp. 918-921, December 1994.
- [2] A. FABRE, O. SAAID, C. BOUCHERON and F. WEIST, "High frequency applications based on a new current controlled conveyor", *IEEE Trans. On Circuits and Systems I*, Vol. 43, No. 2, pp. 82-91, February 1996.
- [3] W. KIRANON, J. KESORN, and P. WARDKEIN, "Current controlled oscillators based on translinear conveyors", *Electronics Letters*, Vol. 32, No. 15, pp. 1330-1331, July 1996.
- [4] M. T. ABUELMA' ATIL and M. A. AL-QAHTANI, "A current-mode current-controlled-conveyor-based analogue multiplier/divider", *Int. J. Electronics*, Vol. 85, No. 1, pp. 71-77, 1998.
- [5] W. SURAKAMPONTORN, V. RIEWRUJA and K. ANUNTAHIRUNRAT, "Sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier using translinear current conveyor", *Electronics Letters*, Vol. 34, No. 22, October 1998.
- [6] K. ANUNTAHIRUNRAT, W. TANGSRIRAT W. SURAKAMPONTORN, and V. RIEWRUJA, "Sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier using translinear current controlled conveyors", *Proc. TENCON 2000*, Vol 1, pp.410-413, 2000.
- [7] W. SURAKAMPONTORN, "Sinusoidal frequency doublers using operational amplifiers", *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, Vol. 37, No. 2, pp. 259-262, June 1988.
- [8] C. TOUMAZOU and F. J. LIDGEY, "Wide-band precision rectification", *IEE Proceedings Pt. G*, Vol. 134, No. 1, pp. 7-15, February 1987.

SICE-ICASE

International Joint Conference 2006

SICE-ICCAS 2006

October 18 - 21, 2006

BEXCO Busan, KOREA

Topics

Control Theory and Applications
Process Systems
Control Devices and Instruments
Industrial Applications
Sensors and Signal Processing
Navigation, Guidance and Control
Intelligent Systems
Multimedia Systems
Information and Networking
Robotics and Applications
Manufacturing Systems and Automation
Biomedical Engineering Systems
Others

Important Dates

April 30, 2006 : Submission of extended abstracts
and proposals for organized sessions
May 30, 2006 : Notification of paper acceptance
July 30, 2006 : Submission of final camera ready papers

Organized by

The Society of Instrument and Control Engineers (SICE), Japan
The Institute of Control, Automation and Systems Engineers (ICASE), Korea

Sponsored by

The Korean Society of Mechanical Engineers (KSME)
The Korean Institute of Electrical Engineers (KIEE)
The Institute of Electronics Engineers of Korea (IEEE-K)
The Korean Society of Aeronautical and Space Sciences (KASAS)
The Korean Institute of Chemical Engineers (KICChE)
Busan Metropolitan City

In association with

IEEEES, IEEE/KAS, IEEE/CSS, IEEE/SYC, IFAC Japan Council
The Chinese Association of Automation (CAA)
Chinese Automatic Control Society, China Instrument Society
The Instrumentation, Systems and Automation Society (ISA)
The Chinese Association for Artificial Intelligence (CAAI)



<http://sice-iccas.org/>



Digital Image Restoration Using Posterior Distribution and Updating Pixel by Self Threshold

Adi, K.; Mengko, T.L.R.; Suksmono, A.B.; Danudirdjo, D.

Pages: 5707-5710

Digital Object Identifier: 10.1109/SICE.2006.314638

Duplicate a blank key using image processing

Itthisupornrat, V.; Kiatsunthorn, S.

Pages: 5711-5714

Digital Object Identifier: 10.1109/SICE.2006.314639

Duplicate a blank key using image processing

Itthisupornrat, V.; Kiatsunthorn, S.

Pages: 5715-5718

Digital Object Identifier: 10.1109/SICE.2006.314640

High Performance and High Efficiency Memory Management System for H.264/AVC Application in the Dual-Core Platform

Nai-Ran Zhang; Mo Li; Yang-Yang Li; Wu-Chen Wu

Pages: 5719-5722

Digital Object Identifier: 10.1109/SICE.2006.314641

Active Contour Model with Splitting Characteristics for Multiple Area Extractions and its Hardware Realization

Miaki, T.; Kawamura, T.; Sugahara, K.

Pages: 5723-5726

Digital Object Identifier: 10.1109/SICE.2006.314642

Design and Control of HiDiC

Feng Jaing; Jacy Quan; Takashi Hamaguchi; Yutaka Ota; Yoshihiro Hashimoto

Pages: 5727-5730

Digital Object Identifier: 10.1109/SICE.2006.314643

Softsensor Development through Two-Stage Subspace Identification

Seunghyun Lee; Manabu Kano; Kosuke Ando; Shinji Hasebe

Pages: 5731-5736

Digital Object Identifier: 10.1109/SICE.2006.314644

Intelligent Topology Analyzer for Improved Plant Operation

Gabbar, H.A.

Pages: 5737-5742

Digital Object Identifier: 10.1109/SICE.2006.314645

Development of Root Cause & Consequence Analyzer for Intelligent Fault Diagnosis

Gabbar, H.A.; Datu, R.; Hayashi, H.; Akinlade, D.; Suzue, A.; Kamel, M.

Pages: 5743-5748

Digital Object Identifier: 10.1109/SICE.2006.314646

Operation Profile Optimization for Batch Process through Wavelet Analysis and Multivariate Analysis

Kano, M.; Fujiwara, K.; Hasebe, S.; Ohno, H.

Pages: 5749-5753

Digital Object Identifier: 10.1109/SICE.2006.314647

A Simple Resolver-to-DC Converter

Kaewpoonsuk, A.; Petchmaneeumka, W.; Kamsri, T.; Riewrtja, V.

Pages: 5754-5757

Digital Object Identifier: 10.1109/SICE.2006.314648

A Simple Resolver-to-DC Converter

Anucha Kaewpoonsuk, Wandee Petchmancelumka,

Thawatchai Kamsri, and Vanchai Riewruja

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

(Tel: 66-2-739-2406-7; Fax: 66-2-739-2406-7 ext. 103; Email: vanchai@kmitlcs.net)

Abstract: In this paper, a simple resolver-to-dc converter is presented. The realization method is based on the proposed OTA-based $\sin^{-1}$ function circuit. The proposed converter provides a simple configuration and produces an output signal, which is linearity proportional to the shaft angle. Performances of the proposed circuit are discussed in detail and confirmed by the experimental results.

Keywords: Resolver-to-dc, Resolver converter, $\sin^{-1}$ function.

1. INTRODUCTION

Resolver is rugged and reliable transducer for speed and angle measurement of rotary devices. It is used in various positioning applications such as robots, aircrafts, radars, and satellite tracking antennas [1-7]. The shape of resolver looks like as a small motor. A basic equivalent of resolver consists of one rotor winding and two stator windings. Usually, the rotor winding is used as an input part, which is excited with a sinusoidal voltage. If the frequency of excitation signal is higher than the angular frequency of the rotor, the stator waveforms of the resolver can be given by

$$V_{s1}(t) = kV_{ex}\sin(\theta) \quad (1)$$

$$V_{s2}(t) = kV_{ex}\cos(\theta) \quad (2)$$

where V_{s1} and V_{s2} are the voltage values of the first and second stators, respectively, θ is the angular position of rotor, V_{ex} is a sinusoidal excitation voltage, and k is the transformation ratio between stator and rotor windings. From Eqs. (1)–(2), the voltages V_{s1} and V_{s2} having not linearity characteristic are trigonometric functions of the shaft angle θ , not linearity characteristic. Resolver converter is commonly referred to resolver-to-digital converter designed by processor [2-6]. To develop the new design without a processor and/or look-up table technique, the resolver-to-dc converter has been introduced in literature [7]. However, this structure is complex and large in size. The purpose of this paper is to present a technique for the realization of a resolver-to-dc converter. The technique utilizes OTA-based $\sin^{-1}$ function circuit to achieve simple configuration and good performances.

2. CIRCUIT DESCRIPTION

2.1. OTA-based $\sin^{-1}$ function circuit

The principle of the OTA-based $\sin^{-1}$ function circuit is shown in Fig. 1. The operation of this circuit can be explained as follows. From the circuit, the operations of OTA₁ and OTA₂ are purposed to obey a large signal transfer characteristic of the differential pair

associated within both OTAs, which are desired by a exponential function. Using the routine analysis of the circuit as shown Fig. 1, the relationship of the voltages V_i and V_o can be expressed as

$$\frac{V_i}{R_c I_{EE}} = \frac{1 - e^{(3\alpha \cdot \pi)x} + e^\alpha (e^{(2\alpha \cdot \pi)x} - e^{(\alpha \cdot \pi)x})}{1 + e^{(3\alpha \cdot \pi)x} + e^\alpha (e^{(2\alpha \cdot \pi)x} - e^{(\alpha \cdot \pi)x})} \quad (3a)$$

where

$$x = \frac{\pi V_o}{3I_B R} \quad (3b)$$

and

$$\alpha = \frac{I_B R}{V_T} \quad (3c)$$

where V_T denotes the thermal voltage. Based on the use of suitable conditions such as $\alpha = 3$, Eqs. (3a)–(3c) can be made fit the sine function very closely when the maximum error is about 0.2%. Similar techniques have been discussed in literature [8], thus the relationship of the input voltage V_i and the output signal V_o can be approximated by

$$\frac{V_i}{R_c} = \eta I_{EE} \sin\left(\frac{\pi V_o}{3I_B R}\right) \quad (4a)$$

From Eq. (4a), we can represent the output voltage V_o as

$$V_o = \left(\frac{3I_B R}{\pi}\right) \sin^{-1}\left(\frac{V_i}{\eta I_{EE} R_c}\right) \quad (4b)$$

where

$$\eta = 2e^{-(\pi^2 V_T) \cdot (2I_B R)} \quad (4c)$$

Eq. (4b) is evident that the output voltage V_o is a $\sin^{-1}$ function of the input voltage V_i and also amplified by a constant gain, which is equal to $3I_B R/\pi$.

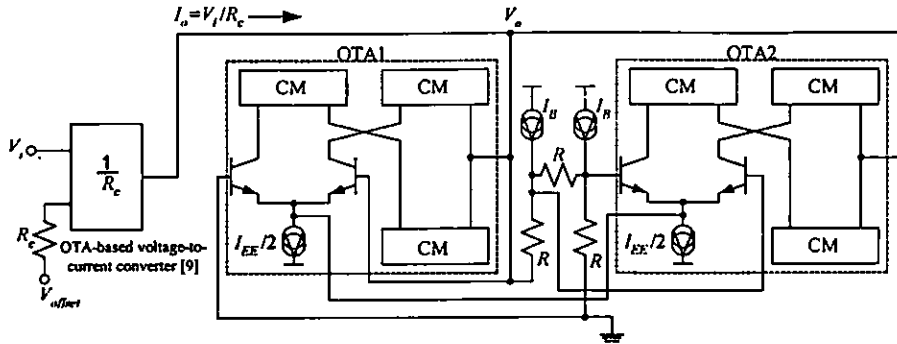
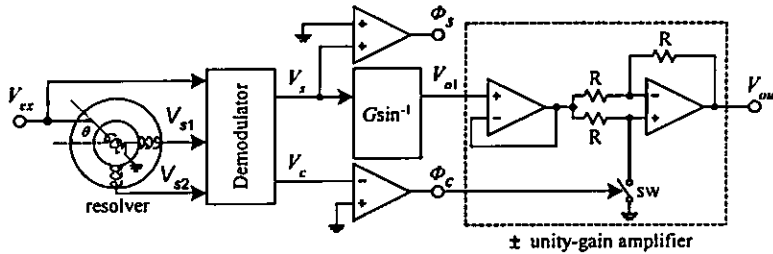
Fig. 1 OTA-based $\sin^{-1}$ function circuit.

Fig. 2 Proposed resolver-to-dc converter.

2.2. Proposed resolver-to-dc converter

Fig. 2 shows the circuit diagram of the proposed resolver-to-dc converter, which consists of a demodulator, a $\sin^{-1}$ function as shown in Fig. 1, and the positive and negative unity-gain amplifier. The operation of the proposed circuit can be discussed as follows. Both stator voltage signals V_{s1} and V_{s2} are demodulated using an introduced demodulator in literature [1], then the voltages at node V_s and V_c can be stated as

$$V_s = A \sin(\theta) \quad (5)$$

and

$$V_c = A \cos(\theta) \quad (6)$$

where A is referred to the peak amplitude of both signals V_s and V_c . The voltage V_s is applied to the followed $\sin^{-1}$ function circuit. If we set the term of $\eta I_{EE} R_c$ in Eq. (4b) equal to A , then the output voltage V_{o1} can be expressed as

$$V_{o1} = G \begin{cases} \theta & : 0 \leq \theta \leq \pi/2 \\ \pi - \theta & : \pi/2 < \theta \leq 3\pi/2 \\ \theta - 2\pi & : 3\pi/2 < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (7)$$

where G denotes the constant gain of the $\sin^{-1}$ function circuit, which is equal to $3I_{EE}R/\pi$. The voltage V_{o1} is assigned to the input voltage for positive and negative

unity-gain amplifier controlled by digital signal ϕ_c . The amplifier functions as a triangular-to-sawtooth wave converter. Thus, the output voltage V_{out} can be written as

$$V_{out} = G \begin{cases} +V_{o1} & ; \phi_c = "0" \\ -V_{o1} & ; \phi_c = "1" \end{cases} \\ = G \begin{cases} \theta & : 0 \leq \theta \leq \pi/2 \\ \theta - \pi & : \pi/2 < \theta \leq 3\pi/2 \\ \theta - 2\pi & : 3\pi/2 < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (8)$$

From Eq. (8), the digital signals ϕ_s and ϕ_c are determined to identify the range of the output voltage V_{out} . To achieve linearity characteristic of the output voltage V_{out} over the wide range in $0-2\pi$ radian, the output signal V_{out} can be synthesized by similar technique used in literature [7] as

$$V_{out} = V_{out} + 2G\phi_x + 2G\phi_y = G\theta \quad (9a)$$

where

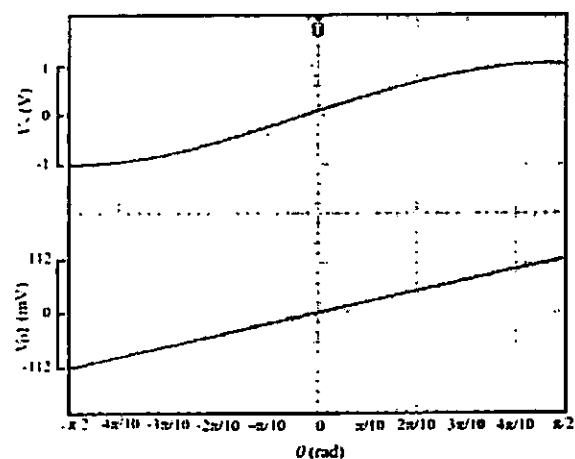
$$\phi_x = \phi_s \text{ or } \phi_c \quad (9b)$$

and

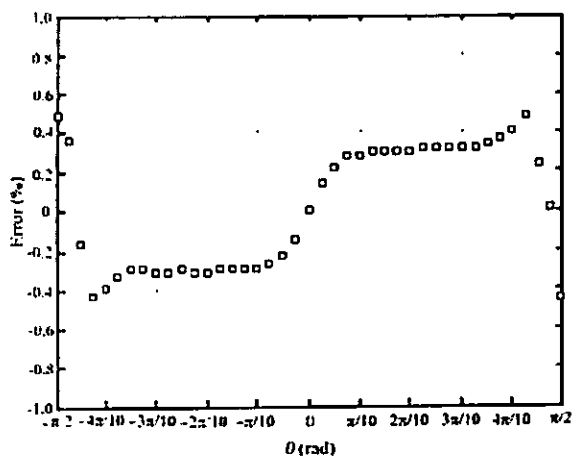
$$\phi_y = \phi_s \text{ and } \overline{\phi_c} \quad (9c)$$

3. EXPERIMENTAL RESULTS

To verify the performances of the proposed technique, the circuit as shown in Fig. 2 was implemented on prototype board. The circuit as shown in Fig. 1 constructed the $\sin^{-1}$ function by using commercially available OTAs CA3280. The resistor R_c in the voltage-to-current converter [9] was set to $2.77k\Omega$. For testing the proposed converter, a synchro resolver (Sanyo Denki, 101-4100) driven by a variable speed dc motor was used. The frequency of an excitation signal equals 3kHz. An effective implement of the demodulator consisted of the multiplier and low-pass filter circuits [1]. The peak amplitudes of the voltages V_s and V_c were set to 1V. The bias currents and the resistor were chosen as $I_B = 75\mu A$, $I_{EE} = 1mA$, and $R = 1k\Omega$. The positive/negative unity-gain amplifier was employed using op amp LM741 and analog switch 4066. The measured DC transfer characteristic and the linearity error of the $\sin^{-1}$ function circuit are shown in Fig. 3(a) and Fig. 3(b), respectively, where the error is defined by the difference between the reading and the ideal values.



(a) DC transfer characteristic



(b) linearity error

Fig. 3 Measured results of the $\sin^{-1}$ function circuit.

Fig. 3(a) shows the plots of the voltages V_{o1} and V_s against the shaft angle θ . The plots of the linearity error of the voltage V_{o1} against the shaft angle θ as shown in Fig. 3(b) evident that the maximum absolute error is less than 0.5% over the entire dynamic range. All of the signals V_s , V_c , V_{o1} , V_{o2} , Φ_s , and Φ_c as shown in Figs. 4–5 are agreed with the expected values for forward and reverse speed of dc motor, respectively. The voltage V_{out} acts as the output signal, where the digital signals Φ_s and Φ_c are used as the identifiers.

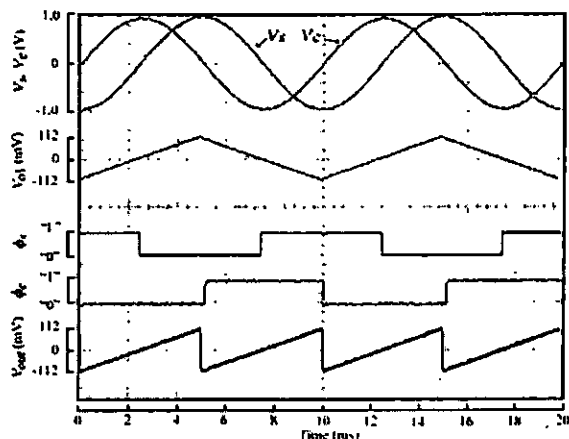


Fig. 4 Experimental results for forward speed measurement.

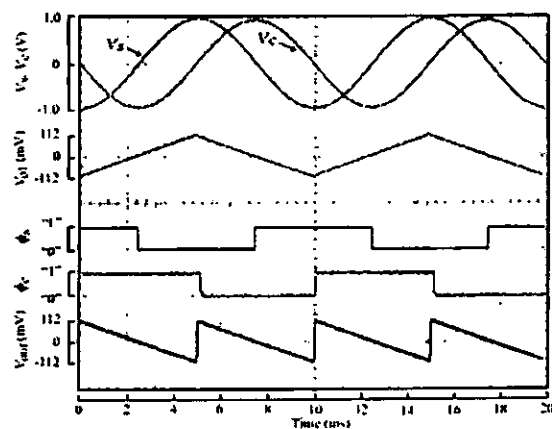


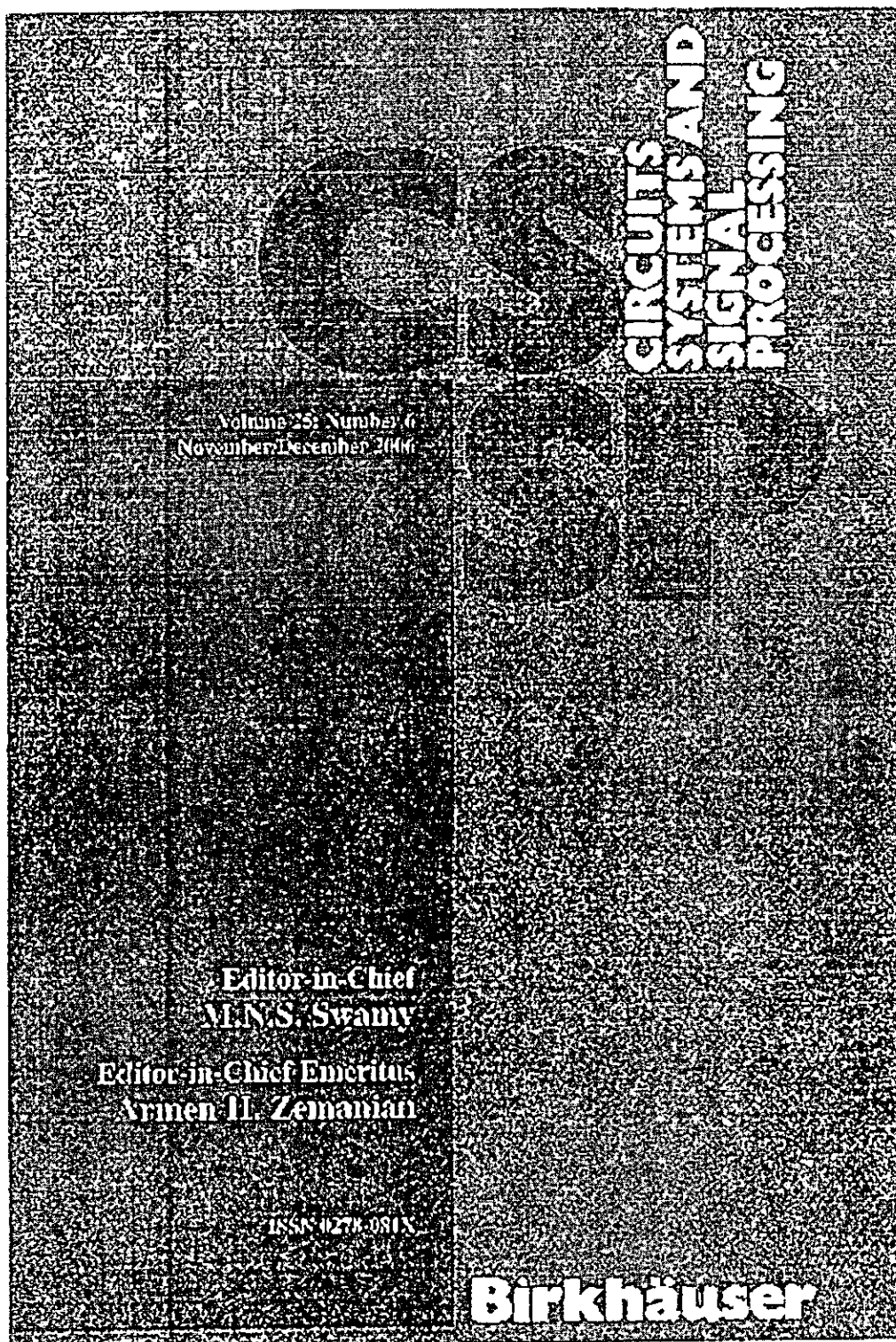
Fig. 5 Experimental results for reverse speed measurement.

4. CONCLUSION

A simple circuit technique for realizing a resolver-to-dc converter using OTA-based $\sin^{-1}$ function circuit has been described in this paper. The converter produces an output voltage proportional to the shaft angle, which has the maximum error of about 0.5% over the full range ($\pi/2$). Experimental results are also used to verify the characteristics of the proposed circuit.

REFERENCES

- [1] The Moog Components Group engineering staff. *Synchro and Resolver Engineering Handbook*. [Online]. Available: www.polysci.com/Resolvers/resolver.html. 2005
- [2] M. L. Gasperi, and W. G. Onarheim, "Method and Apparatus for Correcting Resolver Error", *U.S. Patent 4 933 674*, 1990.
- [3] P. G. Serev, "Microcontroller Based Resolver-to-Digital Converter", *U.S. Patent 4 989 001*, 1991.
- [4] S. P. Vlahu, "Variable Reluctance Resolver to Digital Converter", *U.S. Patent 5 949 359*, 1999.
- [5] J. G. Deppe and J. R. Biel, "AC Encoded Signal to Digital Converter", *U.S. Patent 5 034 743*, 1991.
- [6] S. P. Vlahu, "Direct Resolver to Digital Converter", *U.S. Patent 5 912 638*, 1999.
- [7] M. Benammar, L. Ben-Brahim, and M. A. Alhamadi, "A Novel Resolver-to-360° Linearized Converter", *IEEE Sensors Journal*, Vol. 4, No. 1, Feb. 2004.
- [8] B. Gilbert, "A Monolithic Microsystem for Analog Synthesis of Trigonometric Functions and Their Inverses", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol.SC-17, No. 6, Dec. 1982.
- [9] W. Surakampontorn, V. Riewruja, K. Kumwachara, C. Surawatpunya and K. Anuntahirunrat, "Temperature-insensitive voltage-to-current converter and Its Applications", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*. Vol. 48, No. 6, Dec. 1999.



**CIRCUITS AND
SYSTEMS AND
SIGNAL
PROCESSING**

Volume 25: Number 6
November/December 2006

Editor-in-Chief
M.N.S. Swamy

Editor-in-Chief Emeritus
Armen II. Zemanian

ISSN 0278-081X

Birkhäuser

Circuits, Systems, and Signal Processing
Vol. 25 • No. 6 • 2006

Contents

- 685 An FIR Equalizer Design for Nonlinear Channels Using Hybrid GA and LMI
Te-Jen Su and Cian-Pin Wei
- 701 Electronically Tunable Current-Mode Universal Filter Employing Only Plus-Type Current-Controlled Conveyors and Grounded Capacitors
Worapong Tangsrirat and Wanlop Surakamponporn
- 715 A Study of a Robust Fuzzy Controller for Perturbed Nonlinear Systems
Cheng-Shion Shieh and Ming-Rong Lee
- 729 Robust $l_2 - l_\infty$ Control for Uncertain Discrete-Time Switched Systems with Delays
Dongsheng Du, Bin Jiang, Peng Shi, and Shaosheng Zhou
- 745 Design and Implementation of DDC Based on Walsh Transform for HF Radar Receiver
Liyun Bai, Biyang Wen, and Jing Yang
-
- 753 OTA-Based Sine-to-Triangular Wave Converter
Vanchai Riewruja and Anucha Kaewpoonsuk
-
- 767 High Input Impedance Voltage-Mode Universal Biquadratic Filter with One Input and Five Outputs Using Current Conveyors
Jiun-Wei Horng, Chun-Li Hou, Chun-Ming Chang, Hung-Pin Chou, and Chun-Ta Lin

This journal is a source publication for the following indexing, abstracting, and current-contents publications: Cambridge Scientific Abstracts; Current Contents—Engineering Technology and Applied Sciences; Current Mathematical Publications; Engineering Index Monthly; IEEE ASSP Magazine; INSPEC; Mathematical Reviews; Science Citation Index; Zentralblatt Für Mathematik.

OTA-BASED SINE-TO-TRIANGULAR WAVE CONVERTER*

Vanchai Riewruja¹ and Anucha Kaewpoonsuk¹

Abstract. A sine-to-triangular wave converter based on operational transconductance amplifiers (OTAs) is proposed in this paper. The realization method exploits a hyperbolic tangent behavior of an OTA to convert from a sine wave to a triangular wave. The proposed circuit provides a simple configuration and employs only OTAs as the active elements. This scheme can be operated in both a voltage-controlled mode and a current-controlled mode. The performances of the proposed circuit are discussed in detail and confirmed by the experimental results.

Key words: OTA, sine-to-triangular wave converter, inverse sine function circuit, voltage-to-current converter.

1. Introduction

The conversion from sine wave to triangular wave, also known as an inverse sine function, is a fundamental building block in signal processing systems, instrumentation and measurement systems, and communication systems. Many further references to its application can be found in the literature [1], [2], [4], [6]. The synthesis of an inverse sine function can be realized in the form of an analog circuit technique and a digital computation technique. The digital computation technique is normally based on a numerical algorithm processed by digital processors. Unfortunately, a delay time occurs in the computational process. Thus, this result is not feasible for applications in real-time systems. The analog circuit technique provides a high-speed operation, which results in a real-time determination. Therefore, the analog circuit technique is well suited for real-time applications. One fundamental approach for determining an inverse sine function is based on the use of a sine function generator connected with the feedback path of an

* Received December 9, 2005; revised May 5, 2006.

¹ Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand. E-mail for Riewruja: vanchai@kmitlcs.net; E-mail for Kaewpoonsuk: anucha@kmitlcs.net

operational amplifier [3]. The accuracy of this approach is strongly dependent on the performance of the sine function generator in the feedback path. Alternatively, two approaches based on algebraic approximation have been introduced [2], [7], [8]. The first approach requires many functional circuit building blocks, such as a multiplier, divider, absolute value circuit, and analog switch, to synthesize the inverse sine function [7], [8]. The second approach is provided for implementation in monolithic integrated form [2]. However, in practice it requires a special design for the functional circuit building block. These approaches have a great disadvantage in the topology of the scheme, and they are uneconomical for realization. In this paper, an inverse sine function circuit based on the use of operational transconductance amplifiers (OTAs) is introduced. The realization method utilizes the transfer characteristic of an OTA, in the form of a hyperbolic tangent function, to synthesize an inverse sine function. The proposed circuit exhibits a high accuracy and a simple configuration, in which both voltage-controlled modes and current-controlled modes can be operated. Consequently, the circuit is economical due to the fact that the OTA is a commercially available, low-cost device. Experimental results verifying the theoretical analysis of the proposed inverse sine function circuit are given.

2. Circuit description

2.1. Basic principle

The principle of an inverse sine function circuit using OTAs is shown in Figure 1. The operation of this circuit can be explained as follows. From the circuit, the function of OTA₂ is to obey a large signal transfer characteristic and can be realized by a hyperbolic tangent function, that is,

$$i_1 = mi_{in} = I_{B2} \tanh\left(\frac{v_A}{2V_T}\right), \quad (1)$$

where i_1 and I_{B2} denote an output current and a bias current of OTA₂, respectively, m denotes a scaling factor, v_A is an input voltage of OTA₂, i_{in} is a current signal flowing through the resistor R_1 , and V_T is the thermal voltage. Therefore, an input voltage v_A of OTA₂ can be written as

$$v_A = 2V_T \tanh^{-1}\left(\frac{i_1}{I_{B2}}\right) = 2V_T \tanh^{-1}\left(\frac{mi_{in}}{I_{B2}}\right). \quad (2)$$

Note that the peak amplitude of the current $i_1 = mi_{in}$ exists below the bias current I_{B2} to avoid the operation of OTA₂ in an overdriven mode, which causes the inverse hyperbolic tangent term in equation (2) to have an infinite value. From equation (1), an input signal voltage $v_A \geq 3V_T$ will cause the output current i_1 to closely rise to the bias current I_{B2} . Thus, the scaling factor m can be obtained by

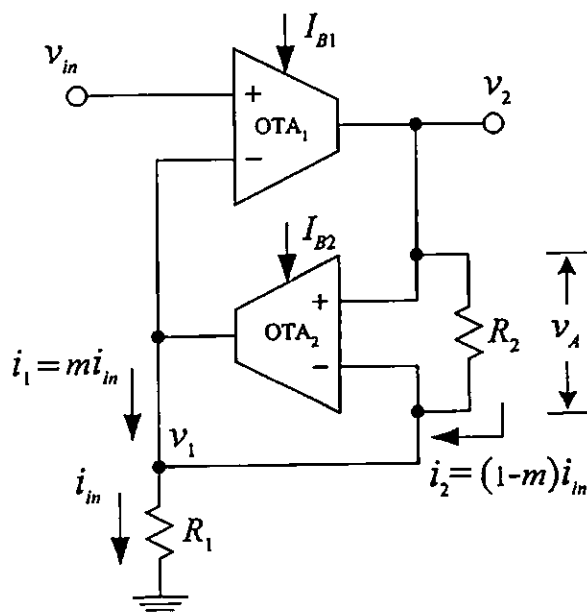


Figure 1. Principle of the inverse sine function circuit.

linear approximation of the large signal transfer characteristic of OTA₂ at a signal voltage $v_A = nV_T$ for $n \geq 3$, that is,

$$m = \frac{i_{1(\max)}}{I_{B2}} = \tanh\left(\frac{v_{A(\max)}}{2V_T}\right) \quad (3a)$$

and

$$v_{A(\max)} = V_T (\cosh n - \sinh n + n + 1), \quad (3b)$$

where $i_{1(\max)}$ is an acceptable peak output current of OTA₂ provided by the voltage $v_{A(\max)}$, and $v_{A(\max)}$ denotes a peak input voltage of OTA₂. The resistor R_2 is used to bypass a remainder current $i_2 = (1-m)i_{in}$ and simultaneously to generate an input voltage v_A for OTA₂. Therefore, the resistance R_2 can be obtained as

$$R_2 = \frac{v_{A(\max)}}{(1-m)i_{in(\max)}}, \quad (4)$$

where $i_{in(\max)} = I_{B2}$ is the peak amplitude of the current i_{in} . When a sinusoidal input signal voltage v_{in} of appropriate amplitude is applied, the voltage v_2 can be described as

$$v_2 = 2V_T \tanh^{-1}\left(\frac{mi_{in}}{I_{B2}}\right) + i_{in}R_1. \quad (5)$$

OTA₁ functions as a high-gain amplifier and transfers an input signal voltage v_{in} into a signal voltage v_1 , which can be stated as

$$v_1 = \frac{g_{m1}R_1(1 + g_{m2}R_2)}{1 + g_{m1}R_1(1 + g_{m2}R_2)}v_{in}, \quad (6)$$

where $g_{mi} = I_{Bi}/2V_T$ denotes the transconductance gain of OTA_i , and I_{Bi} is the bias current of OTA_i . Consequently, the signal current i_{in} can be expressed as

$$i_{in} = \frac{g_{m1}(1 + g_{m2}R_2)}{1 + g_{m1}R_1(1 + g_{m2}R_2)} v_{in}. \quad (7)$$

If $g_{m2}R_2 \gg 1$ and $g_{m1}g_{m2}R_1R_2 \gg 1$, then the signal voltage v_1 and the signal current i_{in} are equal to v_{in} and v_{in}/R_1 , respectively. From equation (5), an output voltage v_2 can be rewritten as

$$v_2 = 2V_T \tanh^{-1} \left(\frac{mv_{in}}{I_{B2}R_1} \right) + v_{in}. \quad (8)$$

The inverse hyperbolic tangent term in equation (8) can be expanded as a power series, which can be written as

$$v_2 = 2mV_T(1 + K_{to}) \left\{ x + A_3 \frac{x^3}{3} + A_5 \frac{x^5}{5} + \dots \right\} \quad (9a)$$

$$A_i = \frac{m^{i-1}}{1 + K_{to}} \quad \text{for } i = 3, 5, 7, \dots \quad (9b)$$

$$K_{to} = \frac{I_{B2}R_1}{2mV_T} \quad (9c)$$

and

$$x = \frac{v_{in}}{I_{B2}R_1} = \frac{v_{in}}{2mV_T K_{to}}. \quad (9d)$$

It can be seen that the terms of the power series in the braces contain an odd function and the series converges to an inverse sine function, that is,

$$K \sin^{-1}(x) = K \left(x + B_3 \frac{x^3}{3} + B_5 \frac{x^5}{5} + \dots \right) \quad (10a)$$

and

$$B_i = \prod_{j=1}^{\frac{(i-1)}{2}} \left\{ \frac{(i-2j)}{(i-2j+1)} \right\} \quad \text{for } i = 3, 5, 7, \dots, \quad (10b)$$

where K is a constant that is used to provide an equal amplitude of equations (9a) and (10a). By comparing the power series in equations (9a) and (10a), it is evident that the voltage v_2 can be closely approached as an inverse sine function. Therefore, equation (9a) can be approximated as

$$v_2 = 2mV_T(1 + K_{to}) \sin^{-1}(x). \quad (11)$$

For the peak amplitude of $x = 1$ or $v_{in} = I_{B2}R_1$, the constant K_{to} can be determined by equating equations (8) and (11), which results in

$$K_{to} = \frac{2(\tanh^{-1} m) - \pi m}{m(\pi - 2)}. \quad (12)$$

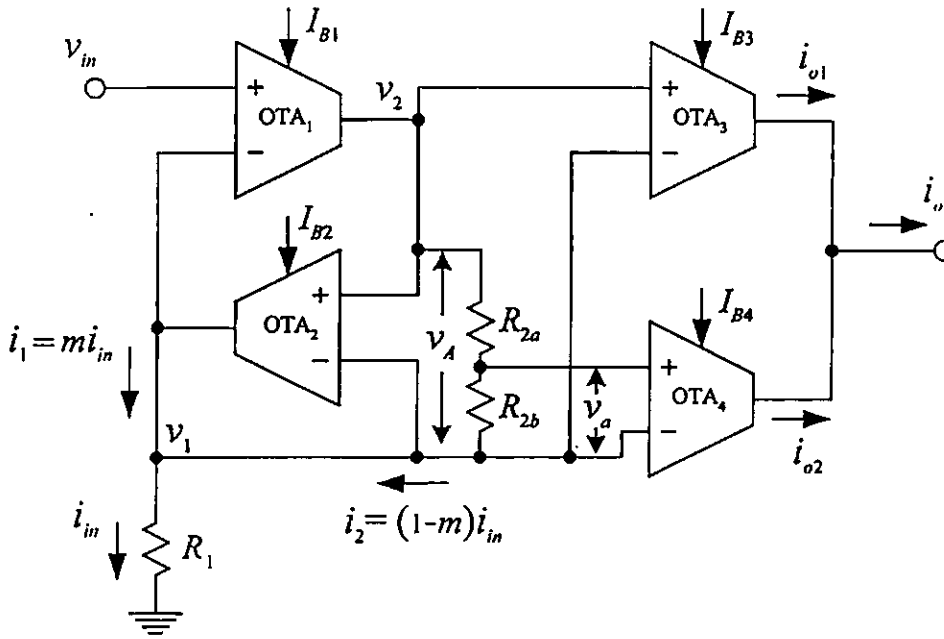


Figure 2(a). Proposed inverse sine function circuit: voltage-controlled mode.

In practice, there are two major limitations on the circuit in Figure 1. First, the dynamic range of the input signal voltage v_{in} is limited to $\pm I_{B2} R_1$ or $\pm 2m V_T K_{I0}$. Second, the amplitude of the inverse sine function voltage v_2 is strongly dependent on the absolute temperature.

2.2. Proposed circuit

The restrictions of the circuit in Figure 1 can be alleviated by using the modified circuit as shown in Figure 2a. The voltage v_1 and the inverse hyperbolic tangent voltage v_A are converted to the current signals i_{o1} and i_{o2} , respectively. The desired inverse sine function is achieved in the form of current signal i_o instead of voltage signal v_2 of the circuit in Figure 1. The temperature dependence of the voltage v_A is rearranged as the voltage v_a with the attenuation factor b by the resistors R_{2a} and R_{2b} , that is,

$$v_a = b v_A = 2b V_T \tanh^{-1} \left(\frac{m i_{in}}{I_{B2}} \right) \quad (13a)$$

and

$$b = \frac{R_{2b}}{R_{2a} + R_{2b}}. \quad (13b)$$

The voltage v_a is assigned to the input voltage for OTA₄, and then the output current i_{o2} can be given by

$$i_{o2} = g_{m4} v_a = b I_{B4} \tanh^{-1} \left(\frac{m i_{in}}{I_{B2}} \right). \quad (14)$$

From equation (14), the conversion from the voltage v_a to the current i_{o2} shows that the temperature effect is compensated. The OTA₂ and OTA₃ inputs are connected together, and the bias currents I_{B2} and I_{B3} are set to be equal, forming a unity-gain current mirror forcing the current i_{o1} to be equal to i_1 . The output current i_o can be determined by the sum of the current i_{o1} and i_{o2} , which results in

$$i_o = i_{o1} + i_{o2} = mi_{in} + bI_{B4} \tanh^{-1} \left(\frac{mi_{in}}{I_{B2}} \right) \quad (15a)$$

or

$$i_o = \frac{mv_{in}}{R_1} + bI_{B4} \tanh^{-1} \left(\frac{mv_{in}}{I_{B2}R_1} \right). \quad (15b)$$

Similarly, as previously discussed, the inverse hyperbolic tangent function can be approximated as

$$i_o = mbI_{B4}(1 + K_{tv}) \left\{ \frac{v_{in}}{I_{B2}R_1} + \frac{m^2}{(1 + K_{tv})} \frac{1}{3} \left(\frac{v_{in}}{I_{B2}R_1} \right)^3 + \frac{m^4}{(1 + K_{tv})} \frac{1}{5} \left(\frac{v_{in}}{I_{B2}R_1} \right)^5 + \dots \right\} \quad (16a)$$

or

$$i_o = mbI_{B4}(1 + K_{tv}) \sin^{-1} \left(\frac{v_{in}}{I_{B2}R_1} \right) \quad (16b)$$

and

$$K_{tv} = \frac{I_{B2}}{bI_{B4}}. \quad (16c)$$

Note that the proposed circuit in Figure 2a operates in a voltage-controlled mode to synthesize an inverse sine function. The sufficient amplitude of the sinusoidal input voltage v_{in} , used to perform the perfect triangle wave, can be expressed as

$$v_{in} = \pm \left(I_{B2}R_1 + \frac{4V_T^2}{I_{B1}R_2} \right). \quad (17)$$

The thermal voltage V_T is about 26 mV at room temperature. Therefore, the amplitude of the input voltage v_{in} can be approximated as $v_{in} = \pm I_{B2}R_1$.

A current-controlled inverse sine function circuit can be achieved as shown in Figure 2b. The operation of this circuit follows the same principle as that of the circuit in Figure 2a. From the circuit in Figure 2b, ground connected at node A provides a fixed potential at node B, which in this case can be approximated to ground potential. The unity-gain current mirror of OTA₂ and OTA₃ transfers the

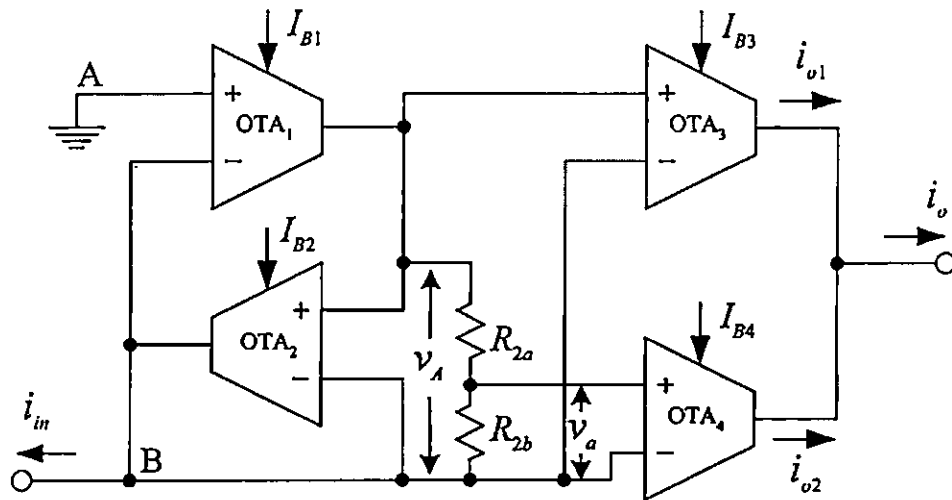


Figure 2(b). Proposed inverse sine function circuit: current-controlled mode.

input current i_{in} to the signal current i_{o1} , and the voltage v_A is generated at the same time. Thus, the output current i_o can be expressed as

$$i_o = mbI_{B4}(1 + K_{tc}) \left\{ \frac{i_{in}}{I_{B2}} + \frac{m^2}{(1 + K_{tc})} \frac{1}{3} \left(\frac{i_{in}}{I_{B2}} \right)^3 + \frac{m^4}{(1 + K_{tc})} \frac{1}{5} \left(\frac{i_{in}}{I_{B2}} \right)^5 + \dots \right\} \quad (18a)$$

or

$$i_o = mbI_{B4}(1 + K_{tc}) \sin^{-1} \left(\frac{i_{in}}{I_{B2}} \right) \quad (18b)$$

$$K_{tc} = \frac{I_{B2}}{bI_{B4}} \quad (18c)$$

and

$$b = \frac{R_{2b}}{R_{2a} + R_{2b}}. \quad (18d)$$

It is apparent that a perfect triangular wave is achieved for the input sine wave of the peak amplitude $i_{in} = \pm I_{B2}$.

The attenuation factor b is used to change the large amplitude voltage v_A into the small amplitude voltage v_a that is necessary for the linear operation range of OTA₄, about $\pm V_T/2$. Thus, the attenuation factor b can be expressed from equation (3b) as

$$b = \frac{1}{2(\cosh n - \sinh n + n + 1)}. \quad (19)$$

From the circuits in Figures 2a and 2b, the sum of the resistances R_{2a} and R_{2b}

is equal to the resistance R_2 , given in equation (4). Then the resistances R_{2a} and R_{2b} can be given by

$$R_{2a} = (1 - b)R_2 \quad (20a)$$

and

$$R_{2b} = bR_2. \quad (20b)$$

By equating equations (15a) and (16b) or (18b), the output current i_o of the circuits in Figures 2a and 2b can closely approximate an inverse sine function. Therefore, the constants K_{tv} and K_{tc} can be stated as

$$K_{tv} = K_{tc} = \frac{2(\tanh^{-1} m) - \pi m}{m(\pi - 2)}. \quad (21)$$

3. Circuit performances

Deviations from ideal performances of the proposed circuits are due to the non idealities of the OTAs and the errors from the approximation of an inverse sine function. Three major factors that contribute to the inaccuracy are discussed as follows. The first factor is due to the transfer error ε_a from the input signal voltage v_{in} to the signal current i_{in} of the circuit in Figure 2a. The relationship of the voltage v_{in} , the current i_{in} , and the transfer error term ε_a can be expressed as

$$i_{in} = (1 - \varepsilon_a) \frac{v_{in}}{R_1} \quad (22a)$$

and

$$\varepsilon_a = \frac{1}{1 + g_{m1}R_1 + g_{m1}g_{m2}R_1R_2}. \quad (22b)$$

If $g_{m1} = 9.62 \text{ mA/V}$, $g_{m2} = 1.92 \text{ mA/V}$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, and $R_2 = 32 \text{ k}\Omega$, then the transfer error ε_a is about 1.66×10^{-4} . We note that the transfer error ε_a can be further reduced by increasing the value of the transconductance gain g_{m1} .

The second factor is due to the temperature dependence of transconductance g_m that has an effect on the current i_{in} . The error ε_b of the signal current i_{in} is disturbed by the temperature variation, which can be approximately given by

$$\varepsilon_b = \frac{-8V_{T0}^2}{4V_{T0}^2 + I_{B1}I_{B2}R_1R_2} \frac{\Delta T}{T}, \quad (23)$$

where V_{T0} denotes the thermal voltage at room temperature, T is the room temperature, and ΔT is the change of temperature from room temperature. If $V_{T0} = 26 \text{ mV}$ at room temperature, $I_{B1} = 500 \text{ }\mu\text{A}$, $I_{B2} = 100 \text{ }\mu\text{A}$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 32 \text{ k}\Omega$, and $\Delta T = 45^\circ\text{C}$, then the error ε_b is about 0.51×10^{-4} . This error can be reduced by increasing the value of the bias current I_{B1} . In addition, the temperature dependence of the transconductance of an OTA can be compensated

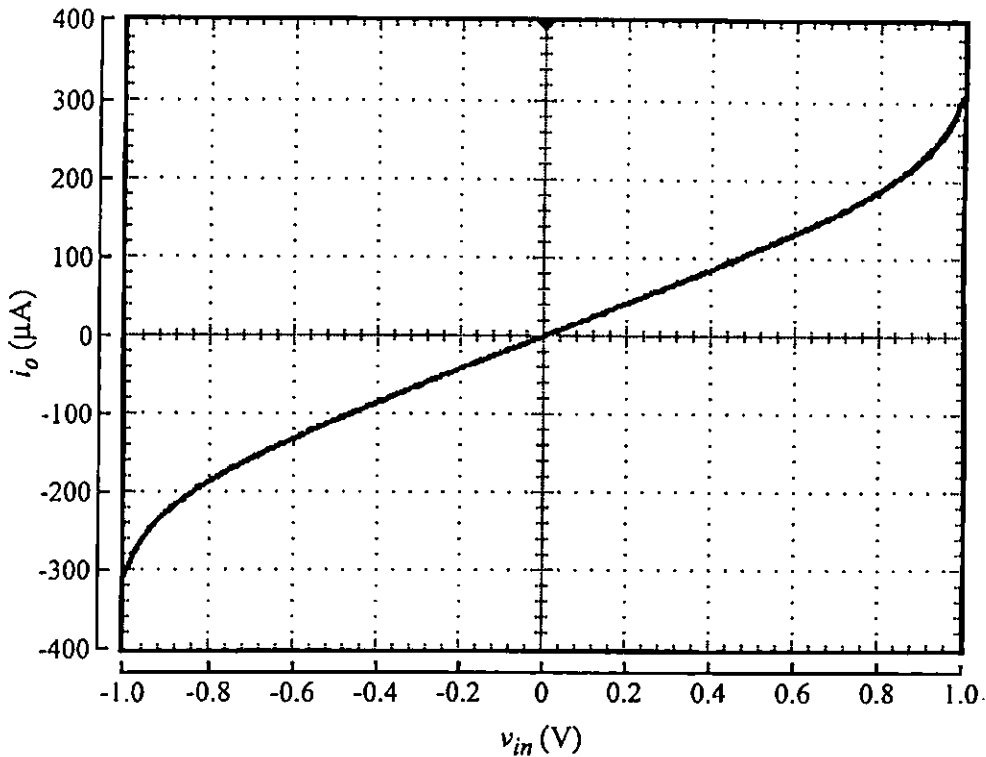


Figure 3(a). Measured results: dc transfer characteristic (vertical scale: 100 $\mu\text{A}/\text{div}$; horizontal scale: 200 mV/div).

using a technique proposed in the literature [5]. However, this circuit scheme has a large configuration and is uneconomical for implementation.

The last factor is due to the approximation of the inverse sine function. From equations (15b) and (16b), the percentage error ε_{st} for the peak amplitude of an input signal v_{in} can be approximated as

$$\varepsilon_{st} = \frac{2}{\pi} \left(\frac{m I_{B2} + b I_{B4} \tanh^{-1}(m)}{m b I_{B4} (1 + K_{ti})} - \frac{\pi}{2} \right) \times 100\%, \quad (24)$$

where $K_{ti} = K_{tv}$ and $K_{ti} = K_{tc}$ are the constants of equations (16) and (18). If $m = 0.966$, $I_{B2} = 100 \mu\text{A}$, $I_{B4} = 869.56 \mu\text{A}$, $b = 0.124$, and $K_{ti} = K_{tv} = K_{tc} = 0.927$, then the percentage error ε_{st} is about -0.23% . The error ε_{st} can be minimized by choosing the linear approximation point at a signal voltage $v_A = n V_T$ of equation (3), which gives the optimum scaling factor m .

4. Experimental results

To demonstrate the performances of the proposed technique, the circuit in Figure 2a was breadboarded using the commercially available OTA CA3080. The bias current I_{B1} and the resistor R_1 were set to $500 \mu\text{A}$ and $10 \text{ k}\Omega$, respectively.

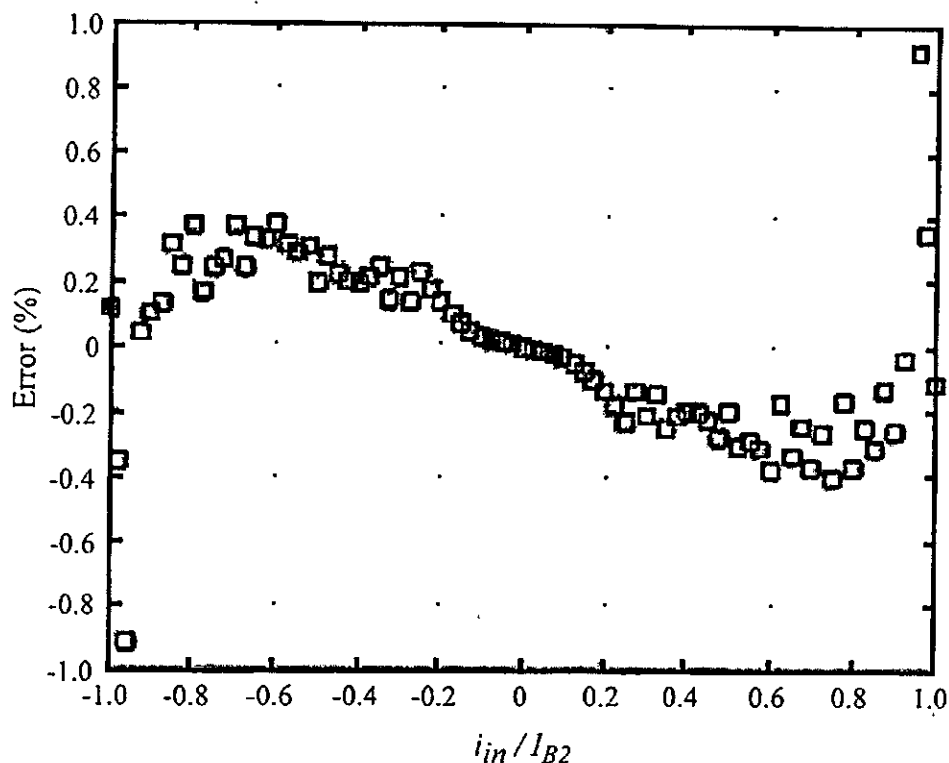


Figure 3(b). Measured results: linearity error.

The procedures for value determinations of the bias current I_{B2} to I_{B4} , and the resistances R_{2a} and R_{2b} , can be explained as follows. When the input dynamic range was assigned as ± 1 V, the peak current i_{in} was equal to $100 \mu\text{A}$. Thus, the bias currents I_{B2} and I_{B3} were set to $100 \mu\text{A}$. The scaling factor $m = 0.966$ was determined from equations (3a) and (3b) for the chosen value $n = 3$. The resistance $R_2 = 32 \text{ k}\Omega$ and the attenuation factor $b = 0.124$ were obtained from equations (4) and (19), respectively. Based on equations (20a) and (20b), the resistances R_{2a} and R_{2b} were determined as $28 \text{ k}\Omega$ and $4 \text{ k}\Omega$, respectively. Substituting the equation (21) into (16c), a bias current I_{B4} of $869.56 \mu\text{A}$ was obtained. The measured dc transfer characteristic and the linearity error of the circuit in Figure 2a are shown in Figures 3a and 3b, respectively. Figure 3a shows the plot of the output current i_o against the input voltage v_{in} , and Figure 3b shows the plot of the linearity error of the output current i_o from the inverse sine function. It can be seen that the maximum absolute measured error is less than 0.92% over the entire dynamic range. Figure 4 shows the triangular wave output for a 1 kHz sine wave input of peak amplitude $v_{in} = 1$ V. Figure 5 shows the spectrum of the output triangular wave. The amplitude of each frequency component is shown in Table 1. The distortion ε_D of the output signal can be expressed in the form of a

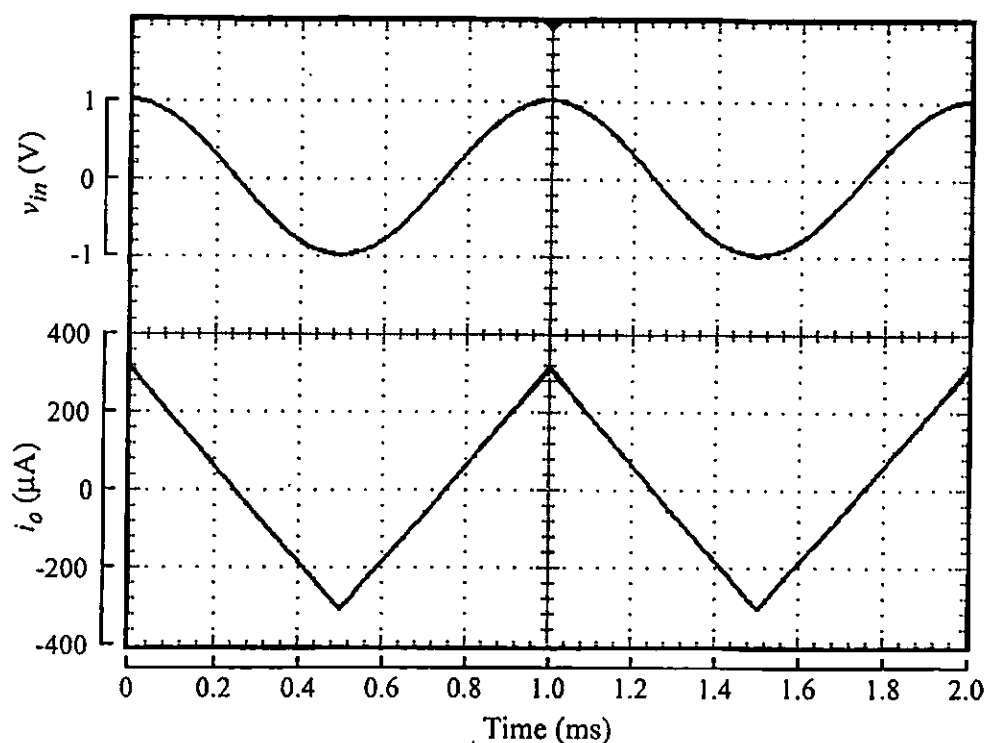


Figure 4. Measured output waveform for the circuit in Figure 2a (vertical scale, upper trace input voltage v_{in} : 1 V/div, lower trace output current i_o : 200 μ A/div; horizontal scale: 200 μ s/div).

root weighted mean square as

$$\varepsilon_D = \sqrt{\sum_{i=1}^q w_i \left(\frac{f'_i - f_i}{f_i} \right)^2} \times 100\%, \quad (25)$$

where f'_i and f_i are the amplitudes of the i th frequency component of the output signal i_o and the ideal triangular wave, respectively, q is the number of frequency components, and w_i is a weight function. The value of w_i is obtained from how much each f_i contributes to the ideal triangular wave. From Table 1, an error ε_D of about 0.46% is achieved. The effect of temperature variation on the triangular output wave was also carried out and is shown in Figure 6. It is clearly seen that the proposed circuit can operate with good results up to 75°C.

5. Conclusion

A simple circuit technique for realizing a sine-to-triangular wave converter or an inverse sine function has been described in this paper. The realization method is based on the use of commercially available OTAs as the active elements. The hyperbolic tangent transfer characteristic of an OTA has been applied to realize an inverse sine function. Both voltage-controlled and current-controlled mode

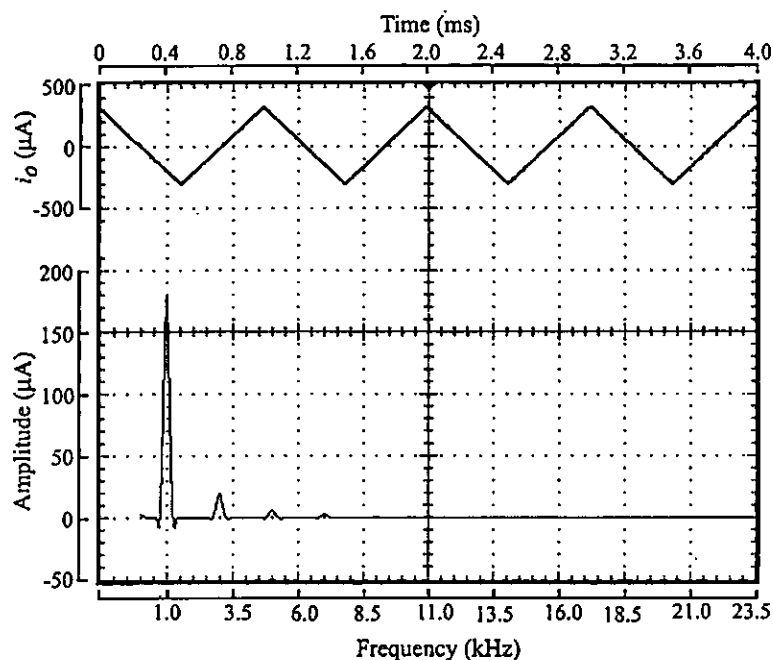


Figure 5. Spectrum analysis of the output waveform at 1 kHz (upper trace output current i_o , vertical scale: 500 $\mu\text{A}/\text{div}$, horizontal scale: 400 $\mu\text{s}/\text{div}$; lower trace spectrum of i_o , vertical scale: 50 $\mu\text{A}/\text{div}$, horizontal scale: 2.5 kHz/div).

Table 1. Amplitudes of frequency components

Frequency components	Amplitudes (rms)	
	Ideal triangular wave	Output of proposed circuit
1 kHz	180.5 μA	180.5 μA
3 kHz	20.1 μA	20.0 μA
5 kHz	7.2 μA	7.3 μA
7 kHz	3.7 μA	3.6 μA
9 kHz	2.2 μA	2.2 μA
11 kHz	1.5 μA	1.5 μA

operations can be provided in the proposed circuit. The performances of the circuit have been demonstrated experimentally and discussed in detail. The linearity error and the distortion are less than 0.92% and 0.46%, respectively.

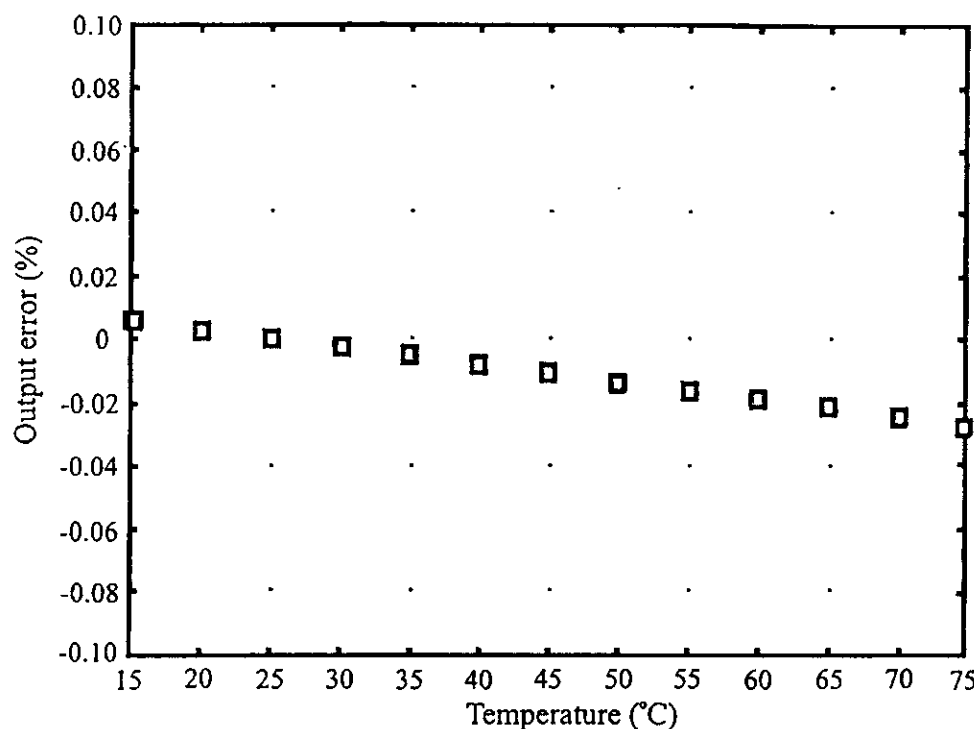


Figure 6. Percent error of output current versus temperature.

References

- [1] M. Benammar, L. Ben-Brahim, and M. A. Alhamadi, A novel resolver-to-360° linearized converter, *IEEE Sensors J.*, 4, 96–101, 2004.
- [2] Y. Chiu, B. Jalali, S. Garner, and W. Steier, Broad-band electronic linearizer for externally modulated analog fiber-optic links, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, 11, 48–50, 1999.
- [3] B. Gilbert, A monolithic microsystem for analog synthesis of trigonometric functions and their inverses, *IEEE J. Solid-State Circuits*, sc-17, 1179–1191, 1982.
- [4] M. Karray, J.-K. Seon, J.-J. Charlot, and N. Masmoudi, VHDL-AMS modeling of a new PLL with an inverse sine phase detector (ISPD PLL), *Proceeding of the 2002 IEEE International Workshop on Behavioral Modeling and Simulation*, 2002.
- [5] C. A. Karybakas, C. Kosmatopoulos, and Th. Laopoulos, Improved temperature compensation of OTAs, *Electron. Lett.*, 8, 763–764, 1992.
- [6] M. J. Narasimha, K. Sheno, and A. M. Peterson, The arcsine transform and its applications in signal processing, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP '77*, 2, 502–505, 1977.
- [7] E. Seevinck, Simple, wide-range approximations to trigonometric functions useful in real-time signal processing, *IEE Proc.*, 128, Pt. G, 41–45, 1981.
- [8] J.-K. Seon and J.-J. Charlot, A CMOS inverse trigonometric function circuit, *Proc. 43rd IEEE Midwest Symp. on Circuits and Systems*, Lansing, MI, 2000.

2007 International Conference on Control Automation and Systems

ICASE

ICCAS 2007

CONFERENCE 2007

2007 International Conference on Control Automation and Systems

Topics

Robotics and Automation
Sensors and Signal Processing
Control Theory and Applications
Intelligent Systems
Biomedical Engineering Systems
Power Systems
Industrial Applications
Control Design and Implementation
Hardware, Software and Control
Information and Networks
Manufacturing Systems and Automation
Multimedia Systems
Other

Important Dates

April 15, 2007: Submission of abstracts and proposals
April 20, 2007: Submission of extended abstracts
June 15, 2007: Notification of paper acceptance
July 21, 2007: Abstracts Information on paper

Organized by

The Institute of Control, Automation and Systems Engineers (ICASE, Korea)

Sponsored by

The Korean Society of Mechanical Engineers (KSME)
The Korean Institute of Electrical Engineers (KIEE)
The Institute of Electronics Engineers of Korea (IEEE)
The Korean Society for Aerospatial and Space Sciences (KASAS)
The Korean Institute of Chemical Engineers (KICHE)

Technical Co-Sponsored by

IEEE Industrial Electronics Society
IEEE Robotics and Automation Society
IEEE Control Systems Society

In Association with

The Society of Instrument and Control Engineers (SICE)
The Institution of Systems and Automation Society (ISA)
Chinese Automatic Control Society, Chinese Instrument Society (CIS)
The Chinese Association of Automation (CAA)
The Chinese Association for Artificial Intelligence (CAAI)

Online Submission & Abstract Group

<http://iccas2007.org>

TEL: +82-2-267-44001 FAX: +82-2-267-44001 E-MAIL: iccas2007@iccas2007.org



TE08 : Signal Processing (2)

Generalized Statistical Smoothing to the Problem of Inverse-half-toning for Error Diffusion <i>Yohei Saika and Tetsuya Yamasaki</i>	781
Automatic Decision Method of Parameters in the Maximum Distance Algorithm <i>Koji Sakamoto, Fukai Hironobu, Takanari Tanabata, Yasue Mitsukura, Seiji Ito and Minoru Fukumi</i>	785
Performance Comparison of Adaptive Algorithms for Multiple Echo Cancellation <i>Chawalit Benjangkaprasert, Omlarp Sangaroon and Watcharapong Tingchan</i>	789
An FPGA-based Voice Signal Preprocessor for the Real-time Cross-correlation <i>Seung Hun Jin, Jung Uk Cho, Dae-Ro Lee, Jong Hyun Park, Hyung Soon Kim, Chang Hoon Lee, Jong Suk Choi and Jae Wook Jeon</i>	793
Adaptive Lattice Structure Filters Using Variable Step-Size Algorithm for Echo Cancellation <i>Chawalit Benjangkaprasert, Nitjaree Satayarak and Sethawut Sukhumalwong</i>	798
A Full Range-360 Resolver-to-DC Converter <i>Wandee Petchmaneeelumka, Anucha Kaewpoonsuk, Thawatchai Kamsri and Vanchai Riewruja</i>	802

TE09 : OS010 UAV Flight, Control, and Guidance

Fuel Efficient Three Dimensional Controller For Leader-Follower UAV Formation Flight <i>Jongug Choi and Youdan Kim</i>	806
Control of Ducted Fan UAV by Fuzzy Gain Scheduler <i>Wonsuk Lee and Hyochoon Bang</i>	812
Development of Near-Real-Time Simulation Environment For Multiple UAVs <i>Do-myung Kim, Jinwon Kim, Nakwan Kim, Jinyoung Suk and Deokryeol Kim</i>	817
Fully Automatic Taxiing, Takeoff and Landing of a UAV Using a Single-Antenna GPS Receiver Only <i>Am Cho, Jihoon Kim, Sanghyo Lee, Sujin Choi, Boram Lee, Bosung Kim, Noha Park, Dongkeon Kim and Changdon Kee</i>	821
UAV Collision Avoidance Using Probabilistic Method in 3-D <i>Kwang-Yeon Kim, Jung-Woo Park and Min-Jea Tahk</i>	826
Ground Test Results of Rotor Governor and Rate SAS for Small Tilt Rotor UAV <i>YoungShin Kang, Bum Jin Park, Chang Sun Yoo, Sung Ho Chang, Seong Wook Choi and Sam Ok Koo</i>	830

TE10 : Navigation Algorithm

Experimental Results for Walking Navigation System Using FastSLAM <i>Masahiro Tanaka and Minoru Ito</i>	836
Observability Analysis of the INS/GPS Navigation System on the Measurement in Land Vehicle Application <i>Seong Yun Cho, Byung Doo Kim, Young Su Cho and Wan Sik Choi</i>	841
Road Traffic Signs Detection and Classification for Blind Man Navigation System <i>Songkran Kantawong</i>	847
Navigation Method using Multi-Sensor for UGV <i>Bok Joong Yoon, Jung Hun Na and Jung Ha Kim</i>	853

A Full-Range-360° Resolver-to-DC Converter

Anucha Kaewpoonsuk, Thawatchai Kamsri, Wandee Petchmaneelumka, and Vanchai Riewruja

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand
(Tel: +66-2-739-0758; E-mail: vanchai@kmitlcs.net)

Abstract: In this paper, a triangular-to-sawtooth waveform converter and a control logic circuit have been described. Using two designed circuits connected with OTA-based sine-to-triangular wave converter and demodulator, a resolver-to-DC converter is proposed. The converter linearly produces output signal proportional to the shaft angle in full range of 360°. Experimental results verifying the performances of the proposed converter circuit agree well with the theoretical prediction.

Keywords: Resolver converter, inverse-sine function circuit, arcsine function circuit and sine-to-triangular converter.

1. INTRODUCTION

Resolver is the shaft angle transducer especially suitable to determine the absolute position of the motor shaft over one revolution. Furthermore, the speed and the encoder simulation for the position control of the servo-drives can be derived from resolver signals. The basic idea of the resolver converter is to convert the resolver signals, which are the trigonometric functions, into linear signals. In the past, the converter methods based on phase-locked loop technique [1-2] or look-up table technique [3]. Alternatively, the new design of resolver-to-DC converter without a processor and/or look-up table technique has been described [4-5]. However, the approach in [4] has complex structure in inverse-sine function circuit. The simple configuration can be obtained in [5]. Unfortunately, this approach has some errors occurred in the main component in inverse-sine function used for converting operation. Moreover, the characteristic of this technique depends on the temperature coefficient.

This paper aims to present a resolver-to-DC converter based on the use of OTA-based sine-to-triangular waveform converter. Effect from temperature changing of sine-to-triangular converter, can be minimized, therefore the proposed circuit has temperature-insensitive characteristic. In addition, the proposed technique can generate the output signal varied in full range of 360°.

2. CIRCUIT DESCRIPTION

2.1 Basic Principle

Fig. 1 shows the circuit diagram of the proposed resolver-to-DC converter formed by four sub-circuits, which are the demodulator, the OTA-based sine-to-triangular waveform converter, the triangular-to-sawtooth waveform converter, and the control logic circuit. The proposed technique uses the traditional principle for stimulating the rotor winding of the resolver. The sinusoidal voltage signal V_{ex} is applied to the rotor winding. The output signals of two stator windings are fed to the demodulator [6]. The voltages V_x and V_c are the output signals of the demodulator. In

order to obtain the ease of design, we let the amplitudes of the voltage V_x and V_c are equal to one, that can be expressed as

$$V_x = \sin \omega \quad (1)$$

$$V_c = \cos \omega \quad (2)$$

Where θ is a resolver shaft angle.

The OTA-based sine-to-triangular converter functions as the inverse-sine function circuit with dynamic range of $\pm \pi/2$, this circuit is connected to convert the voltage V_x into the current signal I_0 , which can be written as

$$I_0 = G_0 \begin{cases} \theta & : 0 < |\theta| \leq \pi/2 \\ \pi - \theta & : \pi/2 < |\theta| \leq 3\pi/2 \\ \theta - 2\pi & : 3\pi/2 < |\theta| \leq 2\pi \end{cases} \quad (3)$$

where G_0 is a constant gain of sine-to-triangular converter [7]. From Eq. (3) for $\pm 2\pi$ -range the current signal I_0 is a piecewise-linear function of the shaft angle θ . To improve results of the resolver converter, the current I_0 is fed to the triangular-to-sawtooth waveform converter. Considering the block of triangular-to-sawtooth waveform converter, the scheme composes operational amplifiers (Op Amps) A_3 - A_6 , analog switches sw_1 - sw_3 , and DC-voltage source V_3 connected with nine resistors. The operation of this scheme can be explained as follows. Op Amp A_4 connected with the resistors R_1 and R_2 transfers the current signal I_0 into the signal voltage V_0 and also functions as a inverting-amplifier for the voltage V_0 and V_2 , which can be stated as

$$V_0 = R_1 I_0 = R_1 G_0 \begin{cases} \theta & : 0 < |\theta| \leq \pi/2 \\ \pi - \theta & : \pi/2 < |\theta| \leq 3\pi/2 \\ \theta - 2\pi & : 3\pi/2 < |\theta| \leq 2\pi \end{cases} \quad (4)$$

$$V_2 = -\frac{R_2}{R_1}V_0 = -2V_0 \quad (5)$$

From Eqs. (4)~(5), in order to obtain the ease of design, we let the maximum value of the voltage V_0 is equal to 1V (or $R_1G_0 = 2/\pi$). The analog switches sw_1 ~ sw_3 are controlled by the signals Q_x , Q_y , and Q_z , respectively. The control signals Q_x , Q_y , and Q_z have only the logic state either "0" or "1". Consequently, the output voltage V_{out} can be expressed as

$$V_{out} = I_0 - 2V_0Q_x + V_3Q_y + V_3Q_z \quad (6)$$

From Eq. (6), the logic states of Q_x , Q_y , and Q_z were chosen as shown in table 1, which can be rewritten as

$$V_{out} = \begin{cases} I_0 & : 0 < |\theta| \leq \pi/2 \\ I_0 - 2V_0 + V_3 & : \pi/2 < |\theta| \leq 3\pi/2 \\ I_0 + V_3 + V_3 & : 3\pi/2 < |\theta| \leq 2\pi \end{cases} \quad (7)$$

Based on Eq. (4), if we set $R_1G_0 = 2/\pi$, resulting in

$$V_{out} = \begin{cases} \theta(2/\pi) & : 0 < |\theta| \leq \pi/2 \\ \theta(2/\pi) - 2 + V_3 & : \pi/2 < |\theta| \leq 3\pi/2 \\ \theta(2/\pi) - 4 + 2V_3 & : 3\pi/2 < |\theta| \leq 2\pi \end{cases} \quad (8)$$

When the voltage V_3 is equal to 2, we have

$$V_{out} = \frac{2}{\pi}\theta \quad : 0 < |\theta| \leq 2\pi \quad (9)$$

For the case of $\theta = \pm 2\pi$ -range, the output voltage V_{out} is proportional to the shaft angle θ .

From the diagram of the resolver converter shown in Fig. 1, the demodulator scheme can be simply implemented by analogue multiplier and active low-pass filters, reported in [6].

2.2 OTA-based Sine-to-Triangular Waveform Converter [7]

Fig. 2 shows the OTA-based sine-to-triangular waveform converter. Its operation can be explained as follows. OTA₁ functions as a feedback amplifier used to force the voltage at node V'_s to follow the input signal voltage V_s with unity gain. Consequently, the signal current I_s can be written as

$$I_s = \frac{V_s}{R_s} \quad (10)$$

The current $I_1 = mI_s$ flows through the OTA₂, that cause the voltage V_A across OTA₂, as

$$V_A = 2V_T \tanh^{-1} \left(\frac{mI_s}{I_{B2}} \right) \quad (11)$$

where V_T is the thermal voltage

I_{B2} is the bias current of OTA₂

m is the transformation ratio between I_1 and I_s

The voltage V_A is converted into signal current I_0 by OTA₃ and OTA₄, resulting in

$$I_0 = mI_s + bI_{B4} \tanh^{-1} \left(\frac{mI_s}{I_{B2}} \right) \quad (12a)$$

and

$$b = \frac{R_{2a}}{R_{2a} + R_{2b}} \quad (12b)$$

Based on the power series expansion principles and using suitable conditions such as $m=0.966$, $b=0.124$, $I_{B1}=I_{B3}=100\mu A$, and $I_{B4}=869.56\mu A$, Eq. (12) can be approximated as

$$I_0 = G_0 \sin^{-1} \left(\frac{V_s}{I_{B2}R_s} \right) \quad (13a)$$

and

$$G_0 = m(bI_{B4} + I_{B2}) \quad (13b)$$

It should be noted that the circuit in Fig. 2 operates as the inverse-sine function and its temperature effect of V_T is also compensated. If we set $I_{B2}R_s=1V$ and the amplitude of the sinusoidal voltage V_s is equal to 1V, then the output current I_0 will be triangular waveform signal of amplitude $G_0\pi/2$.

2.3 Control Logic Circuit

From the circuit diagram in Fig. 1, the voltages V_s and V_c are used as input signals of the control logic circuit. The comparators A₁ and A₂ are used to convert the voltage V_s into the bilevel signals to Q_x and Q_z , respectively. Fig. 3 shows waveform sketches relating to the various nodes of the control logic circuit. Then the relations of the logic signals Q_x , Q_y , Q_z , Q_s , and Q_c can be express as

$$Q_x = Q_c \quad (14)$$

$$Q_y = Q_s \text{ or } Q_c \quad (15)$$

$$Q_z = Q_s \text{ and } \overline{Q_c} \quad (16)$$

From Eqs. (14)~(16), the control signal scheme can be shown in Fig. 4. Table 1 shows the relations between the logic signals Q_x , Q_y , Q_z , and the shape angle θ .

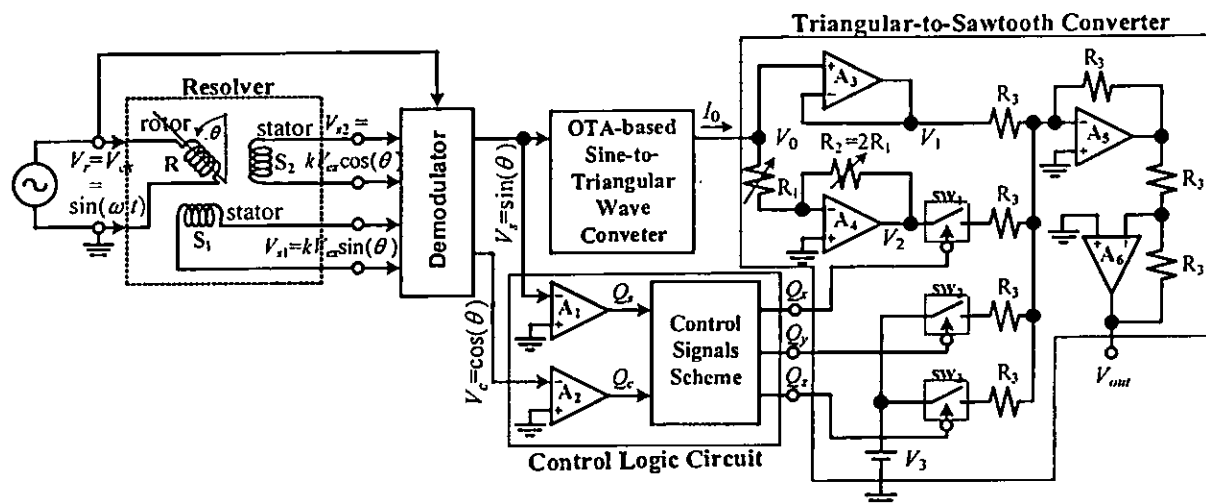


Fig. 1 Proposed resolver-to-DC converter.

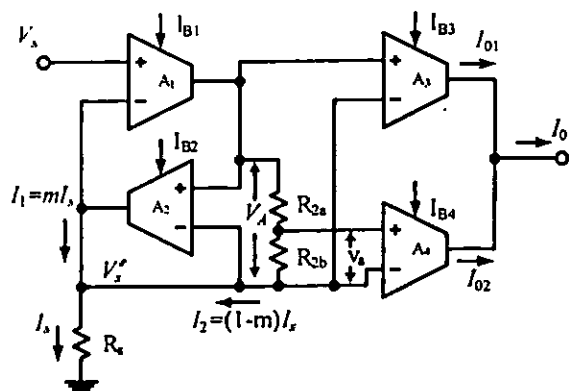


Fig. 2 OTA-based sine-to-triangular waveform converter.

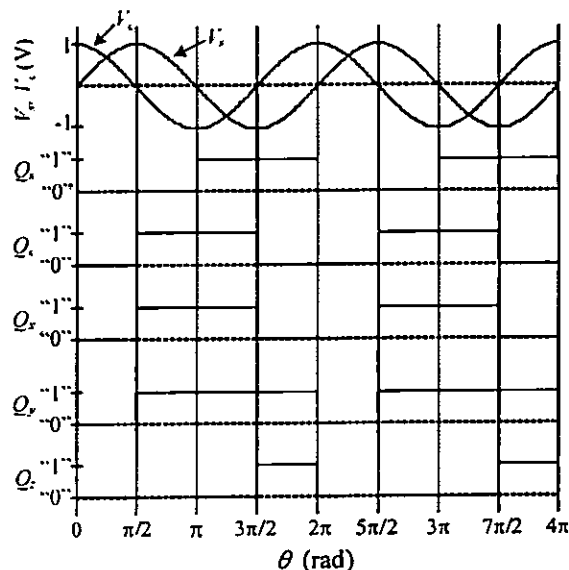


Fig. 3 Waveform signals of control logic circuit.

Table 1 Relations between the logic signals Q_x, Q_y, Q_z , and the shape angle θ .

θ	Q_x	Q_y	Q_z
$0 < \theta \leq \pi/2$	0	0	0
$\pi/2 < \theta \leq 3\pi/2$	1	1	0
$3\pi/2 < \theta \leq 2\pi$	0	1	1

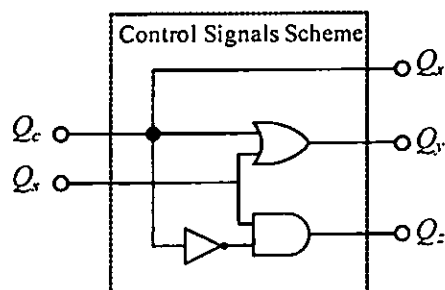


Fig. 4 Control signal scheme block.

3. EXPERIMENTAL RESULTS

To verify the performances of the proposed technique, the circuit in Fig. 1 was implemented on prototype board. The OTA-based sine-to-triangular waveform converter as shown in Fig. 2 was constructed by using commercially available CA3280 for OTAs. To test the function of resolver converter, the synchro resolver (Sanyo Denki, 101-4100) driven by a variable speed dc motor was used. An effective implement of the demodulator consists of the multiplier and low pass filter circuits [6]. The peak amplitudes of the voltage signals V_x and V_y were set to 1V. The parameter $R_1 C_0$ in Eq. (4) was set to $\pi/2$. The comparators A_1 and A_2 were

constructed in zero detectors with hysteresis forms by using LM311 for op amps. All the logic gates are used CMOS-gates devices. For the triangular-to-sawtooth waveform converter LM741 and CD4066BC were used for op amps and analog switches. The resistors R_2 , R_1 , and R_3 were chosen as $20k\Omega$, $10k\Omega$, $10k\Omega$, respectively. Figs. 5~7 show the signals for a 600-rpm motor speed. Fig. 8 shows the signals, V_s , V_c , V_0 , and V_{out} for a 1200-rpm motor speed. There are apparent that the proposed circuit functions correctly and provides the good performance.

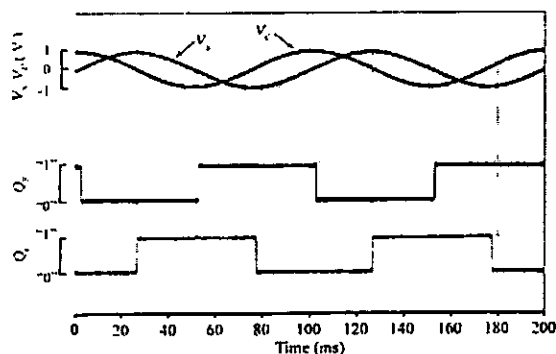


Fig. 5 Signals V_s , V_c , Q_s and Q_c for 600-rpm motor speed.

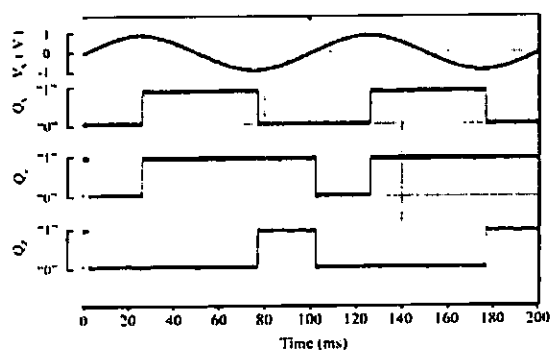


Fig. 6 Signals V_s , Q_s , Q_y and Q_z for 600-rpm motor speed.

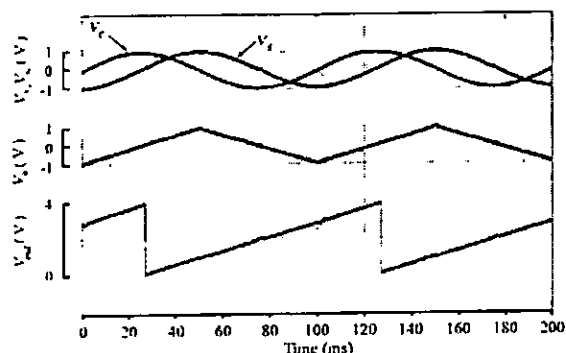


Fig. 7 Signals V_s , V_c , V_0 , and V_{out} for 600-rpm motor speed.

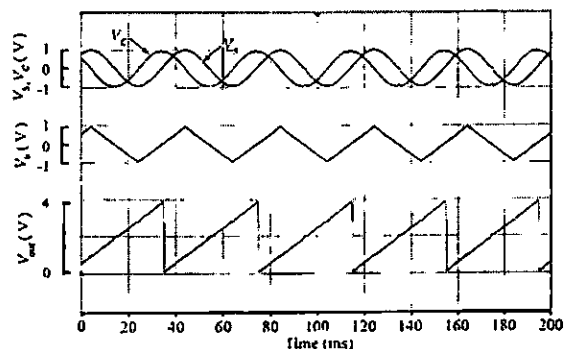


Fig. 8 Signals, V_s , V_c , V_0 , and V_{out} for a 1,200-rpm motor speed.

4. CONCLUSION

A resolver-to-DC converter has described in this paper. The basic circuit performances of the proposed converter circuit are confirmed by experimental results. It is evident that the circuit produces the output voltage proportional to the shaft angle over the full range (2π rad. or 360°)

REFERENCES

- [1] M. L. Gasperi and W. G. Onarheim, "Method and Apparatus for Correcting Resolver Errors", *U.S. Patent* 4 933 674, 1990.
- [2] C. H. Yim, I. J. Ha, and M. S. Ko, "A resolver-to-digital conversion method for fast tracking," *IEEE trans. Ind. Electron.*, vol. 39, pp. 369-378, Oct. 1992.
- [3] P. G. Serev, "Microcontroller Based Resolver-to-Digital Converter", *U.S. Patent* 4 989 001, 1991.
- [4] M. Benammar, L. Ben-Brahim, and M.A. Alhamadi, "A Novel Resolver-to- 360° Linearized Converter" *IEEE Sensors Journal*, Vol. 4, No. 1, Feb, pp. 96-101, 2004.
- [5] A. Kaewpoonsuk, W. Petchmaneeumka, T. Kamsri, and V. Riewruja, "A Simple Resolver-to-DC Converter", *SICE-ICASE International Joint Conference 2006*, pp. 5754-5757, 2006.
- [6] The Moog Components Group engineering staff. *Synchro and Resolver Engineering Handbook*. [Online]. Available: www.polysci.com/Resolver/resolver.html. 2005.
- [7] V. Riewruja and A. Kaewpoonsuk, "OTA-based Sine-to-Triangular Wave Converter", *Circuits Systems Signal Processing*, Vol. 25, No. 6, pp. 753-765, 2006.

ประวัติผู้เขียน

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