

การออกแบบวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้ออปแอมป์และการ
ประยุกต์ใช้งาน

DESIGN OF ANALOG MULTIPLIER CIRCUITS USING OPERATIONAL
AMPLIFIERS AND APPLICATIONS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2556

KMITL-2013-EN-D-018-020

ห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้ออปแอมป์และการ
ประยุกต์ใช้งาน

DESIGN OF ANALOG MULTIPLIER CIRCUITS USING OPERATIONAL
AMPLIFIERS AND APPLICATIONS



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 55288
วัน เดือน ปี 29 ต.ค. 2556

ทิ (ma)
b. 12593165
i.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2556
KMUTL-2013-EN-D-018-020

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN OF ANALOG MULTIPLIER CIRCUITS USING OPERATIONAL
AMPLIFIERS AND APPLICATIONS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2013

KMITL-2013-EN-D-018-020

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2013

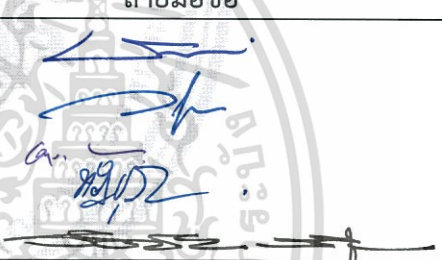
FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้ออปแอมป์และการประยุกต์ใช้งาน
Thesis Title Design of Analog Multiplier Circuits Using Operational Amplifiers and Applications
นักศึกษา นายอภิไนย์ ฤกษ์รัตน์
รหัสประจำตัว 52610128
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ศ.ดร.วันชัย ธีรรัฐจา
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2013-EN-D-018-020

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วรวงศ์ ตั้งศรีรัตน์	
ผศ.ดร.วรรณดี เพชรมณีล้ำค่า	
ผศ.ดร.อนุชา แก้วพุดสุข	
ผศ.ดร.ทัตยา ปุคคละนนท์	
ศ.ดร.วันชัย ธีรรัฐจา	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพุธที่ 10 เมษายน พ.ศ. 2556 เวลา 10.00-12.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 3

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(ศาสตราจารย์ ดร.สุชัชวีร์ สุวรรณสวัสดิ์)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 10 เมษายน พ.ศ. 2556

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้ออปแอมป์และ การประยุกต์ใช้งาน
นักศึกษา	นายอภิณัย ฤกษ์รัตน์
รหัสประจำตัว	52610128
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2556
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ศ.ดร.วันชัย ธีรรัฐจา

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4
ควอดแดรนต์โดยใช้ออปแอมป์แบบไบโพลาร์หรือแบบซีมอสเป็นอุปกรณ์แอกทีฟเท่านั้น โดยเทคนิคที่
ใช้ในการคุณสัญญาณจะอาศัยหลักการตรวจวัดการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟเลี้ยงของออปแอมป์ที่มี
ภาคเอาต์พุตแบบคลาสเอบีซึ่งมีพจนกกำลังสองแฝงอยู่ โดยเทคนิคการสร้างพจนกกำลังสองที่ได้ถูก
นำไปใช้งานร่วมกับเทคนิคควอเตอร์สแควร์เพื่อใช้ในการสร้างวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4
ควอดแดรนต์ขึ้นมา สำหรับในการออกแบบวงจรแยกเป็นสองวงจร โดยวงจรแรกใช้ออปแอมป์จำนวน
ห้าตัว และวงจรที่สองใช้ออปแอมป์จำนวนสามตัว ซึ่งคุณสมบัติเด่นของวงจรที่นำเสนอคือมีโครงสร้าง
ของวงจรที่เรียบง่ายและราคาถูก ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานวงจรคุณ
สัญญาณที่นำเสนอในการสังเคราะห์วงจรที่มีความถี่สองเท่า วงจรหารสัญญาณ วงจรถอดรหัาสอง
และวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้า ทำการทดสอบวงจรที่นำเสนอด้วยการจำลองการทำงานของวงจร
ด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริงเพื่อเป็นการยืนยันถึงความถูกต้องในการทำงานของวงจร
ว่ามีความสอดคล้องเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	Design of analog multiplier circuits using operational amplifiers and applications
Student	Mr. Apinai Rerkratn
Student ID.	52610128
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2013
Thesis Advisor	Prof. Dr. Vanchai Riewruja

ABSTRACT

This thesis presents design of four-quadrant analog multiplier circuits using either bipolar or CMOS operational amplifiers (opamp) as only active element. The implementation technique is based on the use of the opamp supply current sensing, which utilizes an inherently quadratic characteristic of the opamp class-AB output stage. The opamp supply current sensing technique is employed to obtain the square of sum and difference of two input signals, and the multiplication is performed by the quarter-square algebraic identity. Two configurations of four-quadrant analog multiplier are proposed in this thesis. First and second configurations employ five opamps and three opamps, respectively, which are attractive in terms of simple structure and low cost. In addition, applications of the proposed circuits to realize frequency doubler, divider, square rooting and power monitoring circuits are also introduced. The PSPICE simulation and experimental results confirming the correctness of the proposed circuits operation are agreed with the theoretical values.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ ศ.ดร.วันชัย ธีร์รุจา อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้ความรู้ ความคิดริเริ่ม คำปรึกษาและคำชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆ อย่างทุ่มเท ตลอดจนการฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำวิจัยและพัฒนาได้อย่างมีประสิทธิภาพมาโดยตลอดระยะเวลาการศึกษา

ขอขอบคุณ ผศ.ดร.วรรณดี เพชรมณีล้ำค่า ที่ได้ให้คำปรึกษาถึงวิธีการแก้ไขปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้นตลอดระยะเวลาการศึกษาร่วมกับอาจารย์ที่ปรึกษา

ขอขอบคุณ รศ.ดร.อัมพวัน จุลเสวีวงศ์ และ ผศ.ดร.อนุชา แก้วพูลสุข ที่ได้ให้คำปรึกษาถึงวิธีการแก้ไขปัญหาต่างๆ

ขอขอบคุณ ดร.ธวัชชัย คำศรี ที่ได้คำปรึกษาและเอื้อเฟื้อข้อมูลสำหรับการเขียนวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณน้องๆ ทุกคนที่ให้คำแนะนำ ให้การช่วยเหลือ และเป็นแรงผลักดันตลอดระยะเวลาในการทำวิทยานิพนธ์

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ และญาติพี่น้อง ที่คอยห่วงใยและให้การสนับสนุนในการศึกษามาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่สนับสนุนเวลาและทุนในการศึกษา

อภิษฎ์ ฤกษ์รัตน์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์.....	2
1.3 หลักการใหม่ที่น่าเสนอในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 ขอบเขตของการทำวิทยานิพนธ์.....	2
1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อก.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกที่ได้มีการนำเสนอในอดีต.....	4
2.2.1 การนำเสนอวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกที่นำไอซีสำเร็จรูปมาทำการสร้าง.....	5
2.2.1.1 วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้เฟทควบคุม.....	5
2.2.1.2 วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้วงจรถูกและแอนติล๊อค.....	7
2.2.1.3 วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบพัลส์วิดท์มอดูเลทร่วมกับแอมพลิฟิเคชันมอดูเลท.....	11
2.2.1.4 วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้ตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกร่วมกับตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล.....	14
2.2.2 การนำเสนอวงจรคุณสัญญาณที่มีจุดมุ่งหมายสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวม.....	14
2.3 ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานวงจรคุณสัญญาณ.....	20
2.3.1 วงจรตรวจจับสัญญาณที่ไวต่อเฟส.....	20
2.3.2 วงจรวัดค่าอิมพีแดนซ์ทางไฟฟ้า.....	24
2.3.3 วงจรขยายสัญญาณแบบล๊อคอิน.....	25
2.4 บทสรุป.....	25
บทที่ 3 เทคนิคการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์.....	26
3.1 บทนำ.....	26
3.2 เทคนิคการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์แบบไบโพลาร์.....	26
3.3 เทคนิคในการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์แบบซีมอส.....	31
3.4 บทสรุป.....	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต 35

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ออปแอมป์ห้าตัว.....	36
4.1 บทนำ.....	36
4.2 หลักการทำงานของวงจรคุณแบบใช้ออปแอมป์ห้าตัว.....	36
4.2.1 หลักการพื้นฐาน.....	36
4.2.2 การทำงานของวงจรคุณแบบใช้ออปแอมป์ห้าตัว.....	39
4.3 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรที่นำเสนอ.....	43
4.3.1 ความผิดพลาดของวงจร.....	43
4.3.2 ผลตอบสนองทางความถี่.....	45
4.3.3 ช่วงการทำงานด้านอินพุตของวงจร.....	45
4.4 การทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจร.....	46
4.4.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยโปรแกรม PSPICE.....	46
4.4.2 ผลการทดลองโดยการต่อวงจรจริง.....	50
4.4.3 การทดลองกรณีใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงต่ำ.....	55
4.4.4 การทดสอบวงจรคุณที่นำเสนอในวงจรมอดูเลท.....	63
4.5 บทสรุป.....	65
บทที่ 5 วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ออปแอมป์สามตัว.....	66
5.1 บทนำ.....	66
5.2 หลักการทำงานของวงจรคุณแบบใช้ออปแอมป์สามตัว.....	66
5.3 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรที่นำเสนอ.....	73
5.3.1 ความผิดพลาดของวงจร.....	73
5.3.2 ผลตอบสนองทางความถี่.....	75
5.3.3 ช่วงการทำงานด้านอินพุตของวงจร.....	75
5.4 การทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจร.....	76
5.4.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยโปรแกรม PSPICE.....	76
5.4.2 ผลการทดลองโดยการต่อวงจรจริง.....	78
5.4.3 การทดสอบวงจรคุณที่นำเสนอในวงจรมอดูเลท.....	83
5.5 บทสรุป.....	84
บทที่ 6 การประยุกต์ใช้วงจรคุณที่นำเสนอ	
6.1 บทนำ.....	85
6.2 การประยุกต์ใช้งานวงจรคุณที่นำเสนอในวงจรทวีความถี่สองเท่า.....	85
6.2.1 หลักการพื้นฐาน.....	85
6.2.2 วงจรที่นำเสนอ.....	86
6.2.3 ผลการทดลองโดยการต่อวงจรจริง.....	87

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในห้องปฏิบัติการเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ขออนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
6.3 การประยุกต์ใช้งานวงจรคูล์ที่นำเสนอในวงจรหารสัญญาณ.....	90
6.3.1 หลักการพื้นฐาน.....	90
6.3.2 วงจรที่นำเสนอ.....	91
6.3.3 ผลการทดลองโดยการต่อวงจรจริง.....	92
6.4 การประยุกต์ใช้งานวงจรคูล์ที่นำเสนอในวงจรถอดรอกที่สอง.....	94
6.4.1 หลักการพื้นฐาน.....	94
6.4.2 วงจรที่นำเสนอ.....	95
6.4.3 ผลการทดลองโดยการต่อวงจรจริง.....	96
6.5 การประยุกต์ใช้งานวงจรคูล์ที่นำเสนอในวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้า.....	99
6.5.1 หลักการพื้นฐาน.....	99
6.5.2 วงจรที่นำเสนอ.....	100
6.5.2.1 วงจรตรวจวัดค่ากระแสไฟฟ้า.....	100
6.5.2.2 วงจรแบ่งแรงดัน.....	101
6.5.2.3 วงจรคูล์สัญญาณแอนะล็อก.....	101
6.5.3 การทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจร.....	103
6.5.3.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยโปรแกรม PSPICE.....	103
6.5.3.2 ผลการทดลองโดยการต่อวงจรจริง.....	105
6.6 บทสรุป.....	107
บทที่ 7 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	108
7.1 บทสรุปและวิจารณ์.....	108
7.2 ข้อเสนอแนะในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ.....	109
เอกสารอ้างอิง.....	110
ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์หาค่าแรงดันไฟฟ้าส่วนเกิน $V_{offsetmul1}$ และค่าแรงดันเอาต์พุตของ วงจรคูล์แบบใช้ออปแอมป์ 5 ตัวกรณีความไม่สมพ้องกันของอุปกรณ์ที่ใช้.....	113
ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์หาค่าแรงดันไฟฟ้าส่วนเกิน $V_{offsetmul2}$ และค่าแรงดันเอาต์พุตของ วงจรคูล์แบบใช้ออปแอมป์ 3 ตัวกรณีความไม่สมพ้องกันของอุปกรณ์ที่ใช้.....	120
ภาคผนวก ค. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารและการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ..	125
ประวัติผู้เขียน.....	153

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	ลักษณะของสัญญาณที่พอร์ทอินพุตและพอร์ทเอาต์พุตของวงจรมัลติสัญญาณแอนะล็อกแต่ละแบบ.....4
2.2	ข้อดีและข้อเสียของแต่ละเทคนิคในการสร้างวงจรมัลติสัญญาณแอนะล็อกแบบต่างๆ.....19
4.1	การจัดค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการจำลองวงจรด้วย PSPICE.....46
4.2	ผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการจำลองวงจรด้วย PSPICE.....47
4.3	ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ทดลองวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง.....50
4.4	ผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริง.....51
4.5	ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ทดลองวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง.....55
4.6	ผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริง.....55
4.7	ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ทดลองวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง.....59
4.8	ผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริง.....60
5.1	การจัดค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการจำลองการทำงานของวงจร.....76
5.2	ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE.....76
5.3	การจัดค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองการทำงานของวงจร.....79
5.4	ผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริง.....79
6.1	ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ทดลองวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง.....88
6.2	ผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริง.....88
6.3	ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ทดลองวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง.....92
6.4	ผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริง.....93
6.5	ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ทดลองวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง.....97
6.6	ผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริง.....97
6.7	ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE.....103
6.8	ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ทดลองวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง.....105

สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
2.1	หลักการทั่วไปของวงจรคุณ.....	4
2.2	วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้เฟทควบคุม.....	5
2.3	วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้เฟทควบคุมที่ปรับปรุงแล้ว.....	6
2.4	บล็อกไดอะแกรมของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้วงจรถูกและแอนติล๊อค.....	8
2.5	วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้วงจรถูกและแอนติล๊อค.....	9
2.6	ลักษณะโครงสร้างและสัญญาณของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบพัลส์วิตช์มอดูเลท ร่วมกับแอมพลิฟายด์มอดูเลท.....	12
2.7	วงจรส่วนต่างๆ ของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบพัลส์วิตช์มอดูเลทร่วมกับแอมพลิฟายด์ มอดูเลท.....	13
2.8	ลักษณะของสัญญาณส่วนต่างๆ ของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบพัลส์วิตช์มอดูเลท ร่วมกับแอมพลิฟายด์มอดูเลท.....	13
2.9	โครงสร้างของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้ตัวแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นแอนะล็อก ร่วมกับตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล.....	14
2.10	วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์อย่างง่าย.....	15
2.11	ลักษณะโครงสร้างภายในวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ของไอซี สำเร็จรูปเบอร์ AD534 ของบริษัทแอนะล็อกดีไวซ์.....	18
2.12	องค์ประกอบพื้นฐานของวงจรตรวจจับสัญญาณที่ไวต่อเฟส.....	20
2.13	สัญญาณกรณีสเฟสของสัญญาณอินพุตและเฟสของสัญญาณอ้างอิงตรงกัน.....	21
2.14	สัญญาณกรณีสเฟสของสัญญาณอินพุตและสัญญาณอ้างอิงมีเฟสต่างกัน 90 องศา.....	21
2.15	สัญญาณกรณีสเฟสของสัญญาณอินพุตและสัญญาณอ้างอิงมีค่าต่างกัน 180 องศา.....	22
2.16	สัญญาณกรณีสเฟสของสัญญาณอินพุตและเฟสของสัญญาณอ้างอิงต่างกันที่องศาใดๆ.....	22
2.17	วงจรตรวจจับสัญญาณที่ไวต่อเฟสที่มีสัญญาณอินพุตและสัญญาณอ้างอิงเป็นสัญญาณไซน์.....	23
2.18	โครงสร้างของวงจรวัดค่าอิมพีแดนซ์ทางไฟฟ้า.....	24
2.19	ลักษณะของวงจรขยายสัญญาณแบบล๊อคอิน.....	25
3.1	เทคนิคในการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์แบบไบโพลาร์.....	26
3.2	เทคนิคในการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์แบบไบโพลาร์เมื่อมองเข้าไป ภายในโครงสร้างของออปแอมป์.....	27
3.3	วงจรส่วนเอาต์พุตแบบคลาสเอบีของออปแอมป์แบบไบโพลาร์.....	28
3.4	เทคนิคการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์แบบซีมอส.....	31
3.5	เทคนิคในการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์แบบซีมอสเมื่อมองเข้าไป ภายในโครงสร้างของออปแอมป์.....	32
3.6	วงจรส่วนเอาต์พุตแบบคลาสเอบีของออปแอมป์แบบซีมอส.....	32
4.1	หลักการสร้างวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้เทคนิคควอเตอร์สแควร์.....	36
4.2	วงจรอย่างง่ายในการสร้างสัญญาณกำลังสอง.....	37
4.3	วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์แบบแรกที่น่าสนใจ.....	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.4	วงจรรขยายความแตกต่าง.....40
4.5	ผลการจำลองการทำงานของวงจรถ่ายไอออนด้วยใช้อุปกรณ์ UA741
	(ก) คุณสมบัติการถ่ายไอออนสัญญาณไฟตรง.....47
	(ข) คุณสมบัติการถ่ายไอออนของวงจรถ่ายไอออนสัญญาณไฟตรง.....47
	(ค) ค่าความผิดพลาดของวงจรถ่ายไอออนสัญญาณไฟตรง.....48
4.6	ค่า THD จากการจำลองการทำงานของวงจรถ่ายไอออนด้วยใช้อุปกรณ์ UA741
	(ก) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x < 0$49
	(ข) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x > 0$49
	(ค) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_y < 0$49
	(ง) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_y > 0$50
4.7	ผลการทดลองของวงจรถ่ายไอออนด้วยใช้อุปกรณ์ชนิดไบโพลาร์เบอร์ UA1458
	(ก) คุณสมบัติการถ่ายไอออนสัญญาณไฟตรง.....51
	(ข) คุณสมบัติการถ่ายไอออนของวงจรถ่ายไอออนสัญญาณไฟตรง.....52
	(ค) ค่าความผิดพลาดของวงจรถ่ายไอออนสัญญาณไฟตรง.....52
4.8	ค่า THD จากการทดลองวงจรถ่ายไอออนด้วยใช้อุปกรณ์แบบไบโพลาร์เบอร์ UA1458
	(ก) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x < 0$53
	(ข) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x > 0$54
	(ค) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_y < 0$54
	(ง) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_y > 0$54
4.9	ผลการทดลองการทำงานของวงจรถ่ายไอออนด้วยใช้อุปกรณ์ชนิดไบโพลาร์เบอร์ MC33172
	(ก) คุณสมบัติการถ่ายไอออนสัญญาณไฟตรง.....56
	(ข) คุณสมบัติการถ่ายไอออนของวงจรถ่ายไอออนสัญญาณไฟตรง.....56
	(ค) ค่าความผิดพลาดของวงจรถ่ายไอออนสัญญาณไฟตรง.....57
4.10	ค่า THD จากการทดลองวงจรถ่ายไอออนด้วยใช้อุปกรณ์แบบไบโพลาร์เบอร์ MC33172
	(ก) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x < 0$58
	(ข) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x > 0$58
	(ค) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_y < 0$58
	(ง) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_y > 0$59
4.11	ผลการทดลองการทำงานของวงจรถ่ายไอออนด้วยใช้อุปกรณ์ชนิดซีมอสเบอร์ OPA2703
	(ก) คุณสมบัติการถ่ายไอออนสัญญาณไฟตรง.....60
	(ข) คุณสมบัติการถ่ายไอออนของวงจรถ่ายไอออนสัญญาณไฟตรง.....61
	(ค) ค่าความผิดพลาดของวงจรถ่ายไอออนสัญญาณไฟตรง.....61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.12	ค่า THD จากการทดลองวงจรที่นำเสนอโดยใช้ออปแอมป์แบบซีมอสเบอร์ OPA2703
	(ก) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x < 0$62
	(ข) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x > 0$62
	(ค) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_y < 0$63
	(ง) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_y > 0$63
4.13	สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลททางแอมพลิฟายด์ที่ใช้วงจรคูล์ที่นำเสนอ
	(ก) ใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์.....64
	(ข) ใช้ออปแอมป์ชนิดซีมอส.....64
5.1	วงจรคูล์โดยใช้ออปแอมป์สามตัว.....67
5.2	วงจรรขยายความแตกต่างขนาดสี่อินพุต.....69
5.3	ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้ออปแอมป์ UA741
	(ก) คุณสมบัติการถ่ายโอนสัญญาณไฟตรง.....77
	(ข) คุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจรคูล์กรณีทำเป็นวงจรกำลังสอง.....77
	(ค) ค่าความผิดพลาดของวงจรคูล์กรณีทำเป็นวงจรกำลังสอง.....78
5.4	ผลการทดลองการทำงานของวงจรคูล์ที่นำเสนอโดยใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์เบอร์ UA741
	(ก) คุณสมบัติการถ่ายโอนสัญญาณไฟตรง.....80
	(ข) คุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจรคูล์กรณีทำเป็นวงจรกำลังสอง.....80
	(ค) ค่าความผิดพลาดของวงจรคูล์กรณีทำเป็นวงจรกำลังสอง.....81
5.5	ค่า THD จากการทดลองวงจรที่นำเสนอโดยใช้ออปแอมป์แบบไบโพลาร์เบอร์ UA741
	(ก) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x < 0$82
	(ข) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x > 0$82
	(ค) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_y < 0$82
	(ง) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_y > 0$83
5.6	ผลของแอมพลิฟายด์มอดูเลท.....83
6.1	การต่อวงจรคูล์สัญญาณแอนะล็อกเพื่อทำหน้าที่เป็นวงจรทวีความถี่สองเท่า.....85
6.2	วงจรทวีความถี่สองเท่าที่นำเสนอ.....86
6.3	สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรทวีความถี่สองเท่าในกรณีที่ 1.....89
6.4	สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรทวีความถี่สองเท่าในกรณีที่ 2.....89
6.5	การต่อวงจรคูล์สัญญาณแอนะล็อกเพื่อสร้างเป็นวงจรหารสัญญาณ.....90
6.6	วงจรหารสัญญาณที่นำเสนอ.....91
6.7	สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรหารสัญญาณในกรณีที่ 1.....93
6.8	สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรหารสัญญาณในกรณีที่ 2.....94
6.9	การต่อวงจรคูล์สัญญาณแอนะล็อกเพื่อสร้างเป็นวงจรถอดรหัสนี่สอง.....94

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.10	วงจรถอดราก็สองที่นำเสนอ.....95
6.11	สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรถอดสัญญาณในกรณีที่ 1.....98
6.12	สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรถอดสัญญาณในกรณีที่ 2.....98
6.13	โครงสร้างพื้นฐานของวงจรถอดค่าพลังงานไฟฟ้า.....99
6.14	วงจรถอดค่ากระแสไฟฟ้าและวงจรถอดแรงดัน.....100
6.15	วงจรถอดค่าพลังงานไฟฟ้า.....102
6.16	ลักษณะของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเทียบกับค่าพลังงานไฟฟ้าของโหลด.....104
6.17	ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณ.....104
6.18	ลักษณะของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเทียบกับค่าพลังงานไฟฟ้าของโหลด.....106
6.19	ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณ.....106
6.20	ความสัมพันธ์ระหว่างค่าพลังงานที่วัดได้กับค่าพลังงานจริงที่จ่ายให้กับโหลด.....107



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกนับว่าเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่มีความสำคัญในการนำไปประยุกต์ใช้ในงานประมวลผลสัญญาณของระบบต่าง ๆ เช่น ระบบสื่อสาร ระบบการวัดและเครื่องมือวัดต่างๆ เป็นต้น นับตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันได้มีการนำเสนอวิธีการสร้างวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกขึ้นมาหลายเทคนิค ซึ่งแต่ละเทคนิคมีทั้งข้อดีและข้อด้อยแตกต่างกันไป โดยเทคนิคที่นิยมใช้ในการสร้างวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกได้แก่ เทคนิคแรกคือการใช้เทคนิคควอดเรตอร์สแควร์ (quarter-square technique) [1-2] โดยเทคนิคนี้ใช้กำลังสองของผลบวกและผลต่างของสัญญาณในการนำมาสร้างรูปแบบของการคุณสัญญาณ สำหรับเทคนิคที่สองอาศัยคุณสมบัติ ทรานส์ลิเนียร์ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ที่ทำงานในช่วงแอกทีฟ (active region) หรือมอสที่ทำงานอยู่ในช่วงอิ่มตัว (saturation region) [3-8] มาใช้ในการสร้างวงจรคุณ แต่อย่างไรก็ตามรูปแบบของวงจรคุณทั้งสองแบบดังที่กล่าวมานั้นถูกออกแบบมาเพื่อวัตถุประสงค์ในการผลิตเป็นวงจรรวม (integrated circuit : IC) ซึ่งมีข้อดีคือ อุปกรณ์ที่สร้างทั้งหมดอยู่ในแผ่นวงจรรวมเดียวกัน อุปกรณ์ทุกตัวจึงมีคุณสมบัติที่สัมพันธ์กัน ทำให้วงจรคุณสัญญาณที่ได้มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับที่ออกแบบไว้คือ มีผลตอบสนองทางความถี่ที่สูง มีความถูกต้องในการทำงาน มีเสถียรภาพทางอุณหภูมิ และต้นทุนในการผลิตที่ต่ำ ทั้งนี้เมื่อได้ทำการผลิตเป็นวงจรรวมทางการค้าหรือไอซีสำเร็จรูปจำนวนมากแล้วเท่านั้น แต่สำหรับในทางปฏิบัติ วงจรที่ออกแบบสำหรับวงจรรวมจะมีความยุ่งยากและซับซ้อนมาก ยากต่อการนำมาสร้างเพื่อทดสอบหรือใช้งานจริงโดยผู้ใช้งานทั่วไป ตลอดจนในการประยุกต์ใช้งานวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกในงานบางประเภทที่ไม่จำเป็นต้องใช้วงจรรวมสำเร็จรูปที่บางครั้งหาได้ยากในบางพื้นที่ เช่น วงจรสำหรับตรวจวัดสัญญาณทางการแพทย์ วงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้า (power monitoring circuit) ในระบบที่ใช้พลังงานจากแบตเตอรี่ และวงจรตรวจวัดและปรับแต่งสัญญาณสำหรับเซนเซอร์แบบต่างๆ เป็นต้น การประยุกต์ใช้งานวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกในระบบดังที่ได้กล่าวมา ไม่มีความจำเป็นต้องใช้ไอซีสำเร็จรูปที่มีประสิทธิภาพหรือผลตอบสนองทางความถี่ที่สูง เนื่องจากเป็นระบบที่ใช้งานในช่วงไฟตรงจนถึงความถี่ 100 กิโลเฮิร์ต (DC – 100 kilohertz) เท่านั้น ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอการออกแบบและสร้างวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์พื้นฐาน เช่น ออปแอมป์และตัวต้านทานขึ้นมา เพื่อให้ได้วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกที่มีคุณสมบัติเพียงพอในการนำมาประยุกต์ใช้สำหรับงานประมวลผลสัญญาณที่ใช้ความถี่ไม่สูงมากนัก โดยวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกที่จะพัฒนาขึ้นอาศัยพื้นฐานวงจรภาคเอาต์พุตของออปแอมป์ทั่วไป ที่มีรูปแบบการทำงานแบบคลาสเอบี (class AB) โดยรูปแบบดังกล่าวสามารถอธิบายได้ด้วยทฤษฎีของวงจรทรานส์ลิเนียร์ [9-10] ซึ่งจากคุณสมบัติของวงจรเอาต์พุตแบบคลาสเอบีสามารถนำมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรกำลังสองที่มีประสิทธิภาพสูง โดยอาศัยเทคนิคการตรวจวัดสัญญาณจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์ [11-13] มาใช้ในการสร้างสัญญาณกำลังสองที่เหมาะสมต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกที่ใช้หลักการของควอดเรตอร์สแควร์ ทำให้โครงสร้างของวงจรคุณที่ได้มีความ

เรียบง่าย ราคาถูก เหมาะแก่การนำมาประยุกต์ใช้ในงานต่างๆ โดยไม่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์พิเศษอื่นๆ มาต่อรวม

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบและสร้างวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ โดยอาศัยพื้นฐานของวงจรภาคเอาต์พุตของออปแอมป์ที่อยู่ในรูปแบบคลาสเอบี ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าวสามารถนำมาประยุกต์ใช้สร้างวงจรกำลังสอง จากนั้นจึงนำวงจรกำลังสองที่ได้มาทำการสร้างเป็นวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้เทคนิคควอเตอร์สแควร์ ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แสดงรายละเอียดของการออกแบบ การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอ การจำลองการทำงานและการทดลองต่อวงจรจริง ตลอดจนการวิเคราะห์ผลเพื่อแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ ที่ออกแบบและพัฒนาขึ้นมา

1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้เทคนิคควอเตอร์สแควร์ในการออกแบบ โดยสมการกำลังสองที่นำมาใช้ในเทคนิคนี้แฝงอยู่ในกระแสไฟเลี้ยงของออปแอมป์ ซึ่งวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกที่ออกแบบใช้เพียงออปแอมป์และตัวต้านทานในการสร้าง โดยแบ่งออกเป็น 2 แบบคือ แบบใช้ออปแอมป์ห้าตัวและแบบใช้ออปแอมป์สามตัว ซึ่งจุดเด่นของวงจรคือ มีโครงสร้างที่ง่าย ราคาถูก สามารถใช้ออปแอมป์ทั่วไปมาทำการสร้างได้ เหมาะแก่การนำมาประยุกต์ใช้ในงานต่างๆ ที่ต้องการผลตอบแทนทางความถี่ไม่สูงมาก

1.4 ขอบเขตของการทำวิทยานิพนธ์

นำเสนอหลักการออกแบบวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้ออปแอมป์ พร้อมทั้งทำการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจรที่นำเสนอและเพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องของการทำงานของวงจรได้จำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE อีกทั้งทำการทดสอบด้วยการต่อวงจรจริง นอกจากนี้ยังได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานวงจรคุณที่ออกแบบขึ้นในวงจรที่มีความถี่สองเท่า วงจรหารสัญญาณ วงจรถอดรอกที่สอง และวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้า

1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

สำหรับรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท และภาคผนวกอีก 3 ภาค โดยในแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ เป็นการกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา แนวคิดในการวิจัยและหลักการใหม่ในการทำวิทยานิพนธ์ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ ตลอดจนรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงรูปแบบของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบต่างๆ ที่มีผู้นำเสนอมาในอดีต โดยแยกเป็น 2 แบบ คือ หลักการของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกที่นำไอซีสำเร็จรูปมาทำการสร้าง และหลักการของวงจรคุณสัญญาณที่มีจุดมุ่งหมายสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวม อีกทั้งยกตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกในวงจรต่างๆ

บทที่ 3 กล่าวถึงรายละเอียดในส่วนของทฤษฎีการทำงานของออปแอมป์ซึ่งเป็นอุปกรณ์หลักในการสร้างวงจรคุณสัญญาณที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แก่ วงจรภายในออปแอมป์ วงจรภาคเอาต์พุตของออปแอมป์แบบคลาสเอบี การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ของกระแส I_s ต่อกระแสเอาต์พุตของออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์และชนิดซีมอส ตลอดจนเทคนิคในการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์และชนิดซีมอส ซึ่งทฤษฎีที่กล่าวมานี้จะถูกนำไปใช้ในการสร้างวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 4 นำเสนอการออกแบบวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้หลักการควอดเทอร์สแคว์ โดยใช้ออปแอมป์ห้าตัวมาใช้ในการสร้าง อีกทั้งทำการวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆ ของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกที่นำเสนอ พร้อมทั้งทำการทดสอบสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอโดยการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง

บทที่ 5 นำเสนอการออกแบบวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้หลักการควอดเทอร์สแคว์ โดยใช้ออปแอมป์สามตัวมาใช้ในการสร้าง พร้อมทั้งทำการวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆ ของวงจรที่นำเสนอ อีกทั้งทำการทดสอบสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอโดยการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง

บทที่ 6 นำเสนอการประยุกต์ใช้งานวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ทั้งสองแบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ในวงจรต่างๆ ได้แก่ วงจรทวีความถี่สองเท่า วงจรหารสัญญาณ วงจรถอดรอกที่สอง และวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้า โดยในส่วนของวงจรทวีความถี่สองเท่า วงจรหารสัญญาณ และวงจรถอดรอกที่สองเลือกใช้วงจรคุณสัญญาณแบบใช้ออปแอมป์ห้าตัวมาทำการสร้างและทำการทดลองด้วยการต่อวงจรจริง สำหรับในส่วนของวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าเลือกใช้วงจรคุณสัญญาณแบบใช้ออปแอมป์สามตัวมาทำการสร้าง โดยทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และทำการทดลองด้วยการต่อวงจรจริง

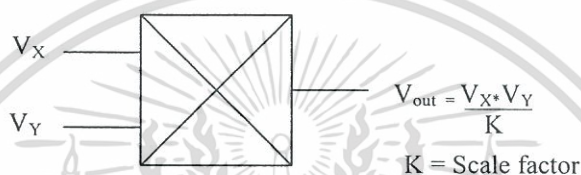
บทที่ 7 กล่าวถึงบทสรุปของงานวิจัยที่นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ตลอดจนแนวทางในการนำงานวิจัยที่นำเสนอไปพัฒนาต่อ

บทที่ 2

วงจรรคูณสัญญาณแอนะล็อก

2.1 บทนำ

วงจรรคูณสัญญาณแอนะล็อกเป็นอุปกรณ์อย่างหนึ่งที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้าโดยเฉพาะอย่างยิ่งในระบบเครื่องมือวัดและระบบควบคุม ตลอดจนระบบสื่อสารและโทรคมนาคม โดยหลักการทั่วไปของวงจรรคูณประกอบด้วยส่วนของสัญญาณอินพุต 2 พอร์ท และส่วนของสัญญาณเอาต์พุตจำนวน 1 พอร์ท โดยสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะเป็นผลคูณของสัญญาณที่พอร์ทอินพุตทั้งสองด้วยค่าสเกลแฟกเตอร์ (scaling factor, K) ดังแสดงในรูปที่ 2.1 [14]



รูปที่ 2.1 หลักการทั่วไปของวงจรรคูณ

จากหลักการทั่วไปของวงจรรคูณที่แสดงในรูปที่ 2.1 สามารถแบ่งลักษณะของวงจรรคูณสัญญาณแอนะล็อกได้เป็น 3 รูปแบบคือ แบบหนึ่งควอดแดรนต์ แบบสองควอดแดรนต์ และแบบสี่ควอดแดรนต์ ซึ่งลักษณะของสัญญาณที่พอร์ทอินพุตและพอร์ทเอาต์พุตของวงจรรคูณสัญญาณแอนะล็อกแต่ละแบบสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ลักษณะของสัญญาณที่พอร์ทอินพุตและพอร์ทเอาต์พุตของวงจรรคูณสัญญาณแอนะล็อกแต่ละแบบ

แบบ	V_x	V_y	V_{out}
หนึ่งควอดแดรนต์	Unipolar	Unipolar	Unipolar
สองควอดแดรนต์	Bipolar	Unipolar	Bipolar
สี่ควอดแดรนต์	Bipolar	Bipolar	Bipolar

2.2 วงจรรคูณสัญญาณแอนะล็อกที่ได้มีการนำเสนอในอดีต

จากการพัฒนางวงจรรคูณสัญญาณแอนะล็อกตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน ได้มีการนำเสนอวิธีการออกแบบและสร้างวงจรรคูณสัญญาณแอนะล็อกขึ้นเป็นจำนวนมาก จากการศึกษาข้อมูลสามารถแบ่งแนวทางในการนำเสนองานวิจัยในอดีตได้เป็น 2 แนวทางคือ การนำเสนอวงจรรคูณสัญญาณที่นำไอซีสำเร็จรูปมาทำการสร้าง และ การนำเสนอวงจรรคูณสัญญาณที่มีจุดมุ่งหมายสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวม โดยทั้ง 2 แนวทางได้อธิบายรายละเอียดและแสดงตัวอย่างในหัวข้อถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 การนำเสนอวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกที่นำไอซีสำเร็จรูปมาทำการสร้าง

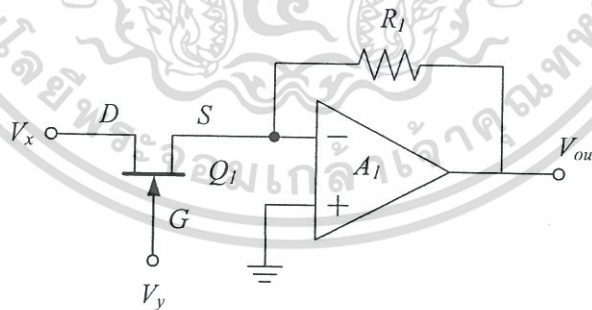
สำหรับรูปแบบการสร้างวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบนี้ เป็นการเน้นการนำอุปกรณ์ไอซีสำเร็จรูปมาต่อร่วมกัน เช่น ออปแอมป์ ทรานซิสเตอร์แบบเฟต ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ เป็นต้น มาทำการต่อร่วมกัน เพื่อสร้างวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อก โดยจุดมุ่งหมายของการพัฒนาวงจรมุ่งเน้นที่ความเรียบง่ายของวงจรและการใช้อุปกรณ์ที่มีขายทั่วไปตามท้องตลาด ซึ่งวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกที่ได้จะนำไปประยุกต์ใช้ในระบบที่ต้องการผลตอบสนองทางความถี่ไม่สูงมากในช่วงความถี่ไม่เกิน 1 เมกกะเฮิร์ต ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ยกตัวอย่างของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบนี้ที่มีการนำเสนอในอดีต 4 ตัวอย่างดังนี้

1. วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้เฟตควบคุม (FET-controlled multiplier)
2. วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้วงจรล็อกและแอนติล็อก (log-antilog)
3. วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้พัลส์วิดท์มอดูเลทร่วมกับแอมพลิจูดมอดูเลท (pulse width/pulse height multiplier)
4. วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้ตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (digital-to-analog converter) ร่วมกับตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (analog-to-digital converter)

สำหรับรายละเอียดของวงจรคูณแบบต่างๆ สามารถแสดงได้ดังนี้

2.2.1.1 วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้เฟตควบคุม [15-17]

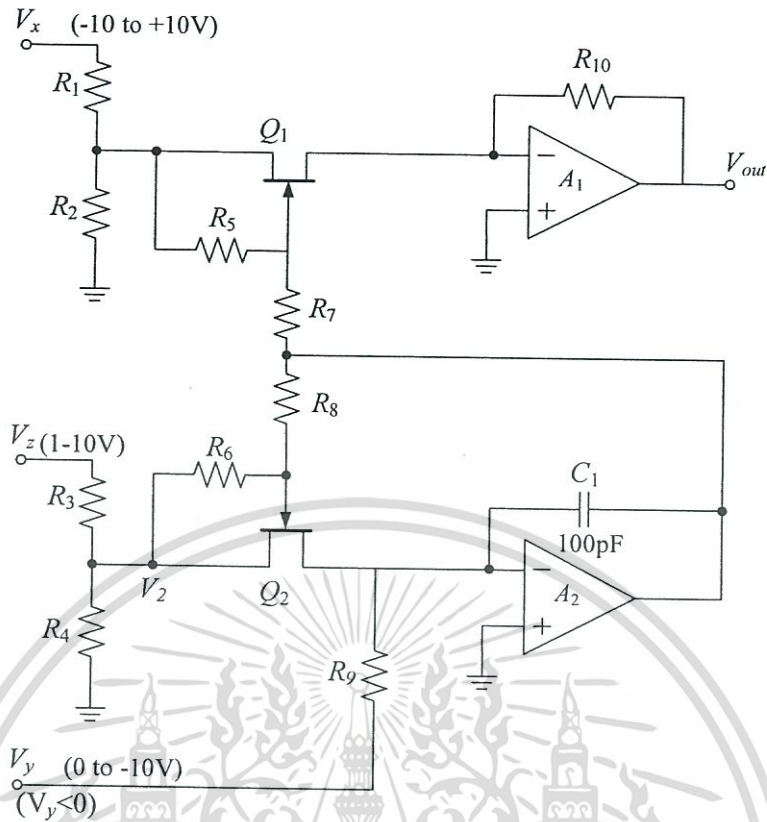
สำหรับหลักการทำงานของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบนี้อาศัยการควบคุมความต้านทานด้วยแรงดันไฟฟ้า (voltage-controlled resistor) โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบเฟต (field effect transistors : FET) ซึ่งตัวอย่างของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้เฟตควบคุมสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้เฟตควบคุม

จากวงจรในรูปที่ 2.2 Q_1 ซึ่งเป็นเฟตชนิดเอ็นแชนแนล (N-channel) และออปแอมป์ A_1 ต่อร่วมกันอยู่ในรูปแบบตัวขยายแรงดันที่ควบคุมด้วยแรงดัน (voltage controlled voltage amplifier) โดยมีแรงดัน V_x เป็นอินพุตของวงจรและอัตราขยายของวงจรเป็นสัดส่วนกับค่าแรงดัน V_y ค่าแรงดันเอาต์พุต V_{out} ของวงจรเป็นผลคูณของแรงดัน V_x และ V_y แต่อย่างไรก็ตามวงจรในรูปที่ 2.2 มีความผิดพลาดสูงเนื่องจากผลของความไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear) ของอัตราขยายของวงจรมิฉะนั้นจึงมีการปรับปรุงวงจรขึ้นใหม่ดังรูปที่ 2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 วงจรควบคุมสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้เฟดควบคุมที่ปรับปรุงแล้ว

จากวงจรในรูปที่ 2.3 ค่าความต้านทานระหว่างขาคีเรน (drain) กับขาคือส (source) ของเฟด Q_1 และ Q_2 สามารถหาได้จากสมการที่ (2.1)

$$R_{DS} = \frac{V_p^2}{I_{DSS} |V_c - 2V_p|} \quad (2.1)$$

เมื่อ R_{DS} คือ ค่าความต้านทานระหว่างขาคีเรนกับขาคือส

V_p คือ ค่าแรงดันพินชออฟ (pinch off voltage)

V_c คือ ค่าแรงดันในการควบคุมค่าความต้านทาน

I_{DSS} คือ กระแสเดรน เมื่อ $V_{GS} = 0$

จากวงจรในรูปที่ 2.3 สามารถหาค่าแรงดันเอาต์พุต V_{out} ของออปแอมป์ A_1 มีค่าเท่ากับ

$$V_{out} = -\frac{V_x R_2 R_{10}}{(R_1 + R_2) R_{DS}} \quad (2.2)$$

เมื่อพิจารณากระแสที่ไหลผ่าน R_9 สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแส i_{R_9} ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{Q2} = \frac{V_2 - 0}{R_{DS}} \quad (2.3ก)$$

$$i_{R9} = \frac{0 - V_y}{R_9} \quad (2.3ข)$$

$$i_{Q2} = i_{R2} = \frac{V_2 - 0}{R_9} = \frac{0 - V_y}{R_9} \quad (2.3ค)$$

เมื่อพิจารณาที่ R_3 และ R_4 ซึ่งต่ออยู่ในรูปแบบวงจรแบ่งแรงดัน (voltage divider) จะได้

$$V_2 = \frac{V_Z R_4}{R_3 + R_4} \quad (2.4)$$

เมื่อรวมสมการที่ (2.3ค) กับสมการที่ (2.4) จะได้

$$R_{DS} = \frac{R_4 R_9 V_Z}{|V_Y| (R_3 + R_4)} \quad (2.5)$$

เมื่อแทนค่า R_{DS} จากสมการที่ (2.5) ลงในสมการที่ (2.2) จะได้

$$V_{out} = - \frac{V_X |V_Y| R_2 R_{10} (R_3 + R_4)}{V_Z R_4 R_9 (R_1 + R_2)} \quad (2.6)$$

ถ้ากำหนดให้ $R_1 = R_3, R_2 = R_4$ และ $R_9 = R_{10}$ สามารถลดรูปสมการที่ (2.6) ได้เป็น

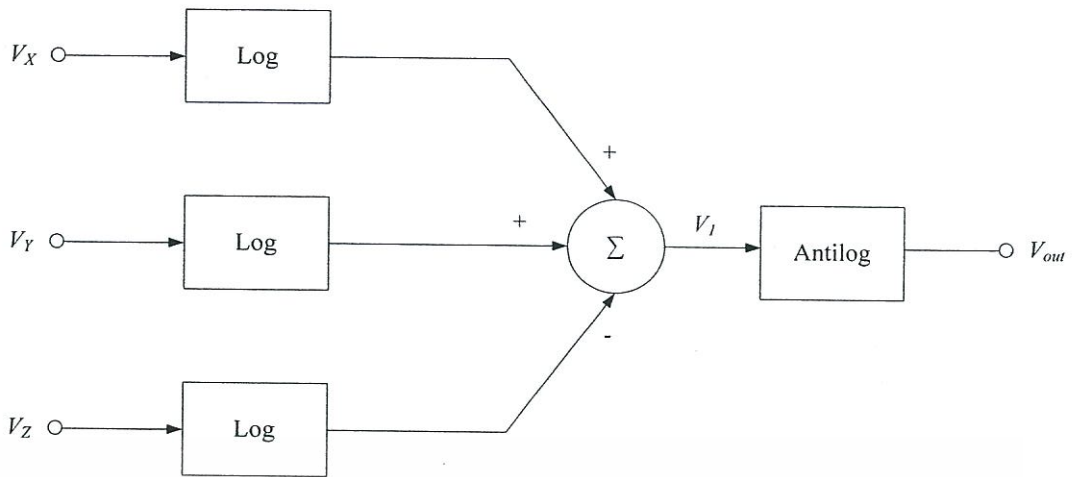
$$V_{out} = - \frac{V_X |V_Y|}{V_Z} \quad (2.7)$$

ซึ่งวงจรทำงานเมื่ออยู่ในเงื่อนไขที่ V_Z มีค่าเป็นบวก และ V_Y ต้องมีค่าน้อยกว่า 0

2.2.1.2 วงจรคุณสมบัติสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้วงจรล็อกและแอนติล็อก [15-17]

สำหรับวงจรคุณสมบัติสัญญาณแอนะล็อกแบบนี้ประกอบไปด้วยวงจรแปลงสัญญาณแบบล็อก (log converter circuit) และวงจรแปลงสัญญาณแอนติล็อก (anti-log converter circuit) ในการสร้างวงจรคุณสมบัติสัญญาณ โดยลักษณะของบล็อกไดอะแกรมของวงจรสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้วงจรถอดและแอนติล็อก

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.4 สามารถเขียนความสัมพันธ์ของวงจรได้ดังสมการที่ 2.8

$$\log(V_1) = \log(V_x) + \log(V_y) - \log(V_z) \quad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.8) เขียนรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

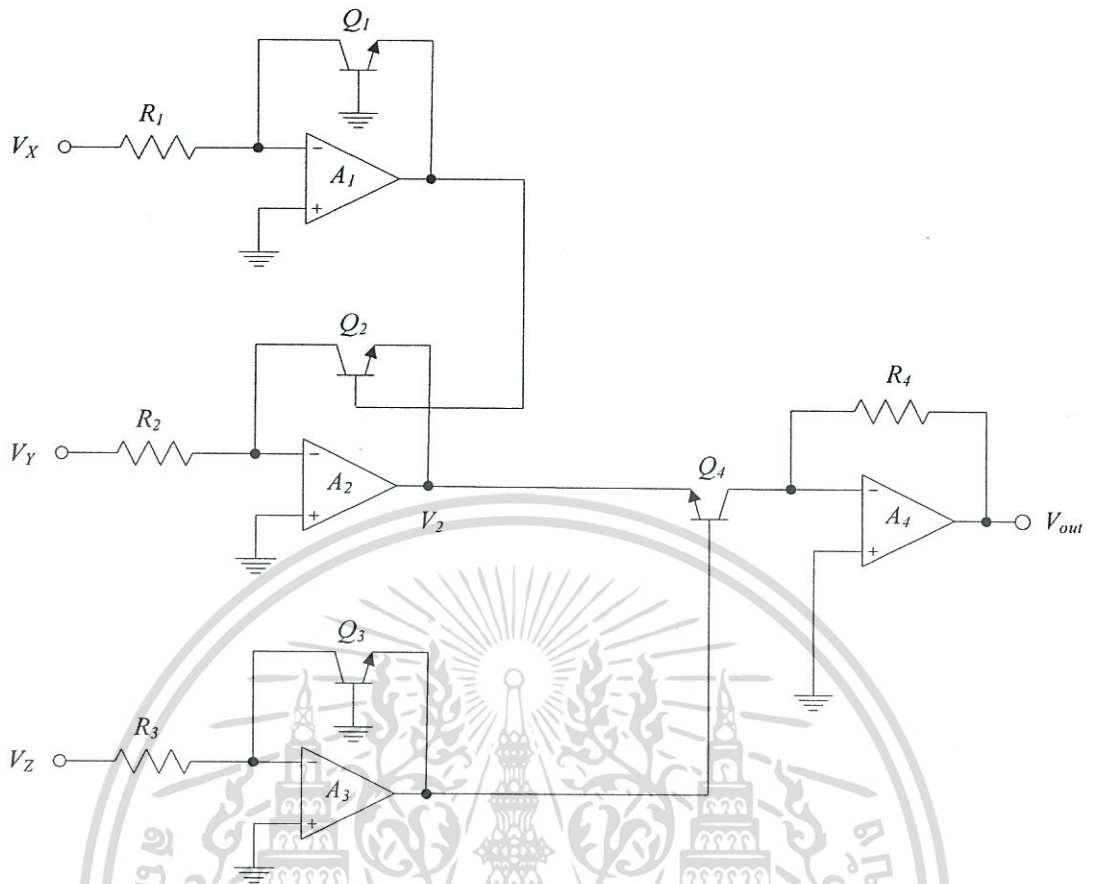
$$\log(V_1) = \log\left(\frac{V_x V_y}{V_z}\right) \quad (2.9)$$

ทำการแอนติล็อกสมการที่ (2.9)

$$V_{out} = \frac{V_x V_y}{V_z} \quad (2.10)$$

สำหรับตัวอย่างของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้วงจรถอดและแอนติล็อกสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.5 จากวงจรในรูปที่ 2.5 การทำงานของวงจรอาศัยหลักการแปลงสัญญาณแบบล็อกและแอนติล็อก โดยออปแอมป์ A_1 , A_2 และ A_3 ทำหน้าที่เป็นวงจรถอด และออปแอมป์ A_4 ทำหน้าที่เป็นวงจรแอนติล็อก ซึ่งจากความสัมพันธ์ของสมการทรานซิสเตอร์ดังที่แสดงในสมการที่ (2.11)

สมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเล็กเตอร์ I_C และแรงดันขาเบสและขาอิมิตเตอร์ V_{BE} ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ Q_1 , Q_2 , Q_3 และ Q_4 แสดงได้ดังนี้ [17]



รูปที่ 2.5 วงจรคุณลักษณะแอนะล็อกแบบใช้วงจรล๊อคและแอนติล๊อค

$$V_{BE} \cong V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (2.11)$$

โดย V_T คือ ค่าแรงดันตกคร่อมเบสกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ มีค่าเท่ากับ $\frac{kT}{q}$

V_{BE} คือ แรงดันขาเบสและขาอิมิตเตอร์

I_C คือ ค่ากระแสคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ (A)

I_S คือ ค่ากระแสอิ่มตัว (saturation current) (A)

V_T คือ ค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิ (thermal voltage) ของทรานซิสเตอร์ (V)

k คือ ค่าคงที่โบลท์แมน (Boltzmann's constant) มีค่าเท่ากับ 1.38×10^{-23} J/K

T คือ ค่าอุณหภูมิแวลลุ่ม (K)

q คือ ค่าประจุไฟฟ้าอิเล็กตรอน (electron charge) มีค่าเท่ากับ 1.605×10^{-19}

พิจารณาวงจรในรูปที่ 2.5 ที่โหนด V_2 และทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะได้

$$V_2 = V_{BE1} + V_{BE2} \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และในทำนองเดียวกันที่โหนด V_2 และทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 จะได้

$$V_2 = V_{BE3} + V_{BE4} \quad (2.13)$$

จากสมการที่ (2.12) และ (2.13) ได้ความสัมพันธ์เป็น

$$V_{BE1} + V_{BE2} = V_{BE3} + V_{BE4} \quad (2.14)$$

ทำการแทนค่า V_{BE} ในสมการที่ (2.11) ลงในสมการที่ (2.14) จะได้

$$V_{T1} \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}}\right) + V_{T2} \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}}\right) = V_{T3} \ln\left(\frac{I_{C3}}{I_{S3}}\right) + V_{T4} \ln\left(\frac{I_{C4}}{I_{S4}}\right) \quad (2.15)$$

ถ้ากำหนดให้ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีความสมพงษ์กันจะได้

$$V_{T1} = V_{T2} = V_{T3} = V_{T4} \quad (2.16)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (2.15) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$\ln\left(\frac{I_{C1}I_{C2}}{I_{C3}I_{C4}} \cdot \frac{I_{S3}I_{S4}}{I_{S1}I_{S2}}\right) = 0 \quad (2.17)$$

ถ้าทรานซิสเตอร์ คู่ Q_1 กับ Q_3 และ คู่ Q_2 กับ Q_4 มีความสมพงษ์กันดังนั้นจะได้ $I_{S1} = I_{S3}$ และ $I_{S2} = I_{S4}$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (2.17) ได้ใหม่เป็น

$$\ln\left(\frac{I_{C1}I_{C2}}{I_{C3}I_{C4}}\right) = 0 \quad (2.18)$$

จากสมการที่ (2.18) จะได้

$$\ln I_{C4} = \ln\left(\frac{I_{C1}I_{C2}}{I_{C3}}\right) \quad (2.19)$$

ทำการแอนติล็อกสมการที่ (2.19) จะได้

$$I_{C4} = \frac{I_{C1}I_{C2}}{I_{C3}} \quad (2.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในรูปที่ 2.5 จะได้

$$I_{C4} = \frac{V_{OUT}}{R_4} \quad (2.21ก)$$

$$I_{C1} = \frac{V_X}{R_1} \quad (2.21ข)$$

$$I_{C2} = \frac{V_Y}{R_2} \quad (2.21ค)$$

$$I_{C3} = \frac{V_Z}{R_3} \quad (2.21ง)$$

แทนค่า I_{C4} I_{C1} I_{C2} I_{C3} ลงในสมการที่ (2.20) จะได้

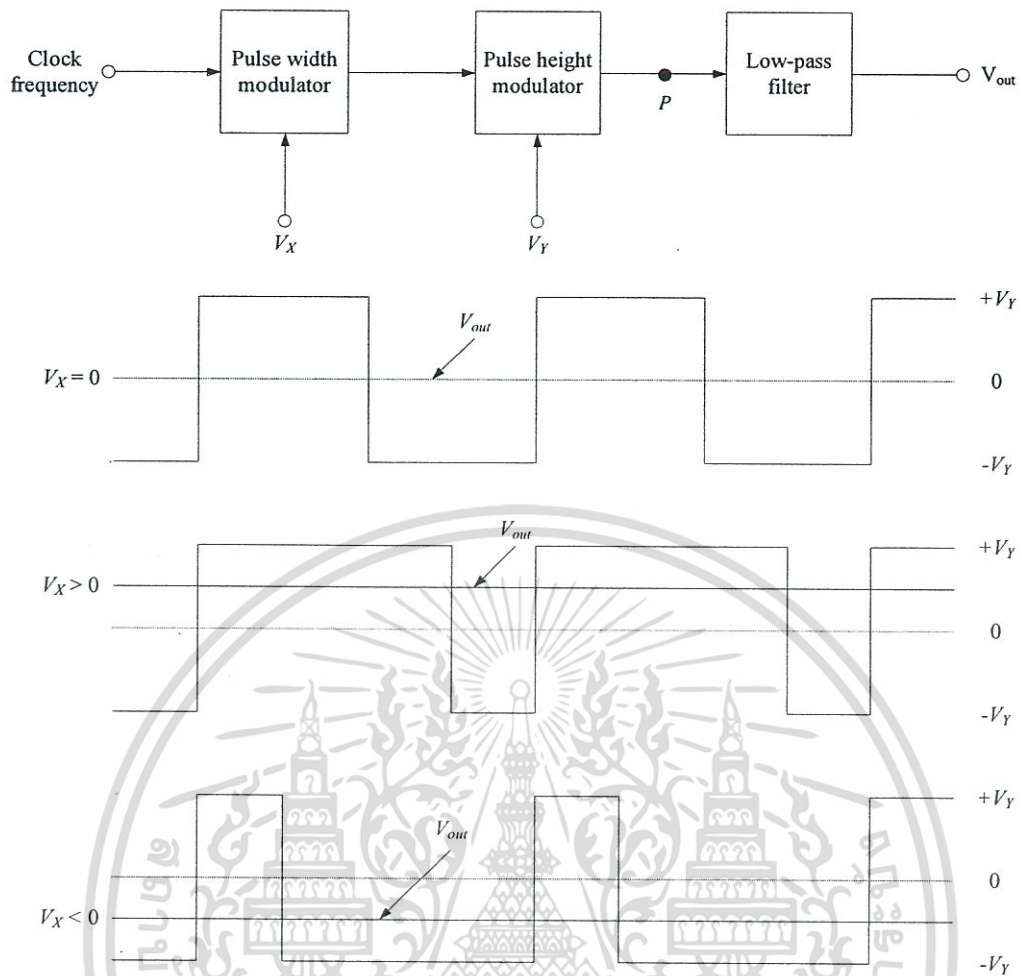
$$V_{out} = \frac{R_4 R_3}{R_1 R_2} \left(\frac{V_X V_Y}{V_Z} \right) \quad (2.22)$$

ถ้า $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ จะได้

$$V_{out} = \frac{V_X V_Y}{V_Z} \quad (2.23)$$

2.2.1.3 วงจรคุณสมบัติสัญญาณแอนะล็อกแบบพัลส์วิดท์มอดูเลทร่วมกับแอมพลิฟายเออร์ [17]

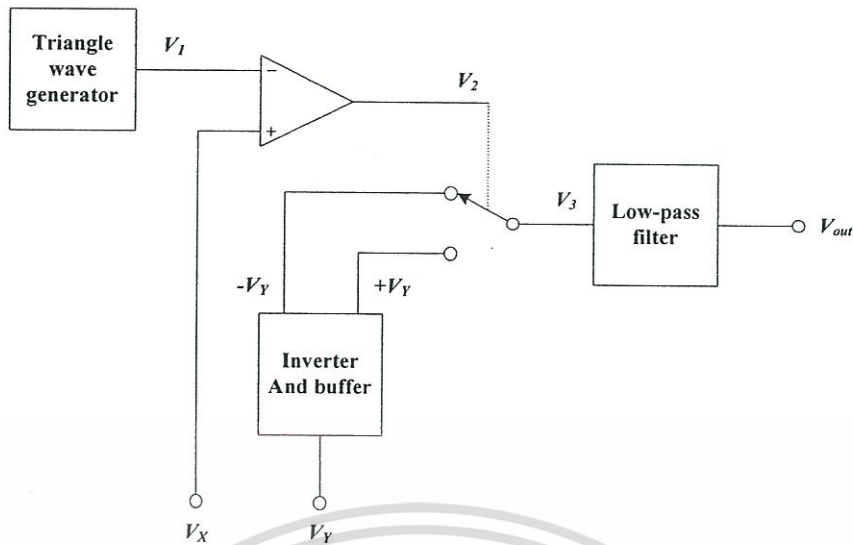
สำหรับเทคนิคการสร้างวงจรคุณสมบัติสัญญาณแอนะล็อกแบบนี้มีข้อดีคือจะให้ค่าความถูกต้องของผลการคูณสัญญาณสูงมากนั่นคือมีความผิดพลาดของสัญญาณประมาณ 0.01% แต่อย่างไรก็ตามเทคนิคนี้จะให้ผลการตอบสนองความถี่ต่ำมากคืออยู่ในช่วงไม่กี่ร้อยเฮิรตซ์ สำหรับลักษณะโครงสร้างและลักษณะของสัญญาณของวงจรคุณสมบัติสัญญาณที่ใช้เทคนิคนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.6



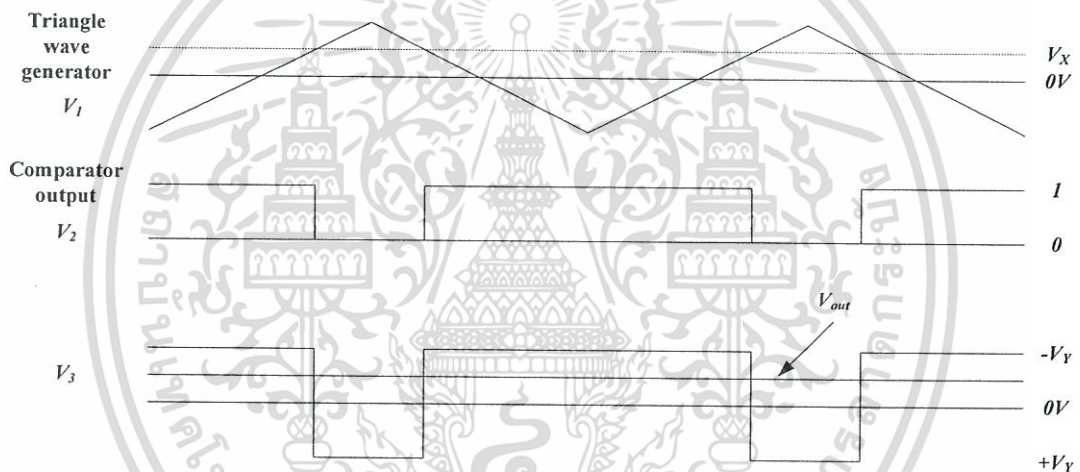
รูปที่ 2.6 ลักษณะโครงสร้างและสัญญาณของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบพัลส์วิตท์มอดูเลท ร่วมกับแอมพลิฟายด์มอดูเลท

จากวงจรในรูปที่ 2.6 โดยหลักการการทำงานจะใช้สัญญาณอินพุต V_X เป็นตัวควบคุมการมอดูเลทแบบพัลส์วิตท์และสัญญาณอินพุต V_Y เป็นตัวควบคุมการมอดูเลทแบบแอมพลิฟายด์ ผลของสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านการมอดูเลทแบบพัลส์วิตท์รวมกับการมอดูเลทแบบแอมพลิฟายด์ จะถูกส่งไปยังวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (low-pass filter) โดยที่ความถี่คัทออฟ (cut-off) ของวงจรต้องต่ำกว่าความถี่ของสัญญาณนาฬิกา (clock frequency) ที่ใช้ควบคุมวงจร

สำหรับลักษณะของสัญญาณที่จุด P จากรูปที่ 2.6 ในกรณีที่สัญญาณอินพุต V_Y มีค่าคงที่ ดังนั้นความกว้างของพัลส์ (pulse-width) ของสัญญาณที่จุด P จะขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณอินพุต V_X สัญญาณที่จุด P จะถูกส่งผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งจะได้สัญญาณแรงดันดีซีที่มีขนาดเป็นสัดส่วนกับผลคูณของสัญญาณอินพุต V_X และ V_Y สำหรับในการใช้งานจริงวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบนี้จะประกอบด้วยวงจรส่วนต่างๆดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 วงจรส่วนต่างๆ ของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบพัลส์วิดท์มอดูเลทร่วมกับแอมพลิฟิเคชัน



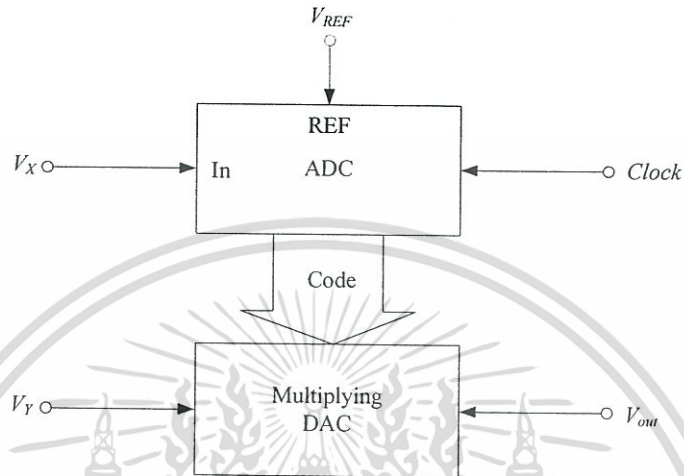
รูปที่ 2.8 ลักษณะของสัญญาณส่วนต่างๆ ของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบพัลส์วิดท์มอดูเลทร่วมกับแอมพลิฟิเคชัน

จากรูปที่ 2.7 และ 2.8 ตัวคุณสัญญาณแอนะล็อกที่ใช้เทคนิคนี้จะประกอบด้วย วงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม (triangle wave generator circuit) วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (voltage comparator circuit) วงจรอินเวอร์เตอร์และบัฟเฟอร์ (inverter and buffer circuit) และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน สำหรับการทำงานของวงจรจะเริ่มจากวงจรเปรียบเทียบแรงดันจะทำการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมและสัญญาณอินพุต V_x โดยความกว้างของพัลส์ของสัญญาณเอาต์พุต V_2 ที่ได้ขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณอินพุต V_x จากนั้นสัญญาณเอาต์พุต V_2 จะถูกส่งไปควบคุมการทำงานของแอนะล็อกสวิตช์ (analog switch) เพื่อทำการสลับเลือกค่าสัญญาณเอาต์พุต $+V_Y$ และ $-V_Y$ จากวงจรอินเวอร์เตอร์และบัฟเฟอร์ ซึ่งขนาดของสัญญาณ $+V_Y$ และ $-V_Y$ ขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุต V_Y จากนั้นสัญญาณที่ผ่านแอนะล็อกสวิตช์ถูกส่งไปยังวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีลักษณะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่เป็นสัดส่วนกับผลคูณของสัญญาณอินพุต V_x และ V_Y

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1.4 วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้ตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก ร่วมกับตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล [17]

สำหรับเทคนิคการสร้างวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบนี้จะประกอบไปด้วยตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกต่อร่วมกับตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล โดยลักษณะโครงสร้างของวงจรสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 โครงสร้างของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้ตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก ร่วมกับตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล

จากรูปที่ 2.9 การทำงานของวงจรเริ่มจากป้อนสัญญาณอินพุต V_x ให้กับอินพุตของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล เอาต์พุตที่ได้ซึ่งเป็นสัญญาณดิจิทัลถูกส่งไปยังวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก โดยแรงดันอ้างอิงของวงจรขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุต V_y จากวงจรในรูป 2.9 แรงดันเอาต์พุต V_{out} ของวงจรมีค่าเป็น

$$V_{out} = \frac{V_x V_y}{V_{REF}} \quad (2.24)$$

จากสมการที่ (2.24) ค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรจะเป็นสัดส่วนกับผลคูณของสัญญาณอินพุต V_x และ V_y

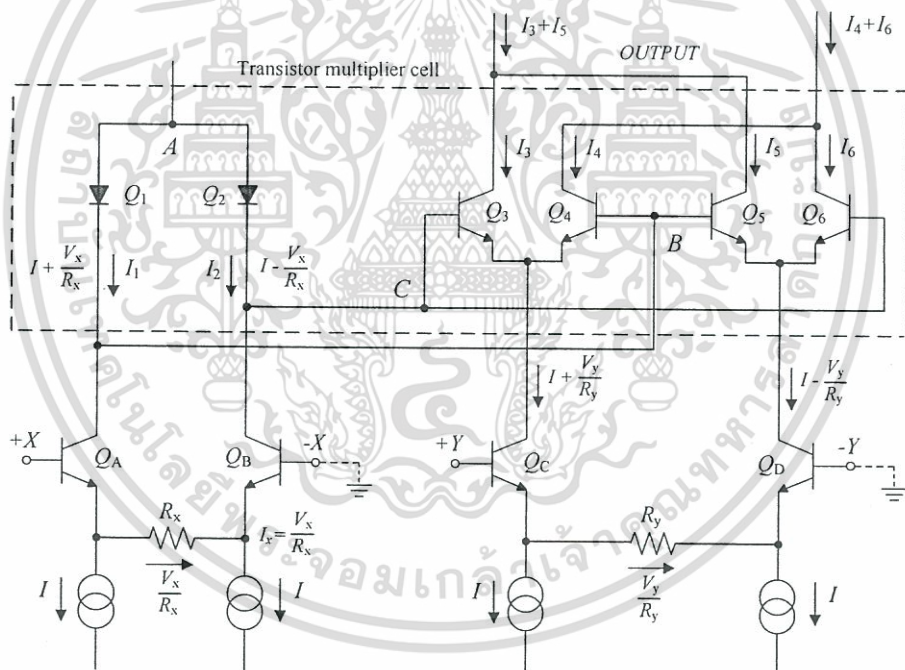
2.2.2. การนำเสนอวงจรคูณสัญญาณที่มีจุดมุ่งหมายสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวม [18]

สำหรับรูปแบบการสร้างวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบนี้มีจุดมุ่งหมายเพื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวม โดยการออกแบบวงจรลักษณะนี้ให้คุณสมบัติของวงจรที่มีประสิทธิภาพสูงเนื่องจากมีความสมพงษ์กันของอุปกรณ์ที่อยู่ในรูปแบบของวงจรรวม แต่อย่างไรก็ตามต้นทุนในการนำไปสร้างเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานหรือทดสอบวงจรจริงจะเสียค่าใช้จ่ายสูงมาก สำหรับตัวอย่างการสร้างวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกที่นิยมนำไปสร้างเป็นวงจรรวมสำเร็จรูปเพื่อผลิตออกจำหน่ายตามท้องตลาดทั่วไป ซึ่งเป็นเทคนิคที่นิยมใช้อยู่ในไอซีสำเร็จรูปที่มีขายทั่วไปตามท้องตลาดเช่น AD534, AD532, AD531 เป็นต้น โดยเทคนิคที่จะอธิบายต่อไปนี้จะใช้เทคนิคของวงจรรขยายค่าความนำ วงจรทรานซิลิเอร์ และ กิลเบิร์ตเซลล์ โดยรายละเอียดของวงจรที่ใช้เทคนิคนี้สามารถแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับแนวความคิดของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกที่อาศัยวงจรรขยายค่าความนำจะอาศัยแรงดันอินพุตของวงจรในการควบคุมอัตราขยายของอุปกรณ์ชนิดแอกทีฟ เช่น ทรานซิสเตอร์ ซึ่งในวงจรรขยายแต่ละชุดจะอาศัยแรงดันควบคุมจากอินพุตแต่ละตัว โดยวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกที่อาศัยหลักการของวงจรรขยายค่าความนำจะใช้ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ เนื่องจากมีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นสูงซึ่งมีความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเล็กเตอร์และค่าความนำคางที่นอกจากนั้นยังมีความสะดวกในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมบนไอซีสำเร็จรูป

สำหรับวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกที่ใช้หลักการของวงจรรขยายค่าความนำจะประกอบไปด้วยชุดของวงจรรจ่ายกระแสที่มีคุณสมบัติสมพงษ์กัน ชุดของวงจรรแปลงดันเป็นกระแส เพื่อทำหน้าที่ในการแปลงแรงดันอินพุตที่พอร์ท X พอร์ท Y และพอร์ท Z ในกรณีไอซี AD534 ให้เป็นกระแสที่สัมพันธ์กันกับแรงดันอินพุตของวงจรคูณในแต่ละพอร์ท ทรานซิสเตอร์มัลติพลายเออร์เซล (Transistor multiplier cells) ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์หกตัวสำหรับการสร้างกระแสสองส่วนซึ่งต่างกันเป็นสัดส่วนกับผลคูณของแรงดันอินพุต และในส่วนของวงจรรขยายความแตกต่างจะทำหน้าที่ในการแปลงค่าความแตกต่างของกระแสที่ได้จากผลคูณของแรงดันอินพุตที่ได้ ให้เป็นแรงดันเอาต์พุตแบบปลายด้านหนึ่งต่อเทียบกราวด์หรือซิงเกิลเอน (single-ended) ต่อไป สำหรับตัวอย่างของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนที่อย่างง่ายสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนที่อย่างง่าย

จากวงจรในรูปที่ 2.10 กำหนดให้วงจรรจ่ายกระแสสองที่มีค่าเท่ากันและแรงดันอินพุตที่พอร์ท X และ $-X$ เป็นแรงดันอินพุตที่จ่ายให้กับขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q_A และ Q_B ตามลำดับ แรงดันอินพุตทั้งสองทำให้เกิดกระแสไหลผ่าน R_x ด้วยค่า V_x/R_x ในส่วนของแรงดันอินพุตที่พอร์ท Y ก็เช่นเดียวกัน คือ แรงดันที่พอร์ท $+Y$ และพอร์ท $-Y$ เป็นแรงดันอินพุตที่จ่ายให้กับขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q_C และ Q_D ตามลำดับ ซึ่งแรงดันอินพุตนี้ทำให้เกิดกระแสไหลผ่าน R_y ด้วยค่า V_y/R_y โดยมีมัลติพลายเออร์เซล (Multiplier cell) จะประกอบไปด้วยไดโอดจากโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ Q_1 Q_2 Q_3 Q_5 และ Q_6 โดยกระแสเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับผลรวมของ I_3 และ I_5 หรือ I_4 และ I_6 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I_5 ลบด้วยผลรวมของกระแส I_4 และ I_6 โดยรายละเอียดของสมการในการคำนวณสามารถแสดงได้ดังนี้

$$I_1 = I + (V_X / R_X) \quad (2.25)$$

$$I_2 = I - (V_X / R_X) \quad (2.26)$$

$$I_3 + I_4 = I + (V_X / R_X) \quad (2.27)$$

$$I_5 + I_6 = I - (V_X / R_X) \quad (2.28)$$

ถ้าสมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติสมพงษ์กันทุกประการ โดยมีค่า β สูงมาก และไม่มีผลของค่าความต้านทานที่ต่อขานานหรืออนุกรมกับทรานซิสเตอร์ จากวงจรรูปที่ 2.10 ทำการวิเคราะห์ลูป A-B-C-A โดยผ่าน Q_1, Q_4, Q_3 และ Q_2 ได้ตั้งเป็น

$$V_{Q1} + V_{beQ4} = V_{beQ3} + V_{Q2} \quad (2.29)$$

$$\text{เมื่อ } V_{beQi} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_i}{I_{ceo}} \quad (2.30)$$

โดย V_{beQi} คือ แรงดันขาเบสและขาอีมีเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_i
 I_{ceo} คือ กระแสอิ่มตัวย้อนกลับ (saturation current)
 k คือ ค่าคงที่ของโบลท์แมนน์ (Boltzmann's constant) มีค่าประมาณ 1.38×10^{23} J/K
 T คือ อุณหภูมิในหน่วยองศาเคลวิน
 q คือ ค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอนมีค่าเท่ากับ 1.602×10^{-19}

จากสมการที่ (2.29) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\ln I_{Q1} + \ln I_{Q4} = \ln I_{Q3} + \ln I_{Q2} \quad (2.31)$$

หรือ

$$I_1 I_4 = I_3 I_2 \quad (2.32)$$

ในทำนองเดียวกันสำหรับการวิเคราะห์ลูป A-B-C-A โดยผ่าน Q_1, Q_5, Q_6 และ Q_2 จะได้ดังนี้

$$I_1 I_5 = I_6 I_2 \quad (2.33)$$

ดังนั้นสามารถหาค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_O = I_3 + I_5 - (I_4 + I_6) \quad (2.34)$$

ทำการแทนค่าความสัมพันธ์ของกระแสในสมการที่ (2.32) และ (2.33) ลงในสมการที่ (2.34) จะได้

$$I_O = I_3 + (I_6 I_2 / I_1) - (I_3 I_2 / I_1) - I_6 \quad (2.35)$$

$$= I_3(I_1 - I_2) / I_1 - I_6(I_1 - I_2) / I_1$$

$$= (I_3 - I_6)(I_1 - I_2) / I_1 \quad (2.36)$$

แทนค่า I_1 และ I_2 จากสมการที่ (2.25) และ (2.26) ลงในสมการที่ (2.36) จะได้

$$I_O = (I_3 - I_6)(2V_X / R_X) / I_1 \quad (2.37)$$

จากสมการที่ (2.32) และ (2.27) จะได้

$$I_4 = \frac{I_3 I_2}{I_1} = I + \frac{V_Y}{R_Y} - I_3 \quad (2.38)$$

ดังนั้นสามารถหา I_3 ได้ดังนี้

$$I_3 = \frac{I_1 I + I_1 V_Y / R_Y}{I_1 + I_2} = \frac{I_1 I + I_1 V_Y / R_Y}{2I} \quad (2.39)$$

ในทำนองเดียวกันจากสมการที่ (2.28) และ (2.33) จะได้

$$I_5 = \frac{I_6 I_2}{I_1} = I - \frac{V_Y}{R_Y} - I_6 \quad (2.40)$$

และสามารถหา I_6 ได้เป็น

$$I_6 = \frac{I_1 I - I_1 V_Y / R_Y}{I_1 + I_2} = \frac{I_1 I - I_1 V_Y / R_Y}{2I} \quad (2.41)$$

ทำการแทนค่า I_3 และ I_6 จากสมการที่ (2.39) และ (2.41) ลงในสมการที่ (2.37) จะได้

$$I_O = \left(\frac{2I_1 V_Y / R_Y}{2I} \right) \left(\frac{2V_X / R_X}{I_1} \right) = 2 \frac{V_X V_Y}{I R_X R_Y} \quad (2.42)$$

จากสมการที่ (2.42) จะได้กระแสเอาต์พุตของวงจร I_O ที่ขึ้นอยู่กับค่าผลคูณของแรงดันอินพุตที่พอร์ท X และพอร์ท Y สำหรับลักษณะโครงสร้างภายในของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ออกแบบขึ้นเพื่อสร้างเป็นวงจรรวมผลผลิตออกจำหน่ายทางการค้าในเบอร์ AD534 ของบริษัทแอนะล็อกดีไวซ์ (Analog Device) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.11

จากรูปที่ 2.11 แสดงโครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ AD534 โดยจากโครงสร้างภายใน มัลติโพลเลอร์ประกอบด้วย $Q_6, Q_7, Q_{12}, Q_{13}, Q_{14}$ และ Q_{15} โดยจากโครงสร้างภายในเมื่อเทียบกับ วงจรในรูปที่ 2.10 จะได้ว่า $(R_{12} + R_{13} + R_{14})$ เทียบได้กับ R_x และ $(R_{25} + R_{26} + R_{27})$ เทียบได้ กับ R_y และในทำนองเดียวกัน $(R_{38} + R_{39} + R_{40})$ เทียบได้กับ R_z โดยค่าความแตกต่างของกระแส (difference current : $2V_z/R_z$) มีค่าเท่ากับค่ากระแสเอาต์พุตของวงจร ดังนั้นในกรณีที่เขา “Sense” ที่ป้อนกลับมาจาก E_0 ถูกต่อเข้ากับพอร์ท Z_1 (+ Z’) และขาอ้างอิง (reference) Z_2 (- Z’) ถูกต่อลงกราวด์ (ground) จะได้

$$\frac{2V_z}{R_z} = 2 \frac{V_x V_y}{IR_x R_y} \tag{2.43}$$

$$E_o = V_z = \frac{R_z V_x V_y}{IR_x R_y} \tag{2.44}$$

จากวงจรในรูปที่ 2.11 ตัวต้านทานแบบปรับค่าได้จะใช้ในการปรับแหล่งจ่ายกระแสคงที่ เพื่อให้การทำงานของวงจรอยู่ในสภาวะสมดุล นั่นคือค่าความแตกต่างของกระแสเอาต์พุตจะต้องเป็น ศูนย์เมื่อแรงดันอินพุตทุกตัวเป็นศูนย์ และค่าสเกลแฟกเตอร์ของการคูณจะถูกปรับไว้ที่ 1/10V โดยใช้ เลเซอร์ในการปรับแต่งค่าความต้านทานบนแผ่นเวเฟอร์ (Wafer) ของวงจร สำหรับการชดเชย อุณหภูมิจะถูกชดเชยโดยใช้ซีเนอร์ไดโอด (zener diode) ที่ทำหน้าที่สร้างแรงดันอ้างอิงให้กับวงจร จ่ายกระแส ดังนั้นวงจรจึงมีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ

จากเทคนิคในการสร้างวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบต่างๆ ที่กล่าวมาทั้งหมดสามารถ สรุบบัณฑิตและข้อเสียของแต่ละเทคนิคได้ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 ข้อดีและข้อเสียของแต่ละเทคนิคในการสร้างวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบต่างๆ

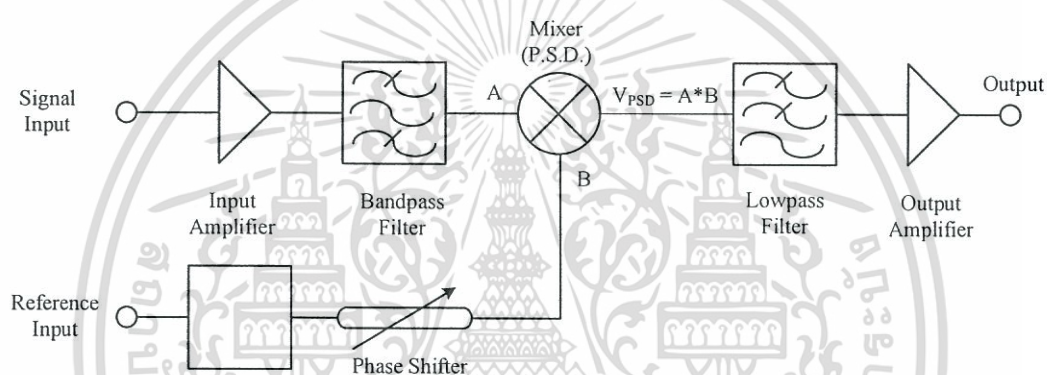
วงจร	วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้เพาควมคุม	วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบล็อก-แอนติล็อก	วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้พัลส์วิตช์มอดูเลทร่วมกับแอมพลิจูดมอดูเลท	วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้วงจร D/A และ A/D	วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้วงจรขยายค่าความนำ
เทคนิค	ใช้เพาทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานที่ควบคุมด้วยแรงดันไฟฟ้าเพื่อทำหน้าที่เปลี่ยนอัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณ	ใช้วงจรล็อกในการแปลงสัญญาณอินพุต จากนั้นนำผลรวมของสัญญาณที่ได้มาผ่านวงจรแอนติล็อก	ใช้แรงดันอินพุตด้านหนึ่งในการควบคุมการมอดูเลทแบบพัลส์วิตช์และแรงดันอินพุตอีกด้านหนึ่งในการควบคุมการมอดูเลทแบบแอมพลิจูด	ใช้ตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกต่อร่วมกับตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล	ใช้วงจรขยายค่าความนำ
ค่าความผิดพลาดของวงจร	$\geq 0.1\%$	$\approx 0.1 - 1\%$	$\approx 0.01\%$	ขึ้นอยู่กับจำนวนบิตของวงจร D/A และ A/D	$\approx 0.1\%$
ผลตอบสนองทางความถี่	$\approx 1\text{MHz}$	$\approx 100\text{KHz}$	$\approx 100\text{Hz}$	ขึ้นอยู่กับค่าเวลาในการแปลงสัญญาณของ D/A (D/A conversion time)	$\approx 100\text{MHz}$

2.3 ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานวงจรคูณสัญญาณ

วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกถูกนำมาประยุกต์ใช้งานในด้านต่างๆ มากมาย เช่น ด้านการสื่อสาร และระบบเครื่องมือวัดและควบคุม เป็นต้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ยกตัวอย่างของการประยุกต์ใช้งานวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อก 3 ตัวอย่างดังนี้

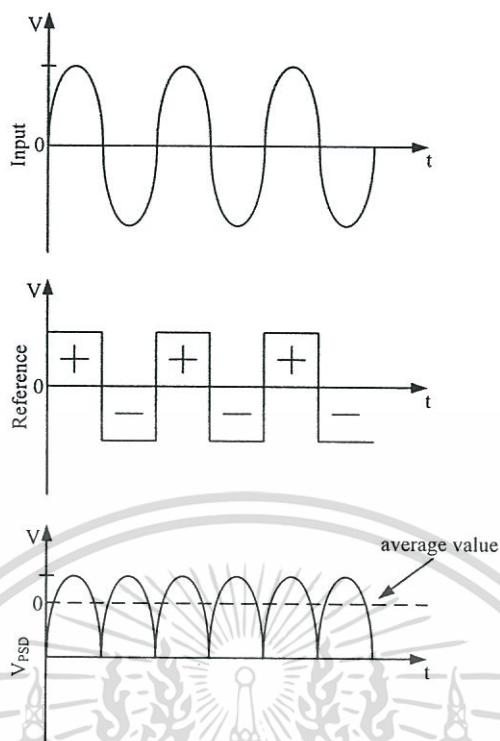
2.3.1 วงจรตรวจจับสัญญาณที่ไวต่อเฟส [19-21]

วงจรตรวจจับสัญญาณที่ไวต่อเฟส (phase sensitive detector) เป็นวงจรตรวจจับสัญญาณแบบหนึ่งที่ยกนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ เช่น วงจรวัดค่าอิมพีแดนซ์ทางไฟฟ้า (impedance measurement circuit) และวงจรขยายสัญญาณแบบล็อกอิน (locked-in amplifier circuit) เป็นต้น โดยองค์ประกอบพื้นฐานของวงจรสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.12

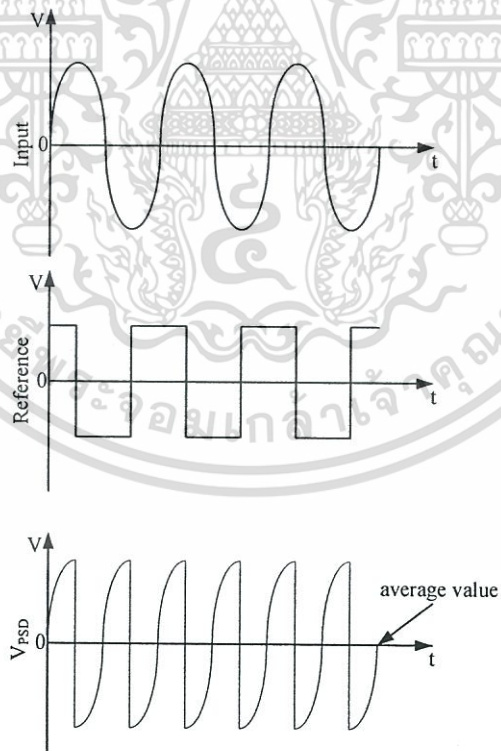


รูปที่ 2.12 องค์ประกอบพื้นฐานของวงจรตรวจจับสัญญาณที่ไวต่อเฟส [19]

จากวงจรในรูปที่ 2.12 พื้นฐานการทำงานของวงจรอาศัยวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกทำการคูณสัญญาณสองสัญญาณเข้าด้วยกันคือ สัญญาณอินพุตของวงจร (input signal) และสัญญาณอ้างอิง (reference signal) โดยผลคูณของสัญญาณทั้งสองมีอยู่สี่รูปแบบที่สำคัญคือ กรณีที่เฟสของสัญญาณอินพุตและเฟสของสัญญาณอ้างอิงตรงกัน กรณีที่เฟสของสัญญาณอินพุตและเฟสของสัญญาณอ้างอิงมีค่าต่างกัน 90 องศา กรณีที่เฟสของสัญญาณอินพุตและเฟสของสัญญาณอ้างอิงมีค่าต่างกัน 180 องศา และกรณีที่เฟสของสัญญาณอินพุตและเฟสของสัญญาณอ้างอิงมีค่าต่างกันที่องศาใดๆ (arbitrary phase) โดยลักษณะของสัญญาณอินพุต สัญญาณอ้างอิง และสัญญาณเอาต์พุต V_{PSD} ในแต่ละกรณีสามารถแสดงได้ในรูปที่ 2.13 – 2.16

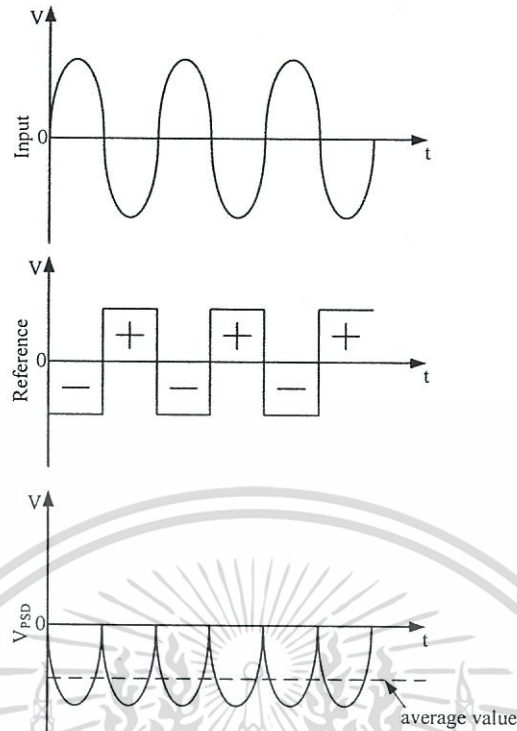


รูปที่ 2.13 สัญญาณกรณิเฟสของสัญญาณอินพุตและเฟสของสัญญาณอ้างอิงตรงกัน

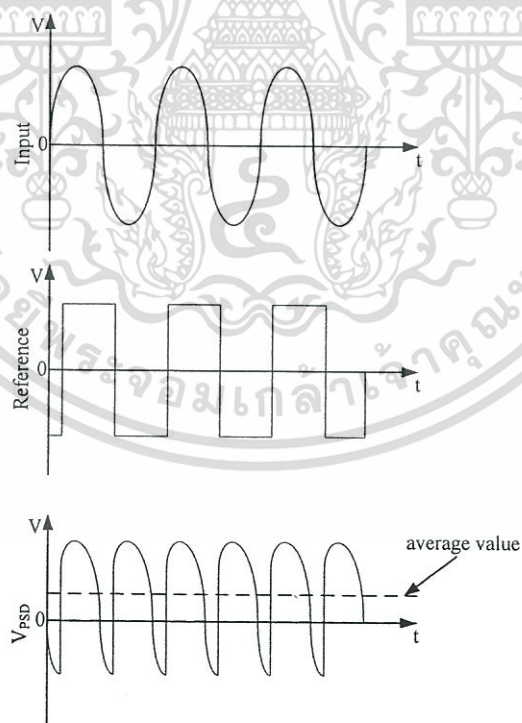


รูปที่ 2.14 สัญญาณกรณิเฟสของสัญญาณอินพุตและเฟสของสัญญาณอ้างอิงมีค่าต่างกัน 90 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 สัญญาณกรณิเฟสของสัญญาณอินพุตและเฟสของสัญญาณอ้างอิงมีค่าต่างกัน 180 องศา



รูปที่ 2.16 สัญญาณกรณิเฟสของสัญญาณอินพุตและเฟสของสัญญาณอ้างอิงต่างกันที่องศาใดๆ

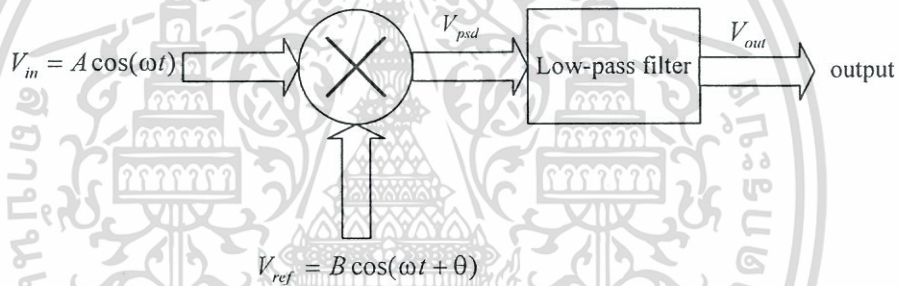
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.13 กรณีที่เฟสของสัญญาณอินพุตและเฟสของสัญญาณอ้างอิงตรงกัน ผลคูณของสัญญาณที่ได้มีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่เป็นสองเท่าของสัญญาณอ้างอิง โดยค่าเฉลี่ยของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (low pass filter : LPF) จะได้สัญญาณดีซีที่มีค่าเป็นบวก

จากรูปที่ 2.14 สำหรับในกรณีที่สัญญาณอินพุตและสัญญาณอ้างอิงมีเฟสต่างกัน 90 องศา ผลคูณของสัญญาณทั้งสองมีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่เป็นสองเท่าของสัญญาณอ้างอิง โดยค่าเฉลี่ยของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำได้สัญญาณดีซีที่มีระดับสัญญาณเป็นศูนย์

จากรูปที่ 2.15 กรณีที่เฟสของสัญญาณอินพุตและเฟสของสัญญาณมีค่าต่างกัน 180 องศา ผลคูณของสัญญาณที่ได้มีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่เป็นสองเท่าของสัญญาณอ้างอิง โดยค่าเฉลี่ยของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำได้สัญญาณดีซีที่มีค่าเป็นลบ

จากรูปที่ 2.16 ในกรณีที่สัญญาณอินพุตและสัญญาณอ้างอิงมีเฟสต่างกันเป็นองศาใดๆ ผลคูณของสัญญาณทั้งสองเป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่เป็นสองเท่าของสัญญาณอ้างอิง โดยค่าเฉลี่ยของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำได้สัญญาณดีซีที่มีระดับสัญญาณแปรผันกับค่าความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณอ้างอิง จากคุณสมบัติของวงจรรูปที่ 2.12 ดังที่กล่าวมา ถ้าทำการวิเคราะห์ในส่วนของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกดังรูปที่ 2.17 โดยกำหนดให้สัญญาณอินพุต V_{in} และสัญญาณอ้างอิง V_{ref} มีสมการดังนี้



รูปที่ 2.17 วงจรตรวจจับสัญญาณที่ไวต่อเฟสที่มีสัญญาณอินพุตและสัญญาณอ้างอิงเป็นสัญญาณไซน์

$$V_{in} = A \cos(\omega t) \quad (2.45)$$

$$V_{ref} = B \cos(\omega t + \theta) \quad (2.46)$$

เมื่อ θ คือค่าความต่างเฟสของสัญญาณอินพุตและสัญญาณอ้างอิง
 ω คือความถี่เชิงมุมซึ่งสัมพันธ์กับความถี่ f ดังนี้ $\omega = 2\pi f$

จากสมการที่ (2.45) และ (2.46) ผลคูณของสัญญาณทั้งสองสามารถแสดงได้ดังนี้

$$V_{psd} = A \cos(\omega t) * B \cos(\omega t + \theta) \quad (2.4ก)$$

$$V_{psd} = AB \cos \omega t (\cos \omega t \cos \theta - \sin \omega t \sin \theta) \quad (2.4ข)$$

$$V_{psd} = AB (\cos 2\omega t \cos \theta - \cos \omega t \cos \theta \sin \omega t \sin \theta) \quad (2.4ค)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{psd} = AB((1/2 + 1/2 \cos 2\omega t) \cos \theta - 1/2 \sin 2\omega t \sin \theta) \quad (2.4ง)$$

$$V_{psd} = 1/2 AB((1 + \cos 2\omega t) \cos \theta - \sin 2\omega t \sin \theta) \quad (2.4ฉ)$$

$$V_{psd} = 1/2 AB(\cos \theta + \cos 2\omega t \cos \theta - \sin 2\omega t \sin \theta) \quad (2.4ช)$$

$$V_{psd} = 1/2 AB \cos \theta + 1/2 AB(\cos 2\omega t \cos \theta - \sin 2\omega t \sin \theta) \quad (2.4ซ)$$

$$V_{psd} = 1/2 AB \cos \theta + 1/2 AB \cos(2\omega t + \theta) \quad (2.4ฅ)$$

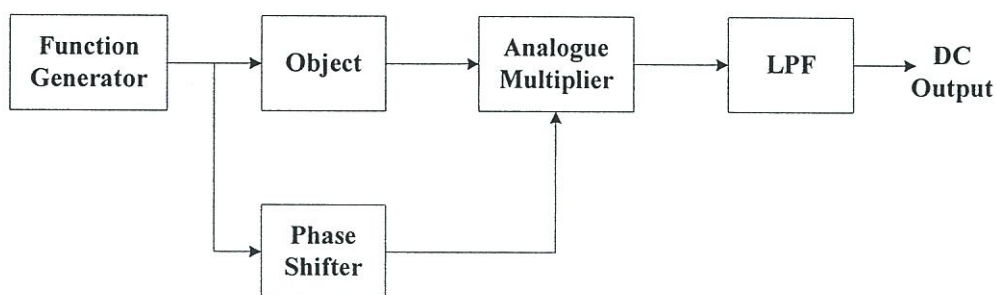
จากสมการที่ 2.44 ถ้าค่าขนาด (magnitude) ของสัญญาณอ้างอิงมีค่าคงที่ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตของวงจรจะมีลักษณะเป็นสัญญาณดีซีที่มีคุณสมบัติดังนี้

- แรงดันเอาต์พุตของวงจรจะมีขนาดที่เป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าขนาดของสัญญาณอินพุต
- แรงดันเอาต์พุตของวงจรจะมีขนาดที่เป็นสัดส่วนกับค่าโคไซน์ (cosine) ของค่ามุมความแตกต่างระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณอ้างอิง
- แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีองค์ประกอบของสัญญาณไซน์ที่มีความถี่เป็นสองเท่าของสัญญาณอ้างอิงรวมอยู่ด้วย

จากคุณสมบัติดังกล่าว ค่าระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรยังคงมีองค์ประกอบของความถี่ที่เป็นสองเท่าของสัญญาณอ้างอิงรวมอยู่ด้วย ดังนั้นในทางปฏิบัติเราจะใช้วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำผ่าน ในการกำจัดองค์ประกอบดังกล่าวออกไปเพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมีลักษณะเป็นสัญญาณดีซีเท่านั้น

2.3.2 วงจรวัดค่าอิมพีแดนซ์ทางไฟฟ้า

วงจรวัดค่าอิมพีแดนซ์ทางไฟฟ้าเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่สำคัญในการนำมาประยุกต์ใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ทางการแพทย์ต่างๆ [22-25] เช่น การวัดสัญญาณทางร่างกายต่างๆ การวัดค่าอิมพีแดนซ์ของกระเพาะอาหารเพื่อนำมาใช้ในการวินิจฉัยโรคต่างๆ เป็นต้น โดยปกติแล้วในงานอิเล็กทรอนิกส์ทางการแพทย์จะใช้งานในช่วงความถี่ 10-100 กิโลเฮิร์ต และกระแสไฟฟ้าในช่วง 10-100 ไมโครแอมป์ ทั้งนี้เพื่อความปลอดภัยของผู้ป่วย [26-28] สำหรับลักษณะโครงสร้างของวงจรวัดค่าอิมพีแดนซ์ทางไฟฟ้าสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.18

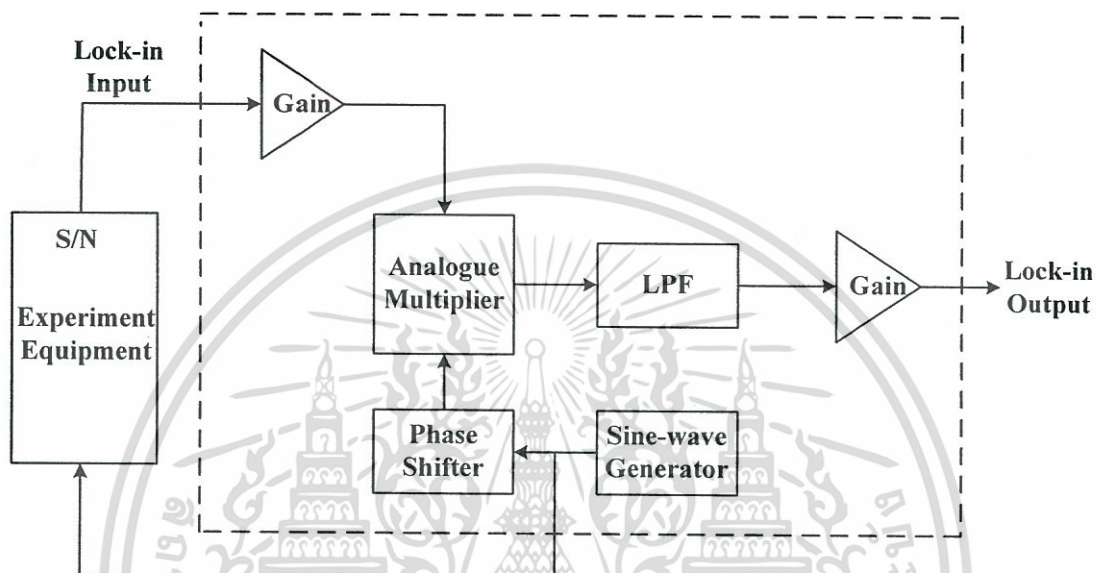


รูปที่ 2.18 โครงสร้างของวงจรวัดค่าอิมพีแดนซ์ทางไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 วงจรขยายสัญญาณแบบล็อกอิน [29-31]

สำหรับวงจรขยายสัญญาณแบบล็อกอิน (lock in amplifier) นั้นนิยมนำไปประยุกต์ใช้งานในการวัดสัญญาณไฟสลับ (AC) ขนาดเล็กภายใต้สัญญาณรบกวนสูงๆ เช่น สัญญาณจากเครื่องมือวัดคุณสมบัติทางฟิสิกส์ต่างๆ สัญญาณทางการแพทย์ เป็นต้น โดยวงจรจะให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีลักษณะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่เป็นสัดส่วนกับสัญญาณอินพุตไฟสลับที่ทำการวัด โดยลักษณะของวงจรขยายสัญญาณแบบล็อกอินสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 โครงสร้างของวงจรขยายสัญญาณแบบล็อกอิน

2.4 บทสรุป

สำหรับในบทนี้ได้กล่าวถึงการสร้างวงจรคุณลักษณะต่างๆ ที่มีการนำเสนอมาตั้งแต่อดีต โดยแยกออกเป็นหลักการของวงจรคุณลักษณะแอนะล็อกที่นำไอซีสำเร็จรูปมาทำการสร้างและหลักการของวงจรคุณลักษณะที่มีจุดมุ่งหมายสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวม พร้อมทั้งนำเสนอตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานของวงจรคุณลักษณะในด้านต่างๆ จากที่กล่าวมาทั้งหมดเห็นได้ว่าวงจรส่วนใหญ่มีโครงสร้างที่ซับซ้อนยากต่อการนำไปใช้งานจริง ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอการสร้างวงจรคุณลักษณะแอนะล็อกอย่างง่าย โดยใช้อปแอมป์ที่มีขายทั่วไปตามท้องตลาดมาใช้ในการออกแบบและทำการสร้าง ซึ่งได้กล่าวรายละเอียดในบทถัดไป

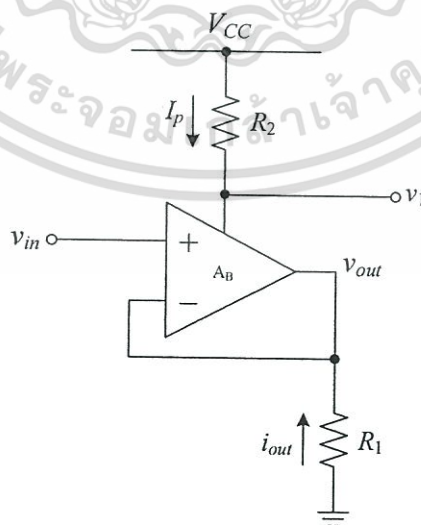
เทคนิคการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์

3.1 บทนำ

จากบทที่ 2 ที่ได้กล่าวถึงคุณสมบัติของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกและหลักการสร้างวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกที่มีการนำเสนอในอดีต ตลอดจนยกตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกในวงจรต่างๆ สำหรับในบทนี้จะแสดงรายละเอียดของเทคนิคการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์ซึ่งเป็นอุปกรณ์หลักในการสร้างวงจรคุณสัญญาณที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยในรายละเอียดกล่าวถึง โครงสร้างภายในของออปแอมป์โดยเน้นการวิเคราะห์ส่วนภาคเอาต์พุตเอาต์พุตออปแอมป์เพื่อหาค่าความสัมพันธ์ของกระแส I_s ต่อกระแสเอาต์พุตของออปแอมป์แบบไบโพลาร์และแบบซีมอส ตลอดจนเทคนิคในการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์แบบไบโพลาร์และแบบซีมอส ซึ่งทฤษฎีที่กล่าวมานี้จะถูกนำไปใช้ในการสร้างวงจรคุณสัญญาณในบทที่ 4 และบทที่ 5 ต่อไป สำหรับรายละเอียดของวงจรส่วนต่างๆ ที่จะนำมาประยุกต์ใช้ในการสร้างวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้ออปแอมป์สามารถแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.2 เทคนิคการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์แบบไบโพลาร์ [32-37]

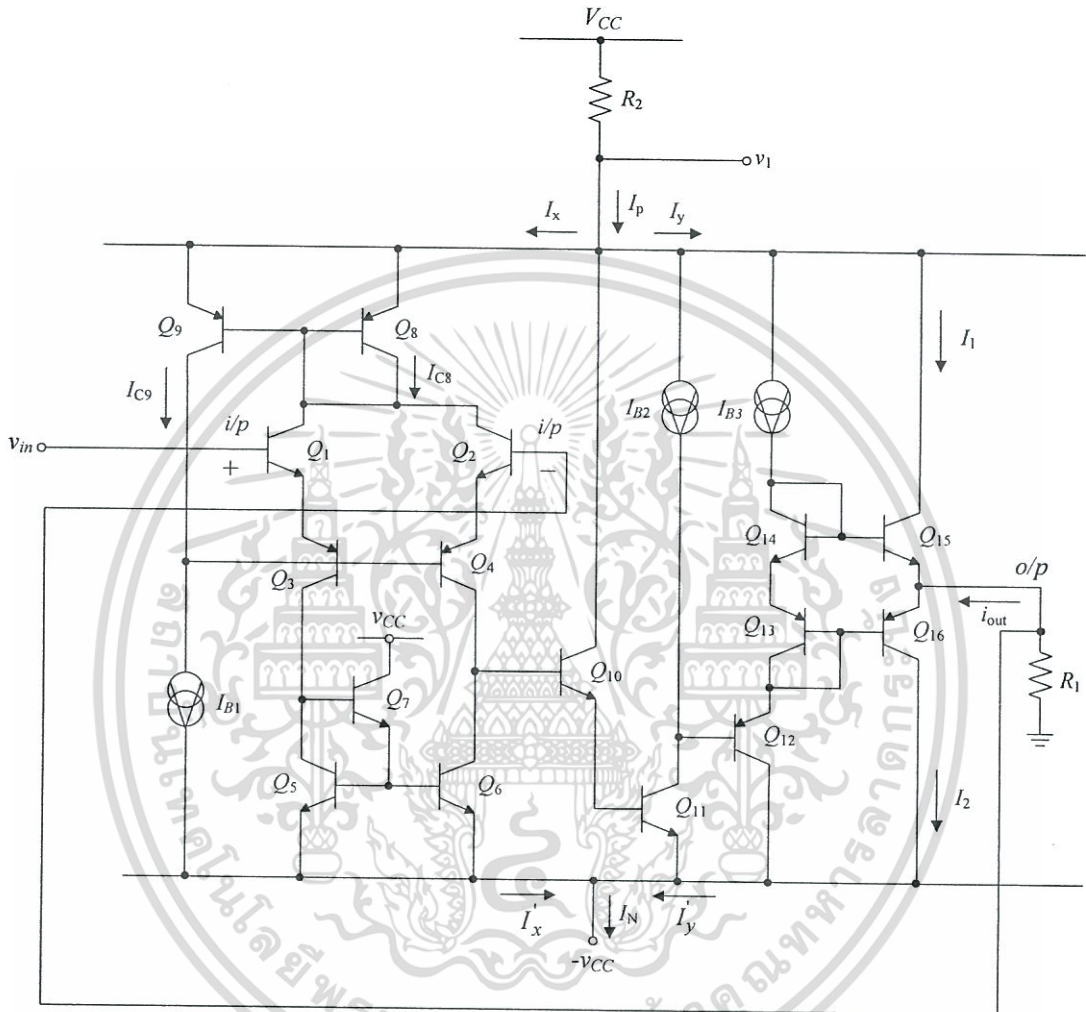
สำหรับเทคนิคในการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟ (supply current sensing technique) ของออปแอมป์แบบไบโพลาร์เป็นเทคนิคในการสร้างสัญญาณกำลังสองจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์โดยอาศัยคุณสมบัติคลาสเอบี (class AB) ที่ใช้ในภาคเอาต์พุตของออปแอมป์ สำหรับลักษณะของวงจรในการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์แบบไบโพลาร์ (bipolar opamp) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 เทคนิคในการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์แบบไบโพลาร์

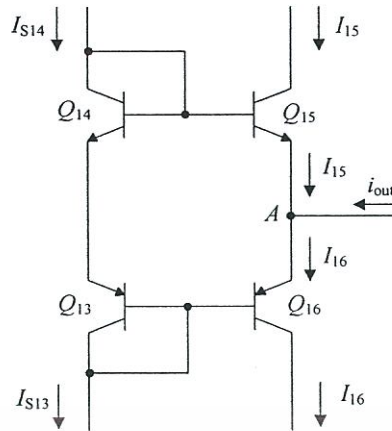
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.1 ออปแอมป์ A_B เป็นออปแอมป์แบบไบโพลาร์ ตัวต้านทาน R_1 ทำหน้าที่ในการเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุต v_{out} ให้เป็นกระแส i_{out} และตัวต้านทาน R_2 ทำหน้าที่ในการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์ จากโครงสร้างภายในของออปแอมป์แบบไบโพลาร์ที่มีวงจรถอดเอาต์พุตแบบคลาสเอบี เราสามารถเขียนวงจรในรูปที่ 3.1 ได้ใหม่ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 เทคนิคในการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์แบบไบโพลาร์เมื่อมองเข้าไปภายในโครงสร้างของออปแอมป์

จากรูปที่ 3.2 ทำการพิจารณาในส่วนของวงจรเอาต์พุตคลาสเอบีแบบพื้นฐานของออปแอมป์แบบไบโพลาร์ในส่วนของทรานซิสเตอร์ Q_{13} Q_{14} Q_{15} และ Q_{16} ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรส่วนเอาต์พุตแบบคลาสเอ็ของออปแอมป์แบบไบโพลาร์

จากรูปที่ 3.3 ทรานซิสเตอร์ Q_{14} และ Q_{13} จะต่อในรูปแบบของไดโอด ถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรมีคุณสมบัติที่เหมือนกันทุกประการ และค่าอัตราขยายกระแส (β) ของทรานซิสเตอร์มีค่าที่สูงมากหรือ $\beta \gg 1$ ดังนั้นจะสามารถละผลของกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ได้หรือ $I_{S14} = I_{S15} = I_S$, $I_{E15} = I_{15}$ และ $I_{E16} = I_{16}$ จากรูปที่ 3.3 จะได้

$$V_{BE15} + V_{BE16} = V_{BE14} + V_{BE13} \quad (3.1)$$

หรือ

$$I_{15} I_{16} = I_{S14} I_{S13} = I_S^2 \quad (3.2)$$

จากสมการที่ (3.2) จะได้ว่า

$$I_{15} = \frac{I_S^2}{I_{16}} \quad (3.3)$$

และ

$$I_{16} = \frac{I_S^2}{I_{15}} \quad (3.4)$$

พิจารณาที่จุด A ของรูปที่ 3.3 จะได้ผลรวมของกระแสดังนี้

$$I_{E15} = I_{15} = I_{E16} - i_{out} = I_{16} - i_{out} \quad (3.5)$$

$$I_{E16} = I_{16} = I_{E15} + i_{out} = I_{15} + i_{out} \quad (3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการที่ (3.3) และ (3.4) ลงในสมการที่ (3.5) และ (3.6) ตามลำดับ จะได้

$$I_{15}^2 + I_{15}i_{out} - I_S^2 = 0 \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.7) I_{15} อยู่ในรูปของกำลังสองซึ่งจะสามารถหาค่ากระแส I_{15} ได้ดังนี้

$$I_{15} = -\frac{i_{out}}{2} + I_S \left[\left(\frac{i_{out}}{2I_S} \right)^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.8)$$

และ

$$I_{15} = -\frac{i_{out}}{2} - I_S \left[\left(\frac{i_{out}}{2I_S} \right)^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.9)$$

สมการที่ (3.8) และ (3.9) จะมีความถูกต้องก็ต่อเมื่อทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในสภาวะปกติไม่มีตัวใดตัวหนึ่งหยุดนำกระแสจะได้ว่า $i_{out} \leq 2I_S$ และกระแส I_{15} จะต้องเป็นบวกเท่านั้นหรือมีทิศทางการไหลตามรูปที่ 3.3 ดังนั้นสมการที่ (3.8) จึงเป็นสมการที่ถูกนำมาใช้งาน ในทำนองเดียวกันกระแส I_{16} สามารถหาได้จากสมการที่ (3.10) ดังนี้

$$I_{16} = \frac{i_{out}}{2} + I_S \left[\left(\frac{i_{out}}{2I_S} \right)^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.10)$$

และ

$$I_{16} = \frac{i_{out}}{2} - I_S \left[\left(\frac{i_{out}}{2I_S} \right)^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.11)$$

กระแส I_{16} ในสมการที่ (3.10) จะเป็นสมการที่ถูกต้อง เนื่องจากค่ากระแสเป็นบวกซึ่งจะมีทิศทางเดียวกับทิศทางการไหลของกระแสในรูปที่ 3.1 ทั้งนี้กระแส I_{15} และ I_{16} จะรวมอยู่ในกระแสที่ดึงจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์ในด้านบวกและลบตามลำดับ เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 3.2 กระแส I_p จะมีค่าเท่ากับผลรวมของกระแส I_x , I_y และ I_{15} โดยที่ทรานซิสเตอร์ Q_8 และ Q_9 ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง ดังนั้นจะได้ $I_{C8} = I_{C9} = I_{B1}$ ถ้าค่าอัตราขยายกระแส β ของทรานซิสเตอร์มีค่าสูงมากหรือ $\beta \gg 1$ จะสามารถประมาณค่ากระแส I_p ได้ดังนี้

$$I_p \cong I_x + I_y + I_{15} \quad (3.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $I_x = I_{C8} + I_{C9} = 2I_{B1}$ และ $I_y = I_{B2} + I_{B3}$ ดังนั้นสมการที่ (3.12) จะเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$I_p = 2I_{B1} + I_{B2} + I_{B3} + I_{15} = I_B + I_{15} \quad (3.13)$$

เนื่องจากกระแส I_{B1} I_{B2} และ I_{B3} เป็นค่าคงที่ หรือกล่าวได้ว่าเป็นกระแสไบอัสของออปแอมป์ จากสมการที่ (3.8) และ (3.12) จะได้ว่า

$$I_p = I_B + I_S \left[\left(\frac{i_{out}}{2I_S} \right)^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}} - \frac{i_{out}}{2} \quad (3.14)$$

ในทำนองเดียวกัน I'_x และ I'_y จะมีค่าขนาดที่เท่ากับ I_x และ I_y ตามลำดับ ดังนั้นจะสามารถหาค่ากระแส I_N ได้ดังนี้

$$I_N \cong 2I_{B1} + I_{B2} + I_{B3} + I_{16} = I_B + I_{16} \quad (3.15)$$

จากสมการที่ (3.11) จะได้

$$I_N = I_B - I_S \left[\left(\frac{i_{out}}{2I_S} \right)^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}} + \frac{i_{out}}{2} \quad (3.16)$$

จากสมการที่ (3.14) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (3.17)

$$I_p = I_B + I_S \left(1 + \frac{i_{out}^2}{4I_S^2} \right)^{\frac{1}{2}} - \frac{i_{out}}{2} \quad (3.17)$$

เมื่อ I_S คือ กระแสไบอัสของภาคขยายคลาสเอบีในส่วนเอาต์พุตของออปแอมป์ และ I_B คือ กระแสสงบของออปแอมป์ (Quiescent current) ถ้ากระแส i_{out} มีค่าภายใต้เงื่อนไขของ $-2I_S < i_{out} < 2I_S$ พจน์ของรากที่สองในสมการที่ (3.17) จะสามารถกระจายอนุกรมกำลังและสมการที่ (3.17) จะสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$I_p = I_B + I_S \left\{ 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{i_{out}}{2I_S} \right)^2 - \frac{1}{8} \left(\frac{i_{out}}{2I_S} \right)^4 + \dots \right\} - \frac{i_{out}}{2} \quad (3.18)$$

จากสมการที่ (3.18) จะได้ว่าอนุกรมกำลังจะมีพจน์ของกำลังที่เป็นเลขคู่ ในขณะที่การออกแบบวงจรคุณลักษณะแอนะล็อกต้องการพจน์ที่เป็นกำลังสองเท่านั้น ดังนั้นถ้ากำหนดให้ค่าของพจน์กำลังสองมีค่าที่สูงกว่าพจน์ที่มีกำลังสูงขึ้นไปมากๆ จะสามารถละผลของพจน์ที่มีอันดับสูงกว่าสองขึ้นไปได้ การกำหนดเงื่อนไขให้ค่าของพจน์อันดับสองมีค่ามากกว่าพจน์ที่มีอันดับสูงขึ้นไปโดยจะพิจารณาที่ค่าของพจน์อันดับสี่เป็นหลัก เนื่องจากค่าของพจน์ที่มีอันดับสูงกว่าสี่จะมีค่าที่น้อยมาก ถ้ากำหนดให้กระแสเอกสาร์นี้เป็นเอกสาร์ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญัตเห็นาเปไซประเษช่นด้านกำรค้ำไม่ว่ากรณใตงทังส้น อักทังห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

i_{out} มีค่าน้อยกว่ากระแส $2I_S$ เพื่อตัดผลของพจน์อันดับสูงกว่าอันดับสองทิ้ง โดยกำหนดให้ $i_{out} \leq 1.26I_S$ สมการที่ (3.18) จะสามารถประมาณได้ดังนี้

$$I_p \cong I_B + I_S + \frac{i_{out}^2}{8I_S} - \frac{i_{out}}{2} \quad (3.19)$$

จากรูปที่ 3.1 แรงดัน v_1 จะสามารถหาได้ดังนี้

$$v_1 = V_{CC} - I_p R_2 = V_{CC} - (I_B + I_S)R_2 - \frac{i_{out}^2}{8I_S} + \frac{i_{out}R_2}{2} \quad (3.20)$$

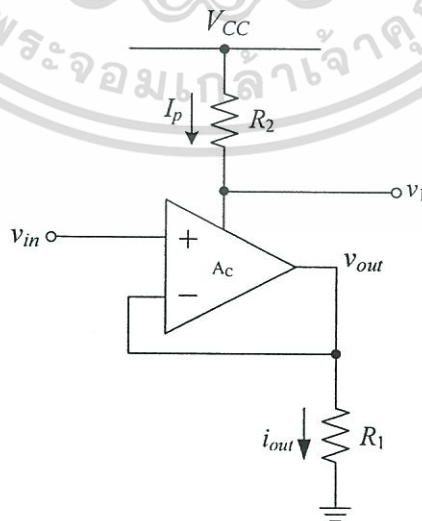
เมื่อ V_{CC} คือแรงดันแหล่งจ่ายไฟในด้านบวก และเนื่องจาก $i_{out} = -\frac{v_{out}}{R_1} = -\frac{v_{in}}{R_1}$ จากสมการที่ (3.20) จะได้

$$v_1 = V_{CC} - (I_B + I_S)R_2 - \frac{v_{in}^2 R_2}{8I_S R_1^2} - \frac{v_{in} R_2}{2R_1} \quad (3.21)$$

จากสมการที่ (3.21) เห็นได้ว่าแรงดัน v_1 มีเทอมของ v_{in}^2 ติดมาด้วย ซึ่งได้นำไปใช้ร่วมกับเทคนิคควอเทอร์สแควร์ ในการสร้างวงจรคุณต่อไป

3.3 เทคนิคในการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์แบบซีมอส [32-37]

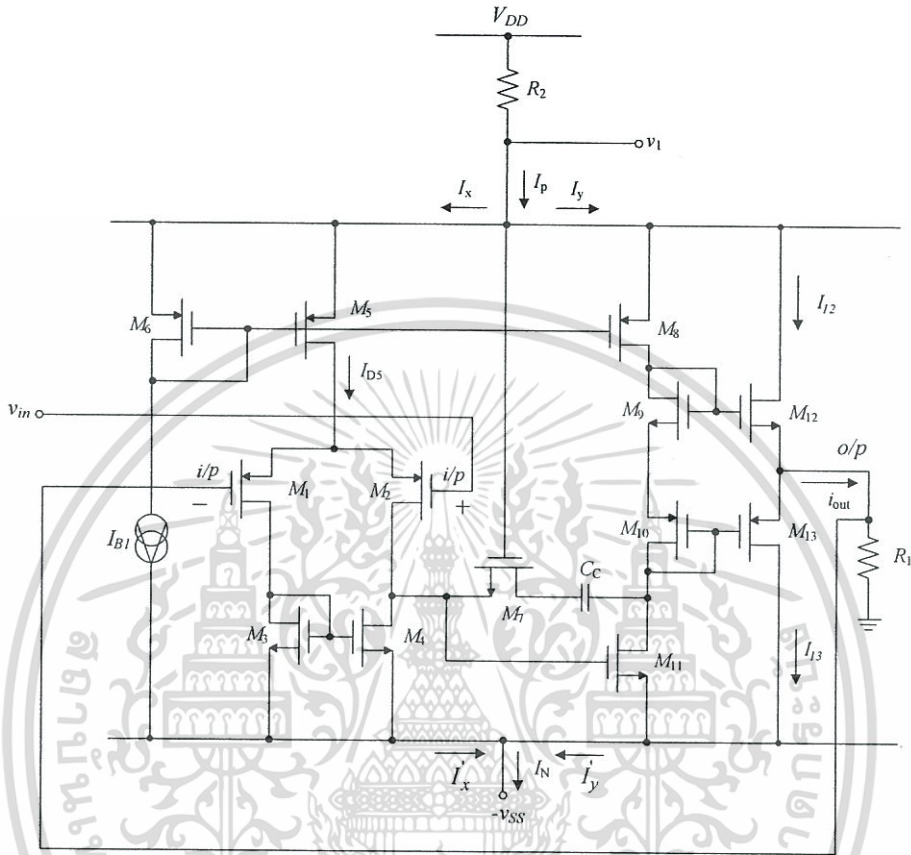
สำหรับเทคนิคในการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์แบบซีมอสเป็นเทคนิคในการสร้างสัญญาณกำลังสองจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์โดยอาศัยคุณสมบัติคลาสเอบีในภาคเอาต์พุตของออปแอมป์ สำหรับลักษณะของวงจรในการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์แบบซีมอสสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 เทคนิคการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์แบบซีมอส

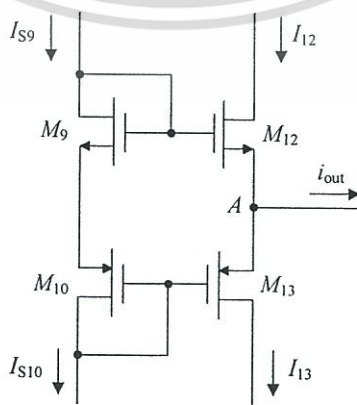
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.4 ออปแอมป์ A_C เป็นออปแอมป์แบบซีมอส (CMOS opamp) ตัวต้านทาน R_1 ทำหน้าที่ในการเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุต v_{out} ให้เป็นกระแส i_{out} และตัวต้านทาน R_2 ทำหน้าที่ในการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์ จากโครงสร้างภายในของออปแอมป์แบบซีมอสที่มีวงจรภาคเอาต์พุตแบบคลาสเอบี เราสามารถเขียนวงจรในรูปที่ 3.4 ได้ใหม่ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 เทคนิคในการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์แบบซีมอสเมื่อมองเข้าไปภายในโครงสร้างของออปแอมป์

จากรูปที่ 3.5 ทำการพิจารณาในส่วนของวงจรเอาต์พุตคลาสเอบีแบบพื้นฐานของออปแอมป์แบบซีมอสในส่วนของมอสทรานซิสเตอร์ M_9 M_{10} M_{12} และ M_{13} ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรส่วนเอาต์พุตแบบคลาสเอบีของออปแอมป์แบบซีมอส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.6 ถ้ากำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในย่านอิ่มตัว (saturation region) จากคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์จะได้ว่ากระแสที่ขาเดรนและขาซอร์ทของมอสทรานซิสเตอร์จะมีค่าที่เท่ากันและจะได้ $I_{S9} = I_{S10} = I_S$ จากรูปที่ 3.6 จะเขียนความสัมพันธ์ของแรงดันขาเกตและซอร์ทได้ดังนี้

$$V_{GS12} + V_{GS13} = V_{GS9} + V_{GS10} \quad (3.22)$$

แรงดันตกรวมขาเดรนและซอร์ทของมอสทรานซิสเตอร์สามารถเขียนได้ดังนี้

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{2I_D}{K}} + V_T \quad (3.23)$$

โดยที่ V_T คือแรงดันจุดเริ่ม (threshold voltage) K คือพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ I_D คือกระแสที่ขาเดรนของทรานซิสเตอร์ ถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติที่เหมือนกันทุกประการจากสมการที่ (3.22) จะสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\sqrt{I_{D12}} + \sqrt{I_{D13}} = 2I_S = \sqrt{I_{12}} + \sqrt{I_{13}} \quad (3.24)$$

จากรูปที่ 3.6 จะได้ว่า $I_{12} = I_{13} + i_{out}$ และ $I_{13} = I_{12} - i_{out}$ ดังนั้นจากสมการที่ (3.24) จะสามารถหากระแส I_{12} และ I_{13} ได้ดังนี้

$$I_{12} = \frac{(4I_S + i_{out})^2}{16I_S} = I_S \left(1 + \frac{i_{out}}{4I_S}\right)^2 \quad (3.25)$$

และ

$$I_{13} = \frac{(4I_S - i_{out})^2}{16I_S} = I_S \left(1 - \frac{i_{out}}{4I_S}\right)^2 \quad (3.26)$$

จากสมการที่ (3.25) และ (3.26) กระแส i_{out} จะต้องมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับ $4I_S$ ที่ยังคงทำให้ทรานซิสเตอร์ M_{12} หรือ M_{13} ทำงานได้ปกติไม่เข้าสู่สภาวะหยุดนำกระแส (Cut off) กระแส I_{12} และ I_{13} นี้จะรวมอยู่ในกระแสที่ดึงจากแหล่งจ่ายไฟด้านบวกและด้านลบของออปแอมป์ตามลำดับ จากรูป 3.5 ทรานซิสเตอร์ M_5 , M_6 และ M_8 ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบสองเอาต์พุต ถ้าวางจรสะท้อนกระแสมีอัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่ง จะได้กระแส I_{D5} และ I_7 มีค่าเท่ากับกระแส I_{B1} ดังนั้นจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_B = I_x + I_y = 3I_{B1} \quad (3.27)$$

ในทำนองเดียวกันจะได้ว่ากระแส $I'_x = I_x$ และ $I'_y = I_y$ ดังนั้นจากสมการที่ (3.25) และ (3.26) จะได้

$$I_p = I_x + I_y + I_{12} = I_B + I_S \left(1 + \frac{i_{out}}{4I_S} \right)^2 \quad (3.28)$$

และ

$$I_N = I_x + I_y + I_{13} = I_B + I_S \left(1 - \frac{i_{out}}{4I_S} \right)^2 \quad (3.29)$$

เมื่อ I_S คือ กระแสไบอัสของภาคขยายคลาสเอบีในส่วนเอาต์พุตของออปแอมป์ และ I_B คือ กระแสสงบของออปแอมป์ (quiescent current) ถ้ากระแส i_{out} มีค่าภายใต้เงื่อนไขของ $-4I_S < i_{out} < 4I_S$ สมการที่ (3.28) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$I_p = I_B + I_S \left\{ 1 + 2 \left(\frac{i_{out}}{4I_S} \right) + \left(\frac{i_{out}}{4I_S} \right)^2 \right\} \quad (3.30)$$

$$I_p = I_B + I_S + \frac{i_{out}^2}{16I_S} + \frac{i_{out}}{2} \quad (3.31)$$

จากรูปที่ 3.5 แรงดัน v_1 จะสามารถหาได้ดังนี้

$$v_1 = V_{CC} - I_p R_2 = v_{CC} - (I_B + I_S)R_2 - \frac{i_{out}^2}{16I_S} - \frac{i_{out}R_2}{2} \quad (3.32)$$

เมื่อ V_{CC} คือแรงดันแหล่งจ่ายไฟในด้านบวก และเนื่องจาก $i_{out} = -\frac{v_{out}}{R_1} = -\frac{v_{in}}{R_1}$ จากสมการที่ (3.32) จะได้

$$v_1 = V_{CC} - (I_B + I_S)R_2 - \frac{v_{in}^2 R_2}{16I_S R_1^2} + \frac{v_{in} R_2}{2R_1} \quad (3.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 บทสรุป

สำหรับในบทนี้กล่าวถึงลักษณะโครงสร้างพื้นฐานของออปแอมป์ โดยเน้นรายละเอียดในส่วนของวงจรเอาต์พุตแบบคลาสเอบี ซึ่งเป็นส่วนสำคัญในการนำมาประยุกต์ใช้ในการสร้างวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอร์ตแดรนท์โดยใช้ออปแอมป์ห้าตัว และสามตัว โดยอาศัยเทคนิคการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์แบบทั้งแบบไบโพลาร์และแบบซีมอสที่กล่าวไว้ในบทนี้ไปใช้งาน โดยรายละเอียดในการออกแบบและการสร้างวงจรคุณโดยใช้เทคนิคนี้จะได้กล่าวในบทต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

วงจรรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ ออปแอมป์ห้าตัว

4.1 บทนำ

ในบทนี้แนะนำการออกแบบวงจรรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้หลักการ ควอดเรอร์สแควร์ โดยใช้ออปแอมป์ห้าตัวมาใช้ในการสร้าง อีกทั้งทำการวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆของวงจรรคูณสัญญาณแอนะล็อกที่นำเสนอ พร้อมทั้งทำการทดสอบสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอโดยการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง ซึ่งการออกแบบและทดลองทั้งหมดได้ใช้ออปแอมป์ทั้งแบบไบโพลาร์และซีมอสเพื่อแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของวงจรรคูณสัญญาณแอนะล็อก

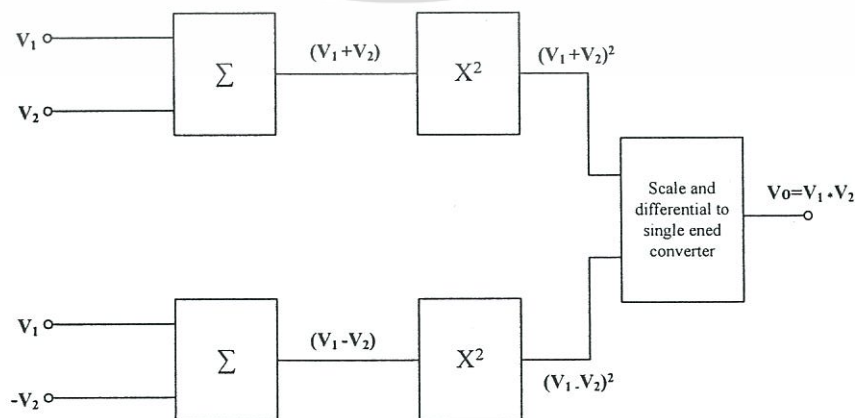
4.2 หลักการทำงานของวงจรรคูณแบบใช้ออปแอมป์ห้าตัว

4.2.1 หลักการพื้นฐาน

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้เทคนิคควอดเรอร์สแควร์ [2] โดยเทคนิคนี้ใช้ค่ากำลังสองของผลบวกและผลต่างของสัญญาณในการนำมาสร้างรูปแบบของการคูณสัญญาณโดยใช้ออปแอมป์ที่มีขายทั่วไปในท้องตลาด โดยรูปแบบการคูณสัญญาณสามารถแสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_o = \frac{1}{4} [(v_1 + v_2)^2 - (v_1 - v_2)^2] = v_1 v_2 \quad (4.1)$$

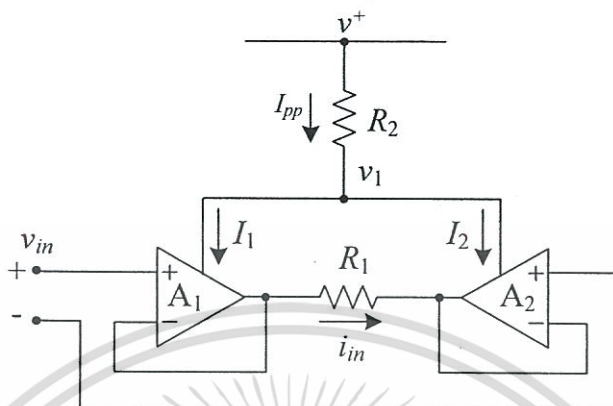
จากพื้นฐานวงจรรวมภาคเอาต์พุตของออปแอมป์ ที่มีรูปแบบในลักษณะคลาสเอบี ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าวสามารถมองในรูปแบบของวงจรรานส์ลีเนียร์ [9-10] และนำมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรรำกำลังสองที่มีประสิทธิภาพสูงได้ [11-12] โดยวงจรรำกำลังสองที่ได้ถูกนำไปใช้ร่วมกับเทคนิคควอดเรอร์สแควร์ในการสร้างวงจรรคูณสัญญาณแอนะล็อกขึ้นมา โดยลักษณะของการสร้างวงจรรคูณสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้เทคนิคควอดเรอร์สแควร์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 หลักการสร้างวงจรรคูณสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้เทคนิคควอดเรอร์สแควร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.1) รูปแบบของสมการกำลังสอง (square operation) สามารถสร้างได้จากคุณสมบัติคลาสเอบีในภาคเอาต์พุตของออปแอมป์ สำหรับการสร้างวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้ออปแอมป์จำนวนห้าตัวใช้รูปแบบของวงจรรอง่ายในการสร้างสัญญาณกำลังสองจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 วงจรรอง่ายในการสร้างสัญญาณกำลังสอง

จากวงจรในรูปที่ 4.2 ออปแอมป์ A_1 และ A_2 พร้อมด้วยตัวต้านทาน R_1 ถูกจัดให้อยู่ในรูปแบบของวงจรแปลงสัญญาณแรงดันเป็นกระแส เพื่อทำหน้าที่แปลงสัญญาณแรงดันอินพุต v_{in} ให้เป็นสัญญาณกระแส i_{in} โดย $i_{in} = v_{in}/R_1$ เนื่องจากออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์และซีมอสมีโครงสร้างที่แตกต่างกันดังนั้นแรงดัน v_1 ซึ่งเป็นสัญญาณกำลังสองของสัญญาณอินพุตจึงขอกกล่าวเป็น 2 กรณีด้วยกัน

ก. กรณีใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์

จากเทคนิคการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์ที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 จากสมการที่ (3.17) สามารถนำมาใช้ในการหาค่ากระแส I_1 และ I_2 ของรูปที่ 4.2 ได้ดังนี้ [11-13]

$$I_1 = I_{B1} + I_{S1} \left(1 + \frac{i_{in}^2}{4I_{S1}^2} \right)^{\frac{1}{2}} + \frac{i_{in}}{2} \quad \text{เมื่อ } i_{in} \leq 2I_{S1} \quad (4.2)$$

$$I_2 = I_{B2} + I_{S2} \left(1 + \frac{i_{in}^2}{4I_{S2}^2} \right)^{\frac{1}{2}} - \frac{i_{in}}{2} \quad \text{เมื่อ } i_{in} \leq 2I_{S1} \quad (4.3)$$

เมื่อ I_{Bi} และ I_{Si} คือ ค่ากระแสสงบ (quiescent current) และ กระแสไบอัส (bias current) ในการทำงานแบบคลาสเอบีของออปแอมป์ A_i ตามลำดับ กำหนดให้ออปแอมป์ A_1 และ A_2 มีคุณสมบัติที่สมพียงกันดังนั้น $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ และ $I_{S1} = I_{S2} = I_S$ โดยกระแส I_{pp} ซึ่งเป็นผลรวมของกระแส I_1 และ I_2 ทำการแปลงเป็นสัญญาณแรงดัน v_1 โดยตัวต้านทาน R_2 ดังนั้นเราสามารถหาค่าแรงดัน v_1 ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_1 = v^+ - 2R_2 I_B - 2R_2 I_S \left(1 + \frac{i_m^2}{4I_S^2}\right)^{1/2} \quad (4.4)$$

จากสมการที่ (4.4) ในส่วนของพจน์รากที่สอง (square-root term) สามารถกระจายออกได้โดยใช้อนุกรมกำลัง (power series) และสามารถเขียนสมการที่ (4.4) ได้ใหม่เป็น

$$v_1 = v^+ - 2R_2 (I_B + I_S) - 2R_2 I_S \left[\frac{1}{2} \left(\frac{i_m}{2I_S} \right)^2 - \frac{1}{8} \left(\frac{i_m}{2I_S} \right)^4 + \dots \right] \quad (4.5)$$

ถ้ากำหนดให้ขนาดของพจน์กำลังสองมีค่ามากกว่าพจน์กำลังสี่มากหรืออย่างน้อยมากกว่าสิบเท่าดังนี้

$$\frac{1}{2} \left(\frac{i_m}{2I_S} \right)^2 \geq \frac{10}{8} \left(\frac{i_m}{2I_S} \right)^4 \quad (4.6)$$

จากสมการที่ (4.6) จะได้ว่า $i_m \leq 1.26I_S$ เมื่อกำหนดเงื่อนไขของสัญญาณ $i_m \leq 1.26I_S$ สมการที่ (4.5) จะเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$v_1 = \left[v^+ - 2R_2 (I_B + I_S) \right] - \frac{R_2}{4I_S} i_m^2 \quad i_m \leq 1.26I_S \quad (4.7)$$

หรือ

$$v_1 = \left[v^+ - 2R_2 (I_B + I_S) \right] - \frac{R_2}{4I_S R_1^2} v_m^2 \quad i_m \leq 1.26I_S \quad (4.8)$$

โดยเทอมแรกของสมการที่ (4.8) คือ ส่วนของสัญญาณดีซีและเทอมที่สอง คือ ค่ากำลังสองของสัญญาณอินพุต v_m ซึ่งคูณด้วยแฟกเตอร์ (factor) $R_2 / (4I_S R_1^2)$

ข. กรณีออปแอมป์ชนิดซีมอส

จากเทคนิคการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์ชนิดซีมอสที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 จากสมการที่ (3.24) สามารถนำมาใช้ในการหาค่ากระแส I_1 และ I_2 ของรูปที่ 4.2 ได้ดังสมการต่อไปนี้ [11-13]

$$I_1 = I_{B1} + I_{S1} + \frac{i_m^2}{16I_{S1}} + \frac{i_m}{2} \quad \text{เมื่อ } i_m \leq 4I_S \quad (4.9)$$

$$I_2 = I_{B2} + I_{S2} + \frac{i_m^2}{16I_{S2}} - \frac{i_m}{2} \quad \text{เมื่อ } i_m \leq 4I_S \quad (4.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยลักษณะการวิเคราะห์วงจรคล้ายกับกรณีของออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์ เมื่อ I_{B_i} และ I_{S_i} คือ ค่ากระแสสลับและกระแสไบอัสในการทำงานแบบคลาสเอบีของออปแอมป์ A_i ตามลำดับ กำหนดให้ออปแอมป์ A_1 และ A_2 มีคุณสมบัติที่สมพงษ์กันดังนี้ $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ และ $I_{S1} = I_{S2} = I_S$ โดยกระแส I_{pp} เป็นผลรวมของกระแส I_1 และ I_2 ทำการแปลงเป็นสัญญาณแรงดัน v_1 โดยตัวต้านทาน R_2 ดังนั้นเราสามารถหาค่าแรงดัน v_1 ของวงจรในรูปที่ 4.2 กรณีที่ใช้ออปแอมป์ชนิดซีมอสได้ดังนี้

$$v_1 = [v^+ - 2R_2(I_B + I_S)] - \frac{R_2 i_{in}^2}{8I_S} \quad \text{เมื่อ } i_{in} \leq 4I_S \quad (4.11)$$

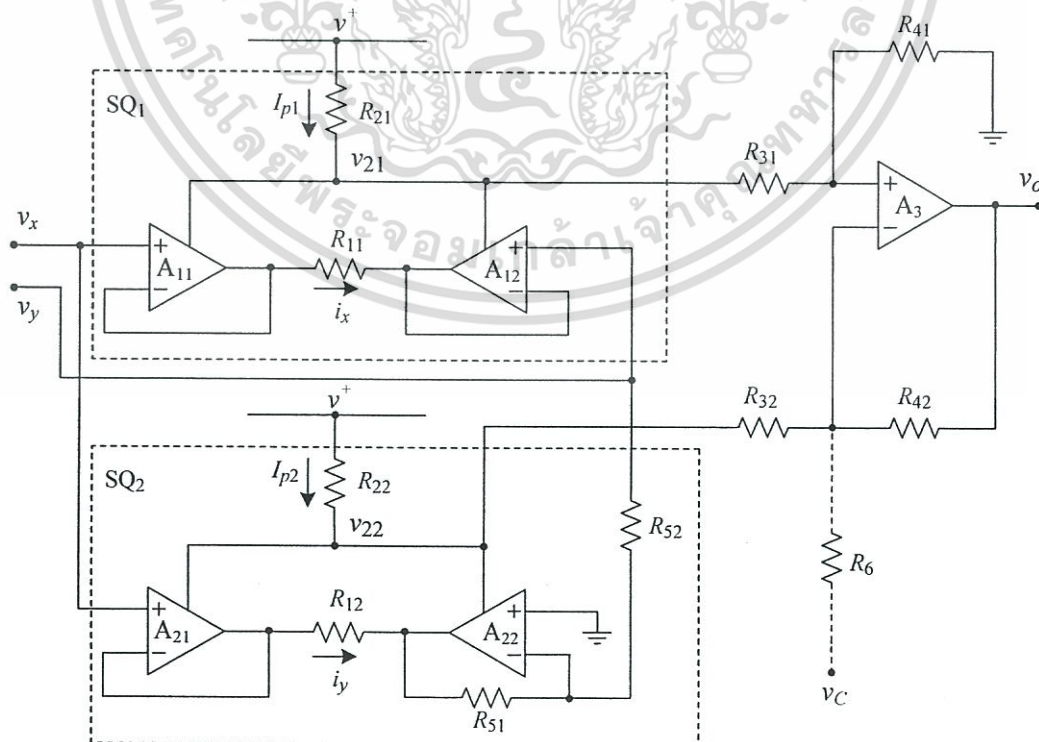
หรือ

$$v_1 = [v^+ - 2R_2(I_B + I_S)] - \frac{R_2 v_{in}^2}{8I_S R_1^2} \quad \text{เมื่อ } i_{in} \leq 4I_S \quad (4.12)$$

จากสมการที่ (4.11) และ (4.12) เห็นได้ว่าคล้ายคลึงกับสมการที่ (4.7) และ (4.8) ของออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์แต่ต่างกันที่ เทอมกำลังสองของสัญญาณอินพุต v_{in} คูณด้วยแฟกเตอร์ $R_2/(8I_S R_1^2)$

4.2.2 การทำงานของวงจรคูณแบบใช้ออปแอมป์ห้าตัว

สำหรับวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์แบบแรกที่น่าเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์แบบแรกที่น่าเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สงวนไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.3 วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยออปแอมป์ห้าตัว ซึ่งออปแอมป์ A_{11} และ A_{12} ถูกบรรจุอยู่ในตัวถังเดียวกัน โดยออปแอมป์ A_{11} และ A_{12} พร้อมด้วยตัวต้านทาน R_{11} และ R_{21} ต่ออยู่ในรูปแบบวงจรกำลังสอง SQ1 โดยมี R_{11} ทำหน้าที่แปลงแรงดันเป็นกระแสที่ให้ความสัมพันธ์ของกระแส i_x มีค่าเท่ากับ $(v_x - v_y)/R_{11}$ ในทำนองเดียวกันออปแอมป์ A_{21} และ A_{22} พร้อมด้วยตัวต้านทาน R_{12} และ R_{22} ต่ออยู่ในรูปแบบวงจรกำลังสอง SQ2 โดยมี R_{12} ทำหน้าที่แปลงแรงดันเป็นกระแส และตัวต้านทาน R_{51} และ R_{52} ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง (unity gain) สำหรับกลับเฟสสัญญาณแรงดันอินพุต v_y ทำให้ความสัมพันธ์ของกระแส i_y มีค่าเท่ากับ $(v_x + v_y)/R_{12}$ สำหรับการออกแบบวงจร เรากำหนดให้ $R_{11} = R_{12} = R_1$ และ $R_{21} = R_{22} = R_2$ โดยค่ากระแส i_x และ i_y เรานำไปใช้ในการคำนวณหาแรงดัน v_{21} และ v_{22} ต่อไป ซึ่งจากวงจรในรูปที่ 4.3 สามารถแยกออกได้เป็น 2 กรณี ดังนี้

ก. กรณีใช้ออปแอมป์แบบไบโพลาร์

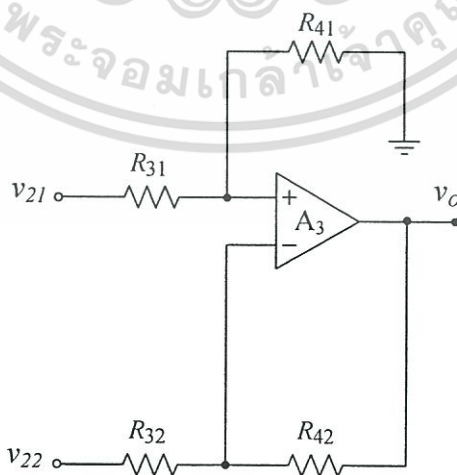
สำหรับในกรณีที่ใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์มาทำการสร้างวงจรคุณที่นำเสนอ ซึ่งสามารถหาค่าแรงดัน v_{21} และ v_{22} โดยอ้างอิงสมการที่ (4.7) ได้ดังนี้

$$v_{21} = v^+ - 2R_2(I_B + I_S) - \frac{R_2}{4I_S R_1^2}(v_x - v_y)^2 \quad (4.13)$$

$$v_{22} = v^+ - 2R_2(I_B + I_S) - \frac{R_2}{4I_S R_1^2}(v_x + v_y)^2 \quad (4.14)$$

เมื่อ v_x และ v_y คือ แรงดันอินพุตของวงจร

จากวงจรในรูปที่ 4.3 แรงดัน v_{21} และ v_{22} ถูกส่งผ่านไปยังวงจรขยายความแตกต่างซึ่งสร้างโดยออปแอมป์ A_3 ดังแสดงในรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 วงจรขยายความแตกต่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในรูปที่ 4.4 กำหนดให้ตัวต้านทาน $R_{31} = R_{32} = R_3$ และ $R_{41} = R_{42} = R_4$ โดยที่ค่าความต้านทาน $R_3 \gg R_2$ พิจารณาแรงดันเอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่างได้ดังนี้

$$v_o = \frac{R_4}{R_3}(v_{21} - v_{22}) \quad (4.15)$$

ทำการแทนค่าแรงดัน v_{21} และ v_{22} จากสมการ (4.13) และ (4.14) ลงในสมการที่ (4.15) จะได้

$$v_o = \frac{R_4}{R_3} \left[\left(v^+ - 2R_2(I_B + I_S) - \frac{R_2}{4I_S R_1^2}(v_x - v_y)^2 \right) - \left(v^+ - 2R_2(I_B + I_S) - \frac{R_2}{4I_S R_1^2}(v_x + v_y)^2 \right) \right] \quad (4.16ก)$$

$$v_o = \frac{R_4}{R_3} \left[v^+ - 2R_2(I_B + I_S) - \frac{R_2}{4I_S R_1^2}(v_x - v_y)^2 - v^+ + 2R_2(I_B + I_S) + \frac{R_2}{4I_S R_1^2}(v_x + v_y)^2 \right] \quad (4.16ข)$$

$$v_o = \frac{R_4}{R_3} \left[-\frac{R_2}{4I_S R_1^2}(v_x - v_y)^2 + \frac{R_2}{4I_S R_1^2}(v_x + v_y)^2 \right] \quad (4.16ค)$$

$$v_o = \frac{R_4 R_2}{4I_S R_3 R_1^2} \left[-(v_x - v_y)^2 + (v_x + v_y)^2 \right] \quad (4.16ง)$$

จากสมการที่ (4.16ง) สามารถจัดสมการใหม่ให้อยู่ในรูปแบบสมการ (4.1) ได้ดังนี้

$$v_o = \frac{R_4 R_2}{I_S R_3 R_1^2} \left[\frac{(v_x + v_y)^2 - (v_x - v_y)^2}{4} \right] \quad (4.17)$$

จากสมการที่ (4.17) จะได้ว่า

$$v_o = \frac{R_4 R_2}{I_S R_3 R_1^2} v_x v_y \quad (4.18)$$

$$v_o = K_{bf} v_x v_y \quad (4.19)$$

$$K_{bf} = \frac{R_4 R_2}{I_S R_3 R_1^2} \quad (4.20)$$

เมื่อ K_{bf} คือ ค่าสเกลแฟกเตอร์การคูณของวงจรแบบใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์จำนวนห้าตัว เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข. กรณีใช้อุปแอมป์แบบซีมอส

สำหรับกรณีที่ใช้อุปแอมป์ชนิดซีมอสในวงจรคณที่นำเสนอค่าแรงดัน v_{21} และ v_{22} สามารถหาได้ดังนี้

$$v_{21} = v^+ - 2R_2(I_B + I_S) - \frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x - v_y)^2 \quad (4.21)$$

$$v_{22} = v^+ - 2R_2(I_B + I_S) - \frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x + v_y)^2 \quad (4.22)$$

ในลักษณะเดียวกันกับการใช้อุปแอมป์ชนิดไบโพลาร์ แรงดันเอาต์พุต v_o ของวงจรคณที่นำเสนอกรณีใช้อุปแอมป์ชนิดซีมอสสามารถหาได้จากสมการที่ (4.15) โดยทำการแทนค่าแรงดัน v_{21} และ v_{22} จากสมการที่ (4.21) และ (4.22) ตามลำดับ ดังนั้นแรงดันเอาต์พุต v_o ของวงจรมีค่าดังนี้

$$v_o = \frac{R_4}{R_3} \left[\left(v^+ - 2R_2(I_B + I_S) - \frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x - v_y)^2 \right) - \left(v^+ - 2R_2(I_B + I_S) - \frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x + v_y)^2 \right) \right] \quad (4.23ก)$$

$$v_o = \frac{R_4}{R_3} \left[v^+ - 2R_2(I_B + I_S) - \frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x - v_y)^2 - v^+ + 2R_2(I_B + I_S) + \frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x + v_y)^2 \right] \quad (4.23ข)$$

$$v_o = \frac{R_4}{R_3} \left[-\frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x - v_y)^2 + \frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x + v_y)^2 \right] \quad (4.23ค)$$

$$v_o = \frac{R_4 R_2}{8I_S R_3 R_1^2} \left[-(v_x - v_y)^2 + (v_x + v_y)^2 \right] \quad (4.23ง)$$

จากสมการที่ (4.23ง) สามารถจัดสมการใหม่ให้อยู่ในรูปแบบสมการ (4.1) ได้ดังนี้

$$v_o = \frac{R_4 R_2}{2I_S R_3 R_1^2} \left[\frac{(v_x + v_y)^2 - (v_x - v_y)^2}{4} \right] \quad (4.24)$$

จากสมการที่ (4.24) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o = \frac{R_4 R_2}{2I_S R_3 R_1^2} v_x v_y \quad (4.25)$$

$$v_o = K_{cf} v_x v_y \quad (4.26)$$

$$K_{cf} = \frac{R_4 R_2}{2I_S R_3 R_1^2} \quad (4.27)$$

เมื่อ K_{cf} คือ ค่าสเกลแฟกเตอร์การคูณของวงจรแบบใช้ออปแอมป์ชนิดซีมอสจำนวนห้าตัว

จากหลักการทำงานของวงจรที่กล่าวมาเห็นว่าวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์แบบแรกที่น่าเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้ออปแอมป์จำนวนห้าตัวซึ่งสามารถใช้ได้ทั้งออปแอมป์แบบไบโพลาร์หรือซีมอสโดยปราศจากอุปกรณ์พิเศษอื่นๆ

4.3 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรที่น่าเสนอ

ในการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจรคูณที่น่าเสนอได้แบ่งออกเป็น 3 ส่วน คือ ค่าความผิดพลาดของวงจร ผลตอบสนองต่อความถี่และช่วงการทำงานอินพุตของวงจรโดยแต่ละส่วนได้แยกวิเคราะห์เป็นกรณีใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์และซีมอส ซึ่งรายละเอียดได้อธิบายในหัวข้อถัดไป

4.3.1 ความผิดพลาดของวงจร

จากสมการต่างๆ ของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่น่าเสนอทั้งหมดเป็นการกำหนดให้ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่นำมาต่อมีความสมพงษ์กัน แต่อย่างไรก็ตามในการนำวงจรคูณที่น่าเสนอไปใช้งานจริง ความไม่สมพงษ์กันของอุปกรณ์ที่นำมาใช้เป็นตัวแปรหลักที่ส่งผลให้เกิดค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่น่าเสนอ โดยความไม่สมพงษ์กันของออปแอมป์ที่ใช้ในกรอบ SQ_1 และ SQ_2 และความไม่สมพงษ์กันระหว่าง R_{i1} และ R_{i2} เมื่อ $i = 1, 2, 3, 4$ และ 5 ในรูปที่ 4.3 ซึ่งค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรคูณที่น่าเสนอเมื่อรวมผลของความไม่สมพงษ์กันของอุปกรณ์ที่ใช้สามารถแบ่งได้เป็น 2 กรณีดังนี้ [ภาคผนวก ก]

ก. กรณีใช้ออปแอมป์แบบไบโพลาร์

กรณีที่ใช้ออปแอมป์แบบไบโพลาร์ในการสร้างวงจรวจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ออปแอมป์ห้าตัว แรงดันเอาต์พุตของวงจรคูณกรณีรวมผลของความไม่สมพงษ์กันของอุปกรณ์ที่ใช้สามารถหาได้ดังนี้

$$v_o = V_{mulBI} + V_{offsetmulBI} \quad (4.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{เมื่อ } V_{mulB1} = \frac{R_4 R_2}{R_1^2 R_3 I_S} \left[\left((1 + \varepsilon) v_x v_y + \frac{(v_x^2 + v_y^2) \Delta_R}{2} + v_y^2 \Delta_R \right) \right]$$

$$\varepsilon_1 = \frac{\Delta_R}{2} + \frac{\Delta_S}{2I_S}$$

$$V_{offsetmulB1} = \frac{-2R_2 R_4}{R_3} (I_B + I_S) \left(\Delta_R + \left(\frac{\Delta_B + \Delta_S}{I_B + I_S} \right) \right)$$

โดย Δ_B และ Δ_S คือ ความไม่สมพงษ์กันของกระแสลบและกระแสไบอัสในการทำงาน
แบบคลาสเอบีของออปแอมป์ A_1 และ A_2

Δ_R คือ ความไม่สมพงษ์กันของตัวต้านทาน R_{11} และ R_{12} โดย $(R_{11} - R_{12})/R_1$

ε_1 คือ ค่าแฟกเตอร์ความผิดพลาด (error factor)

$V_{offsetmulB1}$ คือ ค่าแรงดันออฟเซต (offset voltage) ใช้ออปแอมป์แบบไบโพลาร์
ห้าตัวในการสร้างวงจรวงจรคุณ

ข. กรณีใช้ออปแอมป์แบบซีมอส

สำหรับกรณีที่ใช้ออปแอมป์แบบซีมอสในการสร้างวงจรวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4
ควอดแดรนต์โดยใช้ออปแอมป์สามตัว แรงดันเอาต์พุตของวงจรคุณกรณีกรณีรวมผลของความไม่
สมพงษ์กันของอุปกรณ์ที่ใช้สามารถหาได้ดังนี้

$$v_o = V_{mulC1} + V_{offsetmulC1} \quad (4.29)$$

$$\text{เมื่อ } V_{mulC1} = \frac{R_4 R_2}{2R_1^2 R_3 I_S} \left[\left((1 + \varepsilon) v_x v_y + \frac{(v_x^2 + v_y^2) \Delta_R}{2} + v_y^2 \Delta_R \right) \right]$$

$$\varepsilon_1 = \frac{\Delta_R}{2} + \frac{\Delta_S}{2I_S}$$

$$V_{offsetmulC1} = \frac{-2R_2 R_4}{R_3} (I_B + I_S) \left(\Delta_R + \left(\frac{\Delta_B + \Delta_S}{I_B + I_S} \right) \right)$$

โดย Δ_B และ Δ_S คือ ความไม่สมพงษ์กันของกระแสลบและกระแสไบอัสในการทำงาน
แบบคลาสเอบีของออปแอมป์ A_1 และ A_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Δ_R คือ ความไม่สมพงษ์กันของตัวต้านทาน R_{i1} และ R_{i2} โดย $(R_{i1} - R_{i2})/R_i$

ϵ_1 คือ ค่าแฟกเตอร์ความผิดพลาด (error factor)

$V_{offsetmulC1}$ คือ ค่าแรงดันออฟเซต (offset voltage) ใช้ออปแอมป์แบบซีมอสห้าตัวในการสร้างวงจรวงจรคุณ

4.3.2 ผลตอบสนองทางความถี่

ผลตอบสนองความถี่ของวงจรคุณที่นำเสนอถูกจำกัดโดยคุณสมบัติของออปแอมป์ที่ใช้ในวงจร จากวงจรในรูปที่ 4.3 ออปแอมป์ A_{1i} และ A_{2i} ต่อในรูปแบบของวงจรขยายสัญญาณเท่ากับหนึ่ง (unity-gain voltage amplifier) ซึ่งให้ผลตอบสนองทางความถี่เท่ากับค่าเกนแบนด์วิดท์โปรดักต์ (gain bandwidth product) ของออปแอมป์ที่ใช้ ดังนั้นผลตอบสนองความถี่ของวงจรจึงถูกจำกัดโดยอัตราขยายแรงดันของวงจรขยายความแตกต่างที่สร้างโดยออปแอมป์ A_3 และตัวต้านทาน R_{31} , R_{32} , R_{41} และ R_{42} เมื่อกำหนดให้ $R_{31} = R_{32} = R_3$ และ $R_{41} = R_{42} = R_4$ ค่าโดมิแนนโพล (dominant pole : P_n) ของวงจรคุณที่นำเสนอสามารถประมาณได้ดังนี้

$$P_n = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_4 s}{R_3 GBW}\right)} \quad (4.30)$$

เมื่อ GBW คือ ค่าเกนแบนด์วิดท์โปรดักต์ของออปแอมป์ที่ใช้ ถ้าค่า $GBW = 1.8\text{MHz}$ สำหรับออปแอมป์เบอร์ MC33172 และ $R_4/R_3 = 2$ ดังนั้น ค่าโดมิแนนโพล P_n จะมีค่าประมาณ 900kHz ส่วนของออปแอมป์เบอร์ OPA2703 มีค่า $GBW = 1\text{MHz}$ ดังนั้น ค่าโดมิแนนโพล P_n จะมีค่าประมาณ 500kHz

4.3.3 ช่วงการทำงานด้านอินพุตของวงจร

ช่วงการทำงานอินพุตของวงจรคุณที่นำเสนอถูกกำหนดในเทอมของ $(|v_x| + |v_y|)$ สำหรับช่วงการทำงานของวงจรคุณที่นำเสนอในรูปที่ 4.3 แยกเป็น 2 กรณีคือ

ก. กรณีที่ใช้ออปแอมป์แบบไบโพลาร์

ช่วงการทำงานอินพุตของวงจรคุณที่นำเสนอกรณีที่ใช้ออปแอมป์แบบไบโพลาร์จะถูกกำหนดจากสมการที่ (4.7) และ (4.8) ซึ่งกำหนดเงื่อนไขของ i_x และ i_y ต้องมีค่าน้อยกว่า $1.26I_S$ ดังนั้นช่วงการทำงานอินพุตของวงจรคุณที่นำเสนอ นั่นคือค่าแรงดัน v_x และ v_y ต้องอยู่ในเงื่อนไข $(|v_x| + |v_y|) = 1.26I_S R_1$ หรือสามารถเขียนช่วงปฏิบัติการของแรงดันอินพุต Δv_{mb} สูงสุดได้ดังนี้

$$\Delta v_{mb} = |v_x| + |v_y| = 1.26I_S R_1 \quad (4.31)$$

ข. กรณีที่ใช้ออปแอมป์แบบซีมอส

ช่วงการทำงานอินพุตของวงจรคุณที่นำเสนอกรณีที่ใช้ออปแอมป์แบบซีมอสถูกกำหนดจากสมการที่ (4.11) และ (4.12) ซึ่งกำหนดเงื่อนไขของ i_x และ i_y ต้องมีค่าน้อยกว่า $4I_S$ ดังนั้นช่วงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใช้ได้เห็นใบแจ้งหนี้ของเอกสารนี้แล้ว กรุณาอย่าลืมที่จะชำระเงินค่าเอกสารฉบับนี้ให้ครบถ้วนตามที่กำหนดไว้ มิฉะนั้นเอกสารฉบับนี้จะไม่ถูกส่งต่อไปยังท่านอีกต่อไป

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงานอินพุตของวงจรคุณที่นำเสนอ คือ ค่าแรงดัน v_x และ v_y ต้องอยู่ในเงื่อนไข $(|v_x| + |v_y|) = 4I_S R_1$ ดังนั้นช่วงปฏิบัติการของแรงดันอินพุต Δv_{inc} สูงสุดสามารถกำหนดได้เป็น

$$\Delta v_{inc} = |v_x| + |v_y| = 4I_S R_1 \quad (4.32)$$

จากสมการที่กล่าวมาจะเห็นว่าช่วงการทำงานอินพุตของวงจรคุณที่นำเสนอสามารถเพิ่มขึ้นได้โดยเพิ่มค่าความต้านทาน R_1 แต่การเพิ่มค่าความต้านทาน R_1 ส่งผลให้ค่าสเกลแฟกเตอร์ของวงจรคุณที่นำเสนอมีค่าลดลงตามสมการที่ (4.20) และ (4.27) และจากสมการที่ (4.31) และ (4.32) จะเห็นได้ว่าช่วงปฏิบัติการของวงจรคุณที่ใช้โอปแอมป์ชนิดซีมอสมีช่วงปฏิบัติการที่สูงกว่าการใช้โอปแอมป์ชนิดไบโพลาร์ เมื่อพิจารณาที่ค่าของกระแส I_S และความต้านทาน R_1 ที่เท่ากัน

4.4 การทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจร

การทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรที่นำเสนอได้ทำการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง ซึ่งการทดสอบทั้งหมดได้ใช้โอปแอมป์ทั้งแบบไบโพลาร์และซีมอสเพื่อแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกที่พัฒนาขึ้นมา

4.4.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยโปรแกรม PSPICE

จากวงจรคุณที่นำเสนอทำการทดสอบสมรรถนะของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้โอปแอมป์ UA741 ซึ่งเป็นโอปแอมป์ชนิดไบโพลาร์ ที่อ้างอิงวงจรรายง่ายของ UA741 โดย [38] ในการในการจำลองการทำงานของวงจรถูกกำหนดค่ากระแส I_B และ I_S ให้เท่ากับค่ากระแสที่ได้จากการทดลองจริง คือ $870\mu A$ และ $208\mu A$ ตามลำดับ สำหรับทรานซิสเตอร์ที่นำมาใช้ในการสร้างโอปแอมป์ UA741 ใช้ทรานซิสเตอร์อาร์เรย์ (transistor array) [39] ของบริษัท AT&T เบอร์ ALA400 โดยค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรและผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดสอบสมรรถนะของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 4.1 และ 4.2 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.1 การจัดค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการจำลองวงจรด้วย PSPICE

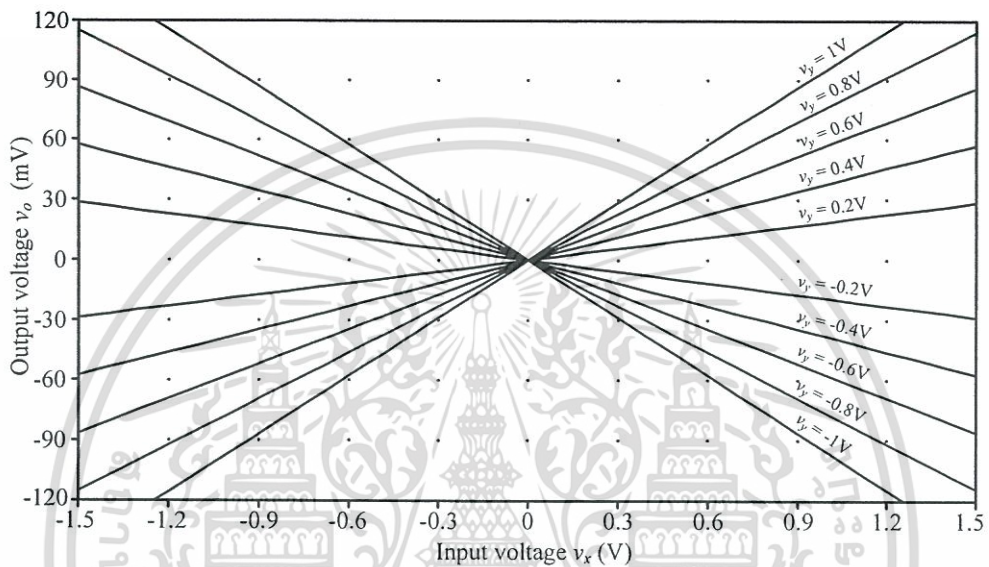
พารามิเตอร์	ขนาด
Opamp $A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22}, A_3$	UA741
R_{11}, R_{12}	10k Ω
R_{21}, R_{22}	1k Ω
$R_{31}, R_{32}, R_{51}, R_{52}$	250k Ω
R_{41}, R_{42}	500k Ω
I_B	870 μA
I_S	208 μA
Supply	$\pm 8V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

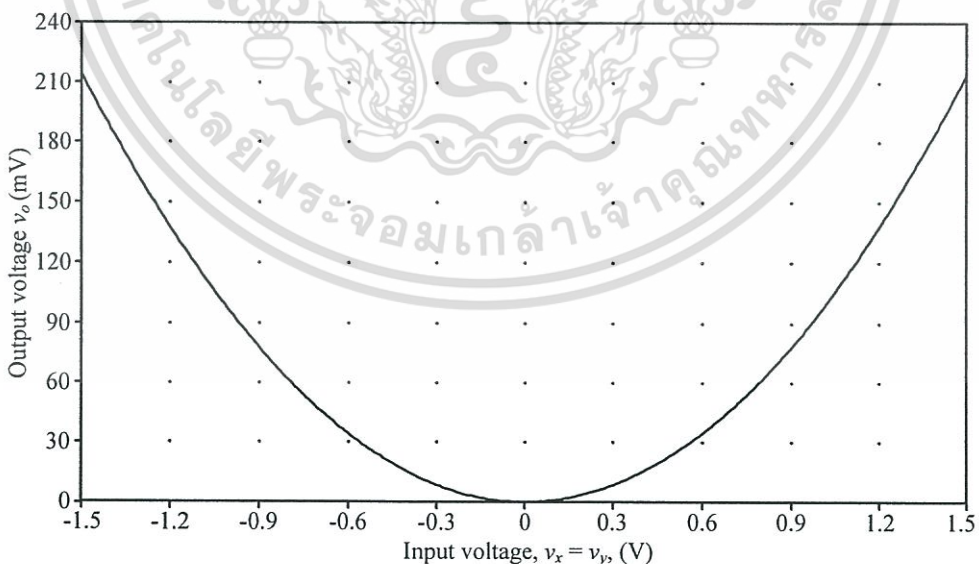
ตารางที่ 4.2 ผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆสำหรับการจำลองวงจรด้วย PSPICE

พารามิเตอร์	ขนาด
Dominant pole : P_n	500KHz
ช่วงปฏิบัติการของแรงดันอินพุต Δv_{inb}	2.62V
ค่าสเกลแฟกเตอร์การคูณ K_{bf}	0.096

สำหรับผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.5



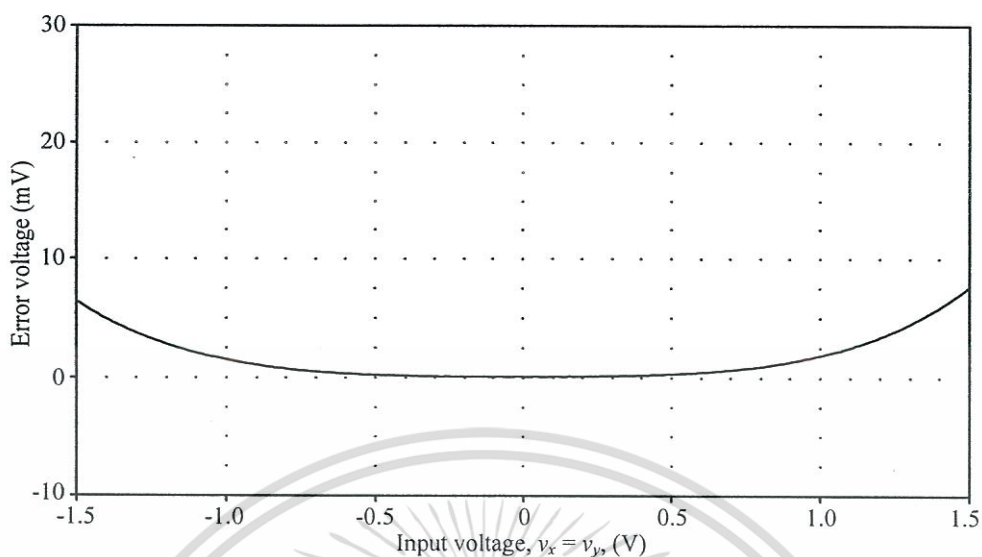
(ก) คุณสมบัติการถ่ายโอนสัญญาณไฟตรง



(ข) คุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจรคุณกรณีทำเป็นวงจรกำลังสอง

รูปที่ 4.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้ออปแอมป์ UA741

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) ค่าความผิดพลาดของวงจรมุมกรณีทำเป็นวงจรถ้ากลางสอง

รูปที่ 4.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจรถ้าโดยใช้ออปแอมป์ UA741 (ต่อ)

รูปที่ 4.5(ก) แสดงคุณสมบัติการถ่ายโอนสัญญาณไฟตรงของวงจรมุมกรณีที่นำเสนอมื่อกำหนดให้ v_y มีค่าเท่ากับ $-1V$ ถึง $1V$ โดยทำการปรับเพิ่มขึ้นขั้นละ $0.2V$ และ v_x ปรับค่าตั้งแต่ $-1.5V$ ถึง $1.5V$ สำหรับรูปที่ 4.5(ข) แสดงคุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจรมุมกรณีต่อวงจรถ้าให้อยู่ในรูปแบบวงจรถ้ากลางสองนั่นคือ อินพุต $v_x = v_y$ และค่าความผิดพลาดของวงจรมุมกรณีที่นำเสนอมื่อต่อวงจรถ้าให้อยู่ในรูปแบบวงจรถ้ากลางสองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.5(ค) โดยค่าความผิดพลาดสูงสุดของวงจรมุมกรณีที่นำเสนอมื่อมีค่าประมาณ $4.8mV$ หรือ 0.37% ของแรงดันอินพุตที่อยู่ในช่วงการทำงานของวงจรถ้าคือ $|v_x| = |v_y|$ มีค่าประมาณ $1.3V$

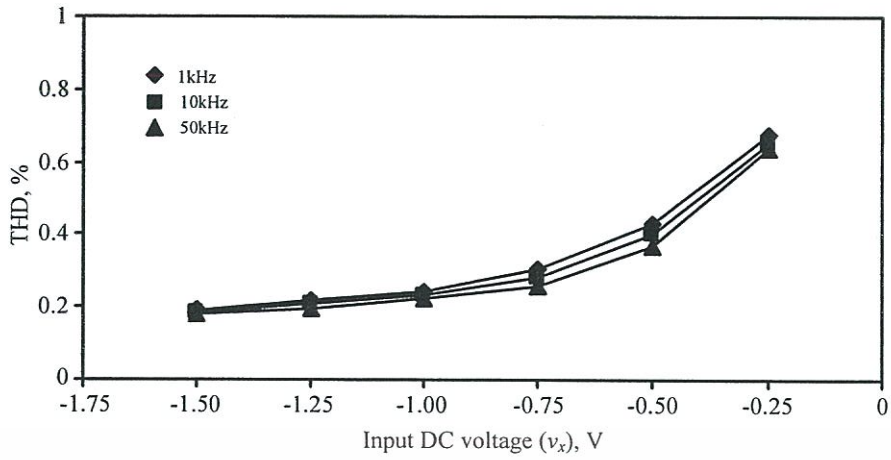
สำหรับการทดสอบหาค่าผลรวมความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ (Total Harmonic Distortion : THD) ของวงจรมุมกรณีที่นำเสนอมื่อสามารถแยกเป็น 2 กรณี คือ

กรณีที่ 1 จะทำการป้อนสัญญาณแรงดันอินพุตที่อินพุต v_y และทำการปรับค่าระดับแรงดันอินพุต v_x เป็นช่วง $(-1.50V) - (-0.25V)$ และ $(0.25V) - (1.50V)$

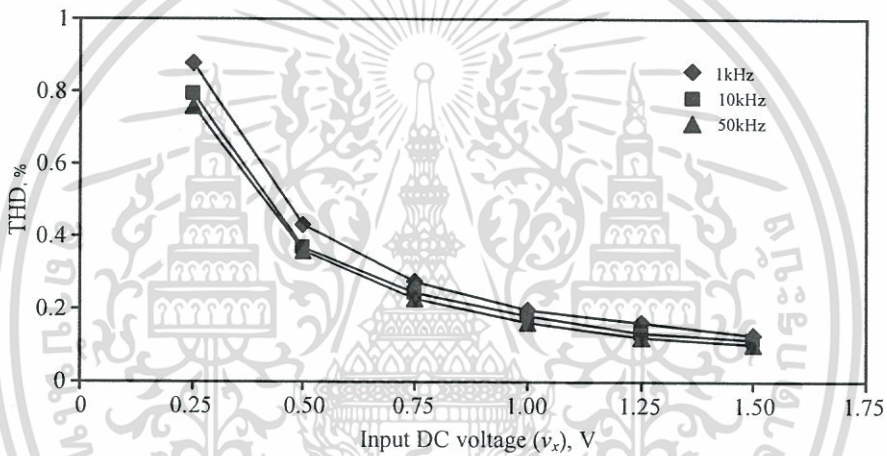
กรณีที่ 2 จะทำการป้อนสัญญาณแรงดันอินพุตที่อินพุต v_x และทำการปรับค่าระดับแรงดันอินพุต v_y เป็นช่วง $(-1.50V) - (-0.25V)$ และ $(0.25V) - (1.50V)$

โดยการพล็อตค่า THD จะทำการพล็อตค่าที่อินพุตสัญญาณไซน์ความถี่ที่ $1kHz$ $10kHz$ และ $50kHz$ ตามลำดับ โดยค่าแอมพลิจูดของแรงดันอินพุตเท่ากับ $0.5V_{pp}$ ดังแสดงในรูปที่ 4.6(ก) ถึง 4.6(ง) ซึ่งจากรูปแสดงให้เห็นว่าค่า THD สูงสุดของวงจรมุมกรณีที่นำเสนอมื่อมีค่าประมาณ 0.88%

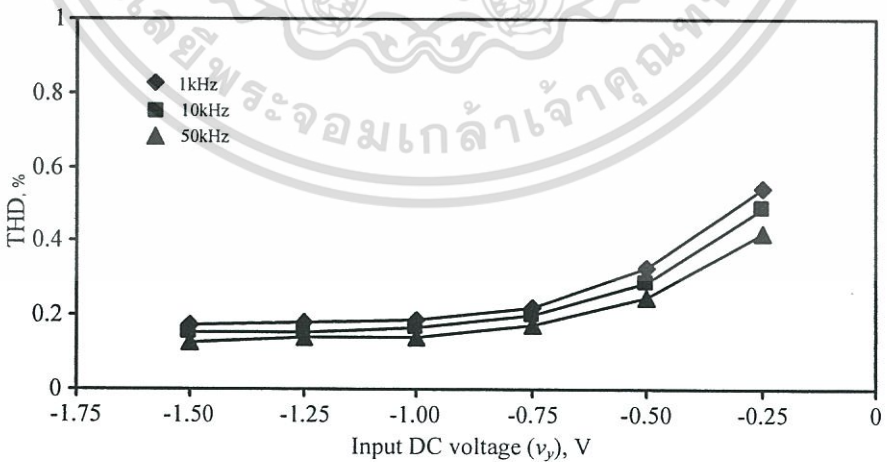
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x < 0$



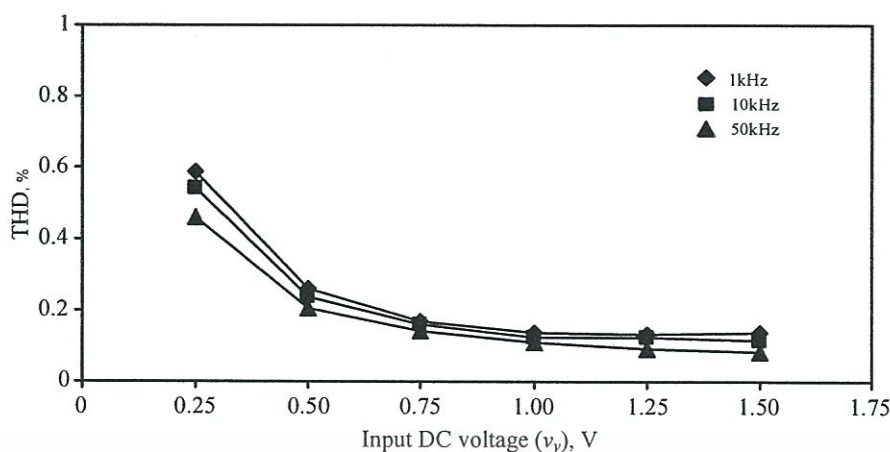
(ข) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x > 0$



(ค) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_y < 0$

รูปที่ 4.6 ค่า THD จากการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอโดยใช้อุปกรณ์ UA741

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ง) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_y > 0$

รูปที่ 4.6 ค่า THD จากการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอโดยใช้ออปแอมป์ UA741 (ต่อ)

4.4.2 ผลการทดลองโดยการต่อวงจรจริง

เพื่อเป็นการยืนยันประสิทธิภาพของวงจรคูลที่นำเสนอ จึงเลือกใช้ออปแอมป์ที่มีใช้ทั่วไปตามท้องตลาดมาสร้าง โดยในการทดลองได้เลือกใช้ออปแอมป์เบอร์ UA1458 ซึ่งภายในของออปแอมป์เบอร์นี้ประกอบด้วยออปแอมป์ UA741 จำนวน 2 ตัวอยู่ในตัวถึงเดียวกันมาใช้ในการทดลองตามวงจรในรูปที่ 4.3 โดยผลจากการวัดค่าพารามิเตอร์ I_B , I_S , Δ_B และ Δ_S ตามวิธีการ [13] โดยเฉลี่ยได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ $I_B = 871\mu\text{A}$, $I_S = 208\mu\text{A}$, $\Delta_B = 11\mu\text{A}$ และ $\Delta_S = 7.5\mu\text{A}$ สำหรับตัวต้านทานที่นำมาใช้ในวงจรคูลที่นำเสนอเลือกให้มีความสมพงษ์กันมากกว่า 0.2% โดยค่าความต้านทานและค่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟใช้ค่าตามที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรโดยโปรแกรม PSPICE ซึ่งค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการต่อวงจรจริงและผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริงสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 4.3 และ 4.4 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.3 ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ทดลองวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

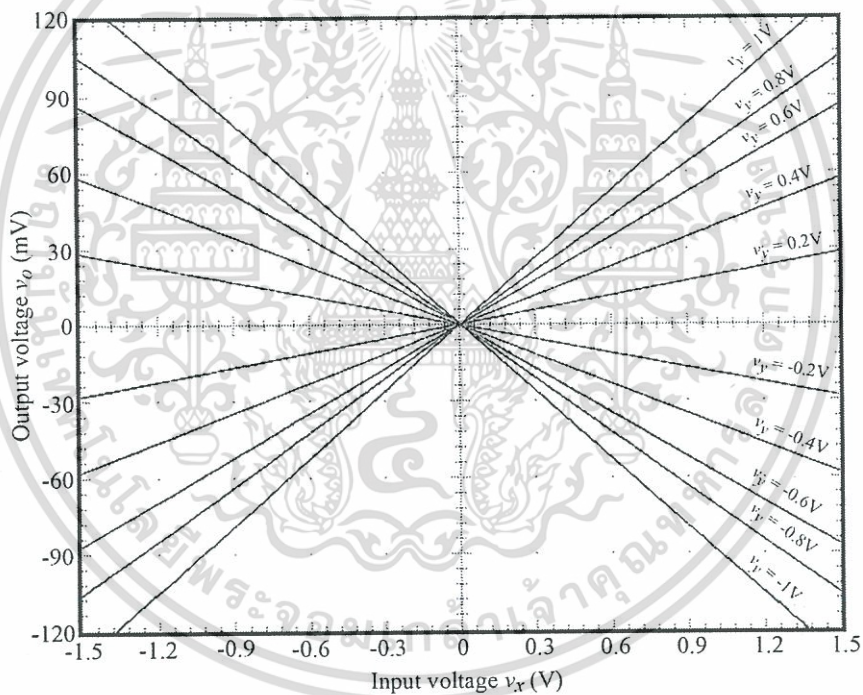
พารามิเตอร์	ขนาด
Opamp $A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22}, A_3$	UA1458
R_{11}, R_{12}	10k Ω
R_{21}, R_{22}	1k Ω
$R_{31}, R_{32}, R_{51}, R_{52}$	250k Ω
R_{41}, R_{42}	500k Ω
Δ_R	0.2%
I_{B1}	876 μA
I_{B2}	865 μA
I_{S1}	212 μA
I_{S2}	204.5 μA
Supply	$\pm 8\text{V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.4 ผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริง

พารามิเตอร์	ขนาด
Δ_B	11 μ A
Δ_S	7.5 μ A
ϵ_1	0.019
$V_{offsetmulB1}$	82.6mV
Dominant pole : P_n	500 KHz
ช่วงปฏิบัติการของแรงดันอินพุท Δv_{inb}	2.62 V
ค่าสเกลแพกเตอร์การคูณ K_{bf}	0.096

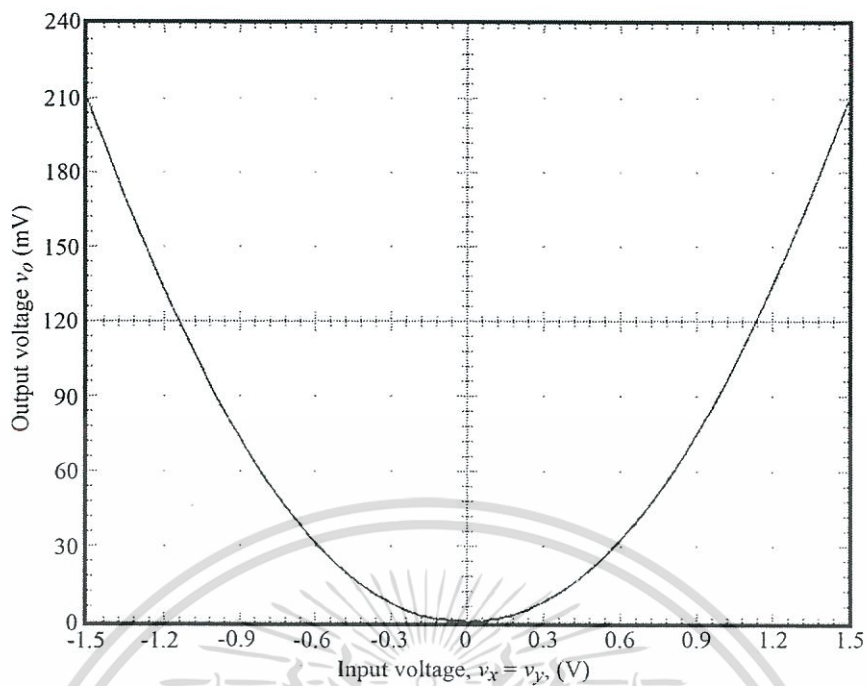
สำหรับผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.7



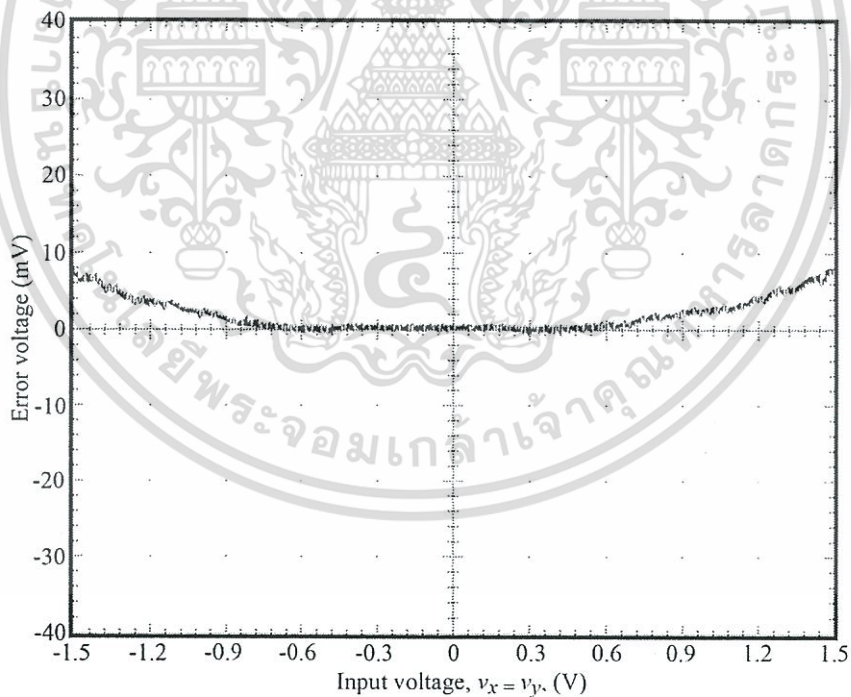
(ก) คุณสมบัติการถ่ายโอนสัญญาณไฟตรง

รูปที่ 4.7 ผลการทดลองของวงจรคุณที่นำเสนอโดยใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์เบอร์ UA1458

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) คุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจรคุณกรณ์ทำเป็นวงจrkำลังสอง



(ค) ค่าความผิดพลาดของวงจรคุณกรณ์ทำเป็นวงจrkำลังสอง

รูปที่ 4.7 ผลการทดลองของวงจรคุณที่นำเสนอโดยใช้อปแอมป์ชนิดไบโพลาร์เบอร์ UA1458 (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

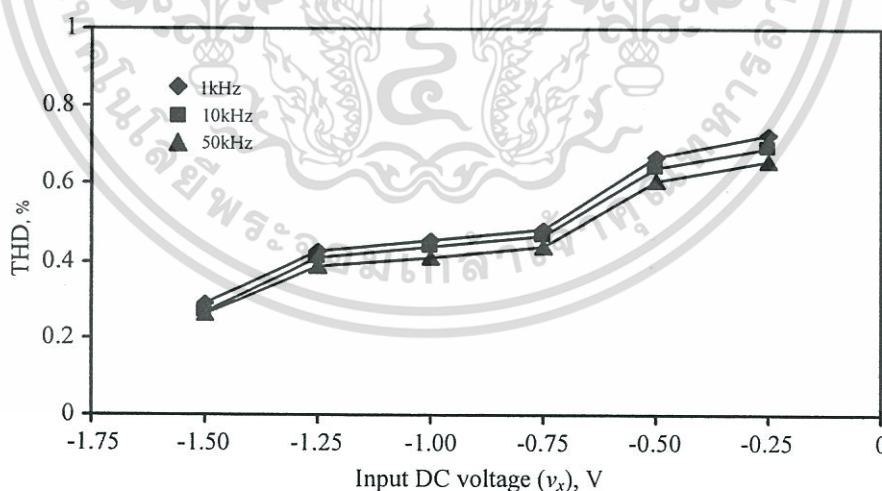
รูปที่ 4.7(ก) แสดงผลการวัดคุณสมบัติการถ่ายโอนสัญญาณไฟตรงของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกที่นำเสนอเมื่อกำหนดให้ v_y มีค่าเท่ากับ $-1V$ ถึง $1V$ โดยทำการปรับเพิ่มขั้นขั้นละ $0.2V$ และ v_x ปรับค่าตั้งแต่ $-1.5V$ ถึง $1.5V$ สำหรับสมรรถนะของวงจรคุณที่นำเสนอกรณีที่ทำการต่อวงจรเป็นวงจรถ่ายโอนสองแสดงได้ดังรูปที่ 4.7(ข) และ 4.7(ค) โดยรูปที่ 4.7(ข) แสดงคุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจรคุณสัญญาณที่นำเสนอ กรณีที่ต่อวงจรให้อยู่ในรูปแบบวงจรถ่ายโอนสองนั้นคือ อินพุต $v_x = v_y$ และค่าความผิดพลาดของวงจรคุณสัญญาณที่นำเสนอกรณีต่อวงจรให้อยู่ในรูปแบบวงจรถ่ายโอนสองแสดงดังรูปที่ 4.7(ค) โดยค่าความผิดพลาดสูงสุดของวงจรคุณที่นำเสนอกรณีที่ทำเป็นวงจรถ่ายโอนสองมีค่าประมาณ $5.2mV$ หรือ 0.4% ของแรงดันอินพุตที่อยู่ในช่วงการทำงานของวงจรคือ $|v_x| = |v_y|$ มีค่าประมาณ $1.3V$

สำหรับการทดสอบหาค่าผลรวมความเพี้ยนฮาร์โมนิกของวงจรคุณที่นำเสนอสามารถแยกเป็น 2 กรณี เหมือนกับการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE คือ

กรณีที่ 1 จะทำการป้อนสัญญาณแรงดันอินพุตที่อินพุต v_y และทำการปรับค่าระดับแรงดันอินพุต v_x เป็นช่วง $(-1.50V)$ ถึง $(-0.25V)$ และ $(0.25V)$ ถึง $(1.50V)$

กรณีที่ 2 จะทำการป้อนสัญญาณแรงดันอินพุตที่อินพุต v_x และทำการปรับค่าระดับแรงดันอินพุต v_y เป็นช่วง $(-1.50V)$ ถึง $(-0.25V)$ และ $(0.25V)$ ถึง $(1.50V)$

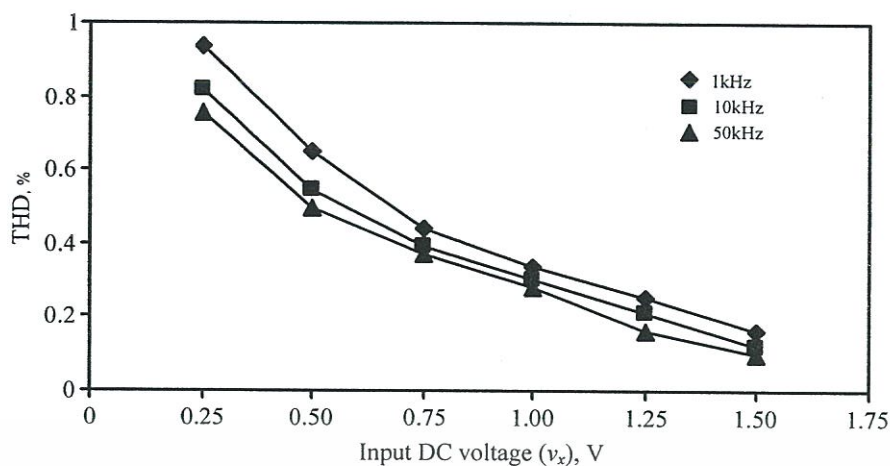
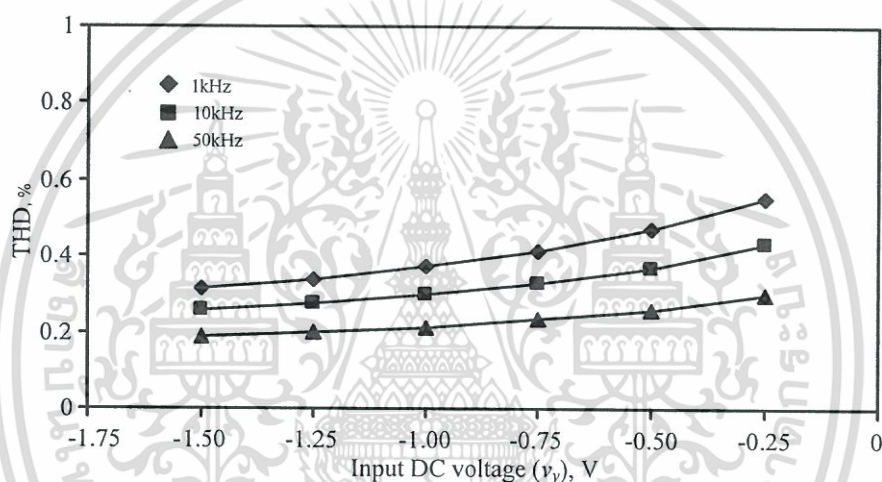
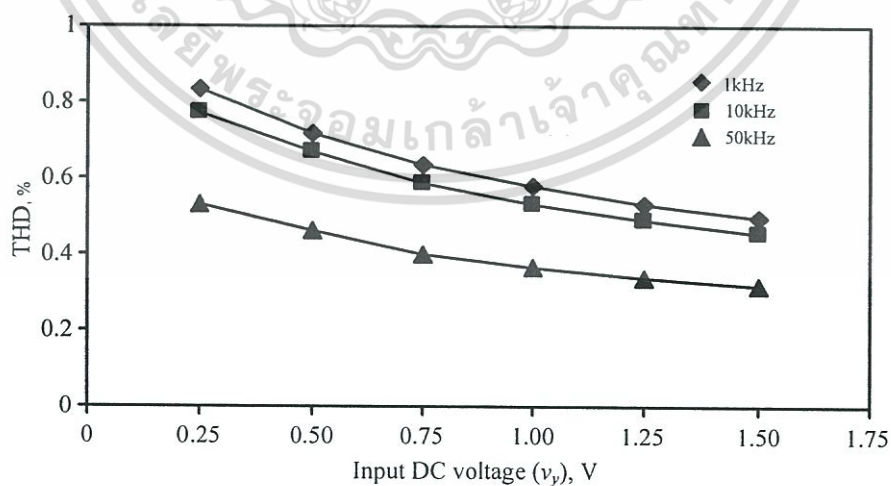
โดยการพล็อตค่า THD จะทำการพล็อตค่าที่อินพุตสัญญาณไซน์ความถี่ $1kHz$ $10kHz$ และ $50kHz$ ตามลำดับ ค่าแอมพลิจูดของแรงดันอินพุตเท่ากับ $0.5V_{pp}$ ดังแสดงในรูปที่ 4.8(ก) ถึง 4.8(ง) ซึ่งจากรูปแสดงให้เห็นว่าค่า THD สูงสุดของวงจรคุณที่นำเสนอมีค่าประมาณ 0.94% จากผลการทดลองเห็นว่าค่า THD ที่ได้จากการต่อวงจรจริงจะมีค่าสูงกว่าค่า THD ที่ได้จากการจำลองวงจรที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE ทั้งนี้เนื่องจากผลของความไม่สมพงษ์กันในอุปกรณ์ที่นำมาต่อเป็นวงจรถ่ายโอน



(ก) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x < 0$

รูปที่ 4.8 ค่า THD จากการทดลองวงจรที่นำเสนอโดยใช้โอปแอมป์แบบไบโพลาร์เบอร์ UA1458

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ข) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x > 0$ (ค) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_y < 0$ (ง) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_y > 0$

รูปที่ 4.8 ค่า THD จากการทดลองวงจรที่นำเสนอโดยใช้ออปแอมป์แบบไบโพลาร์เบอร์ UA1458 (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.3 การทดลองกรณีใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงต่ำ

การทดลองวงจรคุณที่นำเสนอโดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ ได้เลือกใช้อุปกรณ์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงต่ำและกินพลังงานน้อยแทนออปแอมป์เบอร์ UA1458 ที่ใช้ในการทดลองข้างต้น โดยในการทดลองนี้ได้แบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ

ก. กรณีใช้อุปกรณ์แบบไบโพลาร์

ในกรณีนี้เลือกใช้อุปกรณ์เบอร์ MC33172 ในการทดลองหาสมรรถนะของวงจรคุณที่ออกแบบขึ้นมา โดยใช้ค่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟเท่ากับ $\pm 2.4V$ โดยผลการทดสอบวงจรเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ I_B I_S Δ_B และ Δ_S จะได้ค่าดังต่อไปนี้ $I_B = 94.4\mu A$, $I_S = 75\mu A$, $\Delta_B = 1.9\mu A$ และ $\Delta_S = 0.36\mu A$ ซึ่งค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการต่อวงจรจริงและผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริงสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 4.5 และ 4.6 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.5 ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ทดลองวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

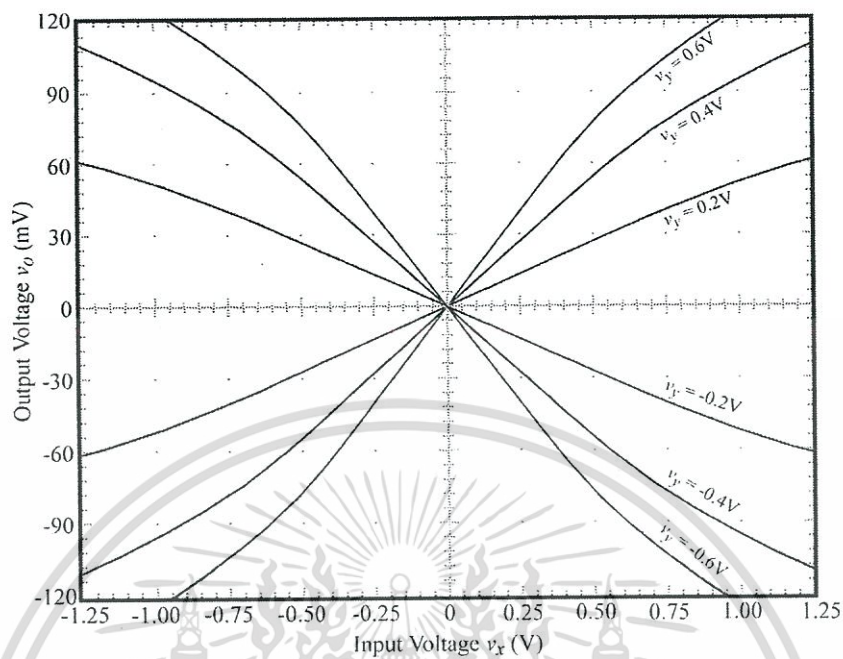
พารามิเตอร์	ขนาด
Opamp $A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22}, A_3$	MC33172
R_{11}, R_{12}	10k Ω
R_{21}, R_{22}	1k Ω
$R_{31}, R_{32}, R_{51}, R_{52}$	250k Ω
R_{41}, R_{42}	500k Ω
Δ_R	0.2%
I_{B1}	95.4 μA
I_{B2}	93.5 μA
I_{S1}	75.18 μA
I_{S2}	74.82 μA
Supply	$\pm 2.4V$

ตารางที่ 4.6 ผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริง

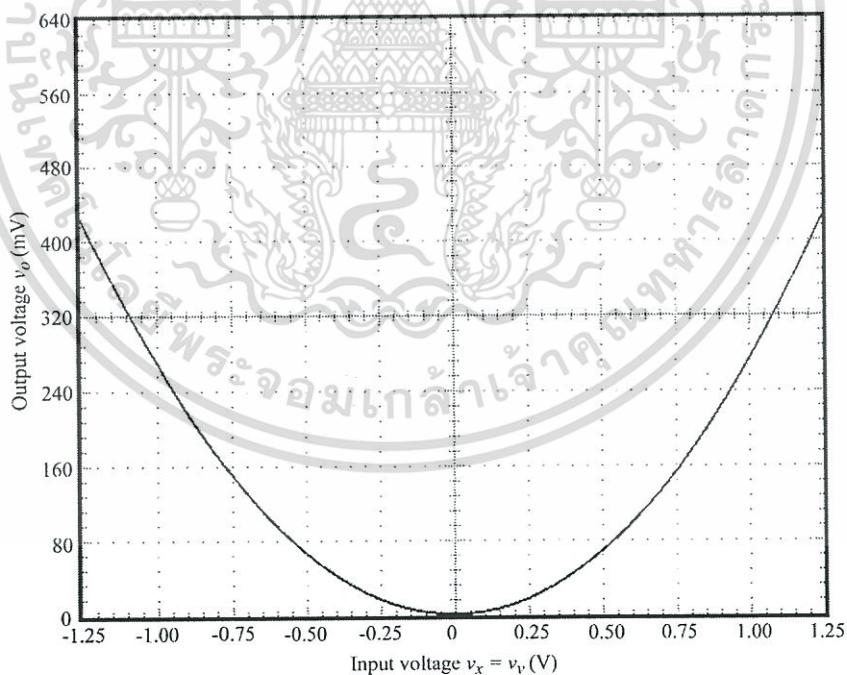
พารามิเตอร์	ขนาด
Δ_B	1.9 μA
Δ_S	0.36 μA
ϵ_1	0.0034
$V_{offsetmulB1}$	10.4mV
Dominant pole : P_n	900 KHz
ช่วงปฏิบัติการของแรงดันอินพุท Δv_{inb}	0.945 V
ค่าสเกลแฟกเตอร์การคูณ K_{bf}	0.267

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยผลการทดสอบคุณสมบัติของวงจรสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.9



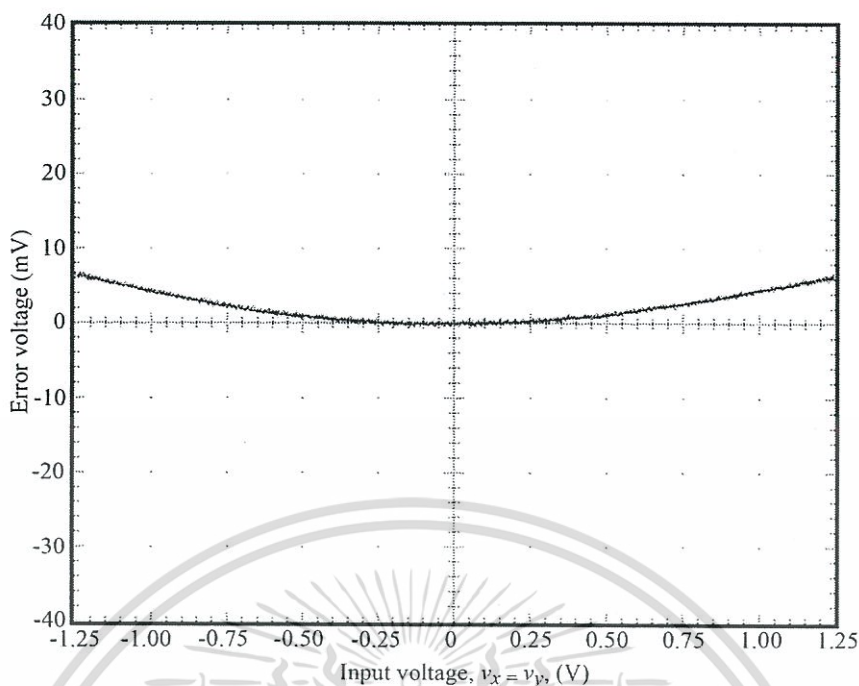
(ก) คุณสมบัติการถ่ายโอนสัญญาณไฟตรง



(ข) คุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจรคุณกรณ์ทำเป็นวงจรกำลังสอง

รูปที่ 4.9 ผลการทดลองการทำงานของวงจรคุณที่นำเสนอโดยใช้อปแอมป์ชนิดไปโพลาร์เบอร์ MC33172

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) ค่าความผิดพลาดของวงจรรวมกรณีนำเป็นวงจรถ้าลังสอง

รูปที่ 4.9 ผลการทดลองการทำงานของวงจรรวมที่นำเสนอโดยใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์เบอร์ MC33172 (ต่อ)

จากรูปที่ 4.9(ก) แสดงผลการวัดคุณสมบัติการถ่ายโอนสัญญาณไฟตรงของวงจรรวมสัญญาณแอนะล็อกที่นำเสนอมือกำหนดให้ v_y มีค่าเท่ากับ $-0.6V$ ถึง $0.6V$ โดยทำการปรับเพิ่มขึ้นขั้นละ $0.2V$ และ v_x ปรับค่าตั้งแต่ $-1.25V$ ถึง $1.25V$ สำหรับประสิทธิภาพของวงจรรวมที่นำเสนองรณีนที่ทำการต่อวงจรเป็นวงจรถ้าลังสองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.9(ข) และ 4.9(ค) โดยรูปที่ 4.9(ข) แสดงคุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจรรวมสัญญาณที่นำเสนอ กรณีนที่ต่อวงจรให้อยู่ในรูปแบบวงจรถ้าลังสองนั้นคือ อินพุต $v_x = v_y$ และค่าความผิดพลาดของวงจรรวมสัญญาณที่นำเสนองรณีนที่ต่อวงจรให้อยู่ในรูปแบบวงจรถ้าลังสองแสดงได้ดังรูปที่ 4.9(ค) โดยค่าความผิดพลาดสูงสุดของวงจรรวมที่นำเสนองรณีนที่ต่อเป็นวงจรถ้าลังสองมีค่าประมาณ $1.5mV$ หรือ 0.32% ของแรงดันอินพุตที่อยู่ในช่วงการทำงานของวงจรถือ $|v_x| = |v_y|$ มีค่าประมาณ $0.47V$

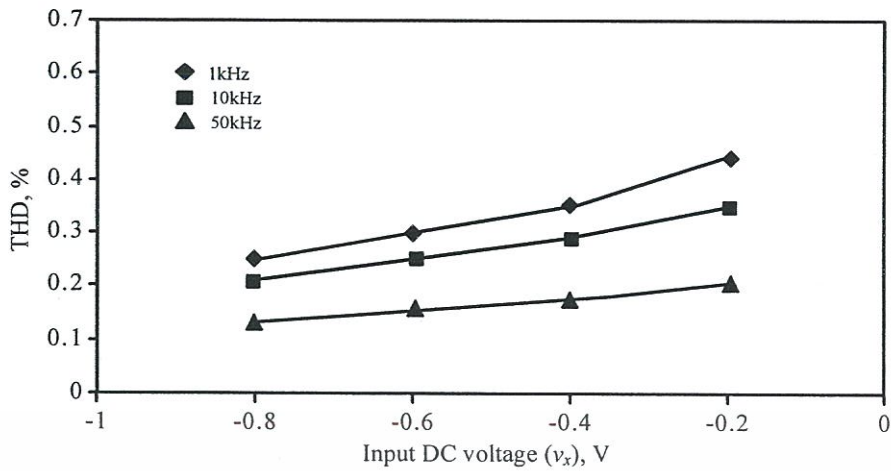
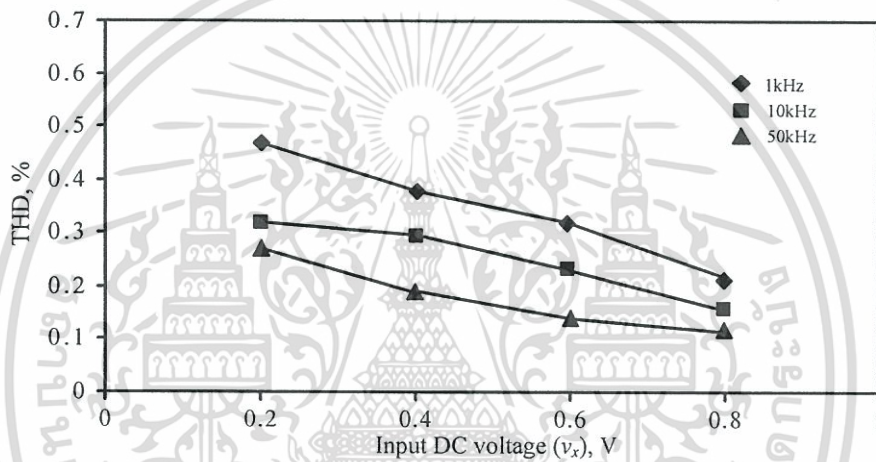
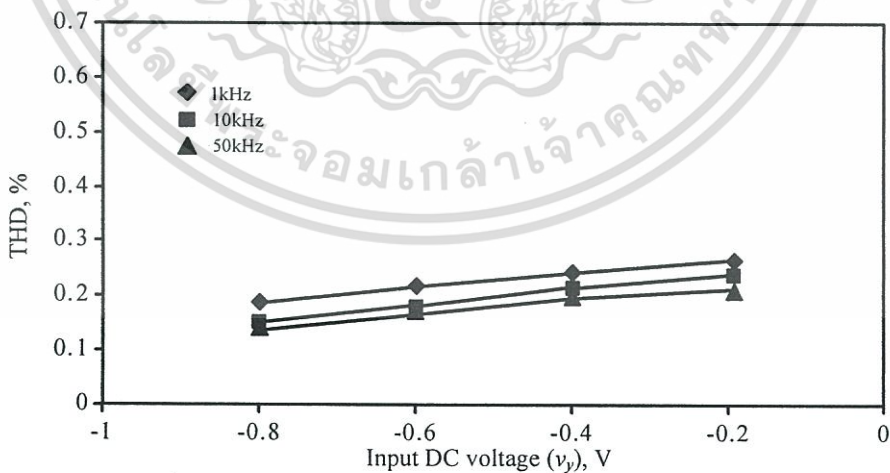
สำหรับการทดสอบหาค่าผลรวมความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของวงจรรวมที่นำเสนอสสามารถแยกเป็น 2 กรณีนที่ เหมือนกับการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE คือ

กรณีนที่ 1 จะทำการป้อนสัญญาณแรงดันอินพุตที่อินพุต v_y และทำการปรับค่าระดับแรงดันอินพุต v_x เป็นช่วง $(-0.8V)$ ถึง $(-0.2V)$ และ $(0.2V)$ ถึง $(0.8V)$

กรณีนที่ 2 จะทำการป้อนสัญญาณแรงดันอินพุตที่อินพุต v_x และทำการปรับค่าระดับแรงดันอินพุต v_y เป็นช่วง $(-0.8V)$ ถึง $(-0.2V)$ และ $(0.2V)$ ถึง $(0.8V)$

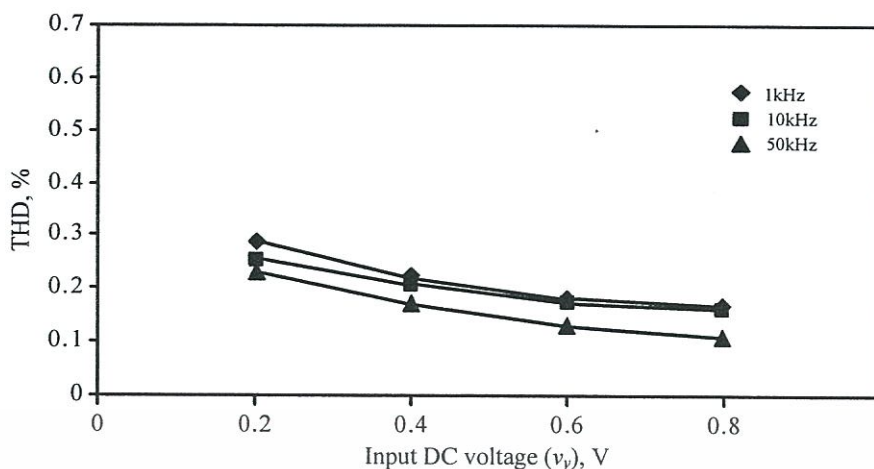
โดยการพล็อตค่า THD จะทำการพล็อตค่าที่อินพุตสัญญาณไซน์ความถี่ $1kHz$ $10kHz$ และ $50kHz$ ตามลำดับ โดยค่าแอมพลิจูดของแรงดันอินพุตเท่ากับ $0.2V_{pp}$ ดังแสดงในรูปที่ 4.10(ก) ถึง 4.10(ง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีนใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ก) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x < 0$ (ข) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x > 0$ (ค) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_y < 0$

รูปที่ 4.10 ค่า THD จากการทดลองวงจรที่นำเสนอโดยใช้ออปแอมป์แบบไบโพลาร์เบอร์ MC33172

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ง) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_y > 0$

รูปที่ 4.10 ค่า THD จากการทดลองวงจรที่นำเสนอโดยใช้ออปแอมป์แบบไบโพลาร์เบอร์ MC33172 (ต่อ) จากผลการทดลองในรูปที่ 4.10(ก) ถึง 4.10(ง) ค่า THD สูงสุดในกรณีที่ 1 และ กรณีที่ 2 มีค่าประมาณ 0.47% และ 0.28% ตามลำดับ สำหรับค่าผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรมีค่าประมาณ 840kHz

ข. กรณีที่ใช้ออปแอมป์แบบซีมอส

ในกรณีนี้เลือกใช้ออปแอมป์เบอร์ OPA2703 ในการทดลองหาสมรรถนะของวงจรคุณที่ออกแบบขึ้นมา โดยจะใช้ค่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟเท่ากับ $\pm 2.4V$ โดยผลการทดสอบวงจรเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ I_B , I_S , Δ_B และ Δ_S จะได้ค่าดังต่อไปนี้ $I_B = 100.2\mu A$, $I_S = 29.76\mu A$, $\Delta_B = 1.4\mu A$ และ $\Delta_S = 0.2\mu A$ ซึ่งค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการต่อวงจรจริงและผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริงสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 4.7 และ 4.8 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.7 ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ทดลองวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

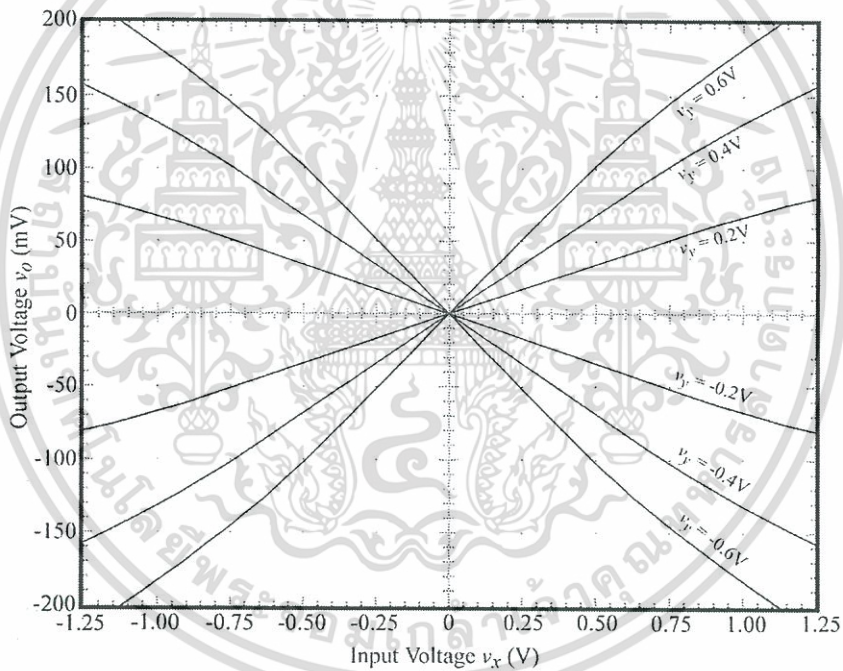
พารามิเตอร์	ขนาด
Opamp $A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22}, A_3$	OPA2703
R_{11}, R_{12}	10k Ω
R_{21}, R_{22}	1k Ω
$R_{31}, R_{32}, R_{51}, R_{52}$	250k Ω
R_{41}, R_{42}	500k Ω
Δ_R	0.2%
I_{B1}	1003 μA
I_{B2}	1001.6 μA
I_{S1}	29.85 μA
I_{S2}	29.65 μA
Supply	$\pm 2.4V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.8 ผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริง

พารามิเตอร์	ขนาด
Δ_B	1.4 μ A
Δ_S	0.2 μ A
ε_1	0.0043
$V_{offsetmulC1}$	7.44mV
Dominant pole : P_n	500 KHz
ช่วงปฏิบัติการของแรงดันอินพุท Δv_{inc}	1.2V
ค่าสเกลแพกเตอร์การคูณ K_{cf}	0.336

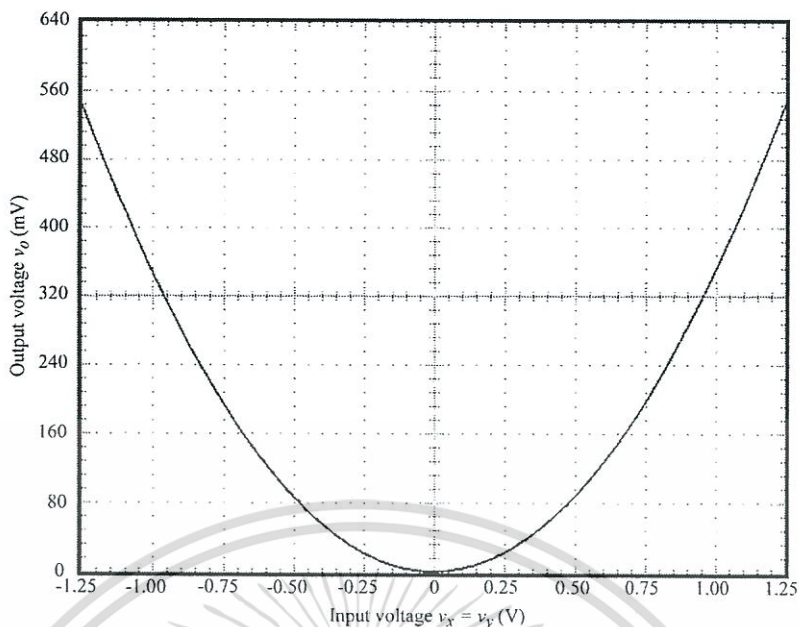
โดยผลการทดสอบคุณสมบัติของวงจรสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.11



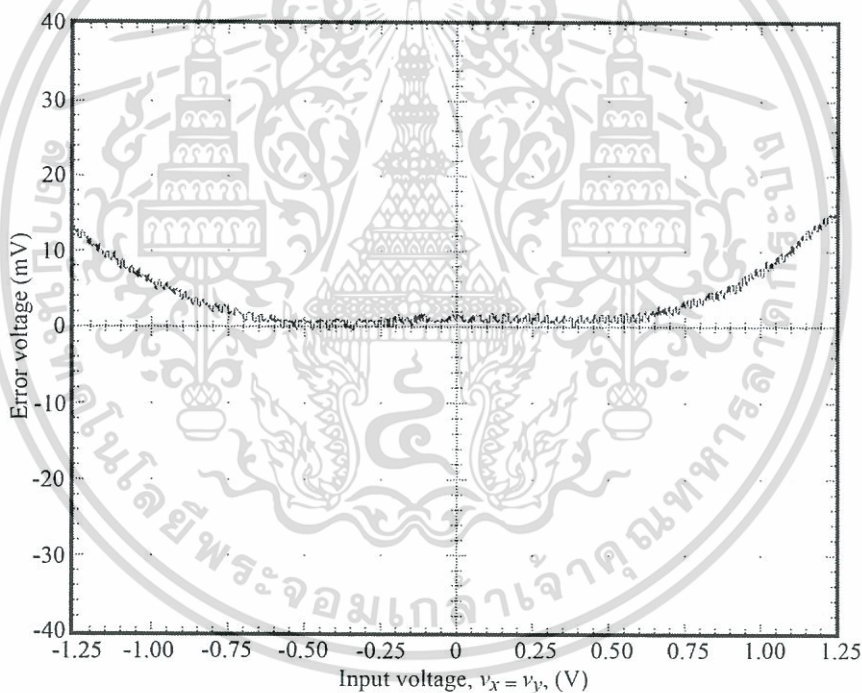
(ก) คุณสมบัติการถ่ายโอนสัญญาณไฟตรง

รูปที่ 4.11 ผลการทดลองการทำงานของวงจรคุณที่นำเสนอโดยใช้โอปแอมป์ชนิดซีมอสเบอร์ OPA2703

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) คุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจรคุณกรณ์ทำเป็นวงจรกำลังสอง



(ค) ค่าความผิดพลาดของวงจรคุณกรณ์ทำเป็นวงจรกำลังสอง

รูปที่ 4.11 ผลการทดลองการทำงานของวงจรคุณกรณ์ที่นำเสนอโดยใช้ออปแอมป์ชนิดซีมอสเบอร์ OPA2703 (ต่อ)

จากรูปที่ 4.11(ก) แสดงผลการวัดคุณสมบัติการถ่ายโอนสัญญาณไฟตรงของวงจรคุณกรณ์แอนะล็อกที่นำเสนอเมื่อกำหนดให้ v_y มีค่าเท่ากับ $-0.6V$ ถึง $0.6V$ โดยทำการปรับเพิ่มขึ้นขั้นละ $0.2V$ และ v_x ปรับค่าตั้งแต่ $-1.25V$ ถึง $1.25V$ สำหรับประสิทธิภาพของวงจรคุณกรณ์ที่นำเสนอกรณีทำการต่อวงจรเป็นวงจรกำลังสองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.11(ข) และ 4.11(ค) โดยรูปที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

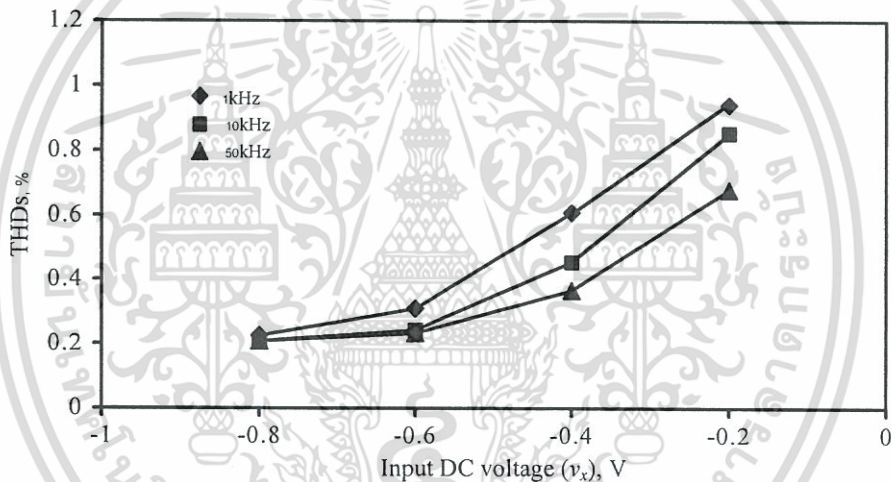
4.11(ข) แสดงคุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจรคุณสัญญาณที่นำเสนอ กรณีที่ต่อวงจรให้อยู่ในรูปแบบวงจรกำลังสองนั้นคือ อินพุต $v_x = v_y$ และค่าความผิดพลาดของวงจรคุณสัญญาณที่นำเสนอกรณีที่ต่อวงจรให้อยู่ในรูปแบบวงจรกำลังสองแสดงได้ดังรูปที่ 4.11(ค) โดยค่าความผิดพลาดสูงสุดของวงจรคุณสัญญาณที่นำเสนอกรณีที่ต่อเป็นวงจรกำลังสองมีค่าประมาณ 1.8mV หรือ 0.3% ของแรงดันอินพุตในช่วงแรงดันอินพุตที่อยู่ในช่วงการทำงานของวงจรคือ $|v_x| = |v_y|$ มีค่าประมาณ 0.6V

สำหรับการทดสอบหาค่าผลรวมความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของวงจรคุณสัญญาณที่นำเสนอสามารถแยกเป็น 2 กรณี เหมือนกับการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE คือ

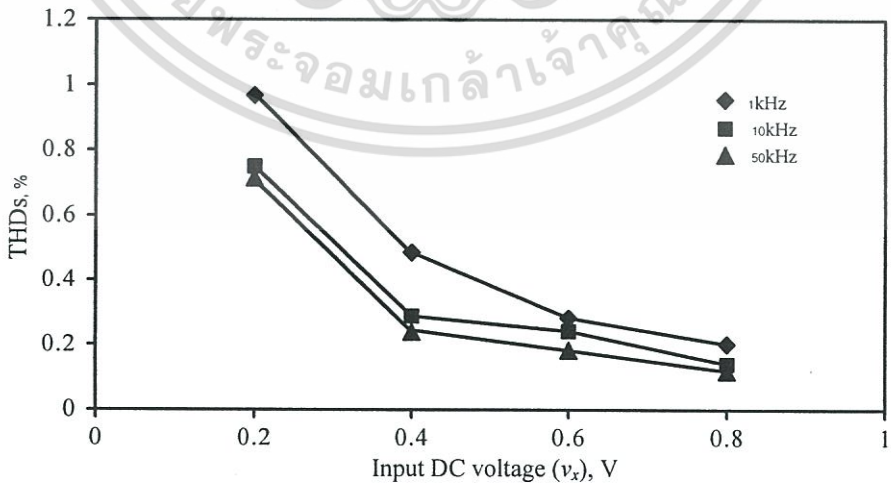
กรณีที่ 1 จะทำการป้อนสัญญาณแรงดันอินพุตที่อินพุต v_y และทำการปรับค่าระดับแรงดันอินพุต v_x เป็นช่วง (-0.8V) ถึง (-0.2V) และ (0.2V) ถึง (0.8V)

กรณีที่ 2 จะทำการป้อนสัญญาณแรงดันอินพุตที่อินพุต v_x และทำการปรับค่าระดับแรงดันอินพุต v_y เป็นช่วง (-0.8V) ถึง (-0.2V) และ (0.2V) ถึง (0.8V)

โดยการพล็อตค่า THD ทำการพล็อตค่าที่อินพุตสัญญาณไซน์ความถี่ 1kHz 10kHz และ 50kHz ตามลำดับ โดยค่าแอมพลิจูดของแรงดันอินพุตเท่ากับ $0.2V_{pp}$ ดังแสดงในรูปที่ 4.12(ก) ถึง 4.12(ง)

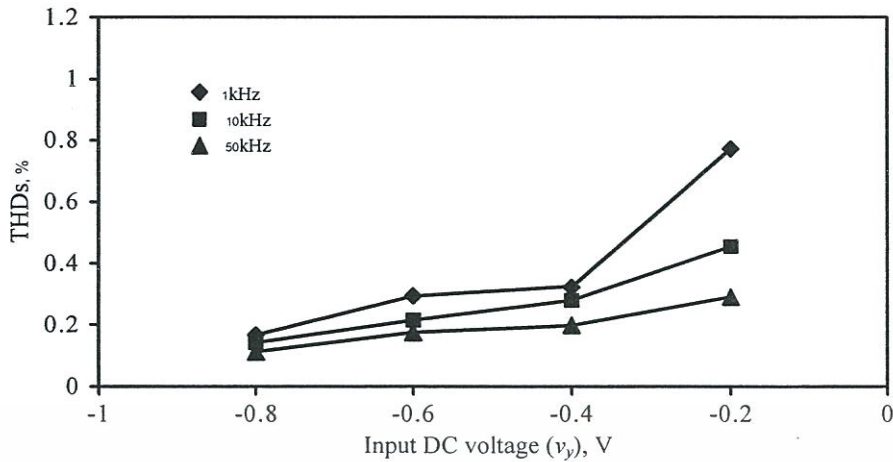
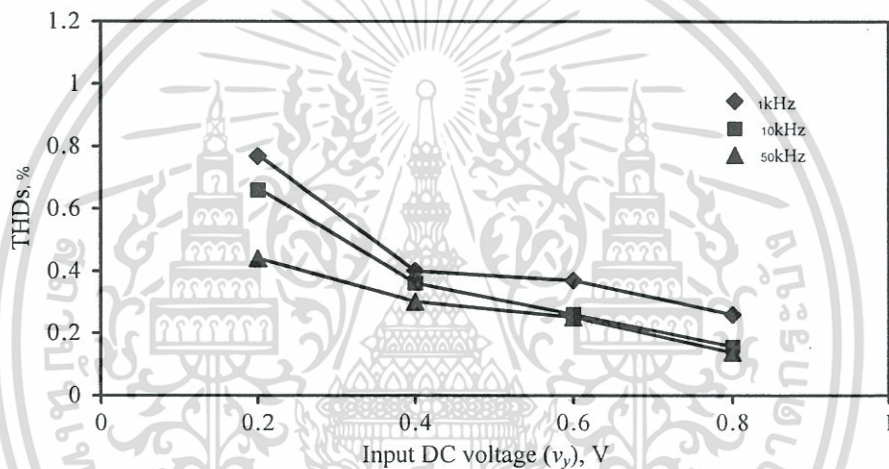


(ก) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x < 0$



(ข) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x > 0$

รูปที่ 4.12 ค่า THD จากการทดลองวงจรที่นำเสนอโดยใช้ออปแอมป์แบบซีมอสเบอร์ OPA2703 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ค) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_i < 0$ (ง) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_i > 0$

รูปที่ 4.12 ค่า THD จากการทดลองวงจรที่นำเสนอโดยใช้ออปแอมป์แบบซีมอสเบอร์ OPA2703 (ต่อ)

จากผลการทดลองในรูปที่ 4.12(1ก) ถึง 4.12(ง) ค่า THD สูงสุดในกรณีที่ 1 และ กรณีที่ 2 มีค่าประมาณ 0.95% และ 0.98% ตามลำดับ สำหรับค่าผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรมีค่าประมาณ 495kHz

จากผลการทดลองทั้งกรณีที่ใช้ออปแอมป์แบบไบโพลาร์และซีมอสเห็นว่าค่า THD ในกรณีที่ 1 จะสูงกว่ากรณีที่ 2 ทั้งนี้เป็นผลเนื่องจากผลของความไม่สมพงษ์กันระหว่างตัวต้านทาน R_{S1} และ R_{S2} ของวงจรขยายแบบกลับเฟสที่สร้างโดยออปแอมป์ A_{22}

4.4.4 การทดสอบวงจรคูนที่นำเสนอในวงจรมอดูเลท

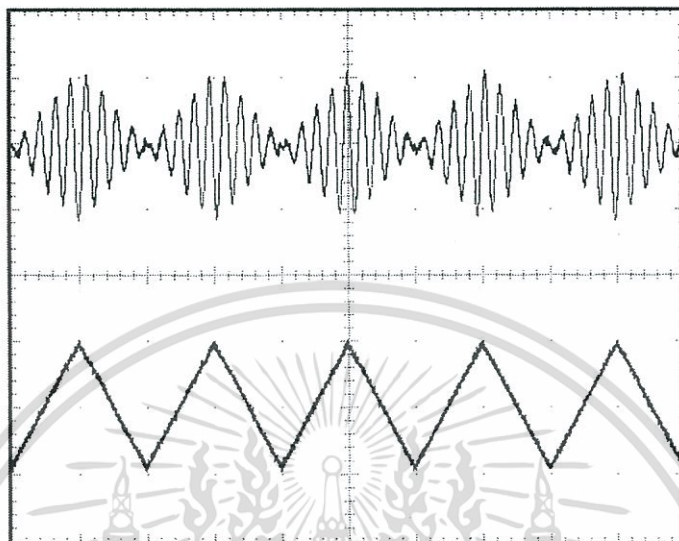
สำหรับการทดลองนี้จะนำวงจรคูนที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรมอดูเลททางแอมพลิจูด (amplitude modulator) โดยในการทดลองจะแยกออกเป็น 2 กรณี คือ

กรณีที่ 1 ใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์มาทำการสร้างวงจรคูนที่นำเสนอ

กรณีที่ 2 ใช้ออปแอมป์ชนิดซีมอสมาทำการสร้างวงจรคูนที่นำเสนอ

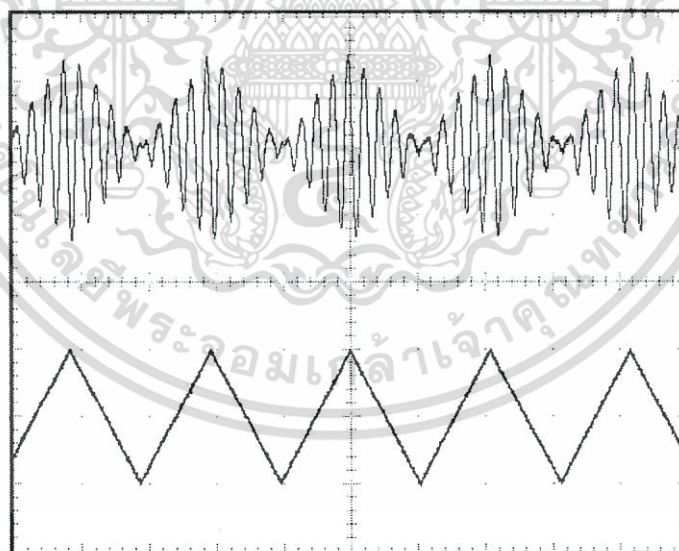
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี หากมีการนำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยสัญญาณที่ใช้ในการทดลองจะเหมือนกันคือจะทำการป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 100kHz แอมพลิจูด $0.4V_{pp}$ เข้าที่อินพุต v_x และสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมความถี่ 1kHz แอมพลิจูด $0.4V_{pp}$ เข้าที่อินพุต v_y โดยลักษณะของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรคุณที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้เป็น วงจรมอดูเลททางแอมพลิจูดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.13



(ก) ใช้แอมป์ชนิดไบโพลาร์

(Upper Trace : 20 mV/div , lower Trace : 0.2 V/div 0.5 ms/div)



(ข) ใช้แอมป์ชนิดซีมอส

(Upper Trace : 20 mV/div ; lower Trace : 0.2 V/div, 0.5 ms/div)

รูปที่ 4.13 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลททางแอมพลิจูดที่ใช้วงจรคุณที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลททางแอมพลิฟิเคชันที่ใช้วงจรคูณที่นำเสนอ เมื่อทำการคูณสัญญาณไซน์ความถี่ 100kHz แอมพลิฟิเคชัน 0.4V_{pp} เข้าที่อินพุต v_x และสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมความถี่ 1kHz แอมพลิฟิเคชัน 0.4V_{pp} เข้าที่อินพุต v_y ซึ่งจากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่า วงจรสามารถทำงานได้อย่างถูกต้อง

4.5 บทสรุป

ในบทนี้กล่าวถึงการออกแบบและสร้างวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้ออปแอมป์ห้าตัว ร่วมกับตัวต้านทานซึ่งวงจรสามารถทำงานได้ทั้ง 4 ควอดแดรนต์ อีกทั้งยังสามารถใช้ออปแอมป์ทั้งแบบไบโพลาร์และซีมอสได้ จากผลการทดสอบวงจรที่ออกแบบและพัฒนาขึ้นมาโดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถทำงานได้จริงและมีผลการทดลองสอดคล้องกับหลักการทางทฤษฎีที่นำเสนอ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ ออปแอมป์สามตัว

5.1 บทนำ

ในบทนี้แนะนำการออกแบบวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้หลักการควอดเทอร์สแควร์ เช่นกัน โดยใช้ออปแอมป์เพียงสามตัวมาใช้ในการสร้าง พร้อมทั้งทำการวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกที่นำเสนอ อีกทั้งทำการทดสอบสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอโดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง และแนะนำการประยุกต์ใช้งานวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกในวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้า พร้อมทั้งทำการทดสอบสมรรถนะของวงจรโดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง

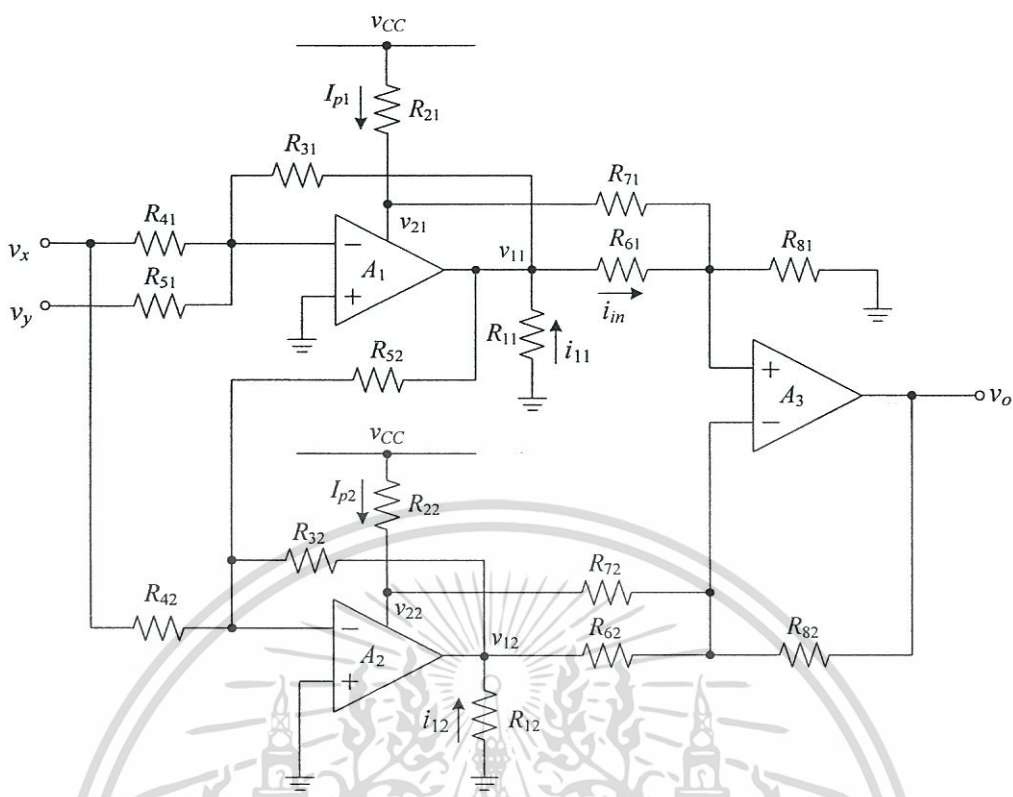
จากบทที่ 4 ได้กล่าวถึงจากรายละเอียดในการออกแบบและทดสอบวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้ออปแอมป์ห้าตัว ซึ่งจากคุณสมบัติของวงจรคุณในรูปที่ 4.3 ใช้รูปแบบของวงจรสร้างสัญญาณกำลังสองในรูปที่ 4.2 ในการสร้างสัญญาณกำลังสองที่ไม่มีองค์ประกอบของสัญญาณดีซีมารบกวน แต่สำหรับในบทนี้ได้กล่าวถึงวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้ออปแอมป์เพียงสามตัว และใช้เทคนิคการกำหนดเงื่อนไขของอัตราส่วนของความต้านทานภายในวงจรในการกำจัดองค์ประกอบของสัญญาณดีซีที่เกิดขึ้น

5.2 หลักการทำงานของวงจรคุณแบบใช้ออปแอมป์สามตัว

วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้ออปแอมป์สามตัวที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 5.1 ซึ่งจากวงจรในรูปที่ 5.1 สามารถอธิบายหลักการทำงานของวงจรคุณสัญญาณที่นำเสนอได้ดังนี้ ออปแอมป์ A_1 และ A_2 และตัวต้านทาน R_{3i} ถึง R_{5i} ต่อยู่ในรูปแบบวงจรรวมสัญญาณ (summing circuit) ที่มีอัตราขยายสัญญาณเท่ากับหนึ่ง (unity gain) โดยมีเอาต์พุตของวงจรเป็นค่าแรงดัน v_{11} และ v_{12} ตามลำดับ โดยวงจรในรูปที่ 5.1 สามารถหาค่าแรงดันเอาต์พุต v_{11} และ v_{12} ได้ดังนี้

$$v_{11} = -\left(\frac{R_{31}}{R_{41}} v_x + \frac{R_{31}}{R_{51}} v_y\right) \quad (5.1)$$

$$v_{12} = -\left(\frac{R_{32}}{R_{42}} v_x + \frac{R_{32}}{R_{52}} v_{11}\right) \quad (5.2)$$



รูปที่ 5.1 วงจรคุณโดยใช้ออปแอมป์สามตัว

จากวงจร กำหนดให้ $R_{31} = R_{32} = R_3 = R_{41} = R_{51} = R_{52} = R_4$ และ $R_{42} = R_4/2$ สมการที่ (5.1) และ (5.2) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$v_{11} = -(v_x + v_y) \quad (5.3)$$

$$v_{12} = -(v_x - v_y) \quad (5.4)$$

จากรูปที่ 5.1 กำหนดให้ $R_{11} = R_{12} = R_1$ กระแส i_{11} และ i_{12} จะมีค่าเท่ากับ

$$i_{11} = -\frac{(v_x + v_y)}{R_1} \quad (5.5)$$

$$i_{12} = -\frac{(v_x - v_y)}{R_1} \quad (5.6)$$

จากค่าแรงดัน v_{11} v_{12} และค่ากระแส i_{11} i_{12} ที่ได้นำไปใช้สำหรับการวิเคราะห์หาค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรคุณที่นำเสนอต่อไป โดยสามารถแยกออกได้เป็น 2 กรณี คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก. กรณีออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์

จากเทคนิคการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์ที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 จากสมการที่ (3.17) สามารถนำมาใช้ในการหาค่ากระแส I_{P1} และ I_{P2} ได้ดังนี้ [11-13]

$$I_{P1} = I_{B1} + I_{S1} \left(1 + \frac{i_{11}^2}{4I_{S1}^2} \right)^{\frac{1}{2}} - \frac{i_{11}}{2} \quad \text{เมื่อ } |i_{11}| \leq 2I_{S1} \quad (5.7)$$

$$I_{P2} = I_{B2} + I_{S2} \left(1 + \frac{i_{12}^2}{4I_{S2}^2} \right)^{\frac{1}{2}} - \frac{i_{12}}{2} \quad \text{เมื่อ } |i_{12}| \leq 2I_{S2} \quad (5.8)$$

กำหนดให้ออปแอมป์ A_1 และ A_2 มีคุณสมบัติที่สมพ้องกันดังนี้ $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ และ $I_{S1} = I_{S2} = I_S$ เมื่อ I_B และ I_S คือ ค่ากระแสสงบและกระแสไบอัสในการทำงานแบบคลาสเอบีของออปแอมป์ตามลำดับ ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (5.7) และ (5.8) ได้ใหม่ดังนี้

$$I_{P1} = I_B + I_S \left(1 + \frac{i_{11}^2}{4I_S^2} \right)^{\frac{1}{2}} - \frac{i_{11}}{2} \quad \text{เมื่อ } |i_{11}| \leq 2I_{S1} \quad (5.9)$$

$$I_{P2} = I_B + I_S \left(1 + \frac{i_{12}^2}{4I_S^2} \right)^{\frac{1}{2}} - \frac{i_{12}}{2} \quad \text{เมื่อ } |i_{12}| \leq 2I_{S2} \quad (5.10)$$

จากสมการที่ (5.9) และ (5.10) ในส่วนของพจน์รากที่สอง (square-root term) สามารถกระจายออกได้โดยใช้อนุกรมกำลัง (power series) และสามารถได้ใหม่เป็น

$$I_{P1} = I_B + I_S \left\{ 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{i_{11}}{2I_S} \right)^2 - \frac{1}{8} \left(\frac{i_{11}}{2I_S} \right)^4 + \dots \right\} - \frac{i_{11}}{2} \quad (5.11)$$

$$I_{P2} = I_B + I_S \left\{ 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{i_{12}}{2I_S} \right)^2 - \frac{1}{8} \left(\frac{i_{12}}{2I_S} \right)^4 + \dots \right\} - \frac{i_{12}}{2} \quad (5.12)$$

ถ้ากำหนดให้กระแส i_{11} และ i_{12} มีค่าที่น้อยกว่า $1.26I_S$ เพื่อตัดผลของพจน์อันดับสูงกว่าอันดับสองทิ้ง โดยกำหนดให้ $i_{in} \leq 1.26I_S$ สมการที่ (5.11) และ (5.12) สามารถประมาณได้ดังนี้

$$I_{P1} = I_B + I_S \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{i_{11}}{2I_S} \right)^2 \right) - \frac{i_{11}}{2} \quad \text{เมื่อ } i_{11} \leq 1.26I_S \quad (5.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

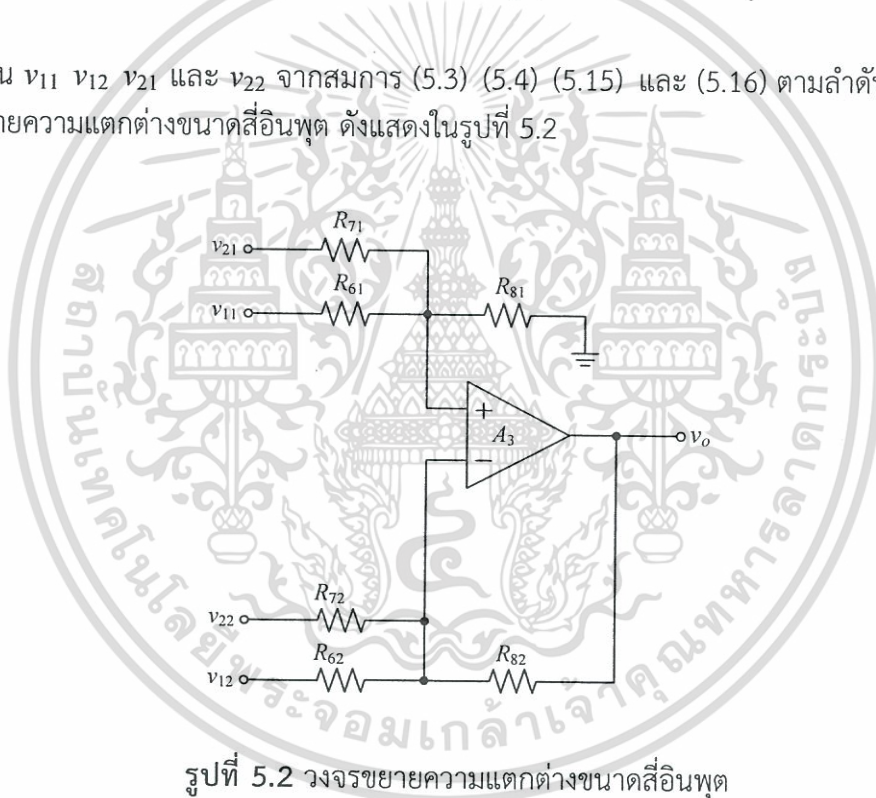
$$I_{P2} = I_B + I_S \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{i_{12}}{2I_S} \right)^2 \right) - \frac{i_{12}}{2} \quad \text{เมื่อ } i_{12} \leq 1.26I_S \quad (5.14)$$

จากวงจรในรูปที่ 5.1 กำหนดให้ $R_{21} = R_{22} = R_2$ และจากกระแส i_{11} และ i_{12} จากสมการที่ (5.5) และ (5.6) สามารถหาค่าแรงดัน v_{21} และ v_{22} ได้ดังนี้

$$v_{21} = v_{CC} - (I_B + I_S)R_2 - \frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x + v_y)^2 + \frac{R_2}{2R_1} (v_x + v_y) \quad (5.15)$$

$$v_{22} = v_{CC} - (I_B + I_S)R_2 - \frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x - v_y)^2 + \frac{R_2}{2R_1} (v_x - v_y) \quad (5.16)$$

ค่าแรงดัน v_{11} v_{12} v_{21} และ v_{22} จากสมการ (5.3) (5.4) (5.15) และ (5.16) ตามลำดับ ถูกส่งไปยัง วงจรขยายความแตกต่างขนาดสี่อินพุต ดังแสดงในรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 วงจรขยายความแตกต่างขนาดสี่อินพุต

จากรูปที่ 5.2 ออปแอมป์ A_3 และความต้านทาน R_{6i} ถึง R_{8i} โดยที่ $i = 1$ และ 2 ประกอบเป็น วงจรขยายความแตกต่างขนาดสี่อินพุต กำหนดให้ $R_{7i} \gg R_{2i}$ $R_{6i} \gg R_{1i}$ $R_{71} = R_{72} = R_7$ $R_{61} = R_{62} = R_6$ และ $R_{81} = R_{82} = R_8$ ดังนั้นแรงดันเอาต์พุต v_o มีสมการเป็น

$$v_o = \frac{R_8}{R_7} (v_{21} - v_{22}) + \frac{R_8}{R_6} (v_{11} - v_{12}) \quad (5.17)$$

แทนค่าสมการที่ (5.3) (5.4) (5.15) และ (5.16) ลงในสมการที่ (5.17) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o = \frac{R_8}{R_7} \left[\left(v_{CC} - (I_B + I_S)R_2 - \frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x + v_y)^2 + \frac{R_2}{2R_1} (v_x + v_y) \right) - \left(v_{CC} - (I_B + I_S)R_2 - \frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x - v_y)^2 + \frac{R_2}{2R_1} (v_x - v_y) \right) + \frac{R_8}{R_6} [-(v_x + v_y) - (-(v_x - v_y))] \right] \quad (5.18\kappa)$$

$$v_o = \frac{R_8}{R_7} \left[v_{CC} - (I_B + I_S)R_2 - \frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x + v_y)^2 + \frac{R_2}{2R_1} (v_x + v_y) - v_{CC} + (I_B + I_S)R_2 + \frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x - v_y)^2 - \frac{R_2}{2R_1} (v_x - v_y) \right] + \frac{R_8}{R_6} [-v_x - v_y + v_x - v_y] \quad (5.18\eta)$$

$$v_o = \frac{R_8}{R_7} \left[-\frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x + v_y)^2 + \frac{R_2}{2R_1} (v_x + v_y) + \frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x - v_y)^2 - \frac{R_2}{2R_1} (v_x - v_y) \right] + \frac{R_8}{R_6} [-2v_y] \quad (5.18\theta)$$

$$v_o = -\frac{R_8}{R_7} \left[\frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x + v_y)^2 - \frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x - v_y)^2 + \frac{R_2}{2R_1} (v_x + v_y) - \frac{R_2}{2R_1} (v_x - v_y) \right] - \frac{2R_8}{R_6} v_y \quad (5.18\zeta)$$

$$v_o = -\frac{R_8}{R_7} \left[\frac{R_2(v_x^2 + 2v_x v_y + v_y^2)}{8I_S R_1^2} - \frac{R_2(v_x^2 - 2v_x v_y + v_y^2)}{8I_S R_1^2} + \frac{R_2}{2R_1} (v_x + v_y) - \frac{R_2}{2R_1} (v_x - v_y) \right] - \frac{2R_8}{R_6} v_y \quad (5.18\jmath)$$

$$v_o = -\frac{R_8}{R_7} \left[\frac{R_2(4v_x v_y)}{8I_S R_1^2} + \frac{R_2}{2R_1} v_x + \frac{R_2}{2R_1} v_y - \frac{R_2}{2R_1} v_x + \frac{R_2}{2R_1} v_y \right] - \frac{2R_8}{R_6} v_y \quad (5.18\delta)$$

$$v_o = -\frac{R_2 R_8}{2I_S R_1^2 R_7} v_x v_y + \frac{2R_8 R_2}{2R_1 R_7} v_y - \frac{2R_8}{R_6} v_y \quad (5.18\psi)$$

จัดรูปแบบสมการที่ (5.18ข) ใหม่ได้ดังนี้

$$v_o = -\frac{R_2 R_8}{2I_S R_1^2 R_7} v_x v_y + 2 \left(\frac{R_8 R_2}{2R_1 R_7} - \frac{R_8}{R_6} \right) v_y \quad (5.19)$$

กำหนดให้ $R_8 R_2 / 2R_1 R_7 = R_8 / R_6$ จะได้ว่าพจน์ที่สองของทางด้านขวาของสมการที่ (5.19) ถูกลดทอนหมดได้ ดังนั้นจะได้แรงดันเอาต์พุต v_o ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o = -\frac{R_2 R_8}{2I_S R_1^2 R_7} v_x v_y = -K_{bt} v_x v_y \quad (5.20)$$

โดยที่ K_{bt} คือค่าสเกลแฟกเตอร์การคูณของวงจรแบบใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์จำนวนสามตัว

ข. กรณีออปแอมป์ชนิดซีมอส

จากเทคนิคการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายไฟของออปแอมป์ชนิดซีมอสที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 จากสมการที่ (3.24) สามารถนำมาใช้ในการหาค่ากระแส I_{P1} และ I_{P2} ได้ดังนี้ [11-13]

$$I_{P1} = I_{B1} + I_{S1} \left\{ 1 - 2 \left(\frac{i_{11}}{4I_{S1}} \right) + \left(\frac{i_{11}}{4I_{S1}} \right)^2 \right\} \quad \text{เมื่อ } i_{11} < 4I_S \quad (5.21)$$

$$I_{P2} = I_{B2} + I_{S2} \left\{ 1 - 2 \left(\frac{i_{12}}{4I_{S2}} \right) + \left(\frac{i_{12}}{4I_{S2}} \right)^2 \right\} \quad \text{เมื่อ } i_{12} < 4I_S \quad (5.22)$$

สมมติให้ออปแอมป์ A_1 และ A_2 มีคุณสมบัติที่สมพ้องกันดังนี้ $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ และ $I_{S1} = I_{S2} = I_S$ เมื่อกำหนดให้ I_B และ I_S คือ ค่ากระแสลบและกระแสไบอัสในการทำงานแบบคลาสเอบีของออปแอมป์ตามลำดับ ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (5.21) และ (5.22) ได้ใหม่ดังนี้

$$I_{P1} = I_B + I_S \left\{ 1 - 2 \left(\frac{i_{11}}{4I_S} \right) + \left(\frac{i_{11}}{4I_S} \right)^2 \right\} \quad \text{เมื่อ } i_{11} < 4I_S \quad (5.23)$$

$$I_{P2} = I_B + I_S \left\{ 1 - 2 \left(\frac{i_{12}}{4I_S} \right) + \left(\frac{i_{12}}{4I_S} \right)^2 \right\} \quad \text{เมื่อ } i_{12} < 4I_S \quad (5.24)$$

จัดสมการที่ (5.23) และ (5.24) ใหม่จะได้

$$I_{P1} = I_B + I_S + \frac{i_{11}^2}{16I_S} - \frac{i_{11}}{2} \quad \text{เมื่อ } i_{11} < 4I_S \quad (5.25)$$

$$I_{P2} = I_B + I_S + \frac{i_{12}^2}{16I_S} - \frac{i_{12}}{2} \quad \text{เมื่อ } i_{12} < 4I_S \quad (5.26)$$

จากวงจรในรูปที่ 5.1 กำหนดให้ $R_{21} = R_{22} = R_2$ และจากกระแส i_{11} และ i_{12} จากสมการที่ (5.5) และ (5.6) สามารถหาค่าแรงดัน v_{21} และ v_{22} ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{21} = v_{CC} - (I_B + I_S)R_2 - \frac{R_2}{16I_S R_1^2}(v_x + v_y)^2 + \frac{R_2}{2R_1}(v_x + v_y) \quad (5.27)$$

$$v_{22} = v_{CC} - (I_B + I_S)R_2 - \frac{R_2}{16I_S R_1^2}(v_x - v_y)^2 + \frac{R_2}{2R_1}(v_x - v_y) \quad (5.28)$$

ค่าแรงดัน v_{11} v_{12} v_{21} และ v_{22} จากสมการ (5.3) (5.4) (5.27) และ (5.28) ตามลำดับ ถูกส่งไปยัง วงจรขยายความแตกต่างขนาดสี่อินพุต ดังแสดงในรูปที่ 5.2 จากรูปที่ 5.2 ออปแอมป์ A_3 และความต้านทาน R_{6i} ถึง R_{8i} โดยที่ $i = 1$ และ 2 ประกอบเป็นวงจรขยายความแตกต่างขนาดสี่อินพุต กำหนดให้ $R_{7i} \gg R_{2i}$ $R_{6i} \gg R_{1i}$ $R_{71} = R_{72} = R_7$ $R_{61} = R_{62} = R_6$ และ $R_{81} = R_{82} = R_8$ ดังนั้นแรงดันเอาต์พุต v_o สามารถหาได้ดังนี้

$$v_o = \frac{R_8}{R_7}(v_{21} - v_{22}) + \frac{R_8}{R_6}(v_{11} - v_{12}) \quad (5.29)$$

แทนค่าสมการที่ (5.3) (5.4) (5.27) และ (5.28) ลงในสมการที่ (5.29) จะได้

$$\begin{aligned} v_o = \frac{R_8}{R_7} & \left[\left(v_{CC} - (I_B + I_S)R_2 - \frac{R_2}{16I_S R_1^2}(v_x + v_y)^2 + \frac{R_2}{2R_1}(v_x + v_y) \right) \right. \\ & \left. - \left(v_{CC} - (I_B + I_S)R_2 - \frac{R_2}{16I_S R_1^2}(v_x - v_y)^2 + \frac{R_2}{2R_1}(v_x - v_y) \right) \right] \\ & + \frac{R_8}{R_6} \left[\left(-(v_x + v_y) \right) - \left(-(v_x - v_y) \right) \right] \end{aligned} \quad (5.30ก)$$

$$\begin{aligned} v_o = \frac{R_8}{R_7} & \left[v_{CC} - (I_B + I_S)R_2 - \frac{R_2}{16I_S R_1^2}(v_x + v_y)^2 + \frac{R_2}{2R_1}(v_x + v_y) - v_{CC} + (I_B + I_S)R_2 \right. \\ & \left. + \frac{R_2}{8I_S R_1^2}(v_x - v_y)^2 - \frac{R_2}{2R_1}(v_x - v_y) \right] + \frac{R_8}{R_6} \left[-v_x - v_y + v_x - v_y \right] \end{aligned} \quad (5.30ข)$$

$$v_o = -\frac{R_8}{R_7} \left[\frac{R_2}{16I_S R_1^2}(v_x + v_y)^2 - \frac{R_2}{8I_S R_1^2}(v_x - v_y)^2 + \frac{R_2}{2R_1}(v_x + v_y) - \frac{R_2}{2R_1}(v_x - v_y) \right] - \frac{2R_8}{R_6} v_y \quad (5.30ค)$$

$$v_o = -\frac{R_8}{R_7} \left[\frac{R_2(4v_x v_y)}{16I_S R_1^2} + \frac{R_2}{2R_1} v_x + \frac{R_2}{2R_1} v_y - \frac{R_2}{2R_1} v_x + \frac{R_2}{2R_1} v_y \right] - \frac{2R_8}{R_6} v_y \quad (5.30ง)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o = -\frac{R_2 R_8}{2I_S R_1^2 R_7} v_x v_y + \frac{2R_8 R_2}{2R_1 R_7} v_y - \frac{2R_8}{R_6} v_y \quad (5.30จ)$$

$$v_o = -\frac{R_2 R_8}{2I_S R_1^2 R_7} v_x v_y + 2\left(\frac{R_8 R_2}{2R_1 R_7} - \frac{R_8}{R_6}\right) v_y \quad (5.30ข)$$

กำหนดให้ $R_8 R_2 / 2R_1 R_7 = R_8 / R_6$ จะได้ว่าพจน์ที่สองของทางด้านขวาของสมการที่ (5.30ข) ถูกลดทอนหมดได้ ดังนั้นจะได้แรงดันเอาต์พุต v_o ดังนี้

$$v_o = -\frac{R_2 R_8}{4I_S R_1^2 R_7} v_x v_y = -K_{cl} v_x v_y \quad (5.31)$$

โดยที่ K_{cl} คือค่าสเกลแฟกเตอร์การคูณของวงจรแบบใช้ออปแอมป์ชนิดซีมอสจำนวนสามตัว

จากสมการที่ (5.20) และ (5.31) เป็นแรงดันเอาต์พุต v_o ของวงจรคูณที่ใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์และออปแอมป์ชนิดซีมอสตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่ามีการของแรงดันเอาต์พุตที่เหมือนกันเพียงแต่ค่าอัตราขยายของวงจรคูณ K_{cl} แบบที่ใช้ออปแอมป์ชนิดซีมอสจะมีค่าเท่ากับ $K_{bi}/2$ ของวงจรคูณที่ใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์

5.3 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรที่นำเสนอ

ในการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจรคูณที่นำเสนอได้แบ่งออกเป็น 3 ส่วน คือ ค่าความผิดพลาดของวงจร ผลตอบสนองต่อความถี่และช่วงการทำงานอินพุตของวงจรโดยแต่ละส่วนได้แยกวิเคราะห์เป็นกรณีใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์และซีมอส ซึ่งรายละเอียดได้อธิบายในหัวข้อถัดไป

5.3.1 ความผิดพลาดของวงจร

ค่าความผิดพลาดของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกที่นำเสนอเมื่อเทียบกับทางทฤษฎีนั้นจะขึ้นอยู่กับความสมพียงกันระหว่างออปแอมป์ A_1 และ A_2 และความผิดพลาดของตัวต้านทานที่นำมาใช้ในการสร้างวงจรคูณสัญญาณ โดยค่าความไม่สมพียงกันระหว่างออปแอมป์ A_1 และ A_2 และค่าความผิดพลาดของตัวต้านทานส่งผลให้เกิดค่าความผิดพลาดของอัตราขยายของวงจรคูณสัญญาณและเกิดสัญญาณรบกวนฮาร์โมนิกส์ที่สองของสัญญาณอินพุต v_x และ v_y โดยแรงดันเอาต์พุตที่รวมเทอมของค่าความผิดพลาดสามารถแบ่งได้เป็น 2 กรณีดังนี้ [ภาคผนวก ข]

ก. กรณีใช้ออปแอมป์แบบไบโพลาร์

กรณีที่ใช้ออปแอมป์แบบไบโพลาร์ในการสร้างวงจรรวมวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ออปแอมป์สามตัว แรงดันเอาต์พุตของวงจรคูณกรณีรวมผลของความไม่สมพียงกันของอุปกรณ์ที่ใช้สามารถหาได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o = V_{mulB2} + V_{offsetmulB2} \quad (5.32)$$

$$\text{เมื่อ } V_{mulB2} = -\frac{R_8 R_2}{2R_7 R_1^2 I_S} \left((1 + \varepsilon_1) v_x v_y - \frac{(v_x^2 + v_x^2) \Delta_R}{4} - \frac{(v_x^2 + v_x^2) \Delta_S}{4I_S} \right)$$

$$\varepsilon_1 = \frac{\Delta_S \Delta_R}{4I_S}$$

$$V_{offsetmulB2} = -\frac{R_8 R_2}{R_7} (\Delta_B + \Delta_S)$$

โดย Δ_B และ Δ_S คือ ความไม่สมพงษ์กันของกระแสลบและกระแสไบอัสในการทำงานแบบคลาสเอบีของออปแอมป์ A_1 และ A_2

Δ_R คือ ความไม่สมพงษ์กันของตัวต้านทาน R_{11} และ R_{12} โดย $(R_{11} - R_{12})/R_i$

ε_1 คือ ค่าแฟกเตอร์ความผิดพลาด (error factor)

$V_{offsetmulB2}$ คือ ค่าแรงดันออฟเซต (offset voltage) ใช้ออปแอมป์แบบไบโพลาร์สามตัวในการสร้างวงจรวงจรคูณ

ข. กรณีใช้ออปแอมป์แบบซีมอส

สำหรับกรณีที่ใช้ออปแอมป์แบบซีมอสในการสร้างวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ออปแอมป์สามตัว แรงดันเอาต์พุตของวงจรคูณกรณีสัมผัสผลของความไม่สมพงษ์กันของอุปกรณ์ที่ใช้สามารถหาได้ดังนี้

$$v_o = V_{mulC2} + V_{offsetmulC2} \quad (5.33)$$

$$\text{เมื่อ } V_{mulC2} = -\frac{R_8 R_2}{4R_7 R_1^2 I_S} \left((1 + \varepsilon_1) v_x v_y - \frac{(v_x^2 + v_x^2) \Delta_R}{4} - \frac{(v_x^2 + v_x^2) \Delta_S}{4I_S} \right)$$

$$\varepsilon_1 = \frac{\Delta_S \Delta_R}{4I_S}$$

$$V_{offsetmulC2} = -\frac{R_8 R_2}{R_7} (\Delta_B + \Delta_S)$$

โดย Δ_B และ Δ_S คือ ความไม่สมพงษ์กันของกระแสลบและกระแสไบอัสในการทำงานแบบคลาสเอบีของออปแอมป์ A_1 และ A_2

Δ_R คือ ความไม่สมพงษ์กันของตัวต้านทาน R_{11} และ R_{12} โดย $(R_{11} - R_{12})/R_i$

ε_1 คือ ค่าแฟกเตอร์ความผิดพลาด (error factor)

$V_{offsetmulC2}$ คือ ค่าแรงดันออฟเซต (offset voltage) ใช้ออปแอมป์แบบซีมอสสามตัวในการสร้างวงจรวงจรคูณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.2 ผลตอบสนองทางความถี่

ผลตอบสนองความถี่ของวงจรคุณที่นำเสนอจะถูกจำกัดโดยคุณสมบัติของออปแอมป์ที่ใช้ในวงจร จากวงจรในรูปที่ 5.1 ออปแอมป์ A_1 และ A_3 ถูกต่อในรูปแบบของวงจรขยายสัญญาณเท่ากับหนึ่ง ซึ่งให้ผลตอบสนองทางความถี่เท่ากับค่าเกนแบนด์วิดท์โปรดัคส์ของออปแอมป์ที่ใช้ ดังนั้นผลตอบสนองความถี่ของวงจรจะถูกจำกัดโดยอัตราขยายแรงดันของวงจรขยายแบบกลับเฟสที่สร้างโดยออปแอมป์ A_2 โดยตัวต้านทาน R_{32} และ R_{42} ค่าโดมิแนนโพล P_n ของวงจรคุณที่นำเสนอสามารถประมาณได้ดังสมการที่ (5.34)

$$P_n = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_{32}s}{R_{42}GBW}\right)} \quad (5.34)$$

เมื่อ GBW คือ ค่าเกนแบนด์วิดท์โปรดัคส์ของออปแอมป์ที่ใช้ ถ้าค่า $GBW = 1.8\text{MHz}$ สำหรับออปแอมป์เบอร์ MC33172 และ $R_{32}/R_{42} = 2$ ดังนั้น ค่าโดมิแนนโพล P_n จะมีค่าประมาณ 900kHz.

5.3.3 ช่วงการทำงานด้านอินพุตของวงจร

สำหรับช่วงการทำงานอินพุตของวงจรคุณที่นำเสนอถูกกำหนดหรือจำกัดในเทอมของ $(|v_x| + |v_y|)$ สำหรับช่วงการทำงานของวงจรคุณที่นำเสนอในรูปที่ 4.2 จะแยกเป็น 2 กรณีคือ

ก. กรณีใช้ออปแอมป์แบบไบโพลาร์

ช่วงการทำงานอินพุตของวงจรคุณที่นำเสนอกรณีที่ใช้ออปแอมป์แบบไบโพลาร์จะถูกกำหนดจากสมการที่ (5.13) และ (5.14) ซึ่งกำหนดเงื่อนไขของ i_{11} และ i_{12} ต้องมีค่าน้อยกว่า $1.26I_S$ ดังนั้นช่วงการทำงานอินพุตของวงจรคุณที่นำเสนอ นั่นคือ ค่าแรงดัน v_x และ v_y จะต้องอยู่ในเงื่อนไข $(|v_x| + |v_y|) = 1.26I_S R_1$ หรือสามารถเขียนช่วงปฏิบัติการของแรงดันอินพุต Δv_{inb} สูงสุดได้ดังนี้

$$\Delta v_{inb} = |v_x| + |v_y| = 1.26I_S R_1 \quad (5.35)$$

ข. กรณีใช้ออปแอมป์แบบซีมอส

สำหรับช่วงการทำงานอินพุตของวงจรคุณที่นำเสนอกรณีที่ใช้ออปแอมป์แบบซีมอสจะถูกกำหนดจากสมการที่ (5.25) และ (5.26) ซึ่งกำหนดเงื่อนไขของ i_{11} และ i_{12} ต้องมีค่าน้อยกว่า $4I_S$ ดังนั้นช่วงการทำงานอินพุตของวงจรคุณที่นำเสนอ นั่นคือ ค่าแรงดัน v_x และ v_y จะต้องอยู่ในเงื่อนไข $(|v_x| + |v_y|) = 4I_S R_1$ ดังนั้นช่วงปฏิบัติการของแรงดันอินพุต Δv_{inc} สูงสุดสามารถหาได้ดังนี้

$$\Delta v_{inc} = |v_x| + |v_y| = 4I_S R_1 \quad (5.36)$$

จากสมการที่กล่าวมาจะเห็นว่าช่วงการทำงานอินพุตของวงจรคุณที่นำเสนอสามารถเพิ่มขึ้นได้โดยเพิ่มค่าความต้านทาน R_1 แต่การเพิ่มค่าความต้านทาน R_1 จะส่งผลให้ค่า scale factor ของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ในด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรวมที่นำเสนอมีค่าลดลงตามสมการที่ (5.20) และ (5.31) และจากสมการที่ (5.20) และ (5.31) เห็นได้ว่าช่วงการทำงานอินพุตของวงจรรวมที่ใช้ออปแอมป์ชนิดซีมอสจะมีช่วงการทำงานอินพุตที่สูงกว่าการใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์ เมื่อพิจารณาที่ค่าของกระแส I_S และความต้านทาน R_1 ที่เท่ากัน

5.4 การทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรรวม

สำหรับการทดสอบสมรรถนะของวงจรรวมที่นำเสนอโดยการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรรวมจริง ซึ่งการทดสอบทั้งหมดใช้ออปแอมป์ทั้งชนิดไบโพลาร์และซีมอสเพื่อแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของวงจรรวมสัญญาณแอนะล็อกที่ออกแบบขึ้นมา โดยรายละเอียดในการทดสอบต่างๆ สามารถแสดงได้ดังนี้

5.4.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรรวมโดยโปรแกรม PSPICE

จากวงจรรวมที่นำเสนอในรูปแบบที่ 5.1 ทำการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรรวมด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้ออปแอมป์ UA741 ซึ่งเป็นออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์ โดยอ้างอิงโครงสร้างวงจรรวมภายใน (the simplified schematic diagram) ของ UA741 ที่นำเสนอไว้ในเอกสารอ้างอิง [38] โดยในการจำลองการทำงานของวงจรรวมกำหนดค่ากระแส I_B และ I_S ให้เท่ากับ $870\mu\text{A}$ และ $208\mu\text{A}$ ตามลำดับ สำหรับทรานซิสเตอร์ที่นำมาใช้ในการสร้างออปแอมป์ UA741 จะใช้ทรานซิสเตอร์อาร์เรย์ (transistor array) [39] ของบริษัท AT&T เบอร์ ALA400 สำหรับรายละเอียดของการจัดค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 การจัดค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการจำลองการทำงานของวงจรรวม

พารามิเตอร์	ขนาด
Opamp A_1, A_2, A_3	UA741
R_{11}, R_{12}	$5\text{k}\Omega$
R_{21}, R_{22}	$2\text{k}\Omega$
$R_{31}, R_{32}, R_{41}, R_{51}, R_{52}, R_{71}, R_{72}, R_{81}, R_{82}$	$100\text{k}\Omega$
R_{42}	$50\text{k}\Omega$
R_{61}, R_{62}	$500\text{k}\Omega$
I_B	$870\mu\text{A}$
I_S	$208\mu\text{A}$
Supply	$\pm 8\text{V}$

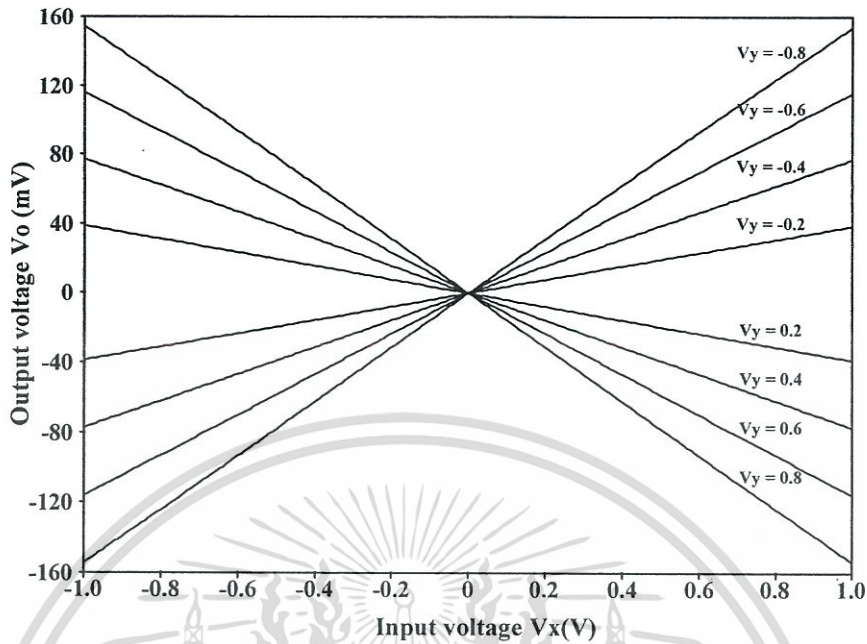
จากพารามิเตอร์ต่างๆ ที่กำหนดให้ เราสามารถคำนวณค่าต่างๆ ได้ดังตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 ผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการจำลองวงจรรวมด้วย PSPICE

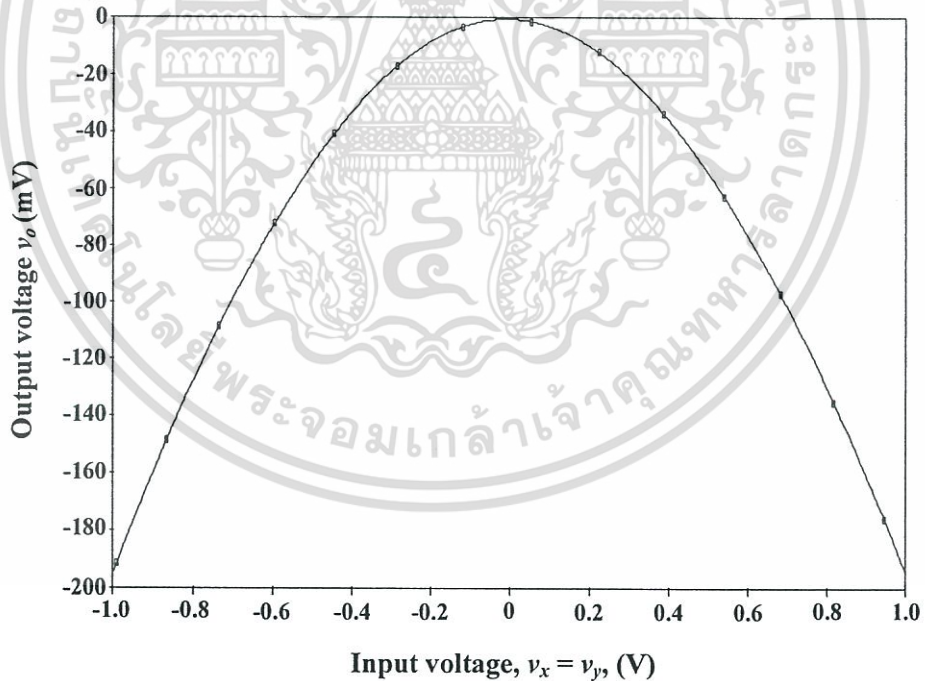
พารามิเตอร์	ขนาด
Dominant pole : P_n	500KHz
ช่วงปฏิบัติการของแรงดันอินพุต Δv_{inb}	1.31V
ค่าสเกลแฟกเตอร์การคูณ K_{bf}	0.192

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และสงวนสิทธิ์ในเนื้อหาและข้อมูลทั้งหมด ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.3



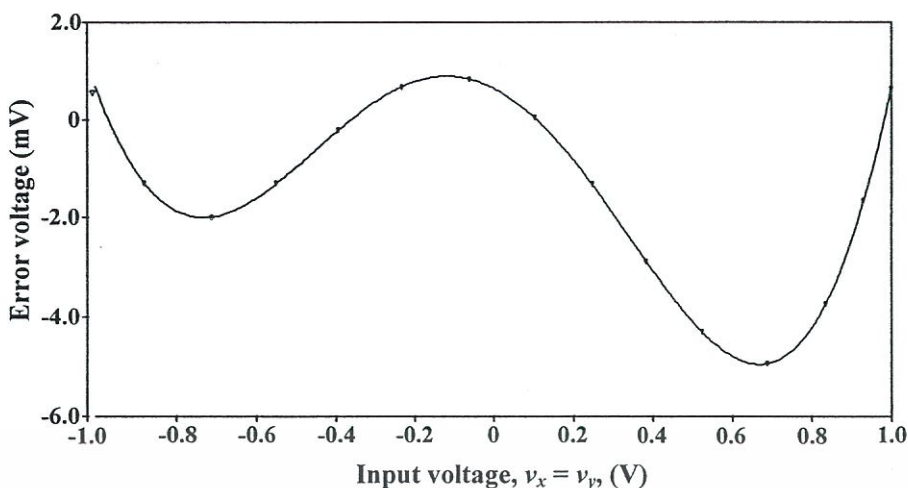
(ก) คุณสมบัติการถ่ายโอนสัญญาณไฟตรง



(ข) คุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจรคุณกรณีทำเป็นวงจรกำลังสอง

รูปที่ 5.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้อปแอมป์ UA741

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) ค่าความผิดพลาดของวงจรคุณกรณ์ทำเป็นวงจรกำลังสอง

รูปที่ 5.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้ออปแอมป์ UA741 (ต่อ)

รูปที่ 5.3(ก) แสดงคุณสมบัติการถ่ายโอนสัญญาณไฟตรงของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกที่นำเสนอเมื่อกำหนดให้ v_y มีค่าเท่ากับ $-0.8V$ ถึง $0.8V$ โดยทำการปรับเพิ่มขึ้นขั้นละ $0.2V$ และ v_x ปรับค่าตั้งแต่ $-1V$ ถึง $1V$ สำหรับประสิทธิภาพของวงจรคุณที่นำเสนอกรณีที่ทำกรต่อวงจรเป็นวงจรกำลังสองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.3(ข) และ 5.3(ค) โดยรูปที่ 5.3(ข) แสดงคุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจรคุณกรณ์ทำเป็นวงจรกำลังสอง โดยการต่อวงจรให้อยู่ในรูปแบบวงจรกำลังสองนั้นคือ อินพุต $v_x = v_y$ และค่าความผิดพลาดของวงจรคุณสัญญาณที่นำเสนอกรณีที่ทำกรต่อวงจรให้อยู่ในรูปแบบวงจรกำลังสองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.3(ค) โดยค่าความผิดพลาดสูงสุดของวงจรคุณที่นำเสนอกรณีที่ทำเป็นวงจรกำลังสองมีค่าประมาณ $5.2mV$ หรือ 0.79% ของแรงดันอินพุตที่อยู่ในช่วงการทำงานของวงจรคือ $|v_x| = |v_y|$ มีค่าประมาณ $0.655V$

5.4.2 ผลการทดลองโดยการต่อวงจรจริง

เพื่อเป็นการยืนยันประสิทธิภาพของวงจรคุณที่นำเสนอ จึงเลือกใช้ออปแอมป์ที่มีใช้ทั่วไปตามท้องตลาดมาสร้าง โดยในการทดลองได้เลือกใช้ออปแอมป์เบอร์ UA741 มาใช้ในการทดลองตามวงจรในรูปที่ 5.1 โดยผลจากการวัดค่าพารามิเตอร์ I_B I_S Δ_B และ Δ_S ตามวิธีการ [13] โดยเฉลี่ยได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ $I_B = 538\mu A$, $I_S = 145.5\mu A$, $\Delta_B = 2\mu A$ และ $\Delta_S = 1.3\mu A$ สำหรับตัวต้านทานที่นำมาใช้ในวงจรคุณที่นำเสนอเลือกให้มีความสมพงษ์กันมากกว่า 0.1% โดยค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการต่อวงจรจริงและผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริงสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 5.3 และ 5.4 ตามลำดับ

ตารางที่ 5.3 การจัดค่าอุปกรณ์ต่างๆสำหรับการทดลองการทำงานของวงจร

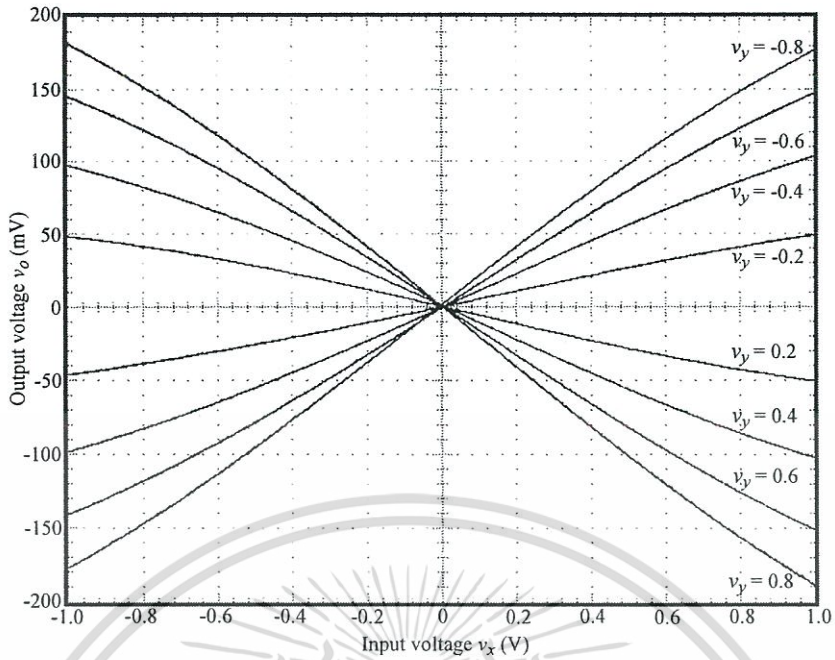
พารามิเตอร์	ขนาด
Opamp A_1, A_2, A_3	UA741
R_{11}, R_{12}	5k Ω
R_{21}, R_{22}	2k Ω
$R_{31}, R_{32}, R_{41}, R_{51}, R_{52}, R_{71}, R_{72}, R_{81}, R_{82}$	100k Ω
R_{42}	50k Ω
R_{61}, R_{62}	500k Ω
I_{B1}	537 μ A
I_{B2}	539 μ A
I_{S1}	144.8 μ A
I_{S2}	146.1 μ A
Supply	± 8 V

ตารางที่ 5.4 ผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริง

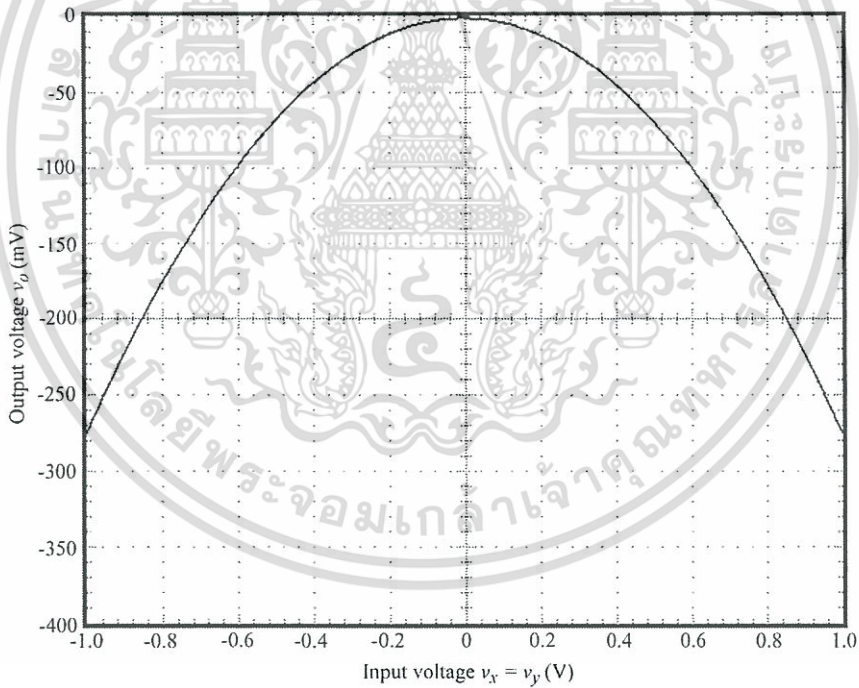
พารามิเตอร์	ขนาด
ΔB	2 μ A
ΔS	1.3 μ A
ϵ_1	0.00447
v_{offset}	6.6mV
Dominant pole : P_n	500KHz
ช่วงปฏิบัติการของแรงดันอินพุต Δv_{inb}	0.91V
ค่าสเกลแฟกเตอร์การคูณ K_{bf}	0.275

โดยการวัดค่าผลตอบสนองทางดีซีของวงจรสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



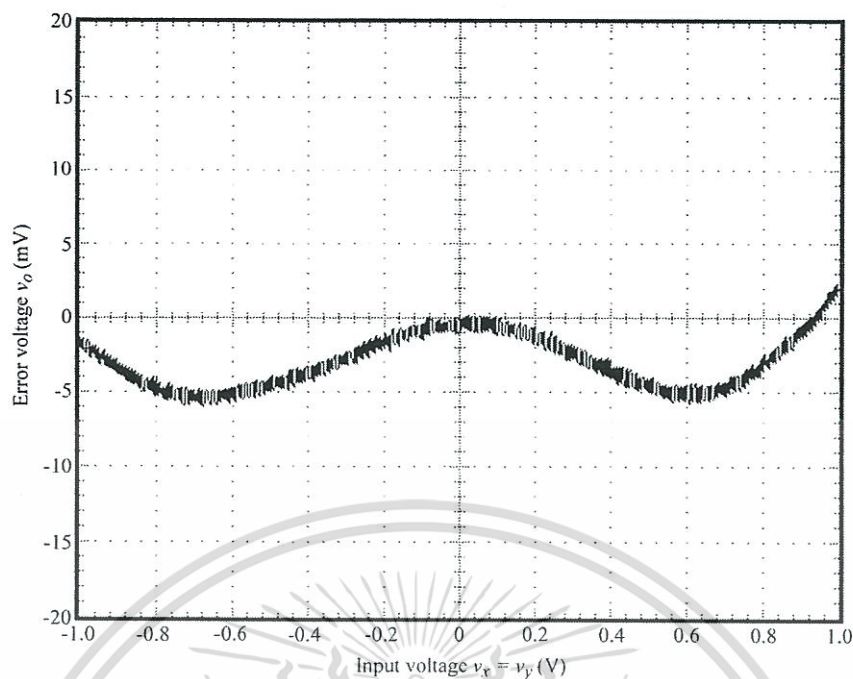
(ก) คุณสมบัติการถ่ายโอนสัญญาณไฟตรง



(ข) คุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจรคุณกรณ์ทำเป็นวงจรกำลังสอง

รูปที่ 5.4 ผลการทดลองการทำงานของวงจรคุณที่นำเสนอโดยใช้อุปกรณ์ชนิดไบโพลาร์เบอร์ UA741

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) ค่าความผิดพลาดของวงจรคูณกรณีทำเป็นวงจรกำลังสอง

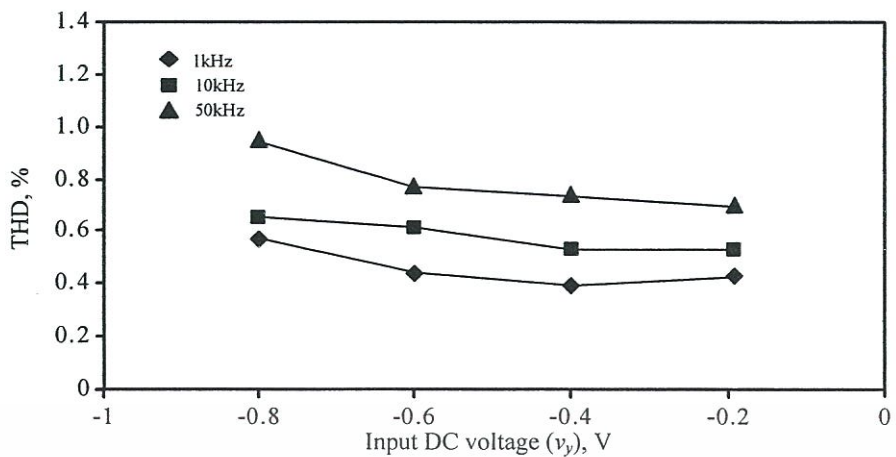
รูปที่ 5.4 ผลการทดลองการทำงานของวงจรคูณที่นำเสนอโดยใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์เบอร์ UA741 (ต่อ)

จากรูปที่ 5.4(ก) แสดงผลการวัดคุณสมบัติการถ่ายโอนสัญญาณไฟตรงของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกที่นำเสนอเมื่อกำหนดให้ v_y มีค่าเท่ากับ -0.8 V ถึง 0.8 V โดยทำการปรับเพิ่มขึ้นขั้นละ 0.2 V และ v_x ปรับค่าตั้งแต่ -1 V ถึง 1 V สำหรับประสิทธิภาพของวงจรคูณที่นำเสนอกรณีทำการต่อวงจรเป็นวงจรกำลังสองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.4(ข) และ 5.4(ค) โดยรูปที่ 5.4(ข) แสดงคุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจรคูณกรณีทำเป็นวงจรกำลังสองของวงจรคูณสัญญาณที่นำเสนอ โดยต่อวงจรให้อยู่ในรูปแบบวงจรกำลังสองนั่นคือ อินพุต $v_x = v_y$ และค่าความผิดพลาดของวงจรคูณสัญญาณที่นำเสนอกรณีต่อวงจรให้อยู่ในรูปแบบวงจรกำลังสองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.3(ค) โดยค่าความผิดพลาดสูงสุดของวงจรคูณที่นำเสนอกรณีทำเป็นวงจรกำลังสองมีค่าประมาณ 4.5 mV หรือ 0.99% ของแรงดันอินพุตที่อยู่ในช่วงการทำงานของวงจรคือ $|v_x| = |v_y|$ มีค่าประมาณ 0.455 V สำหรับการทดสอบหาค่าผลรวมความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของวงจรคูณที่นำเสนอสามารถแยกเป็น 2 กรณี คือ

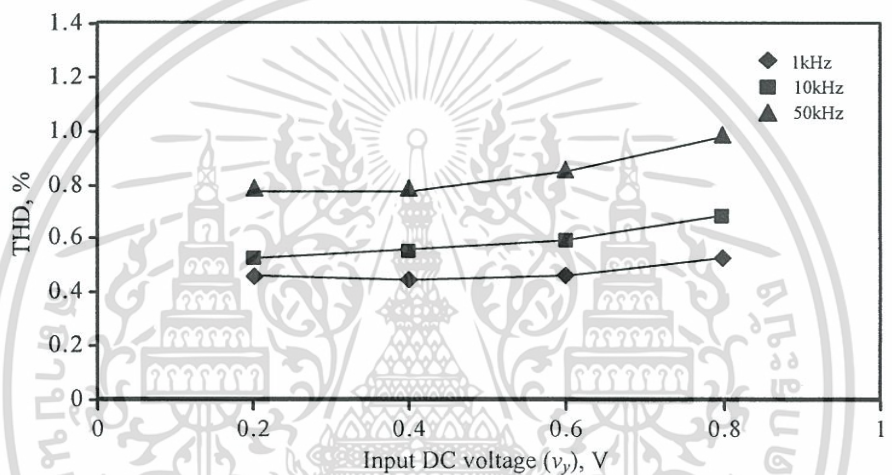
กรณีที่ 1 จะทำการป้อนสัญญาณแรงดันอินพุตที่อินพุต v_y และทำการปรับค่าระดับแรงดันอินพุต v_x เป็นช่วง $(-0.8$ V ถึง -0.2 V) และ $(0.2$ V ถึง 0.8 V)

กรณีที่ 2 จะทำการป้อนสัญญาณแรงดันอินพุตที่อินพุต v_x และทำการปรับค่าระดับแรงดันอินพุต v_y เป็นช่วง $(-0.8$ V ถึง -0.2 V) และ $(0.2$ V ถึง 0.8 V)

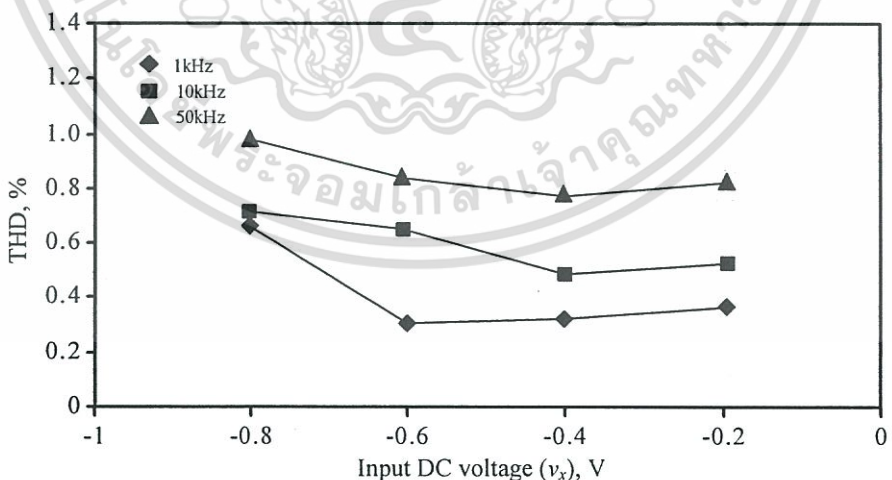
โดยการพล็อตค่า THD จะทำการพล็อตค่าที่อินพุตสัญญาณไซน์ความถี่ที่ 1 kHz 10 kHz และ 50 kHz ตามลำดับ โดยค่าแอมพลิจูดของแรงดันอินพุตเท่ากับ 0.2 V_{pp} ดังแสดงในรูปที่ 5.5(ก) ถึง 5.5(ง)



(ก) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x < 0$



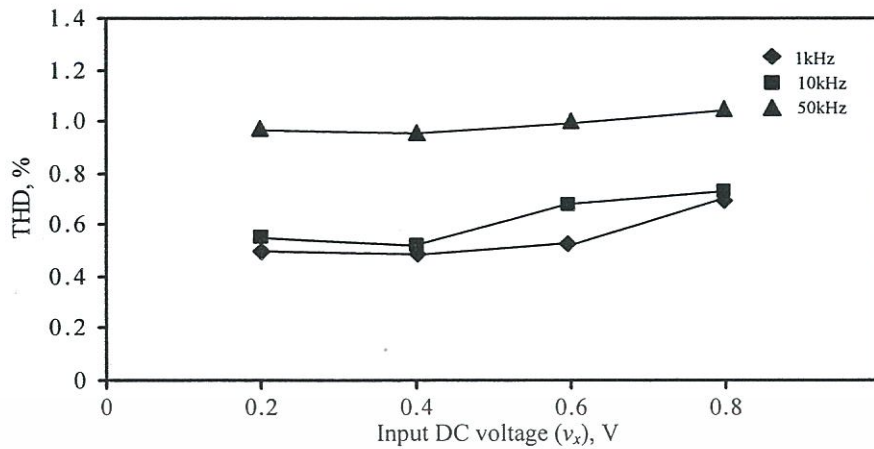
(ข) กรณีที่ 1 เมื่อ $v_x > 0$



(ค) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_y < 0$

รูปที่ 5.5 ค่า THD จากการทดลองวงจรที่นำเสนอโดยใช้อุปกรณ์แบบโพลาร์เบอร์ UA741

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



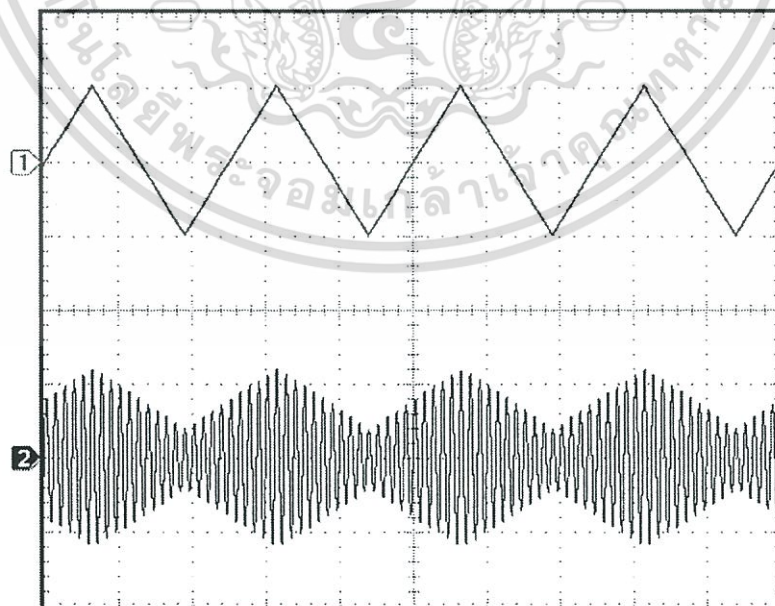
(ง) กรณีที่ 2 เมื่อ $v_y > 0$

รูปที่ 5.5 ค่า THD จากการทดลองวงจรที่นำเสนอโดยใช้ออปแอมป์แบบไบโพลาร์เบอร์ UA741 (ต่อ)

จากผลการทดลองในรูปที่ 5.5(ก) ถึง 5.5(ง) ค่า THD สูงสุดในกรณีที่ 1 และ กรณีที่ 2 มีค่าประมาณ 0.96% และ 1.02% ตามลำดับ

5.4.3 การทดสอบวงจรคูล์ที่นำเสนอในวงจรมอดูเลต

สำหรับการทดลองนี้จะนำวงจรคูล์ที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรมอดูเลตทางแอมพลิจูด (amplitude modulator) โดยในการทดลองใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์มาทำการสร้างวงจรคูล์ที่นำเสนอ แล้วทำการป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 20kHz แอมพลิจูด $0.4V_p$ เข้าที่อินพุต v_x และสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมความถี่ 1kHz แอมพลิจูด $0.2V_p$ เข้าที่อินพุต v_y โดยลักษณะของสัญญาณที่ได้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 5.6 ผลของแอมพลิจูดมอดูเลต

(Upper Trace : 100 mV/div ; lower Trace : 5 mV/div, 400 us/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.6 แสดงผลของแอมพลิจูดมอดูเลชัน (amplitude modulation) ระหว่าง สัญญาณคลื่นไซน์ความถี่ 20kHz ที่แรงดัน 0.4Vpeak กับ สัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม (triangular wave) ความถี่ 1kHz ที่แรงดัน 0.2Vpeak ที่ป้อนให้กับอินพุต v_x และ v_y ตามลำดับ ซึ่งเป็นการแสดงให้เห็นได้ชัดว่าวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกที่นำเสนอสามารถแสดงคุณสมบัติในการคูณสัญญาณได้เป็นอย่างดี

5.5 บทสรุป

สำหรับในบทนี้กล่าวถึงการออกแบบและสร้างวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้ช้อปแอมป์สามตัวร่วมกับตัวต้านทาน จากผลการทดสอบวงจรที่ออกแบบและพัฒนาขึ้นมาด้วยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถทำงานได้จริงและมีผลการทดลองสอดคล้องกับหลักการทางทฤษฎีที่นำเสนอ แต่อย่างไรก็ตามจากผลการทดลองทั้งหมดแสดงให้เห็นว่าผลการคูณสัญญาณของวงจรคูณโดยใช้ช้อปแอมป์สามตัวมีค่าความผิดพลาดสูงกว่าแบบใช้ช้อปแอมป์ห้าตัว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

การประยุกต์ใช้วงจรคูณที่นำเสนอ

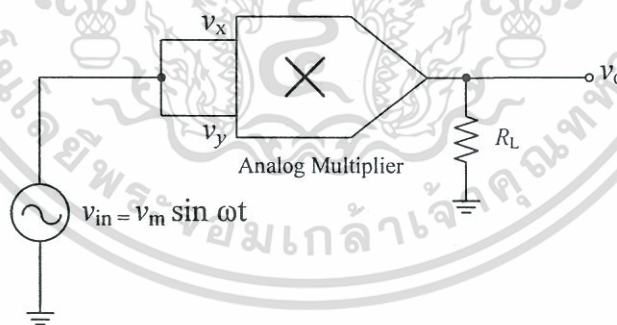
6.1 บทนำ

ในบทนี้แนะนำเสนอการประยุกต์ใช้งานวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ทั้งสองแบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ในวงจรต่างๆ ได้แก่ วงจรทวีความถี่สองเท่า (frequency doubler circuit) วงจรหารสัญญาณ (divider circuit) วงจรถอดรากที่สอง (square rooting circuit) และวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้า (power monitoring circuit) โดยในส่วนของวงจรทวีความถี่สองเท่า วงจรหารสัญญาณ และวงจรถอดรากที่สองเลือกใช้วงจรคูณสัญญาณแบบใช้ออปแอมป์ห้าตัวมาทำการสร้างและทำการทดลองด้วยการต่อวงจรจริง สำหรับในส่วนของวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าเลือกใช้วงจรคูณสัญญาณแบบใช้ออปแอมป์สามตัวมาทำการสร้าง โดยทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และทำการทดลองด้วยการต่อวงจรจริง

6.2 การประยุกต์ใช้งานวงจรคูณที่นำเสนอในวงจรทวีความถี่สองเท่า

6.2.1 หลักการพื้นฐาน

วงจรทวีความถี่สองเท่าเป็นวงจรที่ทำหน้าที่สร้างสัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่เป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุต [33] [40-42] สำหรับการประยุกต์ใช้วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกมาทำการสร้างวงจรทวีความถี่สองเท่าสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 การต่อวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกเพื่อทำหน้าที่เป็นวงจรทวีความถี่สองเท่า

จากรูปที่ 6.1 แรงดันอินพุต v_m ถูกป้อนให้กับขาอินพุต v_x และ v_y ของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกดังแสดงในสมการที่ 6.1

$$v_x = v_y = v_m = v_m \sin \omega t \quad (6.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (6.1) สามารถหาค่าแรงดันเอาต์พุต v_o ได้ดังนี้

$$v_o = K_{fd} (v_m)^2 = K_{fd} (v_m \sin \omega t)^2 \tag{6.2}$$

จากความสัมพันธ์ของสมการตรีโกณมิติ $\sin^2 A = \frac{1 - \cos 2A}{2}$ ดังนั้นสมการที่ (6.2) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$v_o = K_{fd} v_m^2 \left(\frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \right) \tag{6.3}$$

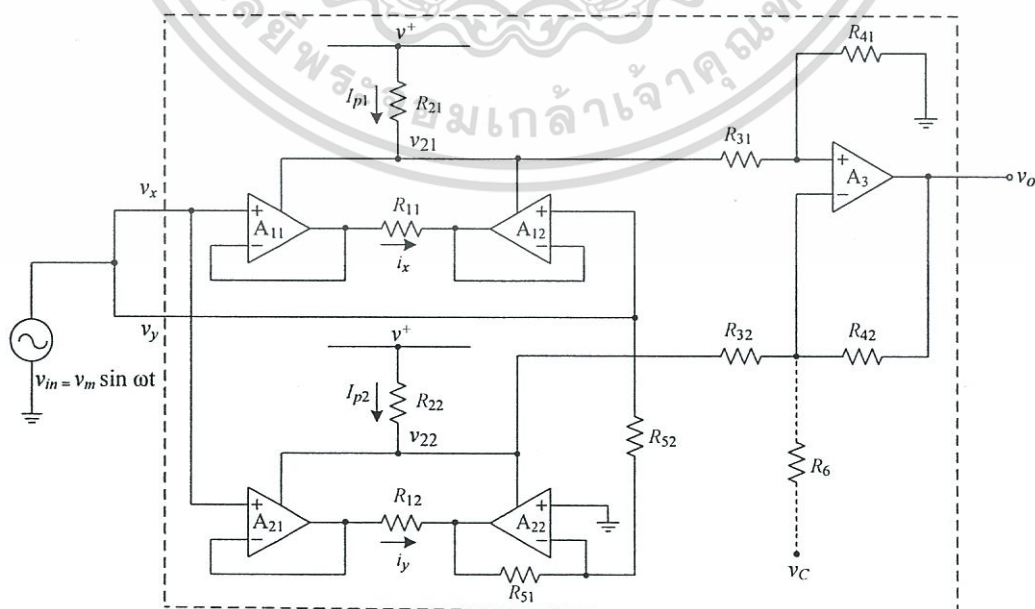
$$v_o = \frac{K_{fd} v_m^2}{2} - \frac{K_{fd} v_m^2 \cos 2\omega t}{2} \tag{6.4}$$

เมื่อ K_{fd} คือ ค่าสเกลแฟกเตอร์การคูณของวงจรคูณที่ใช้ในการสร้างวงจรทวีความถี่สองเท่า

จากสมการที่ (6.4) แรงดันเอาต์พุต v_o ของวงจรทวีความถี่สองเท่าจะประกอบไปด้วยองค์ประกอบของสัญญาณไฟตรงและสัญญาณรูปคลื่นโคไซน์ที่มีค่าความถี่เป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุตรูปคลื่นไซน์

6.2.2 วงจรที่นำเสนอ

จากพื้นฐานของการสร้างวงจรทวีความถี่สองเท่าด้วยวงจรคูณสัญญาณดังที่กล่าวมาข้างต้น นำวงจรคูณแบบใช้ออปแอมป์จำนวนห้าตัวที่นำเสนอในบทที่ 5 มาประยุกต์ใช้ ซึ่งลักษณะของวงจรทวีความถี่สองเท่าที่นำเสนอสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.2



รูปที่ 6.2 วงจรทวีความถี่สองเท่าที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรทวิความถี่สองเท่าที่นำเสนอในรูปที่ 6.2 การวิเคราะห์หาค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรสามารถแยกออกได้เป็น 2 กรณี คือ

ก. กรณีออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์

กรณีที่ใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์สร้างวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกในวงจรทวิความถี่สองเท่าที่นำเสนอ แรงดันเอาต์พุตของวงจรสามารถหาได้จากสมการที่ (6.4) โดยทำการแทนค่า K_{fd} ด้วยค่า K_{bf} จากสมการที่ (4.20) ดังนั้นค่าแรงดันเอาต์พุต v_o สามารถหาได้ดังนี้

$$v_o = \frac{K_{bf} v_m^2}{2} - \frac{K_{bf} v_m^2 \cos 2\omega t}{2} \quad (6.5)$$

$$\text{เมื่อ } K_{bf} = \frac{R_4 R_2}{I_S R_3 R_1^2}$$

ข. กรณีออปแอมป์ชนิดซีมอส

กรณีที่ใช้ออปแอมป์ชนิดซีมอสสร้างวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกในวงจรทวิความถี่สองเท่าที่นำเสนอ แรงดันเอาต์พุตของวงจรสามารถหาได้จากสมการที่ (6.4) โดยทำการแทนค่า K_{fd} ด้วยค่า K_{cf} จากสมการที่ (4.27) ดังนั้นค่าแรงดันเอาต์พุต v_o สามารถหาได้ดังนี้

$$v_o = \frac{K_{cf} v_m^2}{2} - \frac{K_{cf} v_m^2 \cos 2\omega t}{2} \quad (6.6)$$

$$\text{เมื่อ } K_{cf} = \frac{R_4 R_2}{2 I_S R_3 R_1^2}$$

6.2.3 ผลการทดลองด้วยการต่อวงจรจริง

จากวงจรทวิความถี่สองเท่าที่นำเสนอ เราทำการทดสอบหาประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริงด้วยออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์ โดยค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการต่อวงจรจริงและผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริงสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 6.1 และ 6.2 ตามลำดับซึ่งในการทดลองเราสามารถแยกออกได้เป็น 2 กรณี คือ

กรณีที่ 1 ใช้สัญญาณไซน์ความถี่ 1 kHz แอมพลิจูด 1 V_p ป้อนเข้าที่อินพุตของวงจร

กรณีที่ 2 ใช้สัญญาณไซน์ความถี่ 2 kHz แอมพลิจูด 1 V_p ป้อนเข้าที่อินพุตของวงจร

โดยลักษณะของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรทวิความถี่สองเท่าที่นำเสนอทั้ง 2 กรณีสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.3 และ 6.4 ตามลำดับ

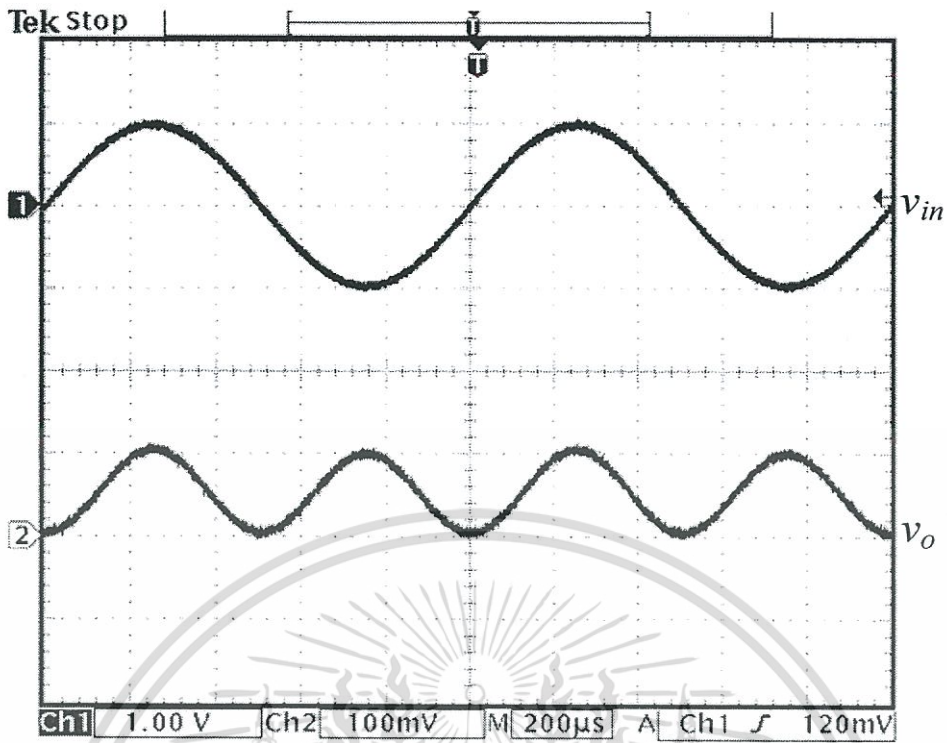
ตารางที่ 6.1 ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ทดลองวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

พารามิเตอร์	ขนาด
Opamp $A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22}, A_3$	UA1458
R_{11}, R_{12}	10k Ω
R_{21}, R_{22}	1k Ω
$R_{31}, R_{32}, R_{51}, R_{52}$	250k Ω
R_{41}, R_{42}	500k Ω
Δ_R	0.2%
I_{B1}	876 μ A
I_{B2}	865 μ A
I_{S1}	212 μ A
I_{S2}	204.5 μ A
Supply	± 8 V

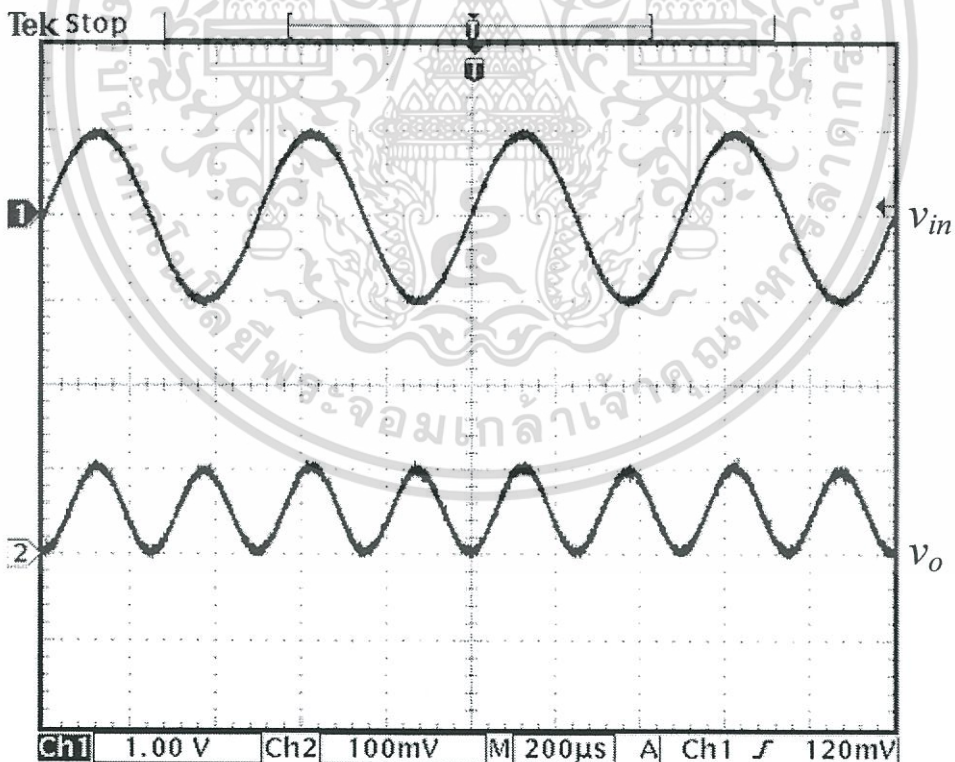
ตารางที่ 6.2 ผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริง

พารามิเตอร์	ขนาด
Δ_B	11 μ A
Δ_S	7.5 μ A
ϵ_1	0.019
$V_{offset\ mid\ B1}$	82.6mV
Dominant pole : P_n	500KHz
ช่วงปฏิบัติการของแรงดันอินพุท Δv_{inb}	2.62V
ค่าสเกลแฟกเตอร์การคูณ K_{bf}	0.096

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.3 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรพีความถี่สองเท่าในกรณีที่ 1



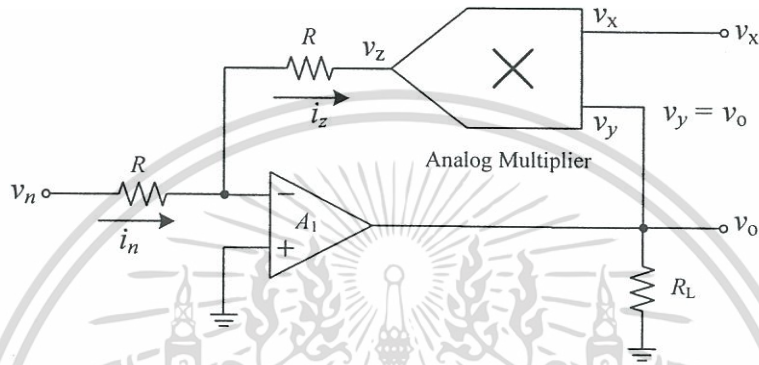
รูปที่ 6.4 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรพีความถี่สองเท่าในกรณีที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3 การประยุกต์ใช้งานวงจรคูณที่นำเสนอในวงจรหารสัญญาณ

6.3.1 หลักการพื้นฐาน

วงจรหารสัญญาณเป็นวงจรที่ให้ค่าแรงดันเอาต์พุตที่เป็นอัตราส่วนกันระหว่างสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวเศษ (numerator) และแรงดันที่ทำหน้าที่เป็นตัวหารหรือตัวส่วน (denominator) [33] [40-42] สำหรับลักษณะของการต่อวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกเพื่อสร้างเป็นวงจรหารสัญญาณสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.5



รูปที่ 6.5 การต่อวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกเพื่อสร้างเป็นวงจรหารสัญญาณ

จากรูปที่ 6.5 วงจรหารสัญญาณใช้วงจรคูณสัญญาณเป็นส่วนป้อนกลับ โดยที่แรงดันตัวหารหรือตัวส่วนป้อนเข้าที่ขาอินพุต v_x ของวงจรคูณสัญญาณและแรงดันที่เป็นตัวเศษป้อนเข้าที่ขาอินพุต v_n โดยจากวงจรในรูปที่ 6.5 สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$i_n = i_z = \frac{v_n}{R} = -\frac{v_z}{R} \quad (6.7)$$

$$v_z = K_d v_x v_y = K_d v_x v_o \quad (6.8)$$

$$\frac{v_n}{R} = -\frac{K_d v_x v_o}{R} \quad (6.9)$$

จากสมการที่ (6.9) สามารถหาค่าแรงดันเอาต์พุต ของวงจรได้ดังนี้

$$v_o = -\frac{v_n}{K_d v_x} \quad (6.10)$$

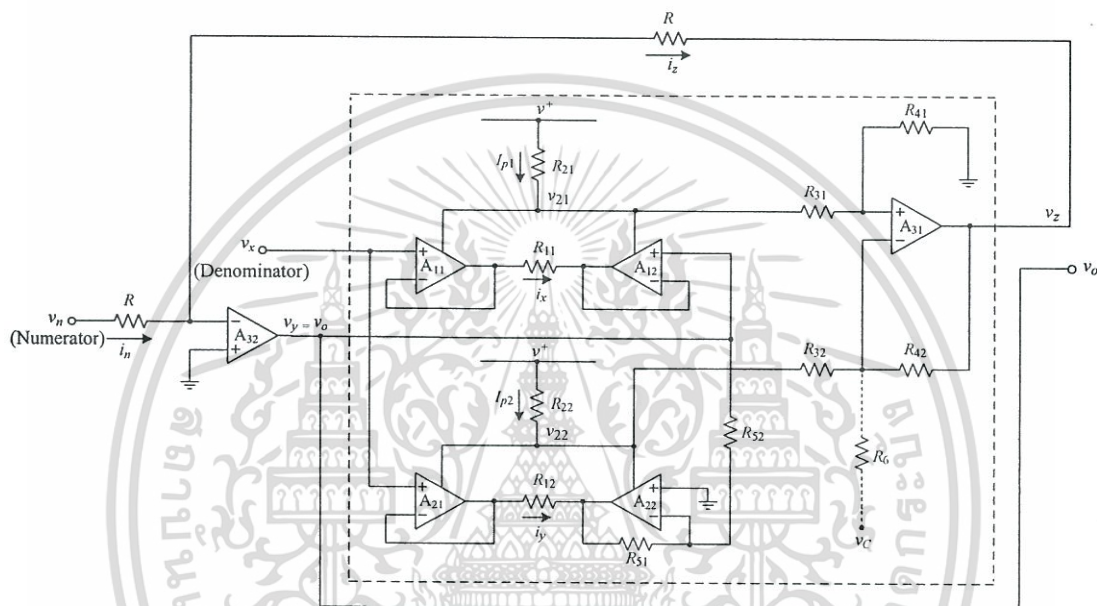
เมื่อ K_d คือ ค่าสเกลแฟกเตอร์การคูณของวงจรคูณที่ใช้ในการสร้างวงจรหารสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (6.10) แสดงให้เห็นว่าแรงดันเอาต์พุต v_o ของวงจรรหัสสัญญาณที่ได้เป็นผลหารกันระหว่างแรงดันอินพุต v_n และ v_x

6.3.2 วงจรที่นำเสนอ

จากพื้นฐานของการสร้างวงจรรหัสสัญญาณจากวงจรคุณสมบัติดังกล่าวมาข้างต้น เรานำวงจรแบบใช้ออปแอมป์จำนวนห้าตัวที่นำเสนอในบทที่ 5 มาประยุกต์ใช้ ซึ่งลักษณะของวงจรรหัสสัญญาณที่นำเสนอสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.6



รูปที่ 6.6 วงจรรหัสสัญญาณที่นำเสนอ

จากวงจรรหัสสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 6.6 สามารถวิเคราะห์หาค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรโดยแยกออกได้เป็น 2 กรณี คือ

ก. กรณีออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์

กรณีที่ใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์สร้างวงจรรหัสสัญญาณแวนสล็อกในวงจรรหัสสัญญาณที่นำเสนอ แรงดันเอาต์พุตของวงจรสามารถหาได้จากสมการที่ (6.10) โดยทำการแทนค่า K_d ด้วยค่า K_{bf} จากสมการที่ (4.20) ดังนั้นค่าแรงดันเอาต์พุต v_o สามารถหาได้ดังนี้

$$v_o = -\frac{v_n}{K_{bf} v_x} \quad (6.11)$$

$$\text{เมื่อ } K_{bf} = \frac{R_4 R_2}{I_S R_3 R_1^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข. กรณีออปแอมป์ชนิดซีมอส

กรณีที่ใช้ออปแอมป์ชนิดซีมอสสร้างวงจรคุณสมบัติสัญญาณแอนะล็อกในวงจรหารสัญญาณที่นำเสนอ แรงดันเอาต์พุตของวงจรสามารถหาได้จากสมการที่ (6.10) โดยทำการแทนค่า K_d ด้วยค่า K_{cf} จากสมการที่ (4.27) ดังนั้นค่าแรงดันเอาต์พุต v_o สามารถหาได้ดังนี้

$$v_o = -\frac{v_n}{K_{cf}v_x} \quad (6.12)$$

$$\text{เมื่อ } K_{cf} = \frac{R_4R_2}{2I_S R_3 R_1^2}$$

6.3.3 ผลการทดลองด้วยการต่อวงจรจริง

จากวงจรหารสัญญาณที่นำเสนอ เราทำการทดสอบหาประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริงด้วยออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์ โดยค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการต่อวงจรจริงและผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริงสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 6.3 และ 6.4 ตามลำดับ ซึ่งในการทดลองเราสามารถแยกออกได้เป็น 2 กรณี คือ

กรณีที่ 1 ใช้สัญญาณไซน์ความถี่ 1kHz แอมพลิจูด 50mV_p ป้อนเข้าที่อินพุต v_n และแรงดันไฟตรง 1.5V เข้าที่อินพุต v_x ของวงจร

กรณีที่ 2 ใช้สัญญาณไซน์ความถี่ 1kHz แอมพลิจูด 50mV_p ป้อนเข้าที่อินพุต v_n และแรงดันไฟตรง 2V เข้าที่อินพุต v_x ของวงจร

ตารางที่ 6.3 ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ทดลองวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

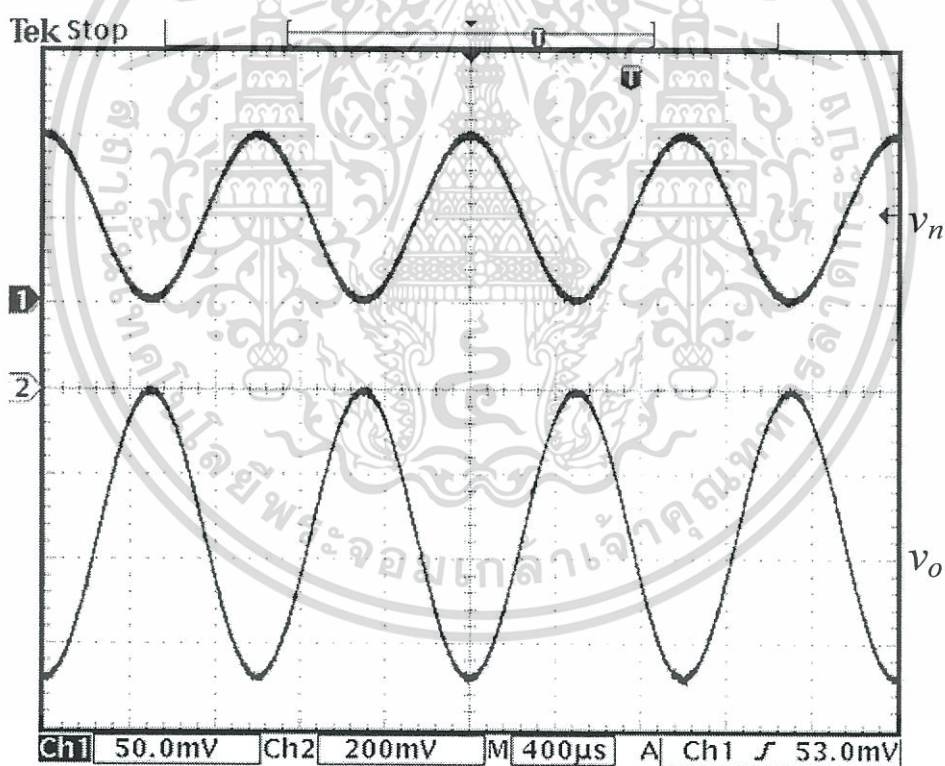
พารามิเตอร์	ขนาด
Opamp $A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22}, A_{31}, A_{32}$	UA1458
R_{11}, R_{12}	10k Ω
R_{21}, R_{22}	1k Ω
$R_{31}, R_{32}, R_{51}, R_{52}$	250k Ω
R_{41}, R_{42}	500k Ω
Δ_R	0.2%
I_{B1}	876 μ A
I_{B2}	865 μ A
I_{S1}	212 μ A
I_{S2}	204.5 μ A
Supply	$\pm 8V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.4 ผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริง

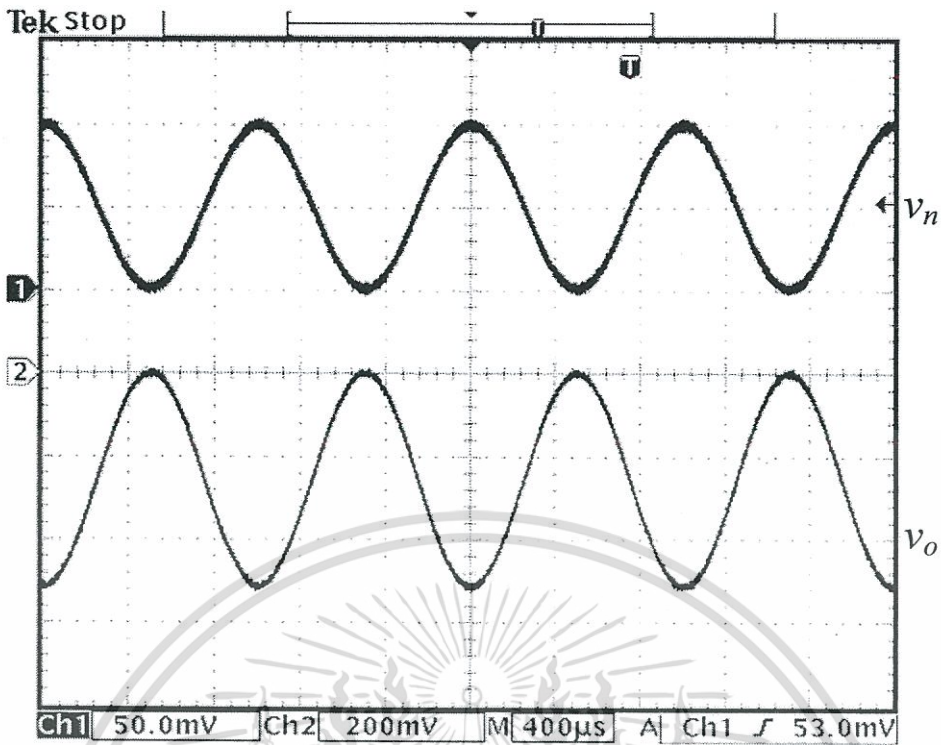
พารามิเตอร์	ขนาด
Δ_B	11 μ A
Δ_S	7.5 μ A
ϵ_1	0.019
$V_{offsetmulB1}$	82.6mV
Dominant pole : P_n	500KHz
ช่วงปฏิบัติการของแรงดันอินพุต Δv_{inb}	2.62V
ค่าสเกลแฟกเตอร์การคูณ K_{bf}	0.096

โดยลักษณะของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรหารสัญญาณที่นำเสนอทั้ง 2 กรณีสื่อสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.7 และ 6.8 ตามลำดับ



รูปที่ 6.7 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรหารสัญญาณในกรณีที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

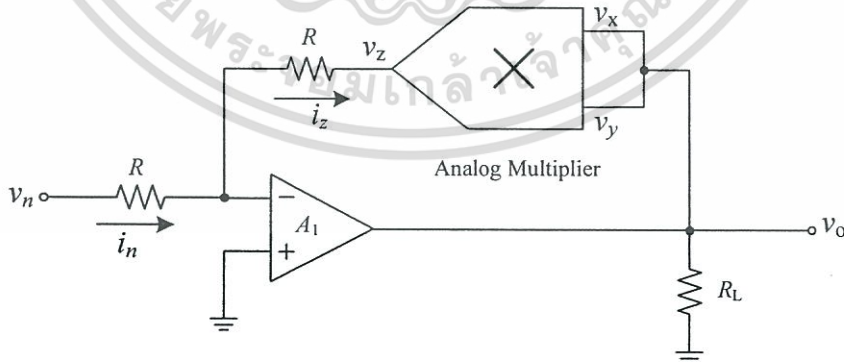


รูปที่ 6.8 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรหาค่าสัญญาณในกรณีที่ 2

6.4 การประยุกต์ใช้งานวงจรคูณที่นำเสนอในวงจรหลอดรากลที่สอง

6.4.1 หลักการพื้นฐาน

วงจรหลอดรากลที่สองเป็นวงจรที่ให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีค่าเท่ากับรากที่สองของสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจร [33] [40-42] โดยลักษณะของวงจรหลอดรากลที่สองที่สร้างจากวงจรคูณสัญญาณสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.9



รูปที่ 6.9 การต่อวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกเพื่อสร้างเป็นวงจรหลอดรากลที่สอง

จากวงจรในรูปที่ 6.9 วงจรหลอดรากลที่สองใช้วงจรคูณสัญญาณต่อเป็นวงจรป้อนกลับให้กับออปแอมป์ A_1 โดยจากวงจรในรูปที่ 6.9 เมื่อพิจารณาที่โหนด A สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรทรานซิสเตอร์ที่เสนอในรูปที่ 6.10 การวิเคราะห์หาค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรสามารถแยกออกได้เป็น 2 กรณี คือ

ก. กรณีออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์

กรณีที่ใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์สร้างวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกในวงจรทรานซิสเตอร์ที่เสนอ แรงดันเอาต์พุตของวงจรสามารถหาได้จากสมการที่ (6.17) โดยทำการแทนค่า K ด้วยค่า K_{bf} จากสมการที่ (4.20) ดังนั้นค่าแรงดันเอาต์พุต v_o สามารถหาได้ดังนี้

$$v_o = \sqrt{\frac{|v_n|}{K_{bf}}} \quad (6.18)$$

$$\text{เมื่อ } K_{bf} = \frac{R_4 R_2}{I_S R_3 R_1^2}$$

ข. กรณีออปแอมป์ชนิดซีมอส

กรณีที่ใช้ออปแอมป์ชนิดซีมอสสร้างวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกในวงจรทรานซิสเตอร์ที่เสนอ แรงดันเอาต์พุตของวงจรสามารถหาได้จากสมการที่ (6.17) โดยทำการแทนค่า K ด้วยค่า K_{cf} จากสมการที่ (4.27) ดังนั้นค่าแรงดันเอาต์พุต v_o สามารถหาได้ดังนี้

$$v_o = \sqrt{\frac{|v_n|}{K_{cf}}} \quad (6.19)$$

$$\text{เมื่อ } K_{cf} = \frac{R_4 R_2}{2I_S R_3 R_1^2}$$

6.4.3 ผลการทดลองด้วยการต่อวงจรจริง

จากวงจรทรานซิสเตอร์ที่เสนอ เราทำการทดสอบหาประสิทธิภาพของวงจรที่เสนอด้วยการต่อวงจรจริงด้วยออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์ โดยค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการต่อวงจรจริงและผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริงสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 6.5 และ 6.6 ตามลำดับ ซึ่งในการทดลองเราสามารถแยกออกได้เป็น 2 กรณี คือ

- กรณีที่ 1 ใช้สัญญาณไซน์ความถี่ 1kHz แอมพลิจูด 50mV_p ป้อนเข้าที่อินพุตของวงจร
 กรณีที่ 2 ใช้สัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 1kHz แอมพลิจูด 50mV_p ป้อนเข้าที่อินพุตของวงจร

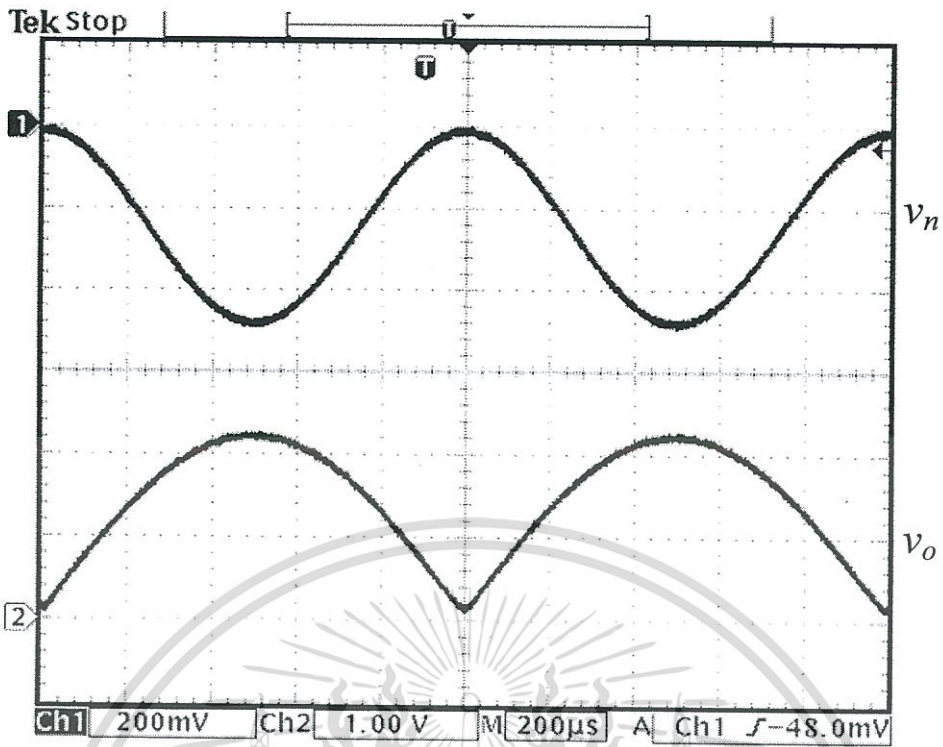
ตารางที่ 6.5 ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ทดลองวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

พารามิเตอร์	ขนาด
Opamp $A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22}, A_{31}, A_{32}$	UA1458
R_{11}, R_{12}	10k Ω
R_{21}, R_{22}	1k Ω
$R_{31}, R_{32}, R_{51}, R_{52}$	250k Ω
R_{41}, R_{42}	500k Ω
Δ_R	0.2%
I_{B1}	876 μ A
I_{B2}	865 μ A
I_{S1}	212 μ A
I_{S2}	204.5 μ A
Supply	± 8 V

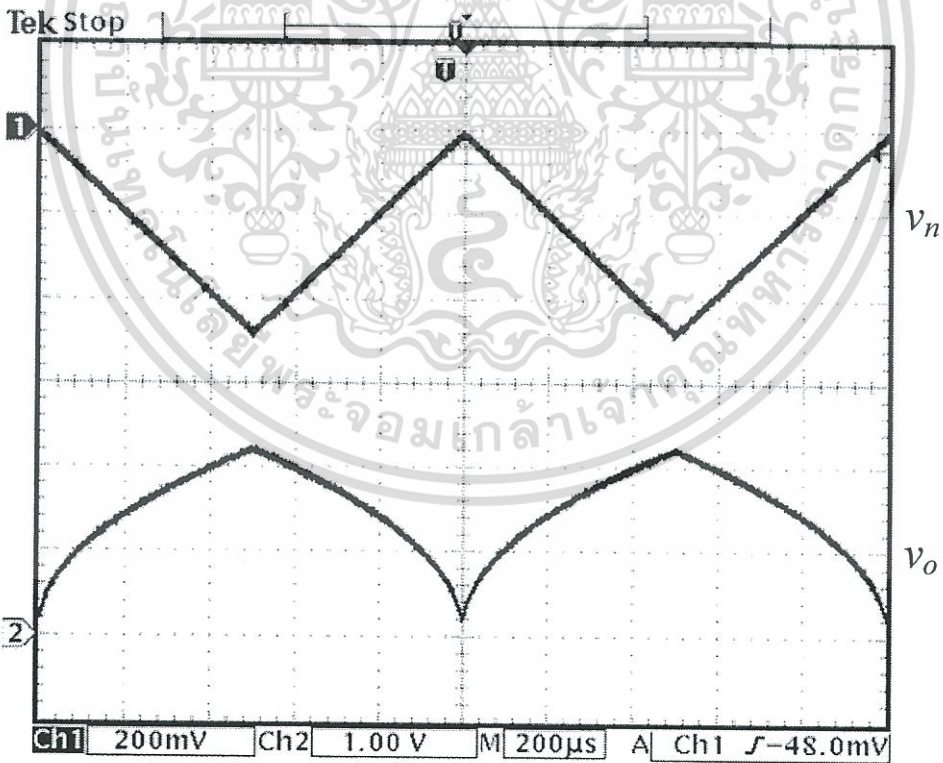
ตารางที่ 6.6 ผลการคำนวณจากค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริง

พารามิเตอร์	ขนาด
Δ_B	11 μ A
Δ_S	7.5 μ A
ϵ_1	0.019
$V_{offsetmulB1}$	82.6mV
Dominant pole : P_n	500KHz
ช่วงปฏิบัติการของแรงดันอินพุท Δv_{mb}	2.62V
ค่าสเกลแฟกเตอร์การคูณ K_{bf}	0.096

โดยลักษณะของสัญญาณอินพุทและเอาต์พุทของวงจรอตรรกที่สองที่นำเสนอทั้ง 2 กรณีสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.11 และ 6.12 ตามลำดับ



รูปที่ 6.11 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรหารสัญญาณในกรณีที่ 1



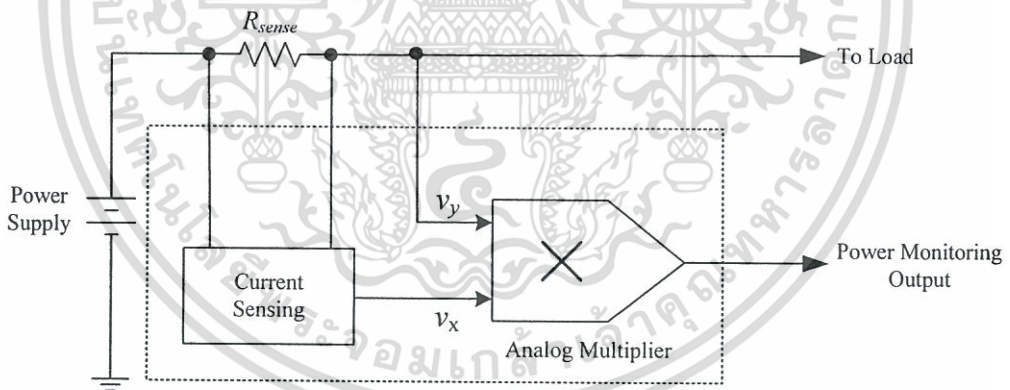
รูปที่ 6.12 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรหารสัญญาณในกรณีที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.5 การประยุกต์ใช้วงจรคุณที่นำเสนอในวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้า

6.5.1 หลักการพื้นฐาน

วงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าเป็นวงจรที่นำมาประยุกต์ใช้งานในวงจรอิเล็กทรอนิกส์และงานควบคุมต่างๆ [43-45] เช่น วงจรควบคุมการประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่ (battery charging system), วงจรควบคุมการใช้พลังงานไฟฟ้า (power control loop) วงจรตัดพลังงานไฟฟ้า (power circuit breaker) และวงจรวัดค่าพลังงานไฟฟ้า (power energy meter) เป็นต้น โดยปกติแล้วระบบแสดงผลการประจุไฟฟ้าให้กับแบตเตอรี่หรือการจ่ายพลังงานไฟฟ้าจากแบตเตอรี่จะมีการตรวจวัดเฉพาะค่ากระแสไฟฟ้าที่ทำการประจุลงแบตเตอรี่หรือค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลดเพียงอย่างเดียว ทำให้เกิดการผิดพลาดในการคำนวณหาเวลาในการประจุไฟฟ้าลงแบตเตอรี่หรือจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลด ส่งผลให้เกิดความผิดพลาดในการบริหารการใช้พลังงานจากแบตเตอรี่โดยเฉพาะอย่างยิ่งในการนำแบตเตอรี่ไปใช้งานกับโหลดที่มีค่าความต้านทานที่แตกต่างกัน ดังนั้นการใช้งานแบตเตอรี่สำหรับโหลดที่มีความต้านทานแตกต่างกันจึงควรใช้วงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าแทนการตรวจวัดเฉพาะกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลดเพียงอย่างเดียวซึ่งจะให้ค่าความถูกต้องในการคำนวณหาเวลาที่แบตเตอรี่สามารถจ่ายพลังงานให้กับโหลดได้อย่างถูกต้องมากขึ้นเนื่องจากวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าจะทำการตรวจวัดทั้งแรงดันที่ตกคร่อมโหลดและค่ากระแสที่ไหลผ่านโหลด นอกจากนี้วงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้ายังเหมาะที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรตัดพลังงานไฟฟ้าสำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ที่ต้องการจำกัดค่าพลังงานไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโหลดต่างๆ สำหรับโครงสร้างพื้นฐานของวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.13



รูปที่ 6.13 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้า

จากโครงสร้างพื้นฐานของวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าที่แสดงในรูปที่ 6.13 วงจรที่นำเสนอจะประกอบด้วยวงจรตรวจวัดค่ากระแสไฟฟ้า (current sensing circuit) ที่ให้เอาต์พุตเป็นแรงดันไฟฟ้า และวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกโดย เอาต์พุตของวงจรตรวจวัดค่ากระแสไฟฟ้าจะอยู่ในรูปของแรงดันที่เป็นสัดส่วนกับค่ากระแสที่ไหลผ่านโหลด โดยแรงดันที่ได้นี้จะถูกส่งไปคูณกับแรงดันตกคร่อมโหลดด้วยวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อก ผลคูณของสัญญาณที่ได้จะอยู่ในรูปของแรงดันไฟฟ้าที่เป็นสัดส่วนกับค่าพลังงานไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโหลด จากหลักการดังกล่าววงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าที่นำวงจรคูณแบบใช้ออปแอมป์ชนิดห้าตัวที่นำเสนอในบทที่ 5 มาประยุกต์ใช้ จะใช้เพียงออปแอมป์และตัวต้านทานเท่านั้น ทำให้วงจรมีความง่ายและราคาถูก

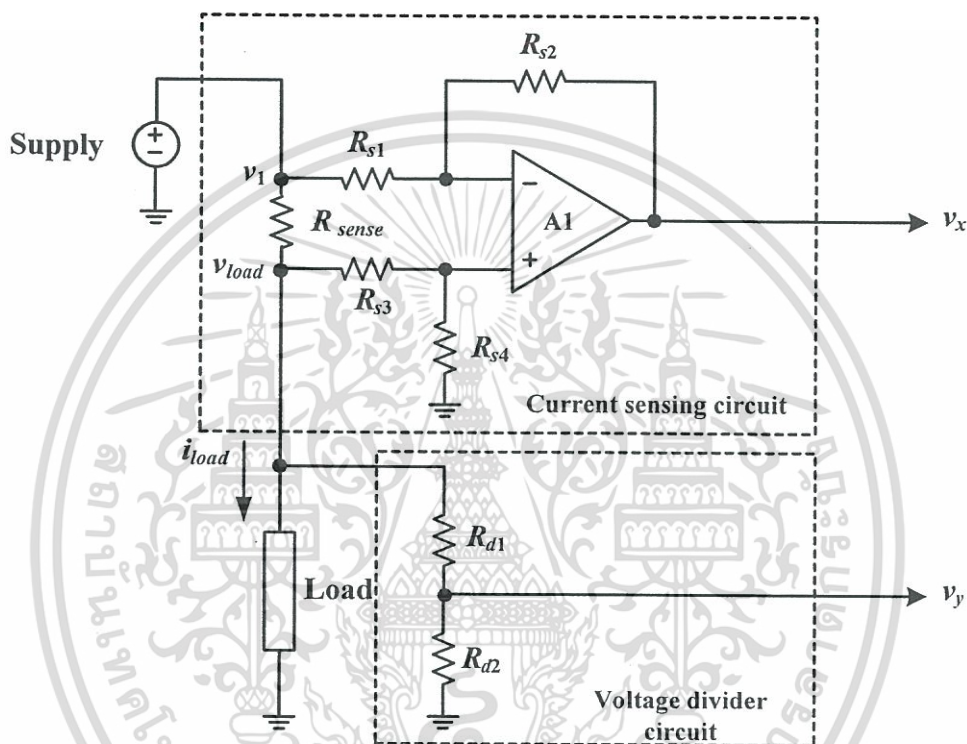
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.5.2 วงจรที่นำเสนอ

สำหรับวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าโดยใช้ออปแอมป์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะประกอบด้วย วงจรตรวจวัดค่ากระแสไฟฟ้า วงจรแบ่งแรงดัน (voltage divider circuit) และวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อก โดยรายละเอียดของวงจรร้อยในแต่ละส่วนสามารถแสดงได้ดังนี้

6.5.2.1 วงจรตรวจวัดค่ากระแสไฟฟ้า

สำหรับวงจรตรวจวัดค่ากระแสไฟฟ้าที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.14



รูปที่ 6.14 วงจรตรวจวัดค่ากระแสไฟฟ้าและวงจรแบ่งแรงดัน

จากวงจรในรูปที่ 6.14 ออปแอมป์ A1 และตัวต้านทาน $R_{s1} - R_{s4}$ และ R_{sense} ต่อรวมกันเป็นวงจรตรวจวัดค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลด ซึ่งจากวงจรในรูปที่ 6.14 เราสามารถคำนวณหาค่าแรงดันที่ตกคร่อม R_{sense} (v_{sense}) ได้ดังนี้

$$v_{sense} = (v_1 - v_{load}) = i_{load} \cdot R_{sense} \quad (6.20)$$

กำหนดให้ $R_{s1} = R_{s3}$ และ $R_{s2} = R_{s4}$ เราสามารถหาค่าแรงดันเอาต์พุต v_x ได้ดังนี้

$$v_x = \frac{R_{s2}}{R_{s1}} (v_{load} - v_1) = -\frac{R_{s2}}{R_{s1}} (v_1 - v_{load}) \quad (6.21)$$

จากสมการที่ (6.20) และ (6.21) แรงดันเอาต์พุต v_x สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (6.22) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_x = -\frac{R_{s2}}{R_{s1}} v_{sense} = -i_{load} \frac{R_{s2}}{R_{s1}} R_{sense} \quad (6.22)$$

6.5.2.2 วงจรแบ่งแรงดัน

จากวงจรในรูปที่ 6.14 ตัวต้านทาน R_{d1} และ R_{d2} ประกอบกันเป็นวงจรแบ่งแรงดัน เพื่อทำการลดขนาดแรงดันที่ตกคร่อมโหนดลงให้เหมาะสมกับช่วงการทำงานอินพุตของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อก โดยแรงดันเอาต์พุต v_y สามารถหาได้จากสมการที่ (6.23)

$$v_y = v_{load} \frac{R_{d2}}{R_{d1} + R_{d2}} \quad (6.23)$$

6.5.2.3 วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อก

แรงดันเอาต์พุตจากวงจรตรวจวัดค่ากระแสไฟฟ้า v_x และแรงดันเอาต์พุตจากวงจรแบ่งแรงดัน v_y จะถูกส่งไปยังวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อก สำหรับวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกใช้ในวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้านี้ใช้วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้โอปแอมป์ 3 ตัวดังที่แสดงดังรูปที่ 5.1 จากวงจรในรูปที่ 5.1 สำหรับการวิเคราะห์หาค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าสามารถแยกออกได้เป็น 2 กรณี คือ

ก. กรณีโอปแอมป์ชนิดไบโพลาร์

กรณีที่ใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์ในวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกสำหรับวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้านำเสนอ ซึ่งแรงดันเอาต์พุตของแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าสามารถหาได้จากสมการที่ (5.20) ทำการแทนค่าแรงดัน v_x และ v_y จากสมการที่ (6.22) และ (6.23) ลงในสมการที่ (5.20) ดังนั้นค่าแรงดันเอาต์พุต v_o สามารถหาได้ดังนี้

$$v_o = -\frac{R_2 R_8}{2I_S R_1^2 R_7} v_x v_y = -K_{bt} v_x v_y = -K_{bt} \left(-i_{load} \frac{R_{s2}}{R_{s1}} R_{sense} \right) \left(v_{load} \frac{R_{d2}}{R_{d1} + R_{d2}} \right) \quad (6.24)$$

$$v_o = K_{bt} \left(\frac{R_{s2}}{R_{s1}} R_{sense} \right) \left(\frac{R_{d2}}{R_{d1} + R_{d2}} \right) i_{load} v_{load} \quad (6.25)$$

เมื่อ K_{bt} คือค่าสเกลแฟกเตอร์การคูณของวงจรแบบใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์จำนวนสามตัว

ข. กรณีโอปแอมป์ชนิดซีมอส

สำหรับกรณีที่ใช้ออปแอมป์ชนิดซีมอสในวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกสำหรับวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้านำเสนอ ซึ่งแรงดันเอาต์พุตของแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าสามารถหาได้จากสมการที่ (5.31) ทำการแทนค่าแรงดัน v_x และ v_y จากสมการที่ (6.22) และ (6.23) ลงในสมการที่ (5.31) ดังนั้นค่าแรงดันเอาต์พุต v_o สามารถหาได้ดังนี้

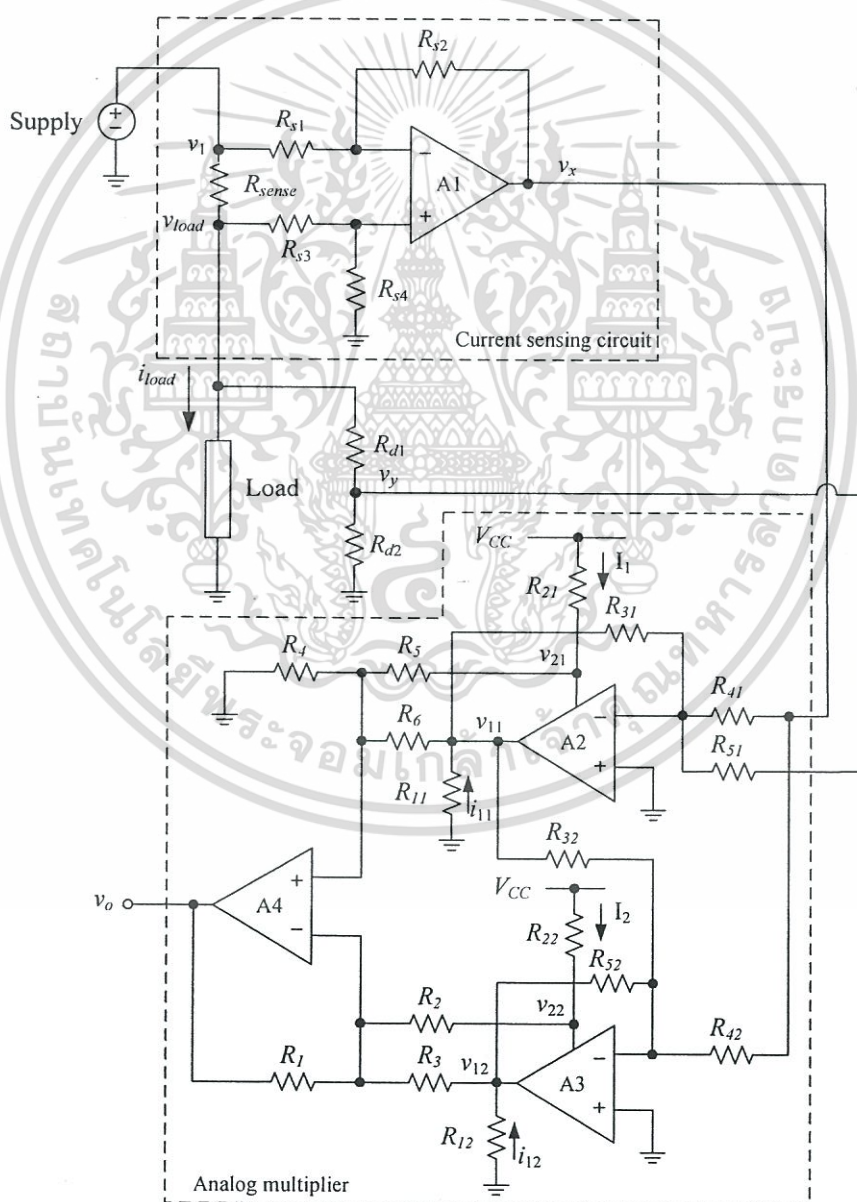
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o = -\frac{R_2 R_8}{4 I_S R_1^2 R_7} v_x v_y = -K_{ct} v_x v_y = -K_{ct} \left(-i_{load} \frac{R_{s2}}{R_{s1}} R_{sense} \right) \left(v_{load} \frac{R_{d2}}{R_{d1} + R_{d2}} \right) \quad (6.26)$$

$$v_o = K_{ct} \left(\frac{R_{s2}}{R_{s1}} R_{sense} \right) \left(\frac{R_{d2}}{R_{d1} + R_{d2}} \right) i_{load} v_{load} \quad (6.27)$$

เมื่อ K_{ct} คือค่าสเกลแฟกเตอร์การคูณของวงจรแบบใช้ออปแอมป์ชนิดซีมอสจำนวนสามตัว

จากสมการที่ (6.25) และ (6.27) แรงดันเอาต์พุต v_o ที่ได้จะอยู่ในรูปแบบของแรงดันที่เป็นสัดส่วนกับค่าพลังงานไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโหลด สำหรับรูปแบบทั้งหมดของวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.15



รูปที่ 6.15 วงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.5.3 การทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจร

สำหรับการทดสอบสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอโดยการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง ซึ่งการทดสอบทั้งหมดจะใช้บอร์ดแบบไบโพลาร์เพื่อแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าที่สร้างจากวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อก โดยรายละเอียดในการทดสอบต่างๆ สามารถแสดงได้ดังนี้

6.5.3.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยโปรแกรม PSPICE

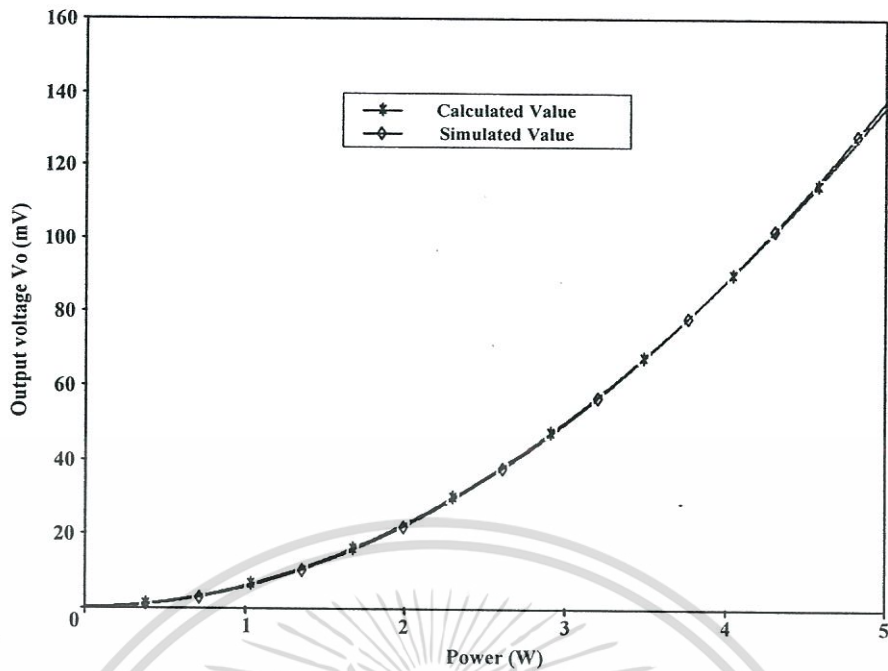
จากวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าที่ออกแบบขึ้นมา เราจะทำการทดสอบหาประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE โดยค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 6.7

ตารางที่ 6.7 ค่าอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองการทำงานวงจรที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE

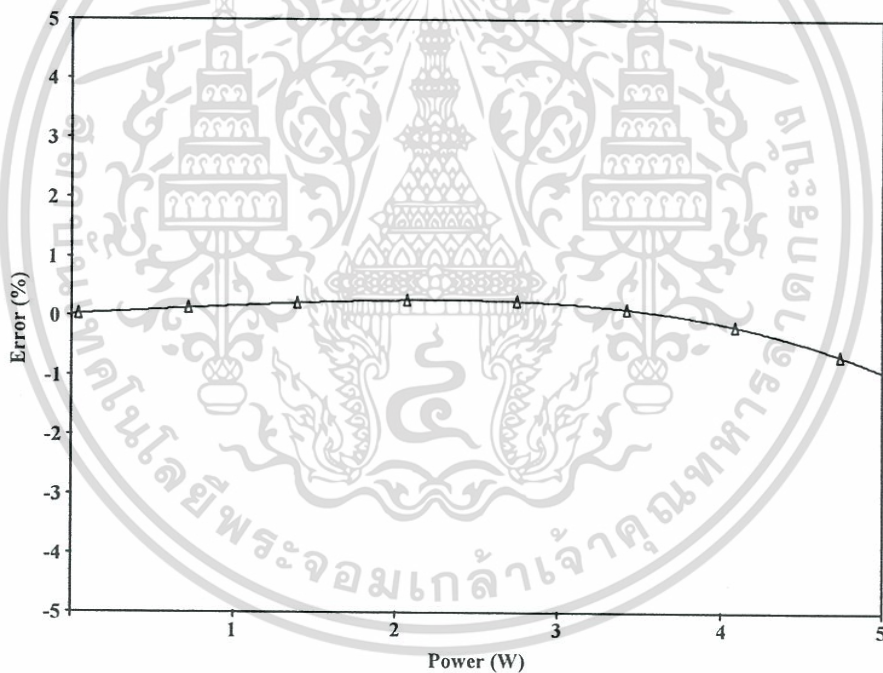
พารามิเตอร์	ขนาด
R_{sense}	0.1 Ω
R_{s1}, R_{s3}	10k Ω
R_{s2}, R_{s4}	100k Ω
R_{d1}	90k Ω
R_{d2}	10k Ω
R_{11}, R_{12}	5k Ω
R_{21}, R_{22}	2k Ω
$R_1, R_2, R_4, R_5, R_{31}, R_{32}, R_{41}, R_{51}, R_{52}$	100k Ω
R_{42}	50k Ω
R_3, R_6	500k Ω
R_{42}	50k Ω
R_3, R_6	500k Ω
I_{S1}	144.8 μ A
I_{S2}	146.1 μ A
Supply	\pm 9V

จากการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยอุปกรณ์ดังตารางที่ 6.7 สามารถแสดงผลการทดสอบต่างๆ ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.16 ลักษณะของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเทียบกับค่าพลังงานไฟฟ้าของโหลด



รูปที่ 6.17 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณ

จากผลการจำลองการทำงานของวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าด้วยโปรแกรม PSPICE ดังแสดงในรูปที่ 6.16 และ 6.17 แสดงให้เห็นว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรมีความสอดคล้องกับผลการคำนวณพลังงานที่จ่ายให้กับโหลด โดยมีค่าความผิดพลาดสูงสุดประมาณ 0.95%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.5.3.2 ผลการทดลองโดยการต่อวงจรจริง

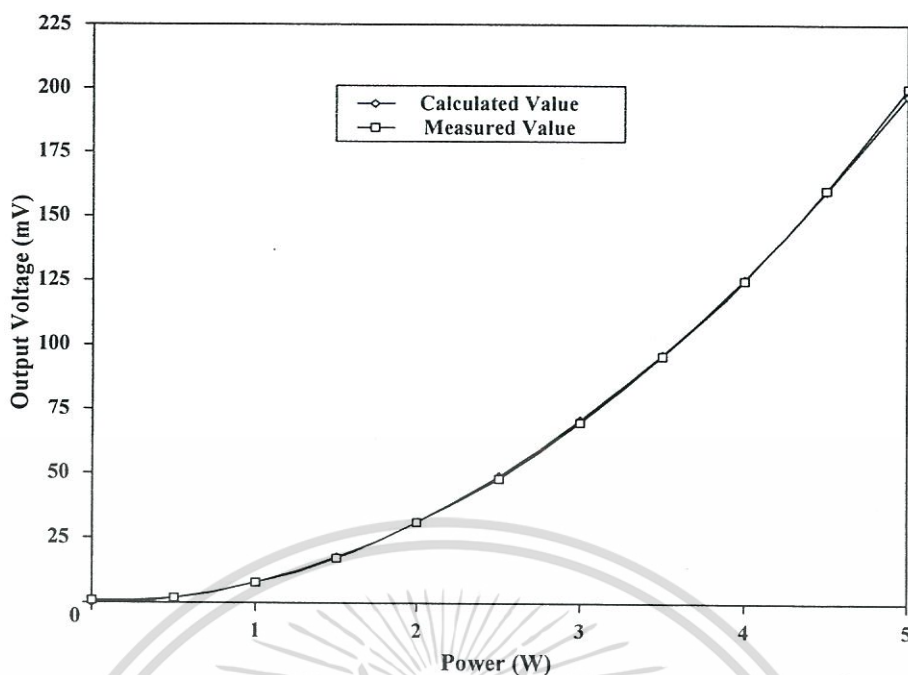
จากวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าที่ออกแบบขึ้นมา เราทำการทดสอบหาประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง โดยค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการต่อวงจรจริงสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 6.8

ตารางที่ 6.8 ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ทดลองวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

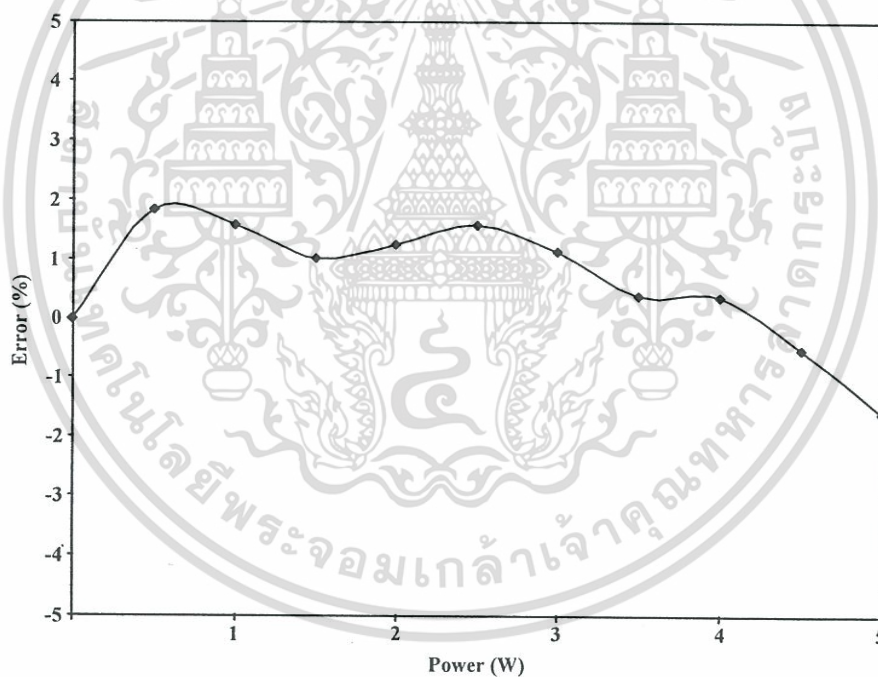
พารามิเตอร์	ขนาด
R_{sense}	0.1 Ω
R_{s1}, R_{s3}	10k Ω
R_{s2}, R_{s4}	100k Ω
R_{d1}	90k Ω
R_{d2}	10k Ω
R_{11}, R_{12}	5k Ω
R_{21}, R_{22}	2k Ω
$R_1, R_2, R_4, R_5, R_{31}, R_{32}, R_{41}, R_{51}, R_{52}$	100k Ω
R_{42}	50k Ω
R_3, R_6	500k Ω
R_{42}	50k Ω
R_3, R_6	500k Ω
I_{s1}	144.8 μ A
I_{s2}	146.1 μ A
Supply	\pm 9V

จากการทดลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยอุปกรณ์ดังตารางที่ 6.8 สามารถแสดงผลการทดสอบต่างๆ ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



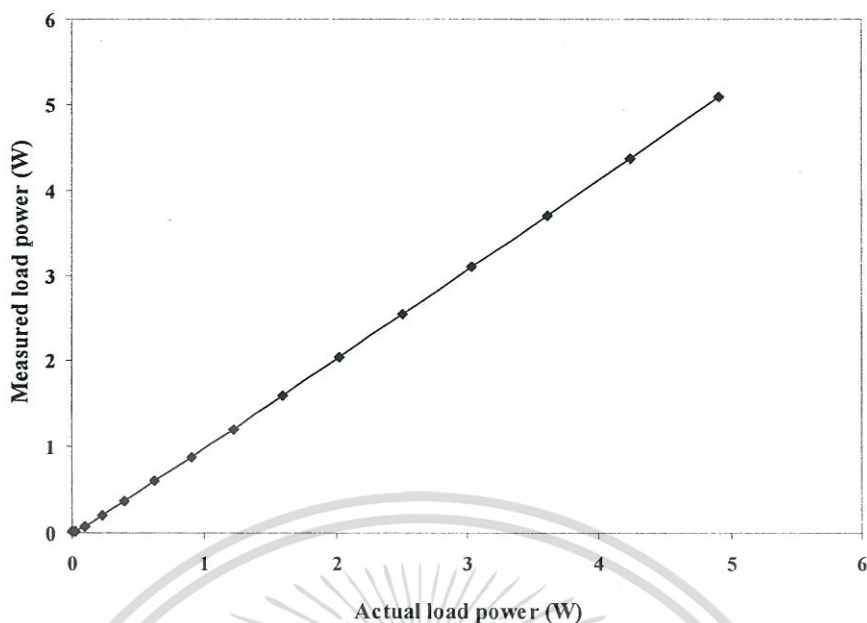
รูปที่ 6.18 ลักษณะของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเทียบกับค่าพลังงานไฟฟ้าของโหลด



รูปที่ 6.19 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณ

จากผลการทดลองการทำงานของวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าด้วยการต่อวงจรจริงดังแสดงในรูปที่ 6.18 และ 6.19 แสดงให้เห็นว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรมีความสอดคล้องกับผลการคำนวณพลังงานที่จ่ายให้กับโหลด โดยมีค่าความผิดพลาดสูงสุดประมาณ 1.62%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.20 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าพลังงานที่วัดได้กับค่าพลังงานจริงที่จ่ายให้กับโหลด

จากการนำเสนอวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าอย่างง่ายโดยใช้ซอฟต์แวร์ร่วมกับตัวต้านทาน จากผลการทดสอบวงจรด้วยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง แสดงให้เห็นว่า วงจรที่ออกแบบขึ้นมามีประสิทธิภาพในการทำงานสูง ราคาถูก และมีคุณสมบัติในการนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่างๆ ที่ต้องการทราบค่าพลังงานไฟฟ้าที่จ่ายไปให้กับโหลด

6.6 บทสรุป

บทนี้ได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบใช้อุปกรณ์ห้าตัว และสามตัวที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ในวงจรต่างๆ ได้แก่ วงจรทวีความถี่สองเท่า วงจรหารสัญญาณ วงจรถอดรหัาสอง และวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้า โดยในส่วนของวงจรทวีความถี่สองเท่า วงจรหารสัญญาณ และวงจรถอดรหัาสองเลือกใช้วงจรคุณสัญญาณแบบใช้อุปกรณ์ห้าตัวมาทำการสร้างและทำการทดลองด้วยการต่อวงจรจริง ซึ่งผลการทดลองที่ได้มีความสอดคล้องกับทฤษฎีที่นำเสนอเป็นอย่างดี สำหรับวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้าเลือกใช้วงจรคุณสัญญาณแบบใช้อุปกรณ์สามตัวมาทำการสร้าง โดยทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และทำการทดลองด้วยการต่อวงจรจริง โดยผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และทำการทดลองด้วยการต่อวงจรจริงมีความสอดคล้องกับทฤษฎีที่นำเสนอเป็นอย่างดี

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

7.1 บทสรุปและวิจารณ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ สำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในงานประมวลผลสัญญาณของระบบต่างๆ เช่น ระบบสื่อสาร, ระบบการวัดและเครื่องมือวัดต่างๆ เป็นต้น ซึ่งโครงสร้างของวงจรที่นำเสนอจะเน้นให้มีความเรียบง่ายของวงจร และมีราคาถูก โดยนำเอาออปแอมป์สำเร็จรูปมาใช้เป็นวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกจะทำให้ประหยัดค่าใช้จ่ายและโครงสร้างของวงจรมีลักษณะง่าย สำหรับการออกแบบวงจรได้จะอาศัยการตรวจวัดการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟเลี้ยงของออปแอมป์ที่มีภาคขยายเอาต์พุตแบบคลาสเอบีนำมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรกำลังสอง โดยวงจรกำลังสองที่ได้จะนำไปใช้ร่วมกับเทคนิคควอดเทอร์-สแควร์ในการสร้างวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ขึ้นมา โดยวงจรที่นำเสนอมีด้วยกัน 2 แบบ คือ แบบที่หนึ่งจะใช้ออปแอมป์จำนวนห้าตัวต่อร่วมกับตัวต้านทานภายนอกโดยวงจรที่นำเสนอจะได้แรงดันเอาต์พุตที่อยู่ในรูปแบบของผลคูณของสัญญาณอินพุตทั้งสองและเอาต์พุตของวงจรจะให้ค่าสัญญาณด้านบวก และแบบที่สองจะใช้ออปแอมป์เพียงสามตัวต่อร่วมกับตัวต้านทานภายนอกโดยวงจรที่นำเสนอจะได้แรงดันเอาต์พุตที่อยู่ในรูปแบบของผลคูณของสัญญาณอินพุตทั้งสองและเอาต์พุตของวงจรจะให้ค่าสัญญาณด้านลบ นอกจากนี้ยังนำวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบที่สองมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรหาค่าสองเท่า วงจรหารสัญญาณ วงจรถอดรหัาสอง และวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้า ซึ่งเป็นวงจรที่นำมาประยุกต์ใช้งานในวงจรอิเล็กทรอนิกส์และระบบควบคุมต่างๆ

จากผลการจำลองวงจรคุณสัญญาณแบบใช้ออปแอมป์ห้าตัว และแบบที่ใช้ออปแอมป์สามตัวที่นำเสนอทั้งหมดด้วยโปรแกรม PSPICE แสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถให้แรงดันเอาต์พุตที่อยู่ในรูปแบบของผลคูณของสัญญาณอินพุตทั้งสองตามที่ทำการออกแบบไว้สอดคล้องกับหลักการทางทฤษฎีที่นำเสนอและมีคุณสมบัติพื้นฐานที่สามารถนำไปใช้ในการคุณสัญญาณในขบวนการประมวลผลสัญญาณต่างๆได้เป็นอย่างดี

จากผลการทดสอบวงจรที่วงจรคุณสัญญาณแบบใช้ออปแอมป์ห้าตัว และแบบที่ใช้ออปแอมป์สามตัว ที่นำเสนอทั้งหมดโดยการต่อวงจรจริงแสดงให้เห็นว่าผลการทดลองทั้งหมดมีความใกล้เคียงและสอดคล้องกับหลักการทางทฤษฎีที่นำเสนอและผลการจำลองวงจรด้วยโปรแกรม ซึ่งยืนยันให้เห็นว่าวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกที่นำเสนอมีความง่ายในการสร้าง มีประสิทธิภาพในการทำงานสูงและมีราคาถูก

จากผลการทดสอบการนำเอาวงจรคุณแบบที่ใช้ออปแอมป์สามตัวมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรหาค่าสองเท่า วงจรหารสัญญาณ วงจรถอดรหัาสอง และวงจรแสดงค่าพลังงานไฟฟ้า ด้วยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริงแสดงให้เห็นประสิทธิภาพของวงจรที่ออกแบบขึ้นมามีประสิทธิภาพในการทำงานสูง ราคาถูก และมีคุณสมบัติในการนำไปประยุกต์ใช้งานในวงจรอิเล็กทรอนิกส์และระบบควบคุมต่างๆ ได้เป็นอย่างดี

7.2 ข้อเสนอแนะในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ

จากผลการทดสอบวงจรโดยการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE และการทดลองด้วยการต่อวงจรจริงแสดงให้เห็นว่าผลการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอจะให้ค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้จากการออกแบบมากกว่าผลการทดลองที่ได้จากการต่อวงจรจริงซึ่งทั้งนี้เป็นผลเนื่องจากค่าความผิดพลาดของตัวต้านทานที่ใช้ในการต่อวงจรจริง ดังนั้นหากต้องการให้ค่าความผิดพลาดของวงจรลดลงจึงต้องทำการเปลี่ยนตัวความต้านทานคงที่ใช้ในวงจรเป็นตัวต้านทานแบบปรับค่าได้แทน

ในด้านผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรซึ่งมีค่าไม่สูงนัก สามารถแก้ไขได้โดยเลือกใช้ ออปแอมป์ที่มีผลตอบสนองทางความถี่สูงขึ้นมาใช้ในการสร้างวงจรคุณสัญญาณที่นำเสนอ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Kimura K. "A bipolar four quadrant analog quarter-square multiplier consisting of unbalanced emitter coupled pairs and expansions of its input ranges" *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 29, 1994. pp. 46-55
- [2] Pena-Finol J. S., and Connelly, J. A. "A MOS four-quadrant analog multiplier using the quarter-square technique" *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-22, 1987. pp. 1064-1073
- [3] Abuelmaatti M. T., and Abed S. M. "A translinear circuit for sinusoidal frequency multiplication" *International Journal of Electronics*, vol. 86, 1999. pp. 35-41
- [4] Bratt A. H., King D., and Lysejko M. J. "Integrated analogue voltage multiplier combining MOS and bipolar transistors" *Electronics Letters*, vol. 27, 1991. pp. 1852-1854
- [5] De La Cruz-Blas C. A., Lopez-Martin A. J., and Carlosena A. "1.5 V four-quadrant CMOS current multiplier/divider" *Electronics Letters*, vol. 39, 2003. pp. 434-436
- [6] Huijsing J. H., Lucas P., and Bruin B. D. "Monolithic analog multiplier-divider" *IEEE Journal of Solid-State circuits*, vol. SC-17, 1982. pp. 9-15
- [7] Oliaei O., and Loumeau P. "Four-quadrant class AB CMOS current multiplier" *Electronics Letters*, vol. 32, 1996. pp. 2327-2329
- [8] Ravindran A., Ramarao K., Vidal E., and Ismail M. "Compact low voltage four quadrant CMOS current multiplier" *Electronics Letters*, vol. 37, 2001. pp. 1428-1429
- [9] Gilbert B. "Translinear circuits: a proposed classification" *Electronics Letters*, vol. 11, 1975. pp. 14-16
- [10] Seevinck E., and Wiegerink R. J. "Generalized translinear circuit principle" *IEEE Journal of Solid-State circuits*, vol. 26, 1991. pp. 1098-1102
- [11] Surakamponorn W. "Sinusoidal frequency doublers using operational amplifiers" *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 37, 1988. pp. 259-262
- [12] Riewruja V., and Kamsri T. "Square-rooting and absolute function circuits using opamps" *IET Circuit, Devices & Systems*, vol. 3, 2009. pp. 57-63
- [13] Toumazou C., and Lidgley F. J., "Wide-band precision rectification" *IEE Proceedings Part G : Electronic Circuits and Systems*, vol. 134, 1987. pp. 7-15
- [14] Analog Device. "Analog multipliers [Tutorial]." MT-079, 2009.

- [15] ชวีชชัย คำศรี. “ตัวคูณแบบอนาลอกโดยใช้วงจรถรทรานส์ลิเนียร์แบบคู่.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2546.
- [16] David F. Stout., and Milton Kaufman. **Handbook of operational amplifier circuit design.** McGraw-Hill, Inc. 1976.
- [17] A.J. Peyton., and V. Walsh. **Analog electronics with Op Amps : a source book of practical circuits.** Cambridge university press. 1993.
- [18] Analog Devices. “Multiplier application guide.” 1979.
- [19] Ametek Advance measurement technology. “What is lock-in amplifiers.” 2008.
- [20] M L Meade. **Lock-In Amplifiers : Principles and applications.** 1989.
- [21] อภินัย ฤกษ์รัตน์. “ระบบสร้างภาพตัดขวางความต้านทานไฟฟ้าภายในวัตถุ” วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2545.
- [22] Barber DC., Brow BH., and Freeston IL. “Imaging spatial distributions of resistivity using applied potential tomography” **Electronics Letters**, vol. 19, No. 22, 27 Oct 1983. pp. 933-935
- [23] R. Avill, Y. F. Mangnall, N. C. Bird, B. H. Brown, D. C. Barber, A. D. Seagar, A. G. John, and N. W. Read. “Applied potential tomography : a new noninvasive technique for measuring gastric emptying” **Gastroenterology**, Vol. 92, No. 4, 1987. pp. 1019-1026
- [24] Eung Je Woo, Ping Hua, John G. Webster, and Willis J., Tompkins. “Measuring lung resistivity using electrical impedance tomography” **IEEE Trans. Biomed. Eng.**, vol. 39, No. 7, July 1992. pp. 756-760
- [25] Robert W. M. Smith, Ian Leslie Freestone, and Brian Hilton Brown. “A real-time electrical impedance tomography system for clinical use design and preliminary results” **IEEE Trans. Biomed. Eng.**, vol. 42, No. 2, July 1995. pp. 133-140
- [26] Lee E. Baker. “Principle of the impedance technique.” **IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine**, March 1989. pp. 11-15
- [27] T. J. C. Faes, H. A. vanderMeij, J. C. deMunck, and R. M. Heethaar. “The electric resistivity of human tissues (100 Hz–10 MHz).” **Physiol. Meas.**, Vol. 20, 1999. pp.1-10
- [28] J. Jossinet and C. Trillaud. “The design of current source and voltmeters for electrical impedance measurements.” **Innov. Tech. Biol. Med.**, vol. 12, 1991. pp. 74-80
- [29] AMETEK Advance measurement technology. “Low level optical detection using Lock-in amplifier techniques.” 2008.
- [30] AMETEK Advance measurement technology. “The analog lock-in amplifier.” 2008.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [31] K. G. Libbrecht, a) E. D. Black, and C. M. Hirata. "A basic lock-in amplifier experiment for the undergraduate laboratory" *Am. J. Phys.*, Vol. 71, No. 11, November 2003. pp. 1208-1213
- [32] Jim Karki. "Understanding operational amplifier specifications" *Digital Signal Processing Solutions*. April 1998.
- [33] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. **ออปแอมป์และลิเนียร์ไอซี : ทฤษฎีและการประยุกต์ใช้งาน**. คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, มีนาคม 2552.
- [34] Walter G. Jung. "OPAMP application handbook." Analog Device, 2002.
- [35] Paul R. Gray and Robert G. Meyer. **Analysis and Design of Analog Integrated Circuits**. Third Edition. New York : John Wiley & Sons, Inc. 1993.
- [36] Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith. **Microelectronic circuits**. 2004.
- [37] วันชัย ธีรจุฑา. **วิศวกรรมการควบคุมแบบอิเล็กทรอนิกส์**. สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, ธันวาคม 2554.
- [38] Gray, P. R., Hurst, P. J. Lewis, S. H., and Meyer, R. G. **Analysis and design of analog integrated circuits**. fourth edition (New York: Wiley), 2001.
- [39] Frey, D. R. "Log-domain filtering: an approach to current-mode filtering" *IEE Proceedings Part G : Electronic Circuits and Systems*, 140, 406-416, 1993.
- [40] S. Salivahanan, V. S. Kanchana Bhaaskaran. **Linear Integrated Circuits**. The Tata McGraw-Hill Publishing Company Limited, 2008.
- [41] D. Riy Choudhury, Shail B. Jain. **Linear Integrated Circuits**. New age International (P) Limited, Publishers, 2004.
- [42] U. A. Bakshi, A. P. Godse, A. V. Bakshi. **Linear Integrated Circuits and Application**. 2010.
- [43] Jeffrey S. Mueller. "Power-monitoring circuits for battery performance" *Power Electronics Technology*. May 2004.
- [44] S.A.Z. Murad, M.N.Md. Isa and N.A. Rahman. "Monitoring system for uninterruptible power supply" *American Journal of Applied Sciences*. Vol. 4(3), 2007. pp. 181-183
- [45] Maxim Integrated Products. "Power-sensing circuit breaker breaks new ground." Application Note AN3669. Dec 22, 2005.

ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์หาค่าแรงดันไฟฟ้าส่วนเกิน $V_{offsetmul1}$ และค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจร
คุณแบบใช้ออปแอมป์ 5 ตัวกรณีความไม่สมพงษ์กันของอุปกรณ์ที่ใช้

จากสมการต่างๆ ของวงจรคุณสัญญาณอนาล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ ที่ใช้ออปแอมป์ 5 ตัว ที่นำเสนอเป็นการสมมติให้ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่นำมาต่อมีความสมพงษ์กันดี แต่อย่างไรก็ตาม ในการใช้งานจริง ความไม่สมพงษ์กันของอุปกรณ์ที่ใช้จะเป็นตัวแปรหลักที่ส่งผลให้เกิดค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่นำเสนอ โดยในการวิเคราะห์จะสมมติให้ ค่ากระแส I_B และ I_S ของออปแอมป์ และค่าความต้านทานที่ใช้ในวงจรรูปที่ 4.2 มีค่าดังนี้

กระแส I_B และ I_S ถูกกำหนดโดยให้ $I_{B1} = I_B + 0.5\Delta_B$ และ $I_{S1} = I_S + 0.5\Delta_S$ สำหรับออปแอมป์ที่อยู่ในกรอบ SQ_1 และ $I_{B2} = I_B - 0.5\Delta_B$ และ $I_{S2} = I_S - 0.5\Delta_S$ สำหรับออปแอมป์ที่อยู่ในกรอบ SQ_2 พร้อมทั้งตัวต้านทาน R_{i1} และ R_{i2} ถูกกำหนดให้ $R_{i1} = (1 + 0.5\Delta_R)R_i$ สำหรับตัวต้านทานที่อยู่ในกรอบ SQ_1 และ $R_{i2} = (1 - 0.5\Delta_R)R_i$ สำหรับตัวต้านทานที่อยู่ในกรอบ SQ_2

จากวงจรในรูปที่ 4.2 ค่าแรงดัน v_{21} และ v_{22} ในสมการที่ (4.13) และ (4.14) เมื่อพิจารณาถึงความไม่สมพงษ์กันของอุปกรณ์สามารถเขียนได้ใหม่ดังสมการที่ (ก1) และ (ก2)

$$v_{21} = v^+ - 2(1 + 0.5\Delta_R)R_2((I_B + 0.5\Delta_B) + (I_S + 0.5\Delta_S)) - \left[\frac{(1 + 0.5\Delta_R)R_2(v_x - v_y)^2}{4(I_S + 0.5\Delta_S)((1 + 0.5\Delta_R)R_1)^2} \right] \quad (ก1)$$

$$v_{22} = v^+ - 2(1 - 0.5\Delta_R)R_2((I_B - 0.5\Delta_B) + (I_S - 0.5\Delta_S)) - \left[\frac{(1 - 0.5\Delta_R)R_2(v_x + v_y(1 + 0.5\Delta_R)R_5 / (1 - 0.5\Delta_R)R_5)^2}{4(I_S - 0.5\Delta_S)((1 - 0.5\Delta_R)R_1)^2} \right] \quad (ก2)$$

จากวงจรในรูปที่ 4.3 แรงดัน v_{21} และ v_{22} จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรขยายความแตกต่างซึ่งสร้างโดยออปแอมป์ A_3 ดังแสดงในรูปที่ 4.4 ดังนั้นสามารถหา v_o ของวงจรได้ดังสมการที่ (ก3) ดังนี้

$$v_o = \left(\frac{R_{32} + R_{42}}{R_{32}} \right) \left(\frac{R_{41}}{R_{41} + R_{31}} \right) v_{21} - \frac{R_{42}}{R_{32}} v_{22} \quad (ก3)$$

เมื่อพิจารณาถึงความไม่สมพงษ์กันของอุปกรณ์สามารถหา v_o ของวงจรได้ดังสมการที่ (ก4)

$$v_o = \left(\frac{(1 - 0.5\Delta_R)R_3 + (1 - 0.5\Delta_R)R_4}{(1 - 0.5\Delta_R)R_3} \right) \left(\frac{(1 + 0.5\Delta_R)R_4}{(1 + 0.5\Delta_R)R_4 + (1 + 0.5\Delta_R)R_3} \right) v_{21} - \frac{(1 - 0.5\Delta_R)R_4}{(1 - 0.5\Delta_R)R_3} v_{22} \quad (ก4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o = \left(\frac{(1-0.5\Delta_R)(R_3+R_4)}{(1-0.5\Delta_R)R_3} \right) \left(\frac{(1+0.5\Delta_R)R_4}{(1+0.5\Delta_R)(R_4+R_3)} \right) v_{21} - \frac{(1-0.5\Delta_R)R_4}{(1-0.5\Delta_R)R_3} v_{22} \quad (ก5)$$

$$v_o = \left(\frac{(R_3+R_4)}{R_3} \right) \left(\frac{R_4}{(R_4+R_3)} \right) v_{21} - \frac{R_4}{R_3} v_{22} \quad (ก6)$$

$$v_o = \frac{R_4}{R_3} (v_{21} - v_{22}) \quad (ก7)$$

ทำการแทนค่าแรงดัน v_{21} และ v_{22} จากสมการที่ (ก1) และ (ก2) ลงในสมการที่ (ก7) จะได้

$$v_o = \frac{R_4}{R_3} \left[\left(v^+ - 2(1+0.5\Delta_R)R_2((I_B+0.5\Delta_B)+(I_S+0.5\Delta_S)) - \frac{(1+0.5\Delta_R)R_2(v_x-v_y)^2}{4(I_S+0.5\Delta_S)((1+0.5\Delta_R)R_1)^2} \right) \right. \\ \left. - \left(v^+ - 2(1-0.5\Delta_R)R_2((I_B-0.5\Delta_B)+(I_S-0.5\Delta_S)) \right) \right. \\ \left. - \left(\frac{(1-0.5\Delta_R)R_2(v_x+v_y(1+0.5\Delta_R)R_5/(1-0.5\Delta_R)R_5)^2}{4(I_S-0.5\Delta_S)((1-0.5\Delta_R)R_1)^2} \right) \right] \quad (ก7)$$

จัดรูปแบบสมการที่ (ก7) ใหม่จะได้

$$v_o = \frac{R_4}{R_3} \left[v^+ - v^+ - 2(1+0.5\Delta_R)R_2((I_B+0.5\Delta_B)+(I_S+0.5\Delta_S)) \right. \\ \left. + 2(1-0.5\Delta_R)R_2((I_B-0.5\Delta_B)+(I_S-0.5\Delta_S)) - \left(\frac{(1+0.5\Delta_R)R_2(v_x-v_y)^2}{4(I_S+0.5\Delta_S)((1+0.5\Delta_R)R_1)^2} \right) \right. \\ \left. + \left(\frac{(1-0.5\Delta_R)R_2(v_x+v_y(1+0.5\Delta_R)R_5/(1-0.5\Delta_R)R_5)^2}{4(I_S-0.5\Delta_S)((1-0.5\Delta_R)R_1)^2} \right) \right] \quad (ก8)$$

จัดรูปแบบสมการที่ (ก8) ใหม่จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o = \frac{R_4}{R_3} \left[-2(1+0.5\Delta_R)R_2((I_B+0.5\Delta_B)+(I_S+0.5\Delta_S)) + 2(1-0.5\Delta_R)R_2((I_B-0.5\Delta_B)+(I_S-0.5\Delta_S)) \right. \\ \left. - \left(\frac{(1+0.5\Delta_R)R_2(v_x-v_y)^2}{4(I_S+0.5\Delta_S)((1+0.5\Delta_R)R_1)^2} \right) + \left(\frac{(1-0.5\Delta_R)R_2(v_x+v_y(1+0.5\Delta_R)R_5/(1-0.5\Delta_R)R_5)^2}{4(I_S-0.5\Delta_S)((1-0.5\Delta_R)R_1)^2} \right) \right] \quad (ก9)$$

$$v_o = \frac{R_4}{R_3} \left[(-2-\Delta_R)R_2(I_B+0.5\Delta_B+I_S+0.5\Delta_S) + (2-\Delta_R)R_2(I_B-0.5\Delta_B+I_S-0.5\Delta_S) \right. \\ \left. - \left(\frac{(1+0.5\Delta_R)R_2(v_x-v_y)^2}{4(I_S+0.5\Delta_S)((1+0.5\Delta_R)R_1)^2} \right) + \left(\frac{(1-0.5\Delta_R)R_2(v_x+v_y(1+0.5\Delta_R)R_5/(1-0.5\Delta_R)R_5)^2}{4(I_S-0.5\Delta_S)((1-0.5\Delta_R)R_1)^2} \right) \right] \quad (ก10)$$

$$v_o = \frac{R_4}{R_3} \left[(-2R_2-\Delta_R R_2)(I_B+0.5\Delta_B+I_S+0.5\Delta_S) + (2R_2-\Delta_R R_2)(I_B-0.5\Delta_B+I_S-0.5\Delta_S) \right. \\ \left. - \left(\frac{(1+0.5\Delta_R)R_2(v_x-v_y)^2}{4(I_S+0.5\Delta_S)((1+0.5\Delta_R)R_1)^2} \right) + \left(\frac{(1-0.5\Delta_R)R_2(v_x+v_y(1+0.5\Delta_R)R_5/(1-0.5\Delta_R)R_5)^2}{4(I_S-0.5\Delta_S)((1-0.5\Delta_R)R_1)^2} \right) \right] \quad (ก11)$$

$$v_o = \frac{R_4}{R_3} \left[-2R_2\Delta_B - 2R_2\Delta_S - 2R_2\Delta_R I_B - 2R_2\Delta_R I_S - \left(\frac{(1+0.5\Delta_R)R_2(v_x-v_y)^2}{4(I_S+0.5\Delta_S)((1+0.5\Delta_R)R_1)^2} \right) \right. \\ \left. + \left(\frac{(1-0.5\Delta_R)R_2(v_x+v_y(1+0.5\Delta_R)R_5/(1-0.5\Delta_R)R_5)^2}{4(I_S-0.5\Delta_S)((1-0.5\Delta_R)R_1)^2} \right) \right] \quad (ก12)$$

$$v_o = \frac{R_4}{R_3} \left[-2R_2(\Delta_B + \Delta_S + \Delta_R I_B + \Delta_R I_S) - \left(\frac{(1+0.5\Delta_R)R_2(v_x-v_y)^2}{4(I_S+0.5\Delta_S)((1+0.5\Delta_R)R_1)^2} \right) \right. \\ \left. + \left(\frac{(1-0.5\Delta_R)R_2(v_x+v_y(1+0.5\Delta_R)R_5/(1-0.5\Delta_R)R_5)^2}{4(I_S-0.5\Delta_S)((1-0.5\Delta_R)R_1)^2} \right) \right] \quad (ก13)$$

จัดรูปแบบสมการที่ (ก13) ใหม่จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o = \frac{R_4}{R_3} \left[-2R_2(I_B + I_S) \left[\Delta_R + \left(\frac{\Delta_B + \Delta_S}{I_B + I_S} \right) \right] - \left(\frac{(1 + 0.5\Delta_R)R_2(v_x - v_y)^2}{4(I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R)R_1^2} \right) \right. \\ \left. + \left(\frac{(1 - 0.5\Delta_R)R_2(v_x + v_y(1 + 0.5\Delta_R)R_5 / (1 - 0.5\Delta_R)R_5)^2}{4(I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R)R_1^2} \right) \right] \quad (ก14)$$

พิจารณาสมการที่ (ก14) จะเห็นว่าสมการสามารถแยกออกได้เป็น 2 ส่วน คือส่วนที่เป็นแรงดันดีซี นั่นคือค่าแรงดันไฟฟ้าส่วนเกิน $V_{offsetmul1}$ และอีกส่วนหนึ่งที่มีองค์ประกอบของความถี่ V_{mul1} ของ วงจรคูณสัญญาณลอคที่นำเสนอโดยสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (ก16) และ (ก17)

$$V_{offsetmul1} = \frac{R_4}{R_3} \left[-2R_2(I_B + I_S) \left(\Delta_R + \left(\frac{\Delta_B + \Delta_S}{I_B + I_S} \right) \right) \right] \quad (ก15)$$

จัดรูปแบบสมการที่ (ก15) ใหม่จะได้

$$V_{offsetmul1} = \frac{-2R_2R_4}{R_3} (I_B + I_S) \left(\Delta_R + \left(\frac{\Delta_B + \Delta_S}{I_B + I_S} \right) \right) \quad (ก16)$$

$$V_{mul1} = \frac{R_4}{R_3} \left[- \left(\frac{(1 + 0.5\Delta_R)R_2(v_x - v_y)^2}{4(I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R)R_1^2} \right) \right. \\ \left. + \left(\frac{(1 - 0.5\Delta_R)R_2(v_x + v_y(1 + 0.5\Delta_R)R_5 / (1 - 0.5\Delta_R)R_5)^2}{4(I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R)R_1^2} \right) \right] \quad (ก17)$$

จากสมการที่ (ก17) พิจารณาพจน์ $v_y(1 + 0.5\Delta_R)R_5 / (1 - 0.5\Delta_R)R_5$ จะได้

$$v_y(1 + 0.5\Delta_R)R_5 / (1 - 0.5\Delta_R)R_5 = v_y \frac{(1 + 0.5\Delta_R)R_5}{(1 - 0.5\Delta_R)R_5} = v_y \frac{(1 + 0.5\Delta_R)}{(1 - 0.5\Delta_R)} \quad (ก18)$$

จากสมการที่ (ก18) พจน์ $v_y \frac{(1 + 0.5\Delta_R)}{(1 - 0.5\Delta_R)}$ สามารถประมาณค่าได้จาก power series ได้ดัง สมการที่ (ก19)

$$\frac{(1 + X)}{(1 - X)} \approx 1 + 2X + 2X^2 + 2X^3 + \dots \quad (ก19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสมการที่ (ก18) สามารถประมาณค่าได้ดังสมการที่ (ก20)

$$v_y \frac{(1+0.5\Delta_R)}{(1-0.5\Delta_R)} \approx v_y (1 + \Delta_R + \Delta_R^2 + \Delta_R^3 + \dots) \quad (\text{ก20})$$

จากสมการที่ (ก20) พจน์ $\Delta_R^2 + \Delta_R^3 + \dots$ มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ $1 + \Delta_R$ ดังนั้นสามารถประมาณค่าได้ดังสมการที่ (ก21)

$$v_y \frac{(1+0.5\Delta_R)}{(1-0.5\Delta_R)} \approx v_y (1 + \Delta_R) \quad (\text{ก21})$$

จากสมการที่ (ก17) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{mul1} = \frac{R_4}{R_3} \left[- \left(\frac{(1+0.5\Delta_R)R_2(v_x - v_y)^2}{4(I_S + 0.5\Delta_S)(1+0.5\Delta_R)R_1^2} \right) + \left(\frac{(1-0.5\Delta_R)R_2(v_x + v_y + v_y\Delta_R)^2}{4(I_S - 0.5\Delta_S)(1-0.5\Delta_R)R_1^2} \right) \right] \quad (\text{ก22})$$

$$V_{mul1} = \frac{R_4 R_2}{R_1^2 R_3} \left[- \left(\frac{(v_x - v_y)^2}{4(I_S + 0.5\Delta_S)(1+0.5\Delta_R)} \right) + \left(\frac{(v_x + v_y + v_y\Delta_R)^2}{4(I_S - 0.5\Delta_S)(1-0.5\Delta_R)} \right) \right] \quad (\text{ก23})$$

$$V_{mul1} = \frac{R_4 R_2}{R_1^2 R_3} \left[\frac{-(v_x - v_y)^2 (I_S - 0.5\Delta_S)(1-0.5\Delta_R) + (v_x + v_y + v_y\Delta_R)^2 (I_S + 0.5\Delta_S)(1+0.5\Delta_R)}{4(I_S + 0.5\Delta_S)(1+0.5\Delta_R)(I_S - 0.5\Delta_S)(1-0.5\Delta_R)} \right] \quad (\text{ก24})$$

จากสมการที่ (ก24) พิจารณาพจน์ $4(I_S + 0.5\Delta_S)(1+0.5\Delta_R)(I_S - 0.5\Delta_S)(1-0.5\Delta_R)$ จัดให้อยู่ในรูปสมการกำลังสอง $(X+Y)(X-Y) = X^2 - Y^2$ จะได้

$$4(I_S + 0.5\Delta_S)(1+0.5\Delta_R)(I_S - 0.5\Delta_S)(1-0.5\Delta_R) = 4((I_S^2 - (0.5\Delta_S)^2)(1 - (0.5\Delta_R)^2)) \quad (\text{ก25})$$

$$4((I_S^2 - (0.5\Delta_S)^2)(1 - (0.5\Delta_R)^2)) = 4(I_S^2 - 0.25I_S^2\Delta_R^2 - 0.25\Delta_S^2 - 0.0625\Delta_S^2\Delta_R^2) \quad (\text{ก26})$$

จากสมการที่ (ก25) และ (ก26) พจน์ $-0.25I_S^2\Delta_R^2 - 0.25\Delta_S^2 - 0.0625\Delta_S^2\Delta_R^2$ มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ I_S^2 ดังนั้นพจน์ $4(I_S + 0.5\Delta_S)(1+0.5\Delta_R)(I_S - 0.5\Delta_S)(1-0.5\Delta_R)$ สามารถประมาณค่าได้ดังสมการที่ (ก27)

$$4(I_S + 0.5\Delta_S)(1+0.5\Delta_R)(I_S - 0.5\Delta_S)(1-0.5\Delta_R) \approx 4I_S^2 \quad (\text{ก27})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสมการที่ (ก24) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{mul1} = \frac{R_4 R_2}{R_1^2 R_3} \left[\frac{-(v_x - v_y)^2 (I_S - 0.5 \Delta_S)(1 - 0.5 \Delta_R) + (v_x + v_y + v_y \Delta_R)^2 (I_S + 0.5 \Delta_S)(1 + 0.5 \Delta_R)}{4 I_S^2} \right] \quad (ก28)$$

จากสมการที่ (ก28) จะได้

$$V_{mul1} = \frac{R_4 R_2}{R_1^2 R_3} \left[\frac{1}{4 I_S^2} \left(4 v_x v_y I_S + 2 v_x v_y \Delta_R I_S + 2 v_x v_y \Delta_S + (v_x^2 + v_y^2) \Delta_R I_S + 2 v_y^2 \Delta_R I_S + (v_x^2 + v_y^2) \Delta_S \right. \right. \\ \left. \left. + 2 v_x v_y \Delta_R \Delta_S + 0.5 v_x v_y \Delta_R^2 I_S + 0.5 v_x v_y \Delta_R^2 \Delta_S + v_y^2 \Delta_R^2 I_S + (v_x^2 + v_y^2) \Delta_R I_S + v_y^2 \Delta_R \Delta_S \right. \right. \\ \left. \left. + 2 v_y^2 \Delta_R I_S + 0.5 v_y^2 \Delta_R^2 \Delta_S \right) \right] \quad (ก29)$$

$$V_{mul1} = \frac{R_4 R_2}{R_1^2 R_3 I_S} \left[\frac{1}{4 I_S} \left(4 v_x v_y I_S + 2 v_x v_y \Delta_R I_S + 2 v_x v_y \Delta_S + 2 (v_x^2 + v_y^2) \Delta_R I_S + 4 v_y^2 \Delta_R I_S \right) \right] \quad (ก30)$$

จากสมการที่ (ก30) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$V_{mul1} = \frac{R_4 R_2}{R_1^2 R_3 I_S} \left[\left((1 + \varepsilon) v_x v_y + \frac{(v_x^2 + v_y^2) \Delta_R}{2} + v_y^2 \Delta_R \right) \right] \quad (ก31)$$

$$\text{เมื่อ } \varepsilon_1 = \frac{\Delta_R}{2} + \frac{\Delta_S}{2 I_S}$$

ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตของวงจรคูณที่ใช้อปแอมป์ชนิดไบโพลาร์สามารถหาได้ดังนี้

$$v_o = V_{mulB1} + V_{offsetmulB1} \quad (ก32)$$

$$\text{เมื่อ } V_{mulB1} = \frac{R_4 R_2}{R_1^2 R_3 I_S} \left[\left((1 + \varepsilon) v_x v_y + \frac{(v_x^2 + v_y^2) \Delta_R}{2} + v_y^2 \Delta_R \right) \right]$$

$$\varepsilon_1 = \frac{\Delta_R}{2} + \frac{\Delta_S}{2 I_S}$$

$$V_{offsetmulB1} = \frac{-2 R_2 R_4}{R_3} (I_B + I_S) \left(\Delta_R + \left(\frac{\Delta_B + \Delta_S}{I_B + I_S} \right) \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทำนองเดียวกันกรณีวงจรคูณใช้อปแอมป์ชนิดซีมอสแรงดันเอาต์พุตของวงจรสามารถหาได้ดังนี้

$$v_o = V_{mulC1} + V_{offsetmulC1} \quad (ก33)$$

$$\text{เมื่อ } V_{mulC1} = \frac{R_4 R_2}{2R_1^2 R_3 I_S} \left[\left((1 + \varepsilon) v_x v_y + \frac{(v_x^2 + v_y^2) \Delta_R}{2} + v_y^2 \Delta_R \right) \right]$$

$$\varepsilon_1 = \frac{\Delta_R}{2} + \frac{\Delta_S}{2I_S}$$

$$V_{offsetmulC1} = \frac{-2R_2 R_4}{R_3} (I_B + I_S) \left(\Delta_R + \left(\frac{\Delta_B + \Delta_S}{I_B + I_S} \right) \right)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

การวิเคราะห์หาค่าแรงดันไฟฟ้าส่วนเกิน $V_{offsetmul2}$ และค่าแรงดันเอาต์พุตของ วงจรคูณแบบใช้ออปแอมป์ 3 ตัวกรณีความไม่สมพงษ์กันของอุปกรณ์ที่ใช้

จากสมการต่างๆ ของวงจรคูณสัญญาณอนาล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ ที่ใช้ออปแอมป์ 3 ตัว ที่นำเสนอเป็นการสมมติให้ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่นำมาต่อมีความสมพงษ์กันดี แต่อย่างไรก็ตาม ในการใช้งานจริง ความไม่สมพงษ์กันของอุปกรณ์ที่ใช้จะเป็นตัวแปรหลักที่ส่งผลให้เกิดค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่นำเสนอ โดยในการวิเคราะห์จะสมมติให้ ค่ากระแส I_B และ I_S ของออปแอมป์ และค่าความต้านทานที่ใช้ในวงจรรูปที่ 5.1 มีค่าดังนี้

กระแส I_B และ I_S ถูกกำหนดโดยให้ $I_{B1} = I_B + 0.5\Delta_B$ และ $I_{S1} = I_S + 0.5 I_S$ สำหรับออปแอมป์ A_1 และ $I_{B2} = I_B - 0.5\Delta_B$ และ $I_{S2} = I_S - 0.5\Delta_S$ สำหรับออปแอมป์ A_2 พร้อมทั้งตัวต้านทาน R_{i1} และ R_{i2} ถูกกำหนดให้ $R_{i1} = (1 + 0.5\Delta_R)R_i$ และ $R_{i2} = (1 - 0.5\Delta_R)R_i$ สำหรับตัวต้านทานที่ใช้ในวงจร โดยในการคำนวณจะไม่พิจารณาผลของวงจรรวมสัญญาณ A_3 จากวงจรในรูปที่ 5.1 ค่าแรงดัน v_{11} และ v_{12} ในสมการที่ (5.1) และ (5.2) เมื่อพิจารณาถึงความไม่สมพงษ์กันของอุปกรณ์สามารถเขียนได้ใหม่ดังสมการที่ (ข1) และ (ข2)

$$v_{11} = -\left(\frac{(1+0.5\Delta_R)R_3}{(1+0.5\Delta_R)R_4} v_x + \frac{(1+0.5\Delta_R)R_3}{(1+0.5\Delta_R)R_5} v_y\right) \quad (ข1)$$

$$v_{12} = -\left(\frac{(1-0.5\Delta_R)R_3}{(1-0.5\Delta_R)R_4/2} v_x + \frac{(1-0.5\Delta_R)R_3}{(1-0.5\Delta_R)R_5} v_{11}\right) \quad (ข2)$$

จากวงจรที่กำหนดให้ $R_3 = R_4 = R_5$ สมการที่ (ข1) และ (ข2) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$v_{11} = -(v_x + v_y) \quad (ข3)$$

และ

$$v_{12} = -(v_x - v_y) \quad (ข4)$$

สำหรับในส่วนของแรงดัน v_{21} และ v_{22} ในสมการที่ (5.15) และ (5.16) เมื่อพิจารณาถึงความไม่สมพงษ์กันของอุปกรณ์สามารถเขียนได้ใหม่ดังสมการที่ (ข5) และ (ข6)

$$v_{21} = v_{CC} - ((I_B + 0.5\Delta_B) + (I_S + 0.5\Delta_S))(1 + 0.5\Delta_R)R_2 - \frac{(1 + 0.5\Delta_R)R_2}{8(I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R)^2 R_1^2} (v_x + v_y)^2 + \frac{(1 + 0.5\Delta_R)R_2}{2(1 + 0.5\Delta_R)R_1} (v_x + v_y) \quad (ข5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{22} = v_{CC} - ((I_B - 0.5\Delta_B) + (I_S - 0.5\Delta_S))(1 - 0.5\Delta_R)R_2 - \frac{(1 - 0.5\Delta_R)R_2}{8(I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R)^2 R_1^2} (v_x - v_y)^2 + \frac{(1 - 0.5\Delta_R)R_2}{2(1 - 0.5\Delta_R)R_1} (v_x - v_y) \quad (ข6)$$

จัดสมการที่ (ข5) และ (ข6) ใหม่ได้ดังนี้

$$v_{21} = v_{CC} - (I_B + 0.5\Delta_B + I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R)R_2 - \frac{R_2}{8(I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R)R_1^2} (v_x + v_y)^2 + \frac{R_2}{2R_1} (v_x + v_y) \quad (ข7)$$

$$v_{22} = v_{CC} - (I_B - 0.5\Delta_B + I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R)R_2 - \frac{R_2}{8(I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R)R_1^2} (v_x - v_y)^2 + \frac{R_2}{2R_1} (v_x - v_y) \quad (ข8)$$

ค่าแรงดัน v_{11} v_{12} v_{21} และ v_{22} จากสมการ (ข3) (ข4) (ข7) และ (ข8) ตามลำดับ จะถูกส่งวงจรถบาย ความแตกต่างขนาดสี่อินพุต ในรูปที่ 5.2 ซึ่งสามารถหาค่าแรงดัน v_o ดังนี้

$$v_o = \frac{R_8}{R_7} \left(v_{CC} - (I_B + 0.5\Delta_B + I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R)R_2 - \frac{R_2}{8(I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R)R_1^2} (v_x + v_y)^2 + \frac{R_2}{2R_1} (v_x + v_y) - v_{CC} + (I_B - 0.5\Delta_B + I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R)R_2 - \frac{R_2}{2R_1} (v_x - v_y) + \frac{R_2}{8(I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R)R_1^2} (v_x - v_y)^2 \right) + \frac{R_8}{R_6} (- (v_x + v_y) + (v_x - v_y)) \quad (ข9)$$

จากสมการที่ (ข9) จะได้

$$v_o = \frac{R_8 R_2}{R_7} (- (I_B + 0.5\Delta_B + I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R) + (I_B - 0.5\Delta_B + I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R)) + \frac{R_8 R_2}{R_7} \left(- \frac{(v_x + v_y)^2}{8(I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R)R_1^2} + \frac{(v_x - v_y)^2}{8(I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R)R_1^2} \right) + \frac{R_8 R_2}{2R_7 R_1} (v_x + v_y) - \frac{R_8 R_2}{2R_7 R_1} (v_x - v_y) + \frac{R_8}{R_6} (- (v_x + v_y) + (v_x - v_y)) \quad (ข10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาสมการที่ (ข10) จะเห็นว่าสมการสามารถแยกออกได้เป็น 2 ส่วน คือส่วนที่เป็นแรงดันดีซี นั่นคือค่าแรงดันไฟฟ้าส่วนเกิน $V_{offsetmul2}$ และอีกส่วนหนึ่งที่มีองค์ประกอบของความถี่ V_{mul2} ของ วงจรคุณสัญญาณอนาล็อกที่นำเสนอโดยสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (ข11) และ (ก12)

$$V_{offsetmul2} = \frac{R_8 R_2}{R_7} \left(-(I_B + 0.5\Delta_B + I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R) + (I_B - 0.5\Delta_B + I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R) \right) \quad (ข11)$$

$$V_{mul2} = \frac{R_8 R_2}{R_7} \left(-\frac{(v_x + v_y)^2}{8(I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R)R_1^2} + \frac{(v_x - v_y)^2}{8(I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R)R_1^2} \right) + \frac{R_8 R_2}{2R_7 R_1} (v_x + v_y) - \frac{R_8 R_2}{2R_7 R_1} (v_x - v_y) + \frac{R_8}{R_6} \left(-(v_x + v_y) + (v_x - v_y) \right) \quad (ข12)$$

พิจารณา $V_{offsetmul2}$ ในสมการที่ (ข11) ได้ดังนี้

$$V_{offsetmul2} = \frac{R_8 R_2}{R_7} \left(-I_B - 0.5\Delta_B - I_S - 0.5\Delta_S - 0.5I_B\Delta_R - 0.25\Delta_B\Delta_R - 0.5I_S\Delta_R - 0.25\Delta_S\Delta_R + I_B - 0.5\Delta_B + I_S - 0.5\Delta_S - 0.5I_B\Delta_R + 0.25\Delta_B\Delta_R - 0.5I_S\Delta_R + 0.25\Delta_S\Delta_R \right) \quad (ข13)$$

$$V_{offsetmul2} = \frac{R_8 R_2}{R_7} \left(-\Delta_B - \Delta_S - I_B\Delta_R - I_S\Delta_R \right) \approx -\frac{R_8 R_2}{R_7} (\Delta_B + \Delta_S) \quad (ข14)$$

พิจารณาค่าองค์ประกอบของความถี่ V_{mul2} ในสมการที่ (ข12) ได้ดังนี้

$$V_{mul2} = \frac{R_8 R_2}{R_7 R_1^2} \left(\frac{-(I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R)(v_x + v_y)^2 + (I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R)(v_x - v_y)^2}{8(I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R)(I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R)} \right) + \frac{R_8 R_2}{2R_7 R_1} (v_x + v_y - v_x + v_y) + \frac{R_8}{R_6} (-v_x - v_y + v_x - v_y) \quad (ข15)$$

จากสมการที่ (ข15) พิจารณาพจน์ $8(I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R)(I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R)$ จัดให้อยู่ในรูปสมการกำลังสอง $(X + Y)(X - Y) = X^2 - Y^2$ จะได้

$$8(I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R)(I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R) = 8\left((I_S^2 - (0.5\Delta_S)^2) \left(1 - (0.5\Delta_R)^2 \right) \right) \quad (ข16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$8\left((I_S^2 - (0.5\Delta_S)^2)(1 - (0.5\Delta_R)^2)\right) = 8(I_S^2 - 0.25I_S^2\Delta_R^2 - 0.25\Delta_S^2 - 0.0625\Delta_S^2\Delta_R^2) \quad (\text{ข17})$$

จากสมการที่ (ข17) พจน์ $-0.25I_S^2\Delta_R^2 - 0.25\Delta_S^2 - 0.0625\Delta_S^2\Delta_R^2$ มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ I_S^2 ดังนั้นพจน์ $8(I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R)(I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R)$ สามารถประมาณค่าได้ดังสมการที่ (ข18)

$$8(I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R)(I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R) \approx 8I_S^2 \quad (\text{ข18})$$

ดังนั้นสมการที่ (ข15) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{mul2} = \frac{R_8 R_2}{R_7 R_1^2} \left(\frac{(v_x - v_y)^2 (I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R) - (v_x + v_y)^2 (I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R)}{8I_S^2} \right) + 2v_y \left(\frac{R_8 R_2}{2R_7 R_1} - \frac{R_8}{R_6} \right) \quad (\text{ข19})$$

$$V_{mul2} = \frac{R_8 R_2}{R_7 R_1^2} \left(\left(\frac{(v_x^2 - 2v_x v_y + v_y^2)(I_S + 0.5\Delta_S)(1 + 0.5\Delta_R)}{8I_S^2} \right) - \left(\frac{(v_x^2 + 2v_x v_y + v_y^2)(I_S - 0.5\Delta_S)(1 - 0.5\Delta_R)}{8I_S^2} \right) \right) + 2v_y \left(\frac{R_8 R_2}{2R_7 R_1} - \frac{R_8}{R_6} \right) \quad (\text{ข20})$$

$$V_{mul2} = \frac{R_8 R_2}{R_7 R_1^2 8I_S^2} (v_x^2 I_S + 0.5v_x^2 I_S \Delta_R + 0.5v_x^2 \Delta_S + 0.25v_x^2 \Delta_S \Delta_R - 2v_x v_y I_S - v_x v_y I_S \Delta_R - v_x v_y \Delta_S - 0.5v_x v_y \Delta_S \Delta_R + v_y^2 I_S + 0.5v_y^2 I_S \Delta_R + 0.5v_y^2 \Delta_S + 0.25v_y^2 \Delta_S \Delta_R - v_x^2 I_S + 0.5v_x^2 I_S \Delta_R + 0.5v_x^2 \Delta_S - 0.25v_x^2 \Delta_S \Delta_R - 2v_x v_y I_S + v_x v_y I_S \Delta_R + v_x v_y \Delta_S - 0.5v_x v_y \Delta_S \Delta_R - v_y^2 I_S + 0.5v_y^2 I_S \Delta_R + 0.5v_y^2 \Delta_S - 0.25v_y^2 \Delta_S \Delta_R) + 2v_y \left(\frac{R_8 R_2}{2R_7 R_1} - \frac{R_8}{R_6} \right) \quad (\text{ข21})$$

$$V_{mul2} = \frac{R_8 R_2}{R_7 R_1^2 8I_S^2} (-4v_x v_y I_S - v_x v_y \Delta_S \Delta_R + (v_x^2 + v_x^2) I_S \Delta_R + (v_x^2 + v_x^2) \Delta_S) + 2v_y \left(\frac{R_8 R_2}{2R_7 R_1} - \frac{R_8}{R_6} \right) \quad (\text{ข22})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ข22) พจน์ $2v_y \left(\frac{R_8 R_2}{2R_7 R_1} - \frac{R_8}{R_6} \right)$ สามารถลดทอนหมดได้ โดยการปรับค่าความต้านทานให้ $R_8 R_2 / 2R_7 R_1 = R_8 / R_6$ ดังนั้นจะได้แรงดันเอาต์พุต V_{mul2} สามารถหาได้ดังนี้

$$V_{mul2} = -\frac{R_8 R_2}{2R_7 R_1^2 I_S} \left(\frac{4v_x v_y I_S + v_x v_y \Delta_S \Delta_R - (v_x^2 + v_x^2) I_S \Delta_R - (v_x^2 + v_x^2) \Delta_S}{4I_S} \right) \quad (\text{ข23})$$

$$V_{mul2} = -\frac{R_8 R_2}{2R_7 R_1^2 I_S} \left((1 + \varepsilon_1) v_x v_y - \frac{(v_x^2 + v_x^2) \Delta_R}{4} - \frac{(v_x^2 + v_x^2) \Delta_S}{4I_S} \right) \quad (\text{ข24})$$

$$\text{เมื่อ } \varepsilon_1 = \frac{\Delta_S \Delta_R}{4I_S}$$

ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตของวงจรคูณที่ใช้ออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์สามารถหาได้ดังนี้

$$v_o = V_{mulB2} + V_{offsetmulB2} \quad (\text{ข25})$$

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } V_{mulB2} &= -\frac{R_8 R_2}{2R_7 R_1^2 I_S} \left((1 + \varepsilon_1) v_x v_y - \frac{(v_x^2 + v_x^2) \Delta_R}{4} - \frac{(v_x^2 + v_x^2) \Delta_S}{4I_S} \right) \\ \varepsilon_1 &= \frac{\Delta_S \Delta_R}{4I_S} \\ V_{offsetmulB2} &= -\frac{R_8 R_2}{R_7} (\Delta_B + \Delta_S) \end{aligned}$$

ในทำนองเดียวกันกรณีวงจรคูณใช้ออปแอมป์ชนิดซีมอสแรงดันเอาต์พุตของวงจรสามารถหาได้ดังนี้

$$v_o = V_{mulC2} + V_{offsetmulC2} \quad (\text{ข26})$$

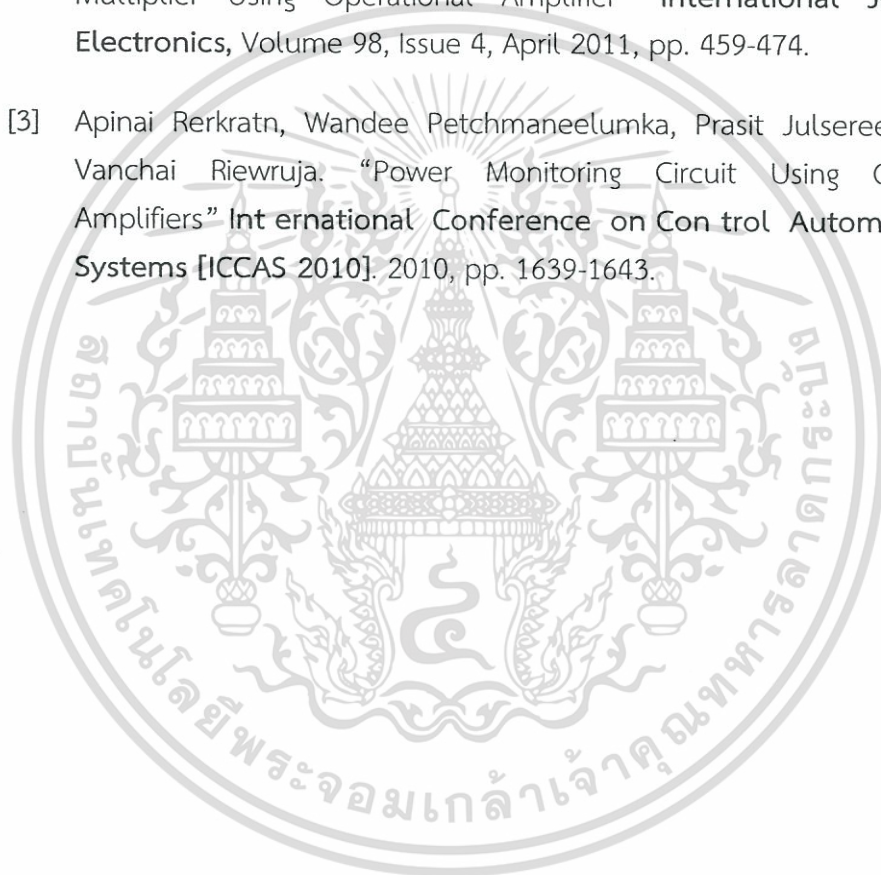
$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } V_{mulC2} &= -\frac{R_8 R_2}{4R_7 R_1^2 I_S} \left((1 + \varepsilon_1) v_x v_y - \frac{(v_x^2 + v_x^2) \Delta_R}{4} - \frac{(v_x^2 + v_x^2) \Delta_S}{4I_S} \right) \\ \varepsilon_1 &= \frac{\Delta_S \Delta_R}{4I_S} \\ V_{offsetmulC2} &= -\frac{R_8 R_2}{R_7} (\Delta_B + \Delta_S) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค.

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารและการประชุมวิชาการระดับ
นานาชาติ

- [1] Vanchai Riewruja and Apinai Rerkratn. “Analog multiplier using operational amplifiers” *Indian Journal of Pure & Applied Physics [IJPAP]*. Vol.48, January 2010, pp. 67-70.
- [2] Vanchai Riewruja and Apinai Rerkratn. “Four-Quadrant Analogue Multiplier Using Operational Amplifier” *International Journal of Electronics*, Volume 98, Issue 4, April 2011, pp. 459-474.
- [3] Apinai Rerkratn, Wandee Petchmaneelumka, Prasit Julsereewong and Vanchai Riewruja. “Power Monitoring Circuit Using Operational Amplifiers” *International Conference on Control Automation and Systems [ICCAS 2010]*. 2010, pp. 1639-1643.



Indian Journal of Pure and Applied Physics

<http://www.niscair.res.in>; <http://nopr.niscair.res.in>

VOLUME 48

NUMBER 1

JANUARY 2010

CODEN:IJOPAU 48(1) 1-74

ISSN:0019-5596

CONTENTS

Nuclear Physics

- Anharmonic perturbation of neutron-proton pairs by the unpaired neutrons in heavy finite nuclei 7
K M Khanna*, G F Kanyeki, S K Rotich, P K Torongey & S E Ameka

Atomic and Molecular Physics

- 70 MeV Carbon C⁵⁺ ion beam induced modifications in polyethylene terephthalate polymer 16
Rajesh Kumar*, Paramjit Singh, H S Virk & Rajendra Prasad
- Molecular structure, vibrational spectroscopic and HOMO, LUMO studies of 4-nitroaniline by density functional method 20
E Kavitha, N Sundaraganesan* & S Sebastian

Electromagnetism, Optics, Acoustics, Heat Transfer, Classical Mechanics and Fluid Dynamics

- Direct acoustic impedance measurements of dimethyl sulphoxide with benzene, carbon tetrachloride and methanol liquid mixtures 31
Deepa Bhatnagar, Deepa Joshi, Ashok Kumar* & C L Jain

Condensed Matter: Structural, Mechanical and Thermal Properties

- Growth of calcium oxalate monohydrate crystal by gel method and its spectroscopic analysis 36
D Valarmathi, Leela Abraham & S Gunasekaran*
- Transport properties of super ionic AgI-Ag₂O-V₂O₅-TeO₂ glasses 39
Poonam Sharma, D K Kanchan*, Meenakshi Pant & K Padmasree
- Field dependent dielectric study of PbTiO₃ and KNbO₃ ferroelectric perovskites 47
Talvinder Singh*, Ashok Kumar & U C Naithani

Condensed Matter: Electronic Structure, Electrical, Magnetic and Optical Properties

- Role of bilayer chain coupling on junction voltage in layered high temperature cuprate superconductors 52
Mahipal Singh*
- Pseudopotential approach to superconductivity in MgB₂ 59
K S Sharma*, Nidhi Bhargava, Ritu Jain, Varsha Goyal, Ritu Sharma & Smita Sharma

Interdisciplinary Physics and Related Areas of Science and Technology

- Analog multiplier using operational amplifiers 67
Vanchai Riewruja* & Apinai Rerkratn

Authors for correspondence are indicated by (*)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Analog multiplier using operational amplifiers

Vanchai Riewruja & Apinai Rerktrat

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

E-mail: kvanchai@kmitl.ac.th

Received 10 August 2009; revised 10 September 2009; accepted 20 November 2009

Simple circuit technique for implementing four-quadrant analog multiplier has been presented. The proposed circuit requires only operational amplifier (opamp) as the active element. The realization method is based on the quarter-square technique where a square is provided from the inherent quadratic behaviour of class-AB output stage of opamp. Experimental results showing the circuit performance are described. The worst-case linearity error and total harmonic distortion for maximum operating range are about 0.23 and 1.02%, respectively.

Keywords: Analog multiplier, Opamp, Quarter-square technique, Squaring circuit, Class AB configuration

1 Introduction

Analog multiplier is an important circuit building block in the field of analog signal processing. Its applications can be found in communication, measurement and instrumentation systems. In the past, analog multiplier based on a variable transconductance technique is proposed¹. Many commercial analog multipliers using this technique are available in the form of integrated circuit fabricated in bipolar technology. Alternately, one of the successful techniques to realize an analog multiplier is based on the use of quarter-square technique^{2,3}. The squaring of sum and difference schemes used in this technique are the necessary operation. The squaring schemes of current input signal can be performed using translinear principle^{4,5}. However, these schemes realized for the specific purpose are unavailable in the commercial integrated circuit form. It is known that output stage of a general-purpose opamp is a class-AB configuration. The characteristic of a class-AB configuration can be expressed by the translinear principle^{7,8} and exploited to realize a high performance squaring scheme^{9,11}. The square operation achieved by this mention is suited for the realization of analog multiplier using quarter-square technique. The use of an opamp in the realization of analog multiplier will provide the structure of high performance at low cost and simple construction. In this paper, four-quadrant analog multiplier is described. The proposed circuit requires only opamp as the active elements. Experimental results that verify the circuit performance will be given.

2 Circuit Description

The proposed analog multiplier is shown in Fig. 1. The circuit operation can be expressed as follow. Assuming that opamps A_1 and A_2 are well matched such as $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ and $I_{S1} = I_{S2} = I_S$, where I_B and I_S denote the quiescent current and class-AB bias current of opamp, respectively. Opamps A_1 and A_2 and resistors $R_{31} - R_{51}$ form a unity gain summing amplifier with supply current sensing. Resulting voltage v_{11} and v_{12} are, respectively, sum and difference of input voltage v_x and v_y . Resistors R_{11} and R_{12} convert the signal voltages v_{11} and v_{12} into the signal currents i_{11} and i_{12} . For the output currents i_{11} and i_{12} less than $2I_S$, the quadratic characteristic of class-AB output stage of opamps A_1 and A_2 , which exist in the supply currents I_1 and I_2 , are fulfilled^{10,11}. The supply currents I_1 and I_2 are sensed and converted to voltages v_{21} and v_{22} by resistors R_{21} and R_{22} , respectively. If resistors $R_{11} = R_{12} = R_C$, $R_{21} = R_{22} = R_S$, $R_{31} = R_{41} = R_{51} = R_m$ and $R_{42} = R_m/2$ are assigned, then voltages v_{21} and v_{22} can be written as¹¹:

$$v_{21} = v_{CC} - (I_B + I_S)R_{21} - \frac{v_{11}^2 R_{21}}{8I_S R_{11}^2} - \frac{v_{11} R_{21}}{2R_{11}} \text{ for } \frac{v_{11}}{R_{11}} \leq 2I_S \quad \dots(1)$$

$$v_{22} = v_{CC} - (I_B + I_S)R_{22} - \frac{v_{12}^2 R_{22}}{8I_S R_{12}^2} - \frac{v_{12} R_{22}}{2R_{12}} \text{ for } \frac{v_{12}}{R_{12}} \leq 2I_S \quad \dots(2)$$

Voltages v_{21} and v_{22} will transfer to four input difference amplifier formed by opamp A_3 and resistors $R_1 - R_6$, where $R_3 = R_6 = R_q$, $R_1 = R_4 = R_f$ and $R_2 = R_5 = R_q$. From routine circuit analysis, voltages v_{11} and v_{12}

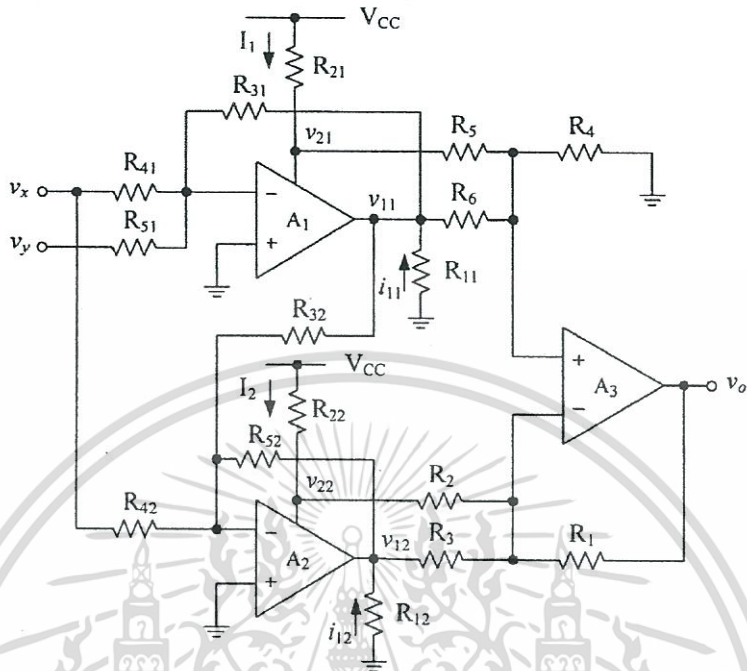


Fig. 1 — Proposed analog multiplier

are, respectively, sum and difference of input voltages v_x and v_y . Therefore, the output voltage v_o can be stated as:

$$v_o = -\frac{R_f R_s}{2R_c^2 R_v I_s} v_x v_y + 2\left(\frac{R_s}{2R_c} - \frac{R_f}{R_p}\right) v_y \quad \dots(3)$$

To provide the multiplication operation, the condition of $R_f/R_p = R_s/2R_c$ is assigned. Hence the output voltage can be expressed as:

$$v_o = -\frac{R_f R_s}{2R_c^2 R_v I_s} v_x v_y = -k_m v_x v_y \quad \dots(4)$$

where k_m denotes the multiplication gain. From Eq. (4), it can be seen that four-quadrant analog multiplier can be simply realized using general purpose opamp without specific device.

3 Circuit Performance

Deviation from ideal performance of the proposed circuit is disturbed by the mismatches between opamps A_1 and A_2 and the tolerance of resistors being used. The device mismatches will influence the multiplication gain error and second harmonic distortion of the input signals v_x and v_y . The output voltage v_o included term of errors and can be expressed as:

$$v_o = -\frac{R_f}{R_c R_v I_s} \{(1 + \epsilon_1) v_x v_y + \epsilon_2 v_x^2 + \epsilon_3 v_y^2\} + v_{off} \quad \dots(5a)$$

$$\epsilon_1 = 4\Delta - \frac{6R_4}{R_f} \Delta + \Delta_s \quad \dots(5b)$$

$$\epsilon_2 = 3\Delta - \frac{3R_4}{R_f} \Delta + \frac{\Delta_s}{2} \quad \dots(5c)$$

$$\epsilon_3 = 4\Delta - \frac{3R_4}{R_f} \Delta + \frac{\Delta_s}{2} \quad \dots(5d)$$

$$v_{off} = (I_{B1} - I_{B2} + \Delta_S)(1 + 2\Delta) \frac{R_1 R_5}{R_4} \dots(5e)$$

where Δ is the tolerance of resistors, $\Delta_S = (I_{S1} - I_{S2})$ is the mismatch between class-AB bias currents of opamps A_1 and A_2 , ϵ_1 to ϵ_3 and v_{off} denote the error factors and offset voltage, respectively. If $R_1/R_4 = 1$, $\Delta = 1 \times 10^{-3}$, $\Delta_S = 1.3 \times 10^{-6}$, $I_{B1} = 0.537$ mA, $I_{B2} = 0.539$ mA, then errors ϵ_1 to ϵ_3 are calculated as $\epsilon_1 = 2 \times 10^{-4}$, $\epsilon_2 = 1.3 \times 10^{-6}$, $\epsilon_3 = 1 \times 10^{-3}$ and $v_{off} = 6.6$ mV. The input operating range of the proposed circuit can be considered from the accepted value of the output current drawn from opamps A_1 and A_2 to fulfill the condition in Eqs (1) and (2). The voltages v_{21} and v_{22} included higher-order terms can be expressed as¹¹:

$$v_{21} = v_{CC} - I_{B1}R_{21} - I_{S1}R_{21} \left(1 + \frac{v_{11}^2}{8I_{S1}^2R_{11}^2} - \frac{v_{11}^4}{128I_{S1}^4R_{11}^4} + \dots \right) - \frac{v_{11}R_{21}}{2R_{11}} \dots(6)$$

$$v_{22} = v_{CC} - I_{B2}R_{22} - I_{S2}R_{22} \left(1 + \frac{v_{12}^2}{8I_{S2}^2R_{12}^2} - \frac{v_{12}^4}{128I_{S2}^4R_{12}^4} + \dots \right) - \frac{v_{12}R_{22}}{2R_{12}} \dots(7)$$

From Eqs (6) and (7), if term v_{1i}/R_{1i} in bracket is chosen such as $v_{1i}/R_{1i} \leq 1.26I_{Si}$, then Eqs (6) and (7) can be approximated by truncated higher-order terms as in Eqs (1) and (2). For $v_{11} = -(v_x + v_y)$ and $v_{12} = -(v_x - v_y)$, the input operating range of the proposed circuit, $|v_x| + |v_y|$, can be estimated to smallest value between $1.26R_{11}I_{S1}$ and $1.26R_{12}I_{S2}$.

4 Experimental Details

The proposed circuit in Fig. 1 was constructed using commercially available opamps UA741 and 0.1% tolerance resistors. The resistors used in the circuit are chosen to be $R_{11} = R_{12} = 5$ k Ω , $R_{21} = R_{22} = 2$ k Ω , $R_1 = R_2 = R_4 = R_5 = R_{31} = R_{32} = R_{41} = R_{51} = R_{52} = 100$ k Ω , $R_{42} = 50$ k Ω and $R_3 = R_6 = 500$ k Ω . The power supply voltages used were set to ± 9 V. The quiescent currents and the class-AB bias currents of opamps A_1 and A_2 , respectively, were measured as $I_{B1} = 0.537$ mA, $I_{B2} = 0.539$ mA, $I_{S1} = 144.8$ μ A and $I_{S2} = 146.1$ μ A using the technique proposed earlier¹². Hence scale factor k_m and input operating range can be calculated as 0.275 and ± 0.91 V, respectively. The measure of *dc* transfer characteristic is shown in Fig. 2. Figure 3 shows the linearity error for input voltage v_x varied from -1 V to 1 V and $v_y = 0.5$ V. For input operating range, $|v_x| + |v_y| = 0.9$ V, the worst-case linearity error of Fig. 3 is about 0.9 mV or

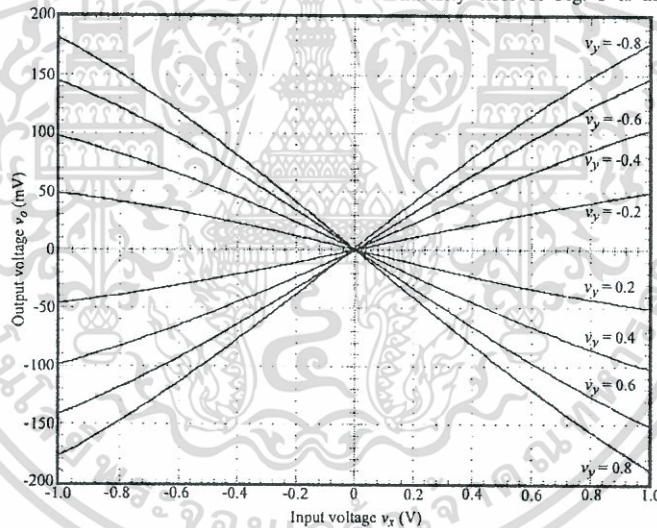


Fig. 2 — *dc* transfer characteristic

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

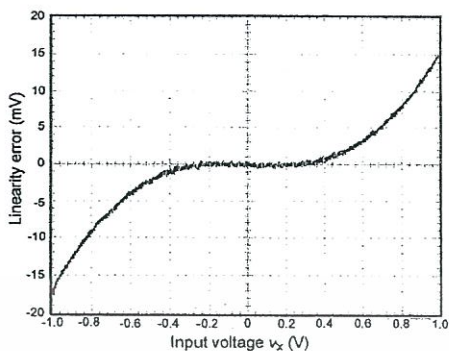


Fig. 3 — Linearity error

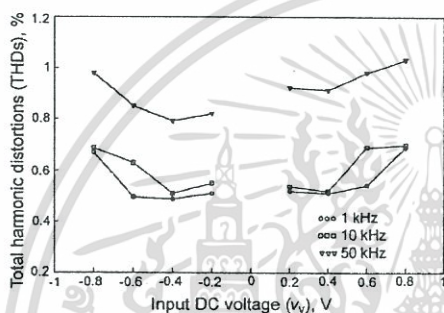


Fig. 4 — Total harmonic distortions

relative error of 0.23% for input voltage v_x of $-0.4V$. The output response of the proposed circuit can be investigated from the total harmonic distortions (THDs). The measure of THDs is determined by applying a sinusoidal wave to v_x and dc voltage varied from $-1V$ to $1V$ to v_y . Figure 4 shows THDs versus input voltage v_x at 1, 10 and 50 kHz of peak amplitude 100 mV. Figure 5 shows the result of amplitude modulation for 20 kHz sinusoidal wave of 0.4V peak amplitude and 1 kHz triangular wave of 0.2 V peak amplitude applied to v_x and v_y , respectively. It is clearly seen that the proposed circuit provides an adequate performance of analog multiplier.

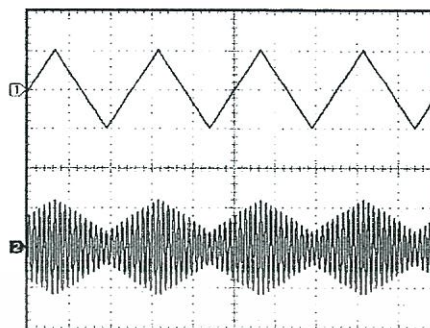


Fig. 5 — Amplitude modulation of sinusoidal wave 20 kHz with amplitude $0.4 V_p$ and triangle wave 1 kHz with amplitude $0.2 V_p$ (vertical scale, upper trace: 100 mV/div; lower trace: 5 mV/div, horizontal scale: 400 μ s/div)

5 Conclusions

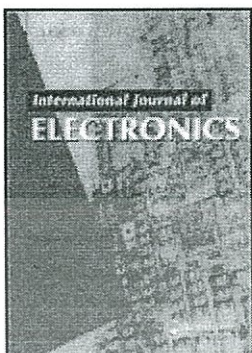
Four-quadrant analog multiplier using opamps as only active element has been described. The realization method is based on opamp supply current sensing to provide the squaring of sum and difference of two input signals for quarter-square algebraic identity. The proposed circuit provides a simple construction, a good performance and low cost. Experimental results show that the proposed circuit exhibits basic feature of multiplier for analog signal processing.

References

- 1 Gilbert B A, *IEEE J Solid-State Circuits*, SC-9 (1974) 364.
- 2 Kimura K, *IEEE J Solid-State Circuits*, 29 (1994) 46.
- 3 Pena-Finol J S & Connolly J A, *IEEE J Solid-State Circuits*, SC-22 (1987) 1064.
- 4 Abuelmaatti M T & Abed S M, *Int J Electron*, 86 (1999) 35.
- 5 Bratt A H, King D & Lysejko M J, *Electronics Lett*, 27 (1991) 1852.
- 6 De La Cruz-Blas C A, Lopez-Martin A J & Carlosena Ar, *Electron Lett*, 39 (2003) 434.
- 7 Gilbert B, *Electron Lett*, 11 (1975) 14.
- 8 Seevinck E & Wiegerink R J, *IEEE J Solid-State Circuits*, 26 (1991) 1098.
- 9 Surakampontr W & Riewruja V, *Int J Electron*, 73 (1992) 627.
- 10 Surakampontr W, *IEEE Trans Inst & Meas*, 37 (1988) 259.
- 11 Riewruja V & Kamsri T, *IET Circuit Devices & Systems*, 3 (2009) 57.
- 12 Toumazou C & Lidgley F J, *IEE Proc Part G*, 134 (1987) 7.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This article was downloaded by: [King Mongkut's Inst of Technology Ladkrabang]
 On: 20 January 2013, At: 23:21
 Publisher: Taylor & Francis
 Informa Ltd Registered in England and Wales Registered Number: 1072954 Registered
 office: Mortimer House, 37-41 Mortimer Street, London W1T 3JH, UK



International Journal of Electronics

Publication details, including instructions for authors and
 subscription information:

<http://www.tandfonline.com/loi/tetn20>

Four-quadrant analogue multiplier using operational amplifier

Vanchai Riewruja^a & Apinai Rerkratn^a

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

Version of record first published: 19 Apr 2011.

To cite this article: Vanchai Riewruja & Apinai Rerkratn (2011): Four-quadrant analogue multiplier
 using operational amplifier, International Journal of Electronics, 98:4, 459-474

To link to this article: <http://dx.doi.org/10.1080/00207217.2010.520155>

PLEASE SCROLL DOWN FOR ARTICLE

Full terms and conditions of use: <http://www.tandfonline.com/page/terms-and-conditions>

This article may be used for research, teaching, and private study purposes. Any
 substantial or systematic reproduction, redistribution, reselling, loan, sub-licensing,
 systematic supply, or distribution in any form to anyone is expressly forbidden.

The publisher does not give any warranty express or implied or make any representation
 that the contents will be complete or accurate or up to date. The accuracy of any
 instructions, formulae, and drug doses should be independently verified with primary
 sources. The publisher shall not be liable for any loss, actions, claims, proceedings,
 demand, or costs or damages whatsoever or howsoever caused arising directly or
 indirectly in connection with or arising out of the use of this material.

Four-quadrant analogue multiplier using operational amplifier

Vanchai Riewruja* and Apinai Rerkratn

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

(Received 13 February 2009; final version received 30 June 2010)

A method to realise a four-quadrant analogue multiplier using general-purpose operational amplifiers (opamps) as only the active elements is described in this article. The realisation method is based on the quarter-square technique, which utilises the inherent square-law characteristic of class AB output stage of the opamp. The multiplier can be achieved from the proposed structure with using either bipolar or complementary metal-oxide-semiconductor (CMOS) opamps. The operation principle of the proposed multiplier has been confirmed by PSPICE analogue simulation program. Simulation results reveal that the principle of proposed scheme provides an adequate performance for a four-quadrant analogue multiplier. Experimental implementations of the proposed multiplier using bipolar and CMOS opamps are performed to verify the circuit performances. Measured results of the experimental proposed schemes based on the use of bipolar and CMOS opamps with supply voltage ± 2.4 V show the worst-case relative errors of 0.32% and 0.47%, and the total harmonic distortions of 0.47% and 0.98%, respectively.

Keywords: four-quadrant analogue multiplier; operational amplifier; squaring circuit; quarter-square technique; class AB

1. Introduction

An analogue multiplier is a basic circuit building block for analogue signal processing in instrumentation and communication systems such as a variable gain amplifier, automatic gain control amplifier, waveform generator, modulator, frequency doubler, phase-locked loop, amplitude-locked loop, small signal rectifier, etc. The most received attention techniques to realise analogue multiplier are based on the use of quarter-square technique (Pena-Finol and Connelly 1987; Kimura 1994) and translinear characteristics of bipolar or MOS transistors operating in a saturation region (Huijsing, Lucas and Bruin 1982; Bratt, King and Lysejko 1991; Oliaci and Loumeau 1996; Abuelmaatti and Abed 1999; Ravindran, Ramarao, Vidal and Ismail 2001; De La Cruz-Blas, Lopez-Martín and Carlosena 2003). However, these approaches are realised for the specific purpose and are unavailable in commercial integrated circuit form. The economical attraction in the design of electronic circuits is one of the most important roles to take into consideration. Consequently, a general-purpose operational amplifier (opamp), which is a commercially available,

*Corresponding author. Email: kvanchai@kmitl.ac.th

low-cost and high performance device, is usually employed as a basic circuit building block in analogue circuits and system applications. The output stage of almost opamp provides a class AB configuration, where its characteristic can be explained by translinear principle (Gilbert 1975; Seevinck and Wiegierink 1991). The characteristic of class AB output stage of opamp can be exploited to realise a high performance squaring scheme (Surakampontorn 1988), which is well suited for implementing the analogue multiplier based on quarter-square technique. The use of opamp in the realisation of the analogue multiplier will provide the structure of high performance at low cost and simple construction. In this article, a four-quadrant analogue multiplier is described. The proposed circuit requires only general-purpose opamps as active element. Either bipolar or CMOS opamps can be used to realise the analogue multiplier using the proposed scheme. The technique is based on translinear characteristic of class AB output stage of opamp, which is already existed within its supply current. The opamp supply current sensing technique (Toumazou and Lidgely 1987; Surakampontorn 1988; Riewruja and Kamsri 2009) is employed to obtain the square of sum and difference of two input signals, and the multiplication is performed by the quarter-square algebraic identity. In addition, low-supply voltage operation of the proposed analogue multiplier is also achieved for low-voltage opamp used in the scheme.

2. Circuit description

2.1. Principle

The proposed four-quadrant analogue multiplier is realised based on the quarter-square technique. The squaring circuit and summing amplifiers formed by general-purpose opamps are used to set up the mathematical relationship as

$$v_m = \frac{1}{4} [(v_1 + v_2)^2 - (v_1 - v_2)^2] = v_1 v_2 \quad (1)$$

The square operation can be achieved from the characteristic of the class AB output stage of the opamp. Simple scheme to extract the existed square signal from the supply current is shown in Figure 1 (Surakampontorn 1988). Opamps A_1 and A_2 and resistor R_1 form a voltage-to-current converter to convert the input signal voltage v_m into the signal current $i_m = v_m/R_1$. For bipolar opamp, the supply currents I_1 and I_2

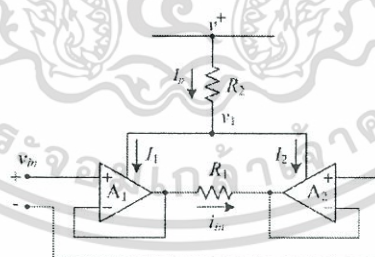


Figure 1. Squaring scheme.

can be expressed as (Toumazou and Lidgoy 1987; Surakampontrorn 1988; Riewruja and Kamsri 2009)

$$I_1 = I_{B1} + \left[\frac{(4I_{S1}^2 + i_m^2)^{1/2} + i_m}{2} \right] \text{ for } |i_m| \leq 2I_{S1} \quad (2a)$$

$$I_2 = I_{B2} + \left[\frac{(4I_{S2}^2 + i_m^2)^{1/2} - i_m}{2} \right] \text{ for } |i_m| \leq 2I_{S2} \quad (2b)$$

where I_{B1} and I_{S1} denote the quiescent supply current and the class AB bias current, respectively, of opamp A_1 . Assuming that opamps A_1 and A_2 are closely matched such as $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ and $I_{S1} = I_{S2} = I_S$. The current I_p , which is the sum of the currents I_1 and I_2 , is sensed and converted to voltage v_1 by resistor R_2 . Therefore, the voltage v_1 can be written as

$$v_1 = v^* - 2R_2I_B - 2R_2I_S \left(1 + \frac{i_m^2}{4I_S^2} \right)^{1/2}. \quad (3)$$

The square-root term in Equation (3) can be expanded using the power series and then becomes

$$v_1 = v^* - 2R_2(I_B + I_S) - 2R_2I_S \left[\frac{1}{2} \left(\frac{i_m}{2I_S} \right)^2 - \frac{1}{8} \left(\frac{i_m}{2I_S} \right)^4 + \dots \right]. \quad (4)$$

If the magnitude of signal current i_m is chosen such that $i_m \leq 1.26I_S$, then the higher-order terms in the expansion can be neglected, and Equation (4) is given as

$$v_1 = [v^* - 2R_2(I_B + I_S)] - \frac{R_2}{4I_S} i_m^2 \quad (5a)$$

or

$$v_1 = [v^* - 2R_2(I_B + I_S)] - \frac{R_2}{4I_S R_i^2} v_m^2. \quad (5b)$$

It should be noted that the first term in the right side of Equation (5b) is DC component and the second term is the square of the input signal voltage v_m with the scale factor $R_2/(4I_S R_i^2)$. If CMOS opamp is used in Figure 1, then the currents I_1 and I_2 can be given by (Surakampontrorn and Riewruja 1992)

$$I_1 = I_{B1} + \frac{(4I_{S1} + i_m)^2}{16I_{S1}} = I_{B1} + I_{S1} \left(1 + \frac{i_m}{4I_{S1}} \right)^2 \quad (6a)$$

$$I_2 = I_{B2} + \frac{(4I_{S2} - i_m)^2}{16I_{S2}} = I_{B2} + I_{S2} \left(1 - \frac{i_m}{4I_{S2}} \right)^2. \quad (6b)$$

Similar to bipolar opamp case, the voltage v_1 of the circuit in Figure 1, can be stated as

$$v_1 = [v^- - 2R_2(I_B + I_S)] - \frac{R_2 I_{in}^2}{8I_S} \tag{7a}$$

or

$$v_1 = [v^+ - 2R_2(I_B + I_S)] - \frac{R_2 v_m^2}{8I_S R_1^2} \tag{7b}$$

It should be noted that the second term of the right side of Equation (7b) is the square of the input signal voltage v_m with scale factor $R_2/(8I_S R_1^2)$.

2.2. Multiplier realisation

The proposed four-quadrant analogue multiplier using opamps is shown in Figure 2. The circuit consists of five general-purpose opamps such that the opamps A_{11} and A_{22} are available in same package. Opamps A_{11} and A_{12} , A_{21} and A_{22} and resistors $R_{11} = R_{12} = R_1$ are connected as voltage-to-current converters. Resistors R_{21} and R_{22} , where $R_{21} = R_{22} = R_2$, are used to sense the supply currents I_{p1} and I_{p2} . The input signal voltage v_i is inverted by the unity-gain inverting amplifier formed by opamp A_{22} and resistors $R_{31} = R_{32}$. Therefore, the current $i_v = (v_i + v_v) R_1$ is achieved. If bipolar opamp is used in Figure 2, then the sensing voltages v_{21} and v_{22} can be expressed as

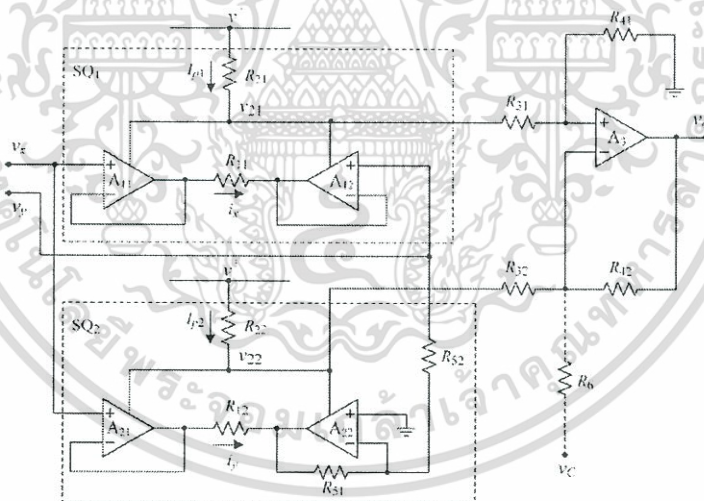


Figure 2. Proposed four-quadrant analogue multiplier.

Downloaded by [King Mongkut's Inst of Technology Ladkrabang] at 23:21 20 January 2013

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{21} = v^* - 2R_2(I_B + I_S) - \frac{R_2}{4I_S R_1^2} (v_x - v_y)^2 \quad (8a)$$

$$v_{22} = v^* - 2R_2(I_B + I_S) - \frac{R_2}{4I_S R_1^2} (v_x + v_y)^2 \quad (8b)$$

where v_x and v_y are input signal voltages. The voltages v_{21} and v_{22} are transferred to difference amplifier formed by opamp A_3 and resistors $R_{31} = R_{32} = R_3$ and $R_{41} = R_{42} = R_4$, where resistance R_3 is chosen such that $R_3 \gg R_2$. As a result, output voltage v_o is given by

$$v_o = K_b v_x v_y \quad (9a)$$

$$K_b = \frac{R_4 R_2}{I_S R_3 R_1^2} \quad (9b)$$

where K_b is the scale factor of the proposed multiplier using bipolar opamps. If CMOS opamp is used in the proposed multiplier, then the voltages v_{21} and v_{22} are obtained as follows:

$$v_{21} = v^* - 2R_2(I_B + I_S) - \frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x - v_y)^2 \quad (10a)$$

$$v_{22} = v^* - 2R_2(I_B + I_S) - \frac{R_2}{8I_S R_1^2} (v_x + v_y)^2 \quad (10b)$$

Consequently, output voltage v_o is given by

$$v_o = K_c v_x v_y \quad (11a)$$

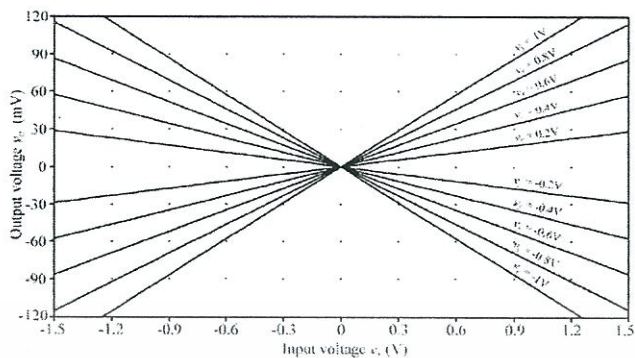
$$K_c = \frac{R_4 R_2}{2I_S R_3 R_1^2} \quad (11b)$$

where K_c denotes the scale factor of the proposed circuit using CMOS opamps. It can be seen that the four-quadrant analogue multiplier can be realised using bipolar or CMOS opamps without a specific device.

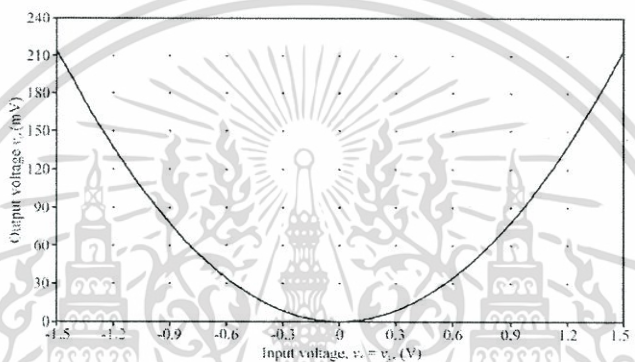
3. Performance analysis

3.1. Errors in the multiplier

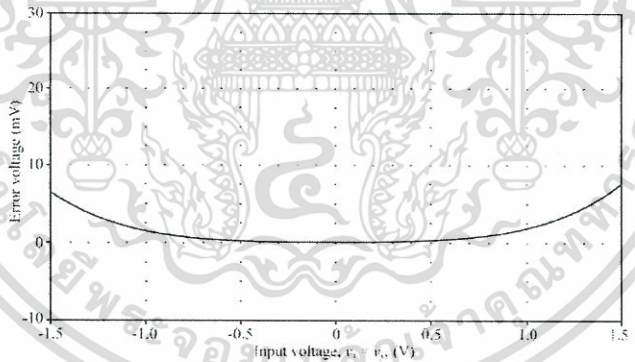
The multiplication function in previous description results from the assumptions that all devices are perfectly matched. However, in a practical realisation, the mismatches of devices used in the circuit are the major factor contributing to the distortion and error in the output response. The mismatch between opamps in



(a)



(b)



(c)

Figure 3. Simulation results. (a) DC transfer characteristic. (b) Transfer characteristic of proposed multiplier as squarer. (c) Error of transfer characteristic for proposed multiplier as squarer.

Downloaded by [King Mongkut's Inst of Technology Ladkrabang] at 23:21 20 January 2013

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

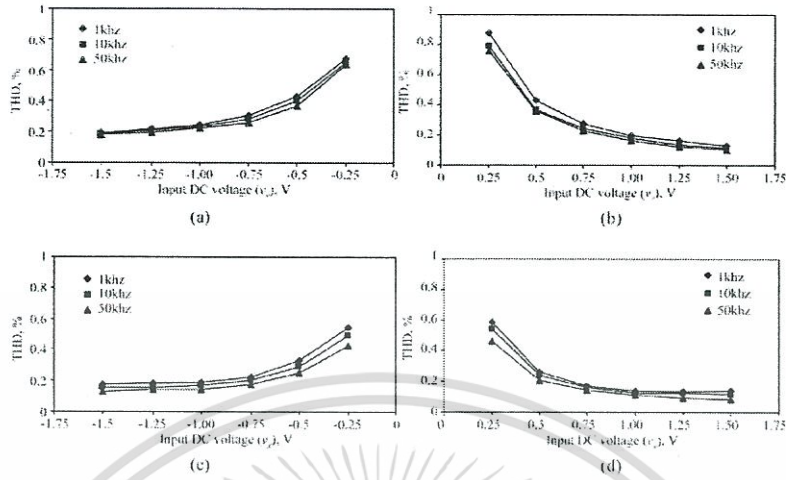


Figure 4. Simulated THDs. (a) For the first case with $v_i < 0$. (b) For the first case with $v_i > 0$. (c) For the second case with $v_i < 0$. (d) For the second case with $v_i > 0$.

dotted line frames SQ_1 and SQ_2 and also the mismatch between resistors R_{i1} and R_{i2} , where $i = 1, 2, 3, 4$ and 5 , in Figure 2 are considered. Hence output signal voltage v_o can be written as

$$v_o = \frac{R_2 R_4}{\alpha R_1 R_3 I_S} \left[(1 - \epsilon_1) v_i v_o + \frac{\Delta R}{2} (v_o^2 + v_i^2) - \Delta R v_o^2 \right] - v_{offset} \quad (12a)$$

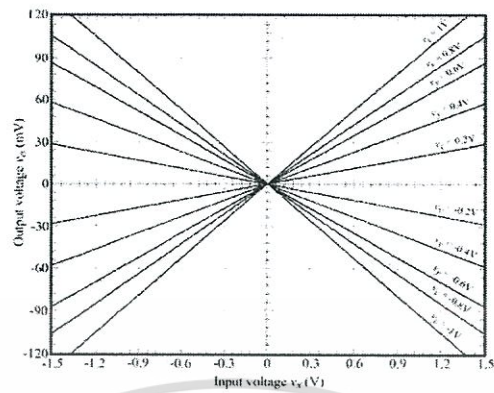
$$z_1 = \frac{\Delta R}{2} + \frac{\Delta_S}{2 I_S} \quad (12b)$$

$$v_{offset} = \frac{2 R_2 R_4}{R_3} (I_B + I_S) \left[\Delta R + \frac{(\Delta_B + \Delta_S)}{(I_B + I_S)} \right] \quad (12c)$$

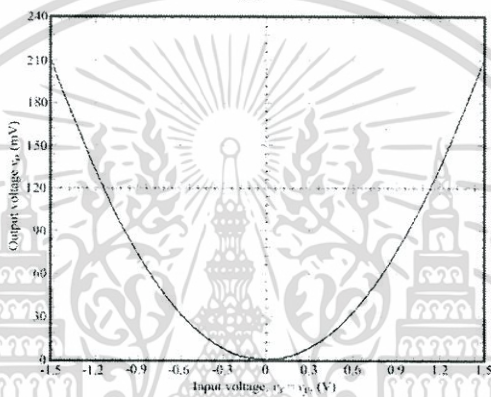
where Δ_B and Δ_S are the mismatch current of the quiescent current I_B and the class AB bias current I_S , respectively, of opamps in SQ_1 and SQ_2 . $\Delta R = (R_{i1} - R_{i2})/R_i$ is the mismatch factor between resistors R_{i1} and R_{i2} . α is constant that set to 1 and 2 for bipolar and CMOS opamps, respectively, used in the circuit. ϵ_1 is the error factor and v_{offset} denotes DC voltage offset. The currents I_B and I_S are, respectively, assigned to $I_{B1} = (1 + 0.5\Delta_B)I_B$ and $I_{S1} = (1 + 0.5\Delta_S)I_S$ for opamps in SQ_1 and $I_{B2} = (1 - 0.5\Delta_B)I_B$ and $I_{S2} = (1 - 0.5\Delta_S)I_S$ for opamps in SQ_2 . Also resistors R_{i1} and R_{i2} are assigned to $R_{i1} = (1 + 0.5\Delta_R)R_i$ for resistor in SQ_1 and $R_{i2} = (1 - 0.5\Delta_R)R_i$ for resistor in SQ_2 . From Equations (12a) and (12c), DC offset voltage v_{offset} can be eliminated by the appropriated value of the voltage v_i in the Figure 2. Practically, the general-purpose dual opamp MC33172, which is designed using bipolar

Downloaded by [King Mongkut's Inst of Technology Ladkrabang] at 23:21 20 January 2013

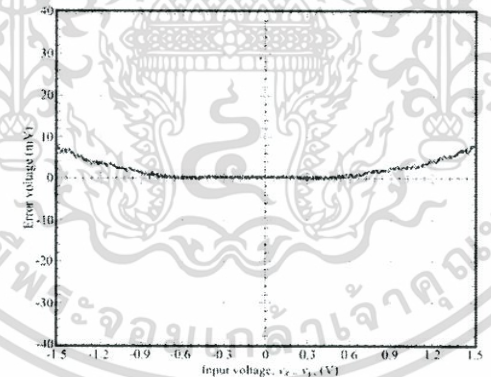
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)



(c)

Figure 5. Experimental results of proposed multiplier using bipolar opamp. (a) DC transfer characteristic. (b) Transfer characteristic of proposed multiplier as squarer. (c) Error of transfer characteristic.

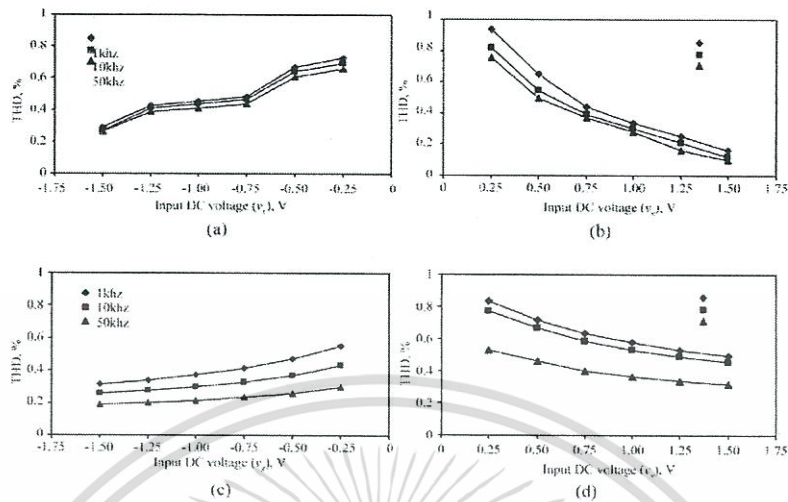


Figure 6. Measured THDs of proposed multiplier using bipolar opamp. (a) For the first case with $v_i < 0$. (b) For the first case with $v_i > 0$. (c) For the second case with $v_i < 0$. (d) For the second case with $v_i > 0$.

technology, is chosen for opamps used in the schemes of SQ_1 and SQ_2 . The measured values of parameters I_B , I_S , Δ_{B_S} and Δ_S are $94.4 \mu\text{A}$, $75 \mu\text{A}$, $1.9 \mu\text{A}$ and $0.36 \mu\text{A}$, respectively. The resistance mismatch Δ_R is selected to the worst-case value of 2×10^{-3} or 0.2%. Resistors R_1 to R_4 are $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 250 \text{ k}\Omega$ and $R_4 = 500 \text{ k}\Omega$. Supply voltage $v^+ = -v^-$ is set to 2.4 V. Thus, DC offset voltage v_{offset} and error ε_1 are calculated as $v_{offset} = 10.4 \text{ mV}$ and $\varepsilon_1 = 3.4 \times 10^{-3}$. For CMOS opamps used in Figure 2, output signal voltage v_o is similar to the bipolar opamp case. If the general-purpose CMOS opamp OPA2703 is chosen for the circuit implementation, where the parameters I_B , I_S , Δ_B and Δ_S are $100.2 \mu\text{A}$, $29.76 \mu\text{A}$, $1.4 \mu\text{A}$ and $0.2 \mu\text{A}$, respectively, then $v_{offset} = 7.44 \text{ mV}$ and $\varepsilon_1 = 4.3 \times 10^{-3}$ are achieved.

3.2. High frequency response

High frequency response of proposed multiplier is limited by opamps used in the circuit. From circuit in Figure 2, opamps A_1 and A_2 are connected as unity-gain voltage amplifier, which provide high frequency response equal to the gain bandwidth product. Therefore, the high frequency limitation is dependent on the voltage gain of difference amplifier formed by opamp A_3 and resistors R_{31} , R_{32} , R_{41} and R_{42} , where $R_{31} = R_{32} = R_3$ and $R_{41} = R_{42} = R_4$. The single dominant pole P_n of the proposed multiplier can be approximately given by

$$P_n = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_{4s}}{R_3 GBW}\right)} \quad (13)$$

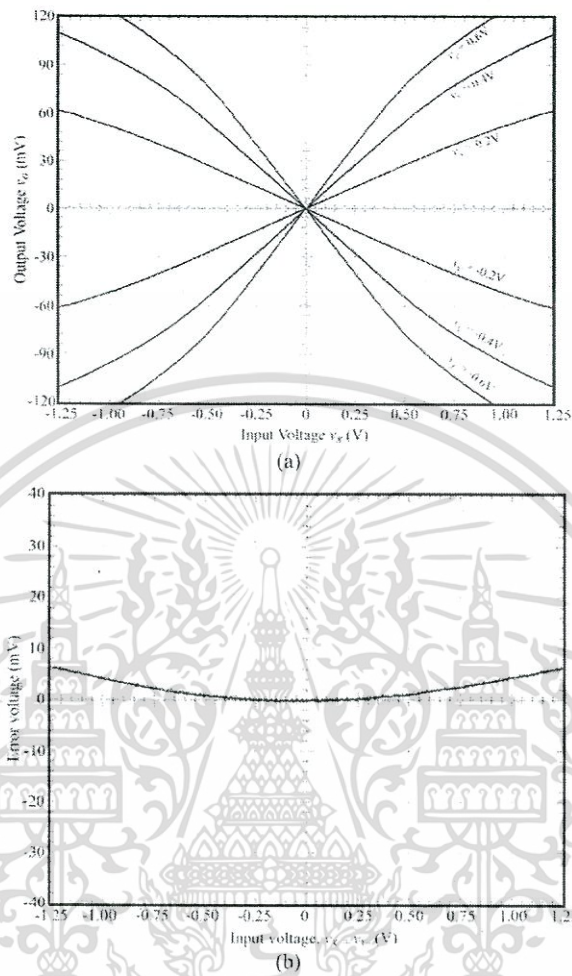


Figure 7. Experimental results of proposed multiplier using low power bipolar opamp. (a) DC transfer characteristic. (b) Error of transfer characteristic for proposed multiplier as squarer.

where GBW is gain bandwidth product of opamp. If $GBW = 1.8$ MHz for opamp MC33172 and $R_4/R_3 = 2$ then dominate pole f_n will be located at 900 kHz.

3.3. Input operating range

The range of input signal voltage is determined in term of ($|v_x| + |v_y|$). For the proposed circuit in Figure 2 using bipolar opamps, the voltages v_{21} and v_{22} are

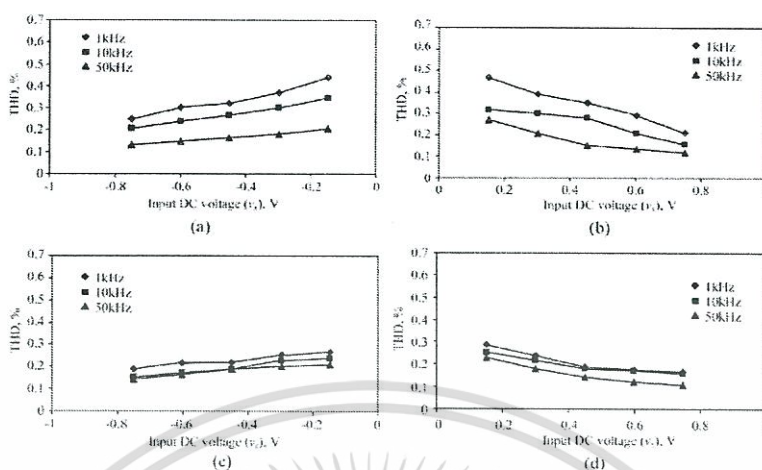


Figure 8. Measured THDs of proposed multiplier using low power bipolar opamp. (a) For the first case with $v_x < 0$. (b) For the first case with $v_x > 0$. (c) For the second case with $v_x < 0$. (d) For the second case with $v_x > 0$.

fulfilled as expressed in Equations (8a) and (8b) with the condition of i_x and i_y smaller than $1.26I_S$. Therefore, the input operating ranges of v_x and v_y are conformed the condition such that $(|v_x| + |v_y|) = 1.26I_S R_1$. In the case of CMOS opamp, the input operating range can be deduced as $(|v_x| + |v_y|) = 4I_S R_1$. It should be noted that the input operating range can be increased using large value of resistance R_1 . However, this will decrease the scale factor of proposed multiplier as expressed in Equations (9) and (11).

4. Simulation and experimental results

4.1. Simulation results

The proposed multiplier performance was observed through the use of PSPICE analogue simulation program with using bipolar opamp UA741, where the simplified schematic diagram of UA741 was proposed in the literature (Gray, Hurst, Lewis and Meyer 2001). The opamp bias current I_B and I_S are set to the same value with experimental implementation as $870 \mu\text{A}$ and $208 \mu\text{A}$, respectively. The transistor model of AT&T ALA400 transistor array (Frey 1993) was used for bipolar transistors in the simplified schematic diagram of UA741. Resistors were set to $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_3 = R_5 = 250 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 500 \text{ k}\Omega$. Power supply voltage was $v^+ = -v^- = 8 \text{ V}$. The input operating range and the scale factor K_b can be calculated as 2.62 V and 0.096 , respectively. Figure 3(a) shows DC transfer characteristic of the proposed circuit for v_y stepped from -1 V to 1 V by 0.2 V and v_x varied from -1.5 V to 1.5 V . Figure 3(b) and 3(c) show the DC transfer characteristic of the proposed multiplier connected as squarer, $v_x = v_y$, and the error of transfer characteristic, respectively. From Figure 3(c), the worst-case error of about 4.8 mV or 0.37% is obtained for the input operating range

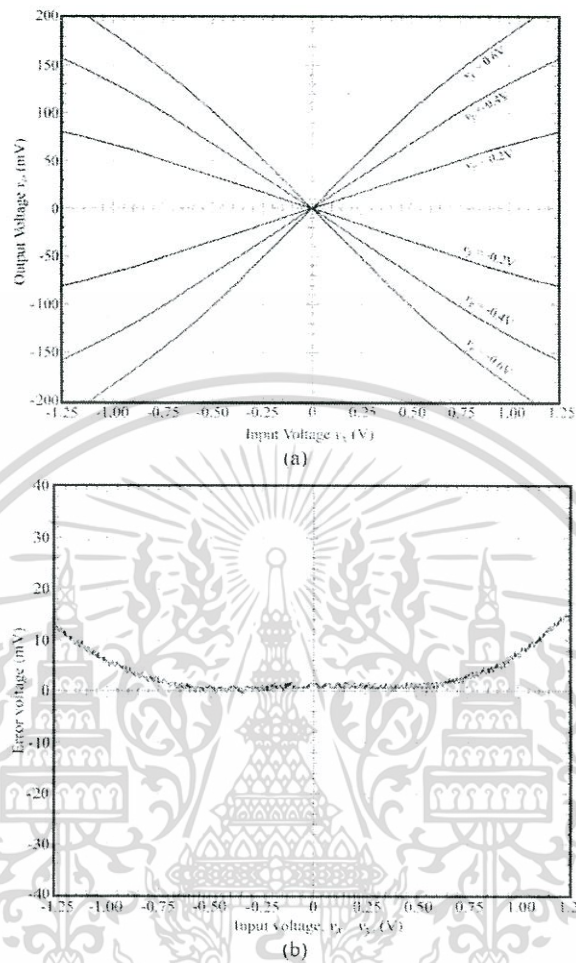


Figure 9. Experimental results of proposed multiplier using low power CMOS opamp. (a) DC transfer characteristic. (b) Error of transfer characteristic for proposed multiplier as squarer.

$|v_x| = |v_y|$ of about 1.3 V. The total harmonic distortion (THD) of the proposed multiplier is determined in two cases. For the first case, the signal voltage is applied to input v_y , while input v_x is set to DC voltage. The second case is that inputs v_x and v_y in the first case are interchanged. The plots of THDs against input signals at 1 kHz, 10 kHz and 50 kHz sinusoidal wave of amplitude 0.5 V_{PP} are shown in Figure 4(a) to 4(d). It can be seen that the maximum THD of about 0.88% is observed.

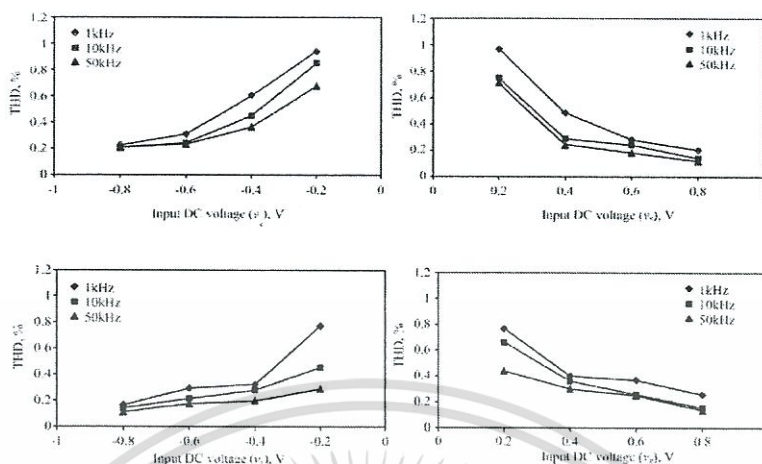
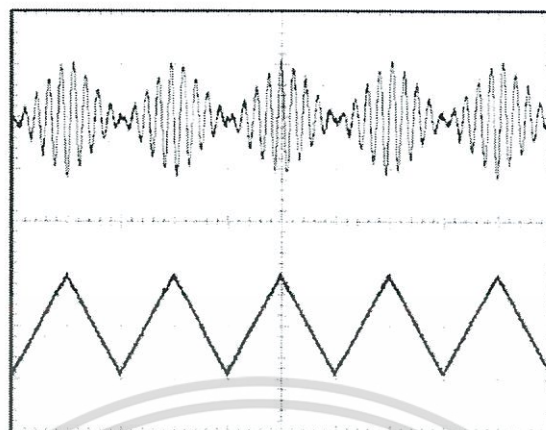


Figure 10. Measured THDs of proposed multiplier using low power CMOS opamp. (a) For the first case with $v_1 < 0$. (b) For the first case with $v_1 > 0$. (c) For the second case with $v_1 < 0$. (d) For the second case with $v_1 > 0$.

4.2. Experimental results

To confirm the performances of the proposed circuit, the commercial dual opamp UA1458, which comprised two UA741 in the same package, was used for experimental implementation of circuit in Figure 2. The measured average values of currents I_B , I_S , Δ_B and Δ_S are $870 \mu\text{A}$, $208 \mu\text{A}$, $11 \mu\text{A}$ and $7.5 \mu\text{A}$, respectively, using the method proposed in the literature (Toumazou and Lidgley 1987). The matched resistors used in the circuit were selectively matched better than 0.2%. The resistors and supply voltages were set to the same values used for the simulation. Figure 5(a) shows the measured DC transfer characteristic, where input voltage v_x varied from -1.5 V to 1.5 V and input voltage v_1 stepped from -1 V to 1 V by 0.2 V . The performance of the proposed multiplier connected as squarer is shown in Figure 5(b). Figure 5(c) shows the error of the output voltage v_o . From Figure 5(c), the worst-case error of about 5.2 mV or 0.4% for input operating range $|v_x| = |v_1| = 1.3 \text{ V}$ is achieved. THDs of the proposed multiplier are measured for the same condition with the simulation as shown in Figure 6(a) to 6(d). The maximum THD of about 0.94% is achieved from the result of the first case. It should be noted that the mismatches of devices used in the proposed multiplier cause the THD of experimental results larger than simulation results. For a low power supply voltage, UA1458 opamps used in the circuit are replaced to the commercial low-power and low-voltage opamps. The general-purpose dual opamps MC33172 and OPA2703, which are bipolar opamp and CMOS opamp, respectively, were chosen for demonstrating the performance of the proposed multiplier. Power supply voltage $v^- = -v^+$ was set to 2.4 V . For the proposed multiplier using bipolar opamps, the measured opamp parameters I_B , I_S , Δ_B and Δ_S are $94.4 \mu\text{A}$, $75 \mu\text{A}$, $1.9 \mu\text{A}$ and $0.36 \mu\text{A}$, respectively. The maximum operating range ($|v_x| + |v_1|$) of the



(a)



(b)

Figure 11. Multiplying result of sinusoidal 100 kHz amplitude $0.4 V_{pp}$ with triangle 1 kHz amplitude $0.4 V_{pp}$. (a) Using low-voltage bipolar opamp, vertical scale, upper trace (output voltage v_o): 20 mV/div; lower trace (input voltage v_i): 0.2 V/div, horizontal scale: 0.5 ms/div. (b) Using low-voltage CMOS opamp, vertical scale, upper trace (output voltage v_o): 20 mV/div; lower trace (input voltage v_i): 0.2 V/div, horizontal scale: 0.5 ms/div.

input voltage of about 0.945 V is calculated. Figure 7(a) shows the DC transfer characteristic. Figure 7(b) shows the measured output error voltage for the proposed multiplier operated as squarer. The worst-case error is about 1.5 mV or 0.32% for the maximum operating range $|v_x| = |v_y| = 0.47$ V. The measured THDs are determined with the same case of the simulation for the amplitude of sinusoidal

Table 1. Comparison between proposed multiplier and previous works.

	Lopez-Martin and Carlosena (2001)	Gravati, Valle, Ferri, Guerrini and Reyes (2005)	Kumngern and Dejhan (2006)	Proposed circuit using bipolar opamps	Proposed circuit using CMOS opamp
THD (%)	1.5	0.9	1.9	0.47	0.98
Measured relative error (%)	1.9	5	1.2	0.32	0.3

frequency of $0.2 V_{pp}$ as shown in Figure 8(a) to 8(d). The maximum THDs for the first case and second case of about 0.47% and 0.28%, respectively, are observed. The measured bandwidth of about 840 kHz is achieved. For the proposed multiplier using CMOS opamps, the measured opamp parameters I_B , I_S , Δ_B and Δ_S are 100.2 μA , 29.76 μA , 1.4 μA and 0.2 μA , respectively. The maximum input operating range ($|v_{i1}| + |v_{i2}|$) of about 1.2 V is obtained. DC performance is shown in Figure 9(a). Figure 9(b) shows the measured output error voltage for the proposed multiplier operated as squarer. The measured worst-case error is about 1.8 mV or 0.3% for the maximum operating range $|v_{i1}| = |v_{i2}| = 0.6$ V. Also, the measured THDs are obtained to the same case with the simulation for the amplitude of sinusoidal frequency of $0.2 V_{pp}$ as shown in Figure 10(a) to 10(d). The maximum THDs are about 0.95% and 0.98% for the first case and second case, respectively. The measured bandwidth is about 495 kHz. It should be noted that the THD in the first case is greater than that of the second case for both proposed multiplier using bipolar and CMOS opamps. This is due to the mismatch between resistances R_{S1} and R_{S2} of the inverting amplifier formed by opamp A_{22} . The proposed multiplier operating as amplitude modulator was used for application example. Figure 11(a) and 11(b) show the results for proposed multiplier using bipolar and CMOS opamps of a 100 kHz sinusoidal of amplitude $0.4 V_{pp}$ and a 1 kHz triangular wave of amplitude $0.4 V_{pp}$ applied to inputs v_{i1} and v_{i2} , respectively. It should be noted that the scale factors of proposed multiplier using bipolar and CMOS opamps are about 0.27 and 0.34, respectively. The recent multipliers proposed in Lopez-Martin and Carlosena (2001), Gravati, Valle, Ferri, Guerrini and Reyes (2005) and Kumngern and Dejhan (2006) are referenced for comparison with the proposed circuit in terms of THD and maximum relative error of transfer characteristic. It should be noted that the recent multipliers mentioned above are required for specific design of custom integrated circuit fabrication. Table 1 shows the comparisons of THDs and relative errors of this proposed circuit for ± 2.4 V supply voltage and those of previous works. It is clearly seen that the proposed multiplier exhibits an adequate basic performance for analogue signal processing.

5. Conclusion

A four-quadrant analogue multiplier based on quarter-square technique using general-purpose opamp has been presented. The supply current sensing of the opamp was used to provide a sum-square and difference-square function. The multiplication function was obtained by the result of the difference of sum-square and difference-square function of input signals. Either bipolar or CMOS opamp can

be used in the proposed multiplier. The performances of the proposed multiplier have been demonstrated by simulation and experimental results. The results indicate that the proposed multiplier provides a good performance and offers the advantage of low cost and simple circuit configuration.

References

- Abuelmaatti, M.T., and Abed, S.M. (1999). 'A Translinear Circuit for Sinusoidal Frequency Multiplication', *International Journal of Electronics*, 86, 35-41.
- Bratt, A.H., King, D., and Lysejko, M.J. (1991). 'Integrated Analogue Voltage Multiplier Combining MOS and Bipolar Transistors', *Electronics Letters*, 27, 1852-1854.
- De La Cruz-Blas, C.A., Lopez-Martin, A.J., and Carlosena, A. (2003). '1.5 V Four-Quadrant CMOS Current Multiplier/Divider', *Electronics Letters*, 39, 434-436.
- Frey, D.R. (1993). 'Log-Domain Filtering: An Approach to Current-Mode Filtering', *IEE Proceedings Part G: Electronic Circuits and Systems*, 140, 406-416.
- Gilbert, B. (1975). 'Translinear Circuits: A Proposed Classification', *Electronics Letters*, 11, 14-16.
- Gravati, M., Valle, M., Ferri, G., Guerrini, N., and Reyes, L. (2005). 'A Novel Current-Mode Very Low Power Analog CMOS Four Quadrant Multiplier', *Proceeding of ESSCIRC*, Grenoble, France, 495-498.
- Gray, P.R., Hurst, P.J., Lewis, S.H., and Meyer, R.G. (2001). *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits* (4th ed.), New York: John Wiley.
- Huijsing, J.H., Lucas, P., and Bruin, B.D. (1982). 'Monolithic Analog Multiplier-Divider', *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, SC-17, 9-15.
- Kimura, K. (1994). 'A Bipolar Four-Quadrant Analog Quarter-Square Multiplier Consisting of Unbalanced Emitter-Coupled Pairs and Expansions of Its Input Ranges', *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 29, 46-55.
- Kumngern, M., and Dejhan, K. (2006). 'Versatile Dual-Mode Class-AB Four-Quadrant Analog Multiplier', *International Journal of Signal Processing*, 2, 214-221.
- Lopez-Martin, A.J., and Carlosena, A. (2001). 'Current-Mode Multiplier/Divider Circuits Based on the MOS Translinear Principle', *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 28, 265-278.
- Oliaei, O., and Loumeau, P. (1996). 'Four-Quadrant Class AB CMOS Current Multiplier', *Electronics Letters*, 32, 2327-2329.
- Pena-Finol, J.S., and Connelly, J.A. (1987). 'A MOS Four-Quadrant Analog Multiplier Using the Quarter-Square Technique', *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, sc-22, 6, 1064-1073.
- Ravindran, A., Ramarao, K., Vidal, E., and Ismail, M. (2001). 'Compact Low Voltage Four-Quadrant CMOS Current Multiplier', *Electronics Letters*, 37, 1428-1429.
- Riewruja, V., and Kamsri, T. (2009). 'Square-rooting and Absolute Function Circuits Using Opamps', *IET Circuits, Devices & Systems*, 3, 57-63.
- Seevinck, E., and Wiegink, R.J. (1991). 'Generalized Translinear Circuit Principle', *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 26, 1098-1102.
- Surakamponorn, W. (1988). 'Sinusoidal Frequency Doublers Using Operational Amplifiers', *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 37, 259-262.
- Surakamponorn, W., and Riewruja, V. (1992). 'Integrable CMOS Sinusoidal Frequency Doubler and Full-Wave Rectifier', *International Journal of Electronics*, 73, 627-632.
- Toumazou, C., and Lidgley, F.J. (1987). 'Wide-Band Precision Rectification', *IEE Proceedings Part G: Electronic Circuits and Systems*, 134, 7-15.

International Conference on Control, Automation and Systems 2010
Oct. 27-30, 2010 in KINTEX, Gyeonggi-do, Korea

Power Monitoring Circuit Using Operational Amplifiers

Apinai Rerkratn, Wandee Petchmancelumka, Prasit Julserewong, and Vanchai Riewruja

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,

Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

(Tel : +66-2-32-8347; E-mail: apinai@yahoo.com)

Abstract: In this paper presents a power monitoring circuit for battery energy management system using operational amplifiers. The proposed scheme consists of a current sensing circuit with voltage output and an analog multiplier. The voltage output of current sensing circuit is directly proportional to load current. The multiplying result of the load current in the form of voltage signal and the load voltage becomes the load power in term of output voltage of analog multiplier. The configuration of the proposed power monitoring circuit is simple and economically attractive. Simulation and experimental results confirming the performance of the proposed circuit are agreed with the expected values.

Keywords: current sensing, power monitoring, analog multiplier.

1. INTRODUCTION

Power monitoring circuit has been widely used in electronic system such as battery charging system, power control loop, power circuit breaker, and power energy meter [1] - [2]. Usually, battery charger monitors only the charging current to break the current flow to battery. For current discharging of battery by taking the varied load, power monitoring is preferable current monitoring. This is due to power monitoring detects both voltage signal across battery and current signal flowing through battery. Moreover, power monitoring is suitable for circuit breaker in system like notebook computer owing to power of system is limited and the voltage source is not constant [3].

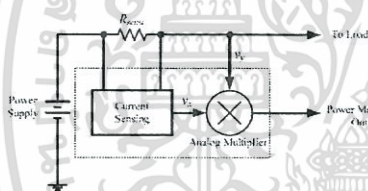


Fig. 1 Block diagram of power monitoring circuit.

The basic principle of operation of power monitoring circuit is shown in Fig. 1 [3], which consists of a current sensing circuit with voltage output and an analog multiplier. Output of the current sensing circuit formed as voltage signal is proportional to load current. The voltages from current sensing circuit and load voltage are multiplied to achieve the output signal in term of power consumption. In this paper, the realization of the power monitoring circuit in Fig. 1 based on the use of operational amplifier (opamp) as only active elements is presented. The proposed circuit is a simple configuration and low cost. To demonstrate the performance of proposed circuit, simulation and experimental results are included.

2. CIRCUIT DESCRIPTION

The proposed power monitoring circuit based on opamp is shown in Fig. 2. Opamp A1 and resistors R_{i1} - R_{i4} and R_{sense} form as the current sensing circuit. Opamps A2 - A4 and resistors R_1 - R_6 , R_{i1} - R_{i2} where $i = 1, 2, 3, 4$ and 5 are used to function analog multiplier [4]. From Fig. 2, the voltage across R_{sense} , V_{sense} , can be expressed as

$$V_{sense} = (V_1 - V_{load}) = I_{load} \cdot R_{sense} \quad (1)$$

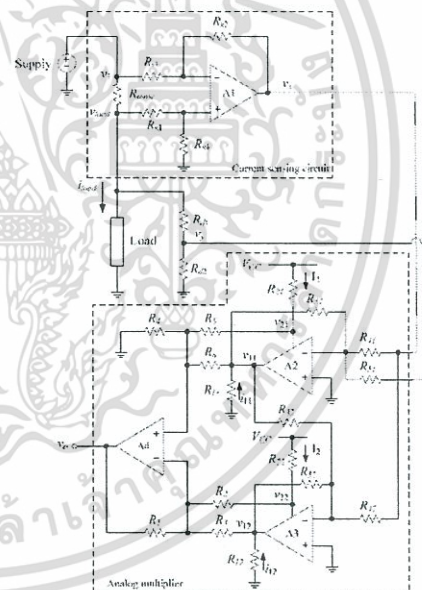


Fig. 2 Proposed power monitoring circuit.

Assuming $R_{s1} = R_{s3}$ and $R_{s2} = R_{s4}$, the output voltage, v_o , of current sensing circuit can be given by

$$v_x = \frac{R_{s2}}{R_{s1}}(v_{load} - v_1) = -\frac{R_{s2}}{R_{s1}}(v_1 - v_{load}) \quad (2)$$

Substituting Eq. (1) into Eq. (2), the voltage v_x can be rewritten as

$$v_x = -\frac{R_{s2}}{R_{s1}}v_{sense} = -i_{load} \frac{R_{s2}}{R_{s1}}R_{sense} \quad (3)$$

The resistors R_{d1} - R_{d2} form the voltage divider to detect the load voltage. Therefore the voltage v_x can be stated as

$$v_y = v_{load} \frac{R_{d2}}{R_{d1} + R_{d2}} \quad (4)$$

Voltage signals v_x and v_y are transferred to analog multiplier. The conditions of analog multiplier can be expanded as follow. Opamps A2 and A3 are well matched such as $I_{B2} = I_{B3} = I_B$ and $I_{S2} = I_{S3} = I_S$, where I_B and I_S denote the quiescent current and class-AB bias current of opamp. The resistors $R_{11} = R_{12} = R_c$, $R_{21} = R_{22} = R_o$, $R_{31} = R_{32} = R_m$, $R_{41} = R_{42} = R_p$, $R_{51} = R_{52} = R_1$, $R_{61} = R_{62} = R_2$, $R_{71} = R_{72} = R_3$, $R_{81} = R_{82} = R_4$, $R_{91} = R_{92} = R_5$, $R_{101} = R_{102} = R_6$ are assigned. From routine analog multiplier analysis [4], the output voltage, v_o , of this circuit can be given by

$$v_o = \frac{R_f R_o}{2R_c^2 R_q I_S} v_x v_y + \left[\frac{R_o}{2R_c} \frac{R_f}{R_p} \right] v_y \quad (5)$$

From Eq. (5), if we assume $R_f/R_o = R_p/2R_c$, then the output voltage v_o can be rewritten as

$$v_o = \frac{R_f R_o}{2R_c^2 R_q I_S} v_x v_y = k_m v_x v_y \quad (6)$$

where k_m is the multiplication gain. Substituting v_x and v_y from Eqs. (3) and (4), respectively, into Eq. (6), the voltage v_o can be expressed as

$$v_o = k_m \left(\frac{R_{s2}}{R_{s1}} R_{sense} \right) \left(\frac{R_{d2}}{R_{d1} + R_{d2}} \right) i_{load} v_{load} \quad (7)$$

or

$$v_o = k_p i_{load} v_{load} \quad (8)$$

where $k_p = k_m \left(\frac{R_{s2}}{R_{s1}} R_{sense} \right) \left(\frac{R_{d2}}{R_{d1} + R_{d2}} \right)$

From Eq. (8), it should be noted that the voltage v_o is in form of load power with factor k_p .

3. SIMULATION RESULTS

The proposed multiplier performance was observed through the use of PSPICE analogue simulation program. The simplified schematic diagram of UA741 proposed in the literature[5] was used to be UA741 bipolar opamp model for the circuit simulation, with using bipolar opamp UA741, where the simplified schematic diagram of UA741 was proposed in the literature [5]. The opamp bias currents I_B and I_S are set to 870μA and 208μA, respectively. The transistor model of AT&T ALA400 transistor array [6] was used for bipolar transistors in the simplified schematic diagram of UA741. The resistors used in the circuit were chosen to be $R_{sense} = 0.1\Omega$, $R_{c1} = R_{c3} = 10k\Omega$, $R_{c2} = R_{c4} = 100k\Omega$, $R_{d1} = 90k\Omega$, $R_{d2} = 10k\Omega$, $R_{11} = R_{12} = 5k\Omega$, $R_{21} = R_{22} = 2k\Omega$, $R_1 = R_2 = R_4 = R_5 = R_{31} = R_{32} = R_{41} = R_{51} = R_{52} = 100k\Omega$, $R_{42} = 50k\Omega$, and $R_3 = R_6 = 500k\Omega$. Hence scale factor k_m and input operating of analog multiplier range can be calculated as 0.192 and ±1.31V, respectively. The simulated DC transfer characteristic is shown in Fig. 3.

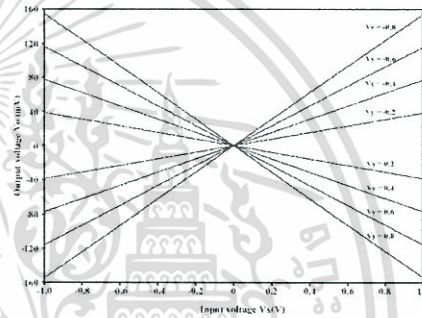


Fig. 3 Simulated DC transfer characteristic.

Fig. 4 demonstrates the voltages, v_o , of simulation and calculating from Eq. (8) against load power.

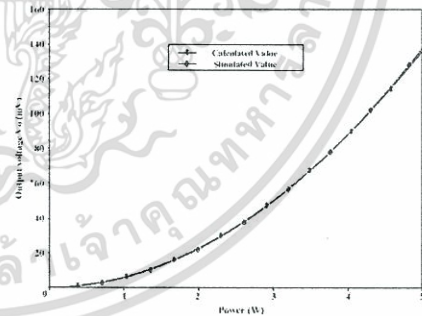


Fig. 4 Simulated output voltage versus load power.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig. 5. shows the percentage error of the output voltage, v_o , between simulation and calculating from Eq. (8).

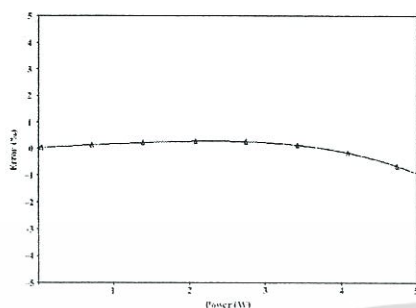


Fig. 5 Simulated percentage error of the output voltage, v_o .

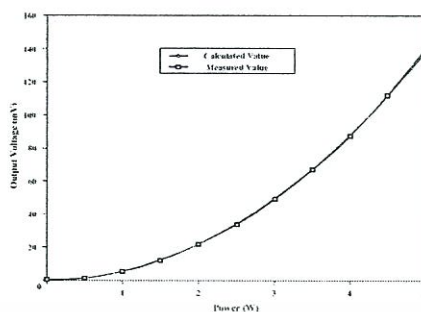


Fig. 7 Measured output voltage against load power.

The percentage error of the output voltages, v_o , between experiment and calculating from Eq. (8) against load power are shown in Fig. 8.

4. EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed power monitoring circuit in Fig. 2 was experimental implemented using commercial available opamp UA741 and 1% tolerance resistor. The resistors used in the circuit were chosen to the same values used for the simulation. The quiescent currents and the class-AB bias currents of opamps A_1 and A_2 , respectively, were measured as $I_{B1} = 0.537\text{mA}$, $I_{B2} = 0.539\text{mA}$, $I_{S1} = 144.8\mu\text{A}$ and $I_{S2} = 146.1\mu\text{A}$ using the technique proposed in [7]. Hence scale factor k_m and input of analog multiplier operating range can be calculated as 0.275 and $\pm 0.91\text{V}$, respectively. The supply voltages used in the circuit were set to 9V. The measured DC transfer characteristic is shown in Fig. 6. The voltages v_o of measuring and calculating from Eq. (8) against load power are shown in Fig. 7.

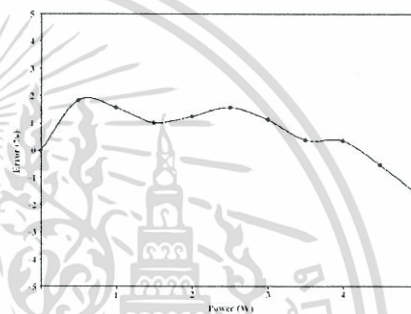


Fig. 8 Measured percentage error of the output voltage

The correlation between measured and actual load powers is demonstrated in Fig. 9.

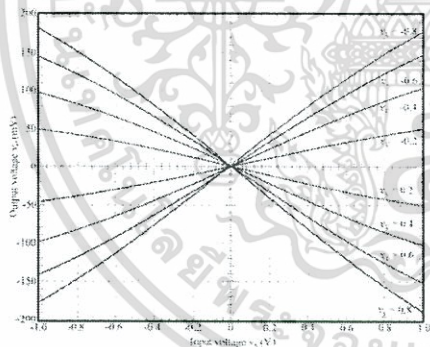


Fig. 6 Measured DC transfer characteristic

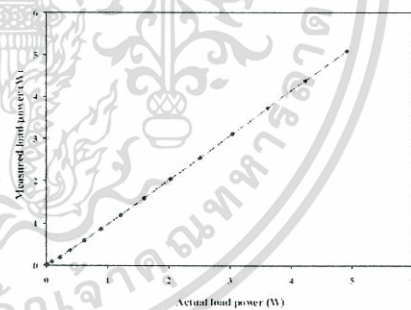


Fig. 9 The correlation between measured power and actual load powers.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

From Fig. 9, it can be seen that the measured output voltage of the proposed power monitoring circuit in form of load power is closely correlated the actual power.

5. CONCLUSION

In this paper, power monitoring circuit using opamps has been described. The proposed circuit provides a simple configuration, good performance and low cost. Simulation and experimental results verifying the performance of the proposed circuit are agreed with the expected values.

REFERENCES

- [1] Jeffrey S. Mueller, "Power-monitoring circuits for battery performance," *Power Electronics Technology*, May, 2004.
- [2] S.A.Z. Murad, M.N.Md. Isa and N.A. Rahman, "Monitoring system for uninterruptible power supply," *American Journal of Applied Sciences* 4(3), pp. 181-183, 2007.
- [3] Application Note AN3669, "Power-Sensing Circuit Breaker Breaks New Ground," Maxim Integrated Products, Dec 22, 2005.
- [4] R. Vanchai and R. Apinat, "Analog multiplier using operational amplifier," *Indian Journal of Pure & Applied Physics*, Vol. 48, pp. 67-70, Jan. 2010.
- [5] Gray, P. R., Hurst, P. J, Lewis, S. H., and Meyer, R. G., "Analysis and Design of analog integrated circuits", fourth edition (New York: Wiley), 2001.
- [6] Frey, D. R., "Log-domain filtering: an approach to current-mode filtering", *IEE Proceedings Part G : Electronic Circuits and Systems*, 140, 406-416, 1993.
- [7] Toumazou, C., and Lidgey, F. J., Wide-band precision rectification, *IEE Proceedings Part G : Electronic Circuits and Systems*, 134, 7-15, 1987.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อผู้เขียน	นายอภิษฎ์ ฤกษ์รัตน์
วัน เดือน ปี เกิด	26 สิงหาคม 2517
ภูมิลำเนา	อำเภอบางปลาม้า จังหวัดสุพรรณบุรี
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์	รายละเอียดในภาคผนวก ค.
ประวัติการทำงาน	รับราชการในตำแหน่งนักวิจัย สังกัดคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้