

วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส

AN INSTANTANEOUS PEAK DETECTOR FOR THE MULTIPHASE
SINUSOIDAL SIGNALS

วรรณิภา ยาดำ

WANNIPA YADUM

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคณะหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-439-5

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส

AN INSTANTANEOUS PEAK DETECTOR FOR THE MULTIPHASE
SINUSOIDAL SIGNALS



วรรณิภา ยาดำ

WANNIPA YADUM

เลขหมึก.....
เลขทะเบียน..... 47646
วัน, เดือน, ปี..... 21 ส.ค. 2546

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2546

ISBN 974-324-439-5

**AN INSTANTANEOUS PEAK DETECTOR FOR THE MULTIPHASE
SINUSOIDAL SIGNALS**

WANNIPA YADUM

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

2003

ISBN 974-324-439-5

COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส
AN INSTANTANEOUS PEAK DETECTOR FOR THE MULTIPHASE
SINUSOIDAL SIGNALS

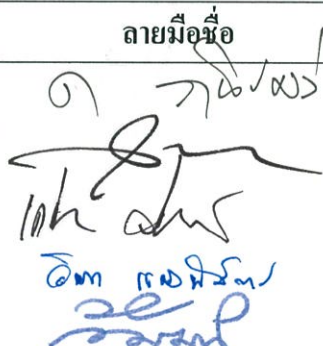
ชื่อนักศึกษา นางสาววรรณิภา ยาคำ

รหัสประจำตัว 43061062

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.ทองทอด	วานิชศรี	
ผศ.ดร.สุทธิชัย	นพนาถิพงษ์	
ผศ.เกรียงไกร	วงศ์โรจนภรณ์	
ผศ.ดร.วิภา	แสงพิสิทธิ์	
ศ.ดร.วิวัฒน์	กิรานนท์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 30 เมษายน 2546 เวลา 14.00-16.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-404)



วันที่.....๒๖.....เดือน.....พฤษภาคม.....พ.ศ.....๒๕๔๖.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส
นักศึกษา	นาวสาววรรณิภา ยาคำ
รหัสประจำตัว	43061062
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ศาสตราจารย์ ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอแนวความคิดใหม่ ในการออกแบบวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส โดยใช้คุณลักษณะของคู่ออร์โทกอนัลที่เกิดขึ้นจากองค์ประกอบของสัญญาณข้างเคียงมาจัดการร่วมกัน ทั้งนี้วงจรจะประกอบด้วยวงจรถูกที่ เป็น วงจรคูณสัญญาณ กับวงจรถอดครากที่สอง ทำงานร่วมกับวงจรถายผลต่างและวงจรถายแรงดัน ซึ่งในที่นี้ได้แสดงการออกแบบ และต่อวงจรจริงจากอุปกรณ์สำเร็จรูปพร้อมกับผลการทดลอง จากหลักการที่นำเสนอจะมีข้อดีที่สำคัญคือ สร้างขึ้นได้ง่ายด้วยวงจรที่ไม่ซับซ้อน สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับระบบสัญญาณไซน์หลายเฟสได้ พร้อมทั้งสามารถตรวจวัดให้ผลตอบสนองได้ทันทีทันใด ไม่ขึ้นกับมุมเริ่มต้นและความถี่ของสัญญาณอินพุต ซึ่งการทำงานของวงจรจริง และการจำลองวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ให้ผลที่สอดคล้องกับหลักการทฤษฎีที่นำเสนอเป็นอย่างดี

Thesis Title	An Instantaneous Peak Detector for The Multiphase Sinusoidal Signals
Student	Wannipa Yadum
Student ID.	43061062
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Professor Dr.Wiwat Kiranon

ABSTRACT

This thesis presents a new method to design an instantaneous peak detector for the multiphase sinusoidal signals, manipulates the characteristic of the orthogonal pairs neighboring. The proposed detector based on the use of multiplier, square root, differential amplifier and voltage amplifier. The design and the implementation with the experimental results are demonstrated. The main advantage is its simple structure and can be applied in multiphase sinusoidal system. Also, this method possesses the instantaneous response, frequency and inception angle independent characteristic. The simulations as well as the experiment results agree well with the theoretical analysis.

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ ศาสตราจารย์ ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ได้ประสิทธิ์ประสาท ความรู้ต่างๆ ในด้านวิชาการ และชี้แนะแนวทางในการแก้ปัญหา พร้อมกับ ความเมตตา กรุณาอบรมสั่งสอน ศีลธรรมจรรยาไว้เป็นแนวทางดำเนินชีวิตแก่ผู้เขียน แม้บางครั้ง อาจารย์จะไม่พูดสอนสั่งโดยตรง แต่การประพฤติปฏิบัติของอาจารย์ก็มากเพียงพอแล้ว ที่เป็นแนวทางอันดีให้ควรปฏิบัติตาม พระคุณคำสั่งสอนของอาจารย์ ผู้เขียนขอน้อมรำลึกไว้

ขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.จริยา วงศ์เดชธรรม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วิภา แสงพิลธิ์ คุณวินัย ศีลารวม คุณอঞ্জลารวรรณ เนื่องนิตย์ สำหรับคำแนะนำ ความช่วยเหลือต่างๆ รวมถึงขอขอบคุณ พี่ๆ เพื่อนๆ และน้องทุกคน ที่ให้ความช่วยเหลือ ความห่วงใย และ เป็นกำลังใจเสมอมา

ขอขอบพระคุณสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้เอื้อเฟื้ออุปกรณ์ และเครื่องมือวัดทางไฟฟ้าต่างๆ สำหรับใช้ในการทำวิทยานิพนธ์นี้

สุดท้ายขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่ให้ความรัก ความห่วงใย และเป็นกำลังใจ ทำให้ลูก มีความอบอุ่นและมีแรงใจจนทุกวันนี้ ลูกจะจำใส่ใจไว้ตลอดไป

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

วรรณิภา ยาคำ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขั้นตอนการศึกษา.....	2
1.5 ขอบเขตการศึกษา.....	3
บทที่ 2 วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 หลักการเดิม.....	5
2.2.1 วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์เฟสเดียว.....	5
2.2.2 วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ 3 เฟส.....	9
2.2.3 วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส.....	13
2.3 วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสที่นำเสนอ.....	16
บทที่ 3 ทฤษฎีและวงจรพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง.....	22
3.1 กล่าวนำ.....	22
3.2 วงจรคูณสัญญาณ.....	22
3.3 วงจรถอดราก็ที่สอง.....	28
3.4 วงจรขยายผลต่าง.....	30
3.5 วงจรขยายแรงดันแบบกลับเฟส.....	31

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

3.6 การวิเคราะห์ผลกระทบจากการขาดความสมดุลของสัญญาณรูปไซน์ที่มี ต่อเครื่องมือ.....	32
3.6.1 ผลกระทบเนื่องจากความไม่สมดุลของสัญญาณ 3 เฟส.....	36
3.6.2 ผลกระทบเนื่องจากความไม่สมดุลของสัญญาณ 4 เฟส.....	37
3.6.3 ผลกระทบเนื่องจากความไม่สมดุลของสัญญาณ 5 เฟส.....	39
บทที่ 4 หลักการและการออกแบบวงจรตรวจวัด.....	41
4.1 กล่าวนำ.....	41
4.2 หลักการ.....	41
4.2.1 ระบบ 3 เฟส.....	43
4.2.2 ระบบ 4 เฟส.....	44
4.2.3 ระบบ 5 เฟส.....	45
4.3 การออกแบบวงจร.....	47
บทที่ 5 การทดลองและผล.....	50
5.1 กล่าวนำ.....	50
5.2 การทดลองและผลของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ที่นำเสนอ.....	50
5.2.1 คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นของผลวัด.....	52
5.2.2 ผลการตอบสนองทรานเซียนท์.....	54
5.2.3 คุณสมบัติเกี่ยวข้องกับเชิงความถี่ของสัญญาณที่วัด.....	58
5.3 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์.....	61
5.3.1 ผลกระทบเนื่องจากความไม่สมดุลทางขนาดและเฟส.....	61
บทที่ 6 บทสรุปและวิจารณ์.....	67
เอกสารอ้างอิง.....	69

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก ก การปรับลดอุปกรณ์สัญญาณ.....	71
ภาคผนวก ข ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	75
ภาคผนวก ค ข้อมูลวงจรคุณอนาลอกที่ใช้สร้างวงจรต้นแบบ.....	91
ประวัติผู้เขียน.....	99

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ลักษณะรูปคลื่นของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์.....	4
2.2 วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์แบบง่าย.....	5
2.3 แผนผังของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์เฟสเดียว.....	8
2.4 วงจรเลื่อนเฟส.....	9
2.5 เฟเซอร์โคอะแกรมของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ 3 เฟส.....	11
2.6 แผนผังของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ 3 เฟสตามสมการที่ (2.11).....	11
2.7 แผนผังของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ 3 เฟสตามสมการที่ (2.12).....	12
2.8 เฟเซอร์โคอะแกรมของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส.....	14
2.9 แผนผังของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส.....	15
2.10 วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส.....	16
2.11 เฟเซอร์โคอะแกรมของระบบสัญญาณหลายเฟส.....	17
2.12 แผนผังของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ในระบบหลายเฟสที่นำเสนอ.....	19
2.13 แผนผังของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ในระบบหลายเฟส ตามสมการที่ (2.35).....	21
3.1 วงจรพื้นฐานของวงจรคูณสัญญาณแบบสี่ควอดแดรนต์.....	23
3.2 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส.....	24
3.3 วงจรคูณสัญญาณสี่ควอดแดรนต์แบบแปรค่าทรานส์คอนดักแตนซ์.....	26
3.4 แผนผังการทำงานของวงจรคูณสัญญาณเบอร์ ICL8013.....	27
3.5 แผนผังการทำงานของวงจรถอดรากที่สอง.....	29
3.6 วงจรขยายผลต่าง.....	30
3.7 วงจรขยายแรงดันแบบกลับเฟส.....	32
4.1 แผนผังการทำงานของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ n เฟส.....	42
4.2 วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ที่นำเสนอ.....	48
5.1 วงจรต้นแบบของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ที่นำเสนอ.....	51
5.2 (ก) คุณลักษณะความเป็นเชิงเส้นในระบบสัญญาณ 3 เฟส.....	52
5.2 (ข) คุณลักษณะความเป็นเชิงเส้นในระบบสัญญาณ 4 เฟส.....	52

สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.2 (ค) คุณลักษณะความเป็นเชิงเส้นในระบบสัญญาณ 5 เฟส.....	53
5.3 (ก) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของเอาต์พุตในระบบ 3 เฟส เมื่ออินพุตมีขนาดสูงสุด เปลี่ยนจาก 3 โวลต์เป็น 5 โวลต์อย่างทันที.....	53
5.3 (ข) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของเอาต์พุตในระบบ 4 เฟส เมื่ออินพุตมีขนาดสูงสุด เปลี่ยนจาก 3 โวลต์เป็น 5 โวลต์อย่างทันที.....	54
5.3 (ค) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของเอาต์พุตในระบบ 5 เฟส เมื่ออินพุตมีขนาดสูงสุด เปลี่ยนจาก 3 โวลต์เป็น 5 โวลต์อย่างทันที.....	54
5.4 (ก) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของเอาต์พุตในระบบ 3 เฟส โดยที่สัญญาณ i มีเฟส เริ่มต้น 90 องศา.....	55
5.4 (ข) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของเอาต์พุตในระบบ 3 เฟส โดยที่สัญญาณ i มีเฟส เริ่มต้น 180 องศา.....	55
5.5 (ก) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของเอาต์พุตในระบบ 4 เฟส โดยที่สัญญาณ i มีเฟส เริ่มต้น 90 องศา.....	55
5.5 (ข) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของเอาต์พุตในระบบ 4 เฟส โดยที่สัญญาณ i มีเฟส เริ่มต้น 180 องศา.....	56
5.6 (ก) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของเอาต์พุตในระบบ 5 เฟส โดยที่สัญญาณ i มีเฟส เริ่มต้น 90 องศา.....	56
5.6 (ข) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของเอาต์พุตในระบบ 5 เฟส โดยที่สัญญาณ i มีเฟส เริ่มต้น 180 องศา.....	56
5.7 (ก) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของสัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่ถูกชอปในระบบ 3 เฟส.....	57
5.7 (ข) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของสัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่ถูกชอปในระบบ 4 เฟส.....	57
5.7 (ค) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของสัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่ถูกชอปในระบบ 5 เฟส.....	58
5.8 (ก) คุณลักษณะเชิงความถี่ของวงจรตรวจวัดที่นำเสนอในระบบ 3 เฟส.....	58
5.8 (ข) คุณลักษณะเชิงความถี่ของวงจรตรวจวัดที่นำเสนอในระบบ 4 เฟส.....	59
5.8 (ค) คุณลักษณะเชิงความถี่ของวงจรตรวจวัดที่นำเสนอในระบบ 5 เฟส.....	59

สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.9 (ก) ผลการตอบสนองของเอาต์พุต เมื่ออินพุตมีความถี่เปลี่ยนจาก 60 เฮิรตซ์เป็น 500 เฮิรตซ์ อย่างทันทีในระบบ 3 เฟส.....	60
5.9 (ข) ผลการตอบสนองของเอาต์พุต เมื่ออินพุตมีความถี่เปลี่ยนจาก 60 เฮิรตซ์เป็น 500 เฮิรตซ์ อย่างทันทีในระบบ 4 เฟส.....	60
5.9 (ค) ผลการตอบสนองของเอาต์พุต เมื่ออินพุตมีความถี่เปลี่ยนจาก 60 เฮิรตซ์เป็น 500 เฮิรตซ์ อย่างทันทีในระบบ 5 เฟส.....	61
5.10 (ก) ค่ากระแสเฟื้อมของเอาต์พุต เมื่อขนาดของสัญญาณอินพุตไม่สมดุลในระบบ 3 เฟส.....	61
5.10 (ข) ค่ากระแสเฟื้อมของเอาต์พุต เมื่อขนาดของสัญญาณอินพุตไม่สมดุลในระบบ 4 เฟส.....	62
5.10 (ค) ค่ากระแสเฟื้อมของเอาต์พุต เมื่อขนาดของสัญญาณอินพุตไม่สมดุลในระบบ 5 เฟส.....	62
5.11 (ก) ผลเลียนแบบการตอบสนองของสัญญาณอินพุต เมื่อขนาดเบี่ยงเบน 1 % ในระบบ 3 เฟส.....	63
5.11 (ข) ผลเลียนแบบการตอบสนองของสัญญาณอินพุต เมื่อขนาดเบี่ยงเบน 1 % ในระบบ 4 เฟส.....	63
5.11 (ค) ผลเลียนแบบการตอบสนองของสัญญาณอินพุต เมื่อขนาดเบี่ยงเบน 1 % ในระบบ 5 เฟส.....	63
5.12 (ก) ค่ากระแสเฟื้อมของเอาต์พุต เมื่อมุมเฟสของสัญญาณอินพุตไม่สมดุลในระบบ 3 เฟส.....	64
5.12 (ข) ค่ากระแสเฟื้อมของเอาต์พุต เมื่อมุมเฟสของสัญญาณอินพุตไม่สมดุลในระบบ 4 เฟส.....	64
5.12 (ค) ค่ากระแสเฟื้อมของเอาต์พุต เมื่อมุมเฟสของสัญญาณอินพุตไม่สมดุลในระบบ 5 เฟส.....	65
5.13 (ก) ผลเลียนแบบการตอบสนองของสัญญาณอินพุต เมื่อมุมเฟสเบี่ยงเบน 1 % ในระบบ 3 เฟส.....	65
5.13 (ข) ผลเลียนแบบการตอบสนองของสัญญาณอินพุต เมื่อมุมเฟสเบี่ยงเบน 1 % ในระบบ 4 เฟส.....	65
5.13 (ค) ผลเลียนแบบการตอบสนองของสัญญาณอินพุต เมื่อมุมเฟสเบี่ยงเบน 1 % ในระบบ 5 เฟส.....	66
ก.1 แผนผังของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ n เฟสตามสมการที่ (ก.2).....	72
ก.2 วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ n เฟสตามสมการที่ (ก.2).....	73

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ เป็นอุปกรณ์ที่ให้เอาต์พุตเป็นแรงดันแปรผันตามขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ ซึ่งเป็นที่ทราบดีว่าสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้อย่างกว้างขวางในระบบต่างๆ เช่นระบบเครื่องมือวัด ระบบโทรคมนาคม ระบบไฟฟ้า ที่มีรูปคลื่นของแรงดันและกระแสเป็นรูปไซน์ [1-3] โดยเฉพาะอย่างยิ่งในเครื่องตรวจสอบระบบไฟฟ้าและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ในระบบที่เป็นอัตโนมัตินั้นจะมีความต้องการวัดผลตอบสนองของขนาดสูงสุดที่รวดเร็วเพื่อปรับปรุงการตอบสนองทรานเซียนท์ของระบบให้ดีขึ้น ยกตัวอย่างเช่น วงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติของวงจรกระตุ้นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (automatic voltage regulation loop of a generator excitor) [4] เครื่องควบคุมค่าแรงดันอัตโนมัติ (automatic voltage regulation: AVR) [5] และยูพีเอส (uninterruptible power supply: UPS) [6] เป็นต้น ซึ่งช่วงเวลาทรานเซียนท์ของการตอบสนองของอุปกรณ์เหล่านี้ ควรมีความไวของการปรับตัวสูงคือมีช่วงเวลาค่าไม่เกิน 50 มิลลิวินาที แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากในช่วงเวลาที่ผ่านมาการสร้างเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่เป็นส่วนประกอบสำคัญภายในเครื่องมือดังกล่าว มักนิยมสร้างขึ้นจากวงจรเรียงกระแส(rectifier) ทำงานร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน(low pass filter) ซึ่งพบว่าเครื่องตรวจวัดขนาดรูปแบบนี้ มีช่วงเวลาที่อยู่ในช่วงตอบสนองทรานเซียนท์อย่างน้อยถึงประมาณ 20 มิลลิวินาที [7] ดังนั้นจึงทำให้การจัดระบบอัตโนมัติต่างๆ มีความวิฤตอยู่ไม่น้อย ต่อมาได้มีการใช้คุณสมบัติทางคณิตศาสตร์เข้ามาช่วยก็สามารถที่จะลดช่วงเวลาดังกล่าวนี้ขึ้น [7-11] แต่หลักการส่วนใหญ่ของวิธีดังกล่าวนี้มีข้อจำกัดที่สำคัญ คือสามารถใช้กับสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่และเฟสเพียงค่าเดียว [7-9] หรือสามารถใช้กับสัญญาณในช่วงความถี่แคบๆ เท่านั้น [10] และแม้ว่าMahmood et al. [11] จะเสนอวิธีที่สามารถใช้กับช่วงความถี่ที่กว้างได้ แต่ต้องใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ในการคำนวณ ทำให้เกิดความยุ่งยากในระบบควบคุมที่เป็นอนาลอก อีกทั้งวิธีการดังกล่าวทั้งหมดนี้ยังไม่สามารถให้ผลการตอบสนองทันทีได้ ต่อมาจึงมีการนำเสนอหลักการเกี่ยวกับเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ 3 เฟสขึ้น โดย M.C.Jiang และ C.T. Pan [12] ได้เสนอวิธีที่ให้ผลการตอบสนองได้ในทันทีไว้ในระยะแรก แต่ตามหลักการนั้นก็ยังมีข้อด้อยคือวงจรซับซ้อน ดังนั้นต่อมาทั้งสองจึงเสนอวิธีการลดจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ลงอีก [13] แต่อย่างไรก็ดีวิธีการนี้ก็ไม่สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในระบบหลายเฟสได้ ในเวลาถัดมา Kuen-Der Wu และ Hurng-Liahng [14] จึงได้นำเสนอวิธีการที่ใช้กับระบบหลายเฟสขึ้น อย่างไรก็ตามหลักการนั้นเมื่อพิจารณาดูอย่างละเอียดแล้วจะพบว่ามีข้อด้อยคือวงจรซับซ้อนและมีค่าความไวของเอาต์พุตต่อความไม่สมดุลของขนาดและเฟสที่ยังมีค่ามากอยู่

เนื่องจากการพิจารณาเห็นความสำคัญของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ดังกล่าวมาแล้ว และได้เห็นปัญหาต่างๆ บางอย่างดังที่กล่าวไว้ข้างต้น จึงทำให้เกิดแนวความคิดในการที่จะค้นคว้าพัฒนา และปรับปรุงวงจรนี้ขึ้น เพื่อที่จะลดปัญหาเหล่านี้ลง ซึ่งถ้าทำได้ก็จะส่งผลทำให้ข้อจำกัดในการประยุกต์ใช้งานในระบบต่างๆ ลดลงไปได้อีก นับว่าน่าจะเป็นประโยชน์ กับการประยุกต์ใช้งานต่างๆ มากยิ่งขึ้น

1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เน้นการศึกษาแนวทางการวิจัยการออกแบบวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ ที่มุ่งเน้นให้วงจรมีโครงสร้างเรียบง่ายสร้างขึ้นจากรูปสมการที่ไม่ซับซ้อน สามารถใช้ได้กับระบบสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส และให้ผลการตอบสนองได้อย่างรวดเร็ว ซึ่งตามทฤษฎีแล้วให้ค่าได้ทันที ณ เวลาวัด ทำให้การปรับของระบบอัตโนมัติที่ใช้เครื่องตรวจวัดนี้เป็นไปได้อย่างรวดเร็ว พร้อมทั้งยังต้องการให้วงจรมีคุณลักษณะที่ไม่ขึ้นกับความถี่ เพื่อให้สะดวกต่อการนำไปประยุกต์ใช้งานกับระบบไฟฟ้าที่ความถี่ต่างๆ กัน โดยไม่ต้องมีการปรับแต่งเพิ่ม และมีความไวต่อความไม่สมดุลทางขนาดและเฟสที่ต่ำ ซึ่งจะส่งผลให้นำไปประยุกต์ใช้งานจริงได้ดียิ่งขึ้น

1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ มีแนวความคิดเกิดขึ้นจากการใช้คุณสมบัติของคลื่นสัญญาณรูปไซน์ ที่ว่าถ้านำสัญญาณรูปไซน์สองสัญญาณที่มีความถี่เดียวกัน เป็นออร์ทอกอนัลซึ่งกันและกันแต่ละคลื่นมาทำการยกกำลังสองแล้วรวมกันนั้น จะทำให้ได้ค่าผลลัพธ์คงที่ที่ตลอดเวลา ซึ่งค่าคงที่นี้มีค่าเท่ากับกำลังสองของขนาดสูงสุดของคลื่นรูปไซน์แต่ละรูปนั้น ดังนั้นค่าขนาดสูงสุดของสัญญาณไซน์ ก็จะสามารถหาได้จากการถอดรากที่สองของผลรวมดังกล่าว จากคุณลักษณะนี้วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอใหม่ จึงประยุกต์ใช้การนำเอาองค์ประกอบของสัญญาณแต่ละเฟสมาคูณกันตามความเหมาะสม เพื่อให้ได้ผลลัพธ์เสมือนเท่ากับเป็นการนำคุณลักษณะของคู่ออร์ทอกอนัลที่เกิดขึ้นจากองค์ประกอบของสัญญาณข้างเคียงในระบบหลายเฟสใดๆ ที่มีความสมดุล มาจัดการร่วมกันเพื่อให้ได้วงจรที่มีคุณสมบัติตามที่มุ่งหมายไว้

1.4 ขั้นตอนการศึกษา

ขั้นแรกเริ่มต้นด้วยการศึกษาการทำงานของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์รูปแบบต่างๆ ที่มีการใช้งานอยู่และเคยมีการนำเสนอ ว่ามีคุณสมบัติการทำงานเป็นอย่างไร เพื่อ

พิจารณาถึงข้อดี ข้อด้อยของวงจร จากนั้นคิดค้นและออกแบบวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดขึ้นมาใหม่ ให้สามารถแก้ข้อด้อยของวงจรที่ผ่านมาได้ โดยอาศัยคุณลักษณะของคู่ออร์โทกอนัล จนได้รูปสมการที่เหมาะสม แล้วจึงทำการศึกษาคุณสมบัติและหลักการการทำงานของวงจรที่เป็นส่วนประกอบของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดตามรูปสมการ อันได้แก่ วงจรคูณ วงจรถอดรากที่สอง วงจรขยายผลต่าง และวงจรขยายแรงดัน ต่อมาทำการตรวจสอบการทำงานของวงจรโดยการจำลองวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ แล้วจึงทดลองต่อวงจรต้นแบบขึ้นจากอุปกรณ์สำเร็จรูปที่หาได้จากท้องตลาด และทำการทดลองวงจรต้นแบบว่าให้ผลเป็นไปตามหลักการและทฤษฎีหรือไม่

1.5 ขอบเขตของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการค้นคว้า และออกแบบวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ ที่สามารถให้ผลการตอบสนองได้ทันทีทันใด (instantaneous response) ที่เวลาวัด และสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในระบบสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสใดๆ ที่มีความสมดุได้ พร้อมทั้งมีคุณสมบัติไม่ขึ้นกับความถี่และมุมเริ่มต้นของสัญญาณอินพุตรูปไซน์ โดยวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดนี้มุ่งเน้นการใช้งานในระบบไฟฟ้าหลายเฟส และความถี่ที่มีใช้งานอยู่ในปัจจุบัน ดังนั้นจึงได้ทดลองตรวจสอบคุณสมบัติของวงจรให้ครอบคลุมต่อการใช้งานไว้เพียงเท่านั้น กล่าวคือ ทดลองคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรกับระบบสัญญาณ 3 เฟส 4 เฟส และ 5 เฟส ที่เป็นระบบส่วนใหญ่ในการใช้งาน โดยคุณลักษณะที่ไม่ขึ้นกับความถี่จะแสดงผลทดลองจากความถี่ 10 เฮิรตซ์ จนถึง 1 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งช่วงความถี่นี้ได้แสดงถึงสมรรถะการทำงานที่ประยุกต์ใช้งานกับระบบไฟฟ้าพื้นฐานที่มีอยู่ในทางปฏิบัติได้ครอบคลุมเพียงพอแล้ว

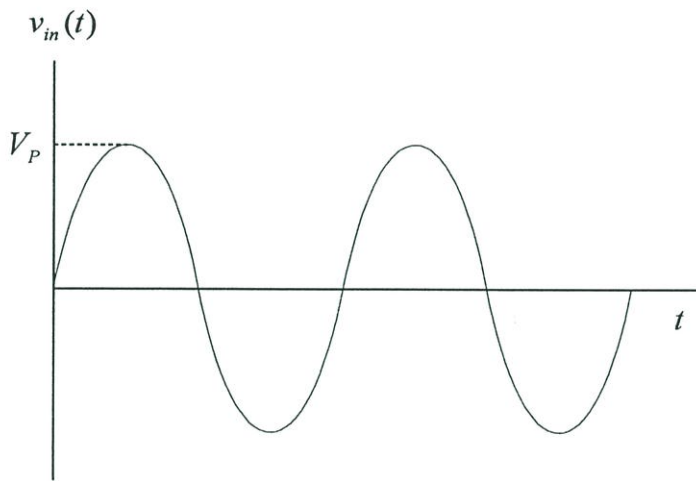
ในวิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท โดยบทที่ 1 จะกล่าวถึงความจำเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการทำวิจัย ขั้นตอนของการศึกษา และขอบเขตของการวิจัยของวิทยานิพนธ์นี้ ในบทที่ 2 เป็นเรื่องเกี่ยวกับหลักการของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ที่มีการพัฒนาไว้เป็นระยะๆ รวมไปถึงการนำเสนอหลักการที่ปรับปรุงใหม่ของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสที่ได้ทำการวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้ บทที่ 3 จะกล่าวถึงทฤษฎีและวงจรพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องในการสร้างวงจรต้นแบบด้วยวงจรอุปกรณ์สำเร็จรูป อันได้แก่ วงจรคูณ วงจรขยายผลต่าง วงจรถอดรากที่สอง วงจรขยายแรงดัน รวมถึงแสดงการวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากความไม่สมดุของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสที่เป็นสัญญาณอินพุตของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบที่ได้ปรับปรุงใหม่ดังได้นำเสนอหลักการไว้ในบทที่ 2 สำหรับบทที่ 4 จะอธิบายการออกแบบการสร้างวงจรต้นแบบด้วยวงจรอุปกรณ์สำเร็จรูป ซึ่งผลการทดลองต่อด้วยวงจรอุปกรณ์สำเร็จรูป จะกล่าวถึงไว้ในบทที่ 5 ส่วนบทสุดท้ายคือ บทที่ 6 เป็นบทสรุป ในส่วนของภาคผนวกจะเป็นส่วนของการปรับลดอุปกรณ์คุณสัญญาณ ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ และท้ายสุดคือประวัติของผู้เขียน

บทที่ 2

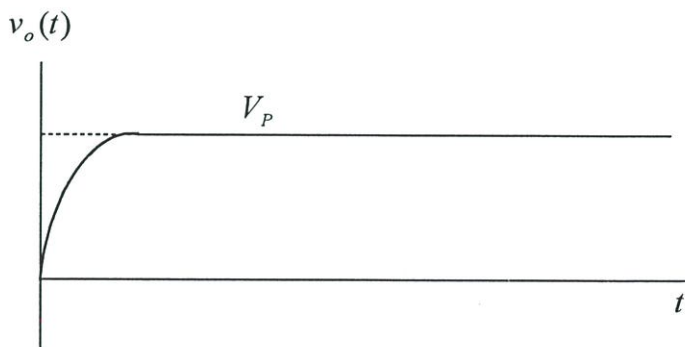
วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์

2.1 กล่าวนำ

วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ คือวงจรที่ให้เอาต์พุตเป็นแรงดันไฟตรงแปรผันตามขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ หรืออาจกล่าวได้ว่ามีลักษณะแรงดันเป็นไปตามค่าของยอดคลื่นของรูปไซน์นั่นเอง ซึ่งลักษณะการทำงานโดยทั่วไปของวงจรมีอธิบายได้โดยใช้รูปที่ 2.1 ประกอบดังต่อไปนี้คือ เมื่อมีสัญญาณอินพุต $v_{in}(t)$ ดังรูปที่ 2.1 (ก) เริ่มเข้าสู่วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุด ค่าของสัญญาณเอาต์พุต $v_o(t)$ ก็จะถูกตรวจจับเป็นลำดับไป $v_o(t)$ จะค่อยๆ เพิ่มขึ้น



(ก) สัญญาณอินพุต



(ข) สัญญาณเอาต์พุต

รูปที่ 2.1 ลักษณะรูปคลื่นของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์

จนกระทั่ง $v_{in}(t)$ มีค่าเท่ากับขนาดสูงสุด $v_o(t)$ ก็จะมีค่าคงที่เท่ากับค่าสูงสุดของสัญญาณอินพุตนี้ไปเรื่อย ดังแสดงในรูปที่ 2.1 (ข) และจะรักษาระดับไว้เช่นนั้นตลอดช่วงที่สัญญาณรูปไซน์ยังคงมีขนาดสูงสุดเหมือนเดิม แต่ถ้าขนาดสูงสุดเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นหรือลดลงแล้ว สัญญาณเอาต์พุตก็จะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย

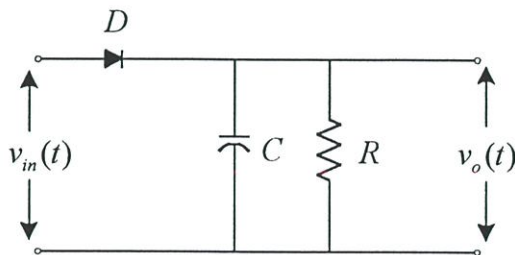
วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์นี้ สามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้อย่างกว้างขวางในระบบไฟฟ้า โดยเฉพาะอย่างยิ่งในเครื่องตรวจสอบระบบไฟฟ้า และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ จึงทำให้มีการพัฒนาวิธีการสร้างวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดขึ้นมาเป็นลำดับ โดยมุ่งเน้นที่จะให้ได้ผลการตอบสนองที่รวดเร็ว เพื่อใช้ปรับปรุงการตอบสนองทรานเซียนท์ของระบบอัตโนมัติให้ดีขึ้น ซึ่งวิธีการต่างๆ ที่เคยนำเสนอมานั้นได้เป็นแนวทางสำหรับการคิดค้นวิธีการใหม่ๆ ที่ให้คุณสมบัติดีขึ้นจากเดิม

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการสร้างวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ที่มีการพัฒนาไว้เป็นระยะๆ จนถึงรายละเอียดของวิธีการใหม่ที่น่าสนใจของวิทยานิพนธ์นี้ไว้พอสังเขป

2.2 หลักการเดิม

2.2.1 วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์เฟสเดียว

ในช่วงระยะเวลาที่ผ่านมาวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดมักนิยมใช้วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์เฟสเดียว ที่สร้างขึ้นจากวงจรเรียงกระแส ทำงานร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยที่วงจรเรียงกระแสจะทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรง ซึ่งวงจรเรียงกระแสอาจจะใช้ไดโอดเพียงตัวเดียว 2 ตัว หรือ 4 ตัวต่อเป็นวงจรก็ได้ แต่เนื่องจากไฟตรงที่ได้นั้นยังมีลักษณะเป็นพัลส์ที่มีการกระเพื่อมสูงมาก ดังนั้นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจึงมีหน้าที่กรองเอาแรงดันที่กระเพื่อมออกมาจากไฟตรง วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนี้จะสร้างขึ้นได้จากอุปกรณ์ที่เป็นรีแอคทีฟ(reactive) ได้แก่ ตัวเก็บประจุ C หรือ ตัวเหนี่ยวนำ L ตัวอย่างวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบง่ายจะเป็นวงจรชนิดไม่เชิงเส้น [15] ดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์แบบง่าย

การทำงานของวงจรนี้สามารถอธิบายได้ดังนี้ คือ เมื่อมีสัญญาณอินพุต $v_{in}(t)$ เข้ามาสู่วงจรในช่วงแรกนั้น ขณะที่สัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นในทางบวก ไดโอด D จะนำกระแส ทำให้เกิดการประจุตัวเก็บประจุ C ให้มีแรงดันเอาต์พุตเกิดขึ้นคร่อม C ตามค่าการเพิ่มของสัญญาณอินพุต จนกระทั่งถึงค่าขนาดสูงสุดหรือยอดของสัญญาณรูปไซน์ลบด้วยค่าของแรงดันไบอัสตรงที่ตกคร่อมไดโอด ดังแสดงได้ตามความสัมพันธ์

$$v_o \approx V_p - 0.7 \quad (2.1)$$

โดยที่ V_p คือ ขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์

แต่ต่อจากนี้สัญญาณรูปไซน์จะมีค่าลดลง ก็จะทำให้ค่าแรงดันไฟฟ้าทางเอาโนดของ D ต่ำกว่าทางคาโทด ในสถานะการเช่นนี้ไดโอด D จะหยุดนำกระแส และกันไม่ให้ C คายประจุผ่านตัวมันได้ ดังนั้นการคายประจุของ C จึงมีทางออกเดียว คือ คายประจุผ่านความต้านทาน R ไปอย่างช้าๆ จนกระทั่งถึงเวลาที่สัญญาณรูปไซน์จะมีค่ากลับมาเป็นบวก และมีค่าเพิ่มขึ้นมากกว่าแรงดันไฟฟ้าคร่อม C ไดโอด D ก็จะนำกระแสอีก และจะเกิดการประจุของ C ทำให้เอาต์พุตเป็นไปตามค่าของสัญญาณรูปไซน์อีกไปจนถึงค่ายอดของสัญญาณถัดมา แล้วพฤติกรรมการทำงานก็จะเกิดซ้ำในลักษณะเดิมอีก กล่าวคือ เกิดการคายประจุของ C ผ่าน R อีกครั้งหนึ่ง พฤติกรรมเช่นนี้จะเกิดซ้ำแล้วซ้ำอีกเรื่อยไป ดังนั้นถ้าเราเลือกค่าคงตัวเชิงเวลา (time constant) RC ที่ใช้ให้เหมาะสม ก็จะได้เอาต์พุตของวงจรเป็นแรงดันไฟตรงที่มีค่าตามขนาดสูงสุดของสัญญาณไซน์ แม้ว่าวงจรที่สร้างจากอุปกรณ์รีแอกทีฟนี่จะเป็นที่นิยมในการใช้งานอย่างกว้างขวาง แต่จากสมการที่ (2.1) จะเห็นว่าแรงดันไบอัสตรงที่ตกคร่อมไดโอด 0.7 โวลต์เป็นสาเหตุให้เกิดความผิดพลาดในการตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ อีกทั้งในส่วนวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมีส่วนประกอบที่เป็นอุปกรณ์รีแอกทีฟ อันเป็นสาเหตุของการหน่วงเวลาอีกด้วย ทำให้วงจรรูปแบบนี้จะให้ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ที่ช้า ทำให้การปรับของระบบอัตโนมัติต่างๆ เป็นไปอย่างวิกฤต

อย่างไรก็ดีวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์เฟสเดียว เมื่ออาศัยหลักการทางคณิตศาสตร์เข้ามาใช้ ก็สามารถที่จะลดเวลาการตอบสนองทรานเซียนท์ให้มีความรวดเร็วกว่าวิธีการที่ใช้วงจรเรียงกระแสกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านได้ [7] ซึ่งหลักการนี้สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

สมมติให้สัญญาณอินพุตเป็นดังนี้

$$v_{in}(t) = V_P \sin(\omega t) \quad (2.2)$$

โดยที่ V_P คือ ขนาดสูงสุดของสัญญาณอินพุต

ω คือ ความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต

t คือ ค่าตัวแปรเวลา

ถ้าเลื่อนเฟสของสัญญาณอินพุต $v_{in}(t)$ ไป 90 องศา จะได้

$$v'_{in}(t) = V_P \sin(\omega t + 90^\circ)$$

หรือ

$$v'_{in}(t) = V_P \cos(\omega t) \quad (2.3)$$

จากสมการที่ (2.2) และ สมการที่ (2.3) จะเห็นว่าสัญญาณทั้งสองเป็นคู่ออร์โทกอนัลซึ่งกันและกัน ดังนั้นถ้าจัดสมการให้ค่าเอาต์พุต $v_o(t)$ มีความสัมพันธ์กับสัญญาณทั้งสองเป็นดังสมการต่อไปนี้คือ

$$v_o^2(t) = v_{in}^2(t) + v'_{in}{}^2(t) \quad (2.4)$$

$$v_o^2(t) = V_P^2 [\sin^2(\omega t) + \cos^2(\omega t)]$$

จะได้ว่า

$$v_o^2(t) = V_P^2$$

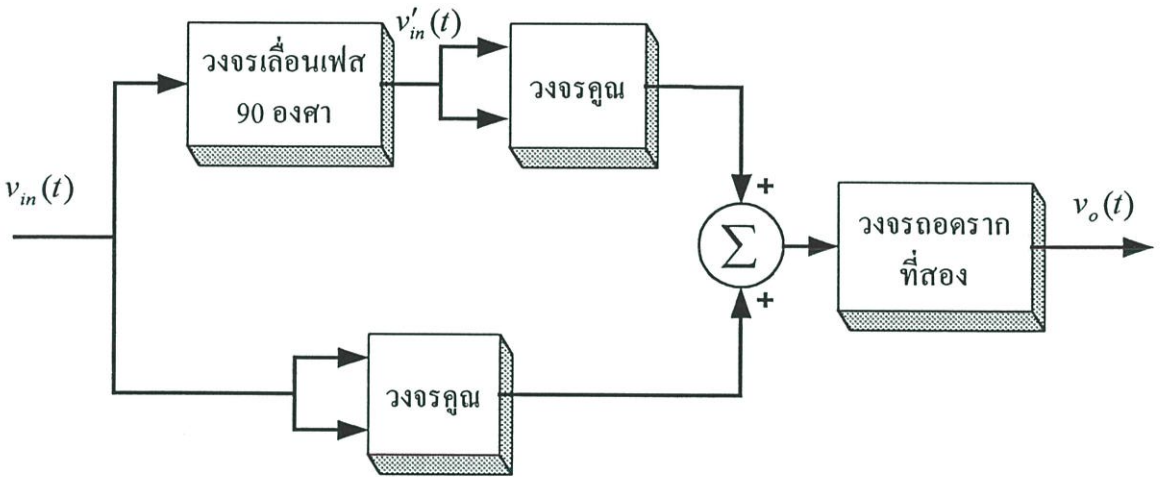
ดังนั้นค่าขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์สามารถหาได้จากการถอดรากที่สองของความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.4) ดังนี้

$$v_o(t) = \sqrt{v_{in}^2(t) + v'_{in}{}^2(t)} \quad (2.5)$$

นั่นคือ

$$v_o(t) = V_P$$

จากสมการข้างบนจะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์นั่นเอง ซึ่งจากความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.5) สามารถนำมาเขียนเป็นแผนผังสำหรับสร้างวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์เฟสเดียวโดยตรงได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 แผนผังของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์เฟสเดียว

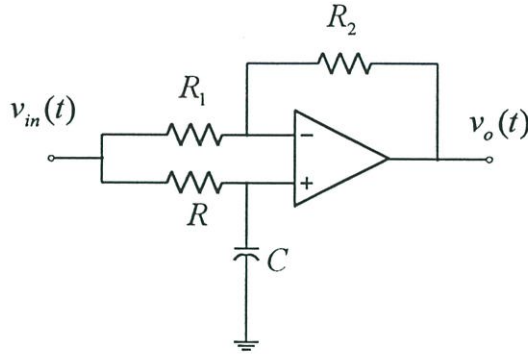
จากแผนผังในรูปที่ 2.3 สามารถนำไปสร้างเป็นวงจรขึ้นจริงโดยการใช้อุปกรณ์สำเร็จรูปที่เป็นวงจรถูกนำมาทำหน้าที่ยกกำลังสอง และถอดรากที่สองได้ ส่วนวงจรเลื่อนเฟส 90 องศา สามารถสร้างขึ้นได้โดยใช้โอปแอมป์ต่อประจอบรร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ ดังแสดงได้ในรูปที่ 2.4 อย่างไรก็ตามวงจรนี้จะพบว่ายังคงมีตัวเก็บประจุเป็นส่วนประกอบ ทำให้ไม่สามารถให้ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ในทันทีได้ อีกทั้งการออกแบบวงจรเลื่อนเฟส 90 องศาจำเป็นต้องใช้ค่าความถี่ของสัญญาณไซน์มาคำนวณเพื่อเลือกค่าของตัวต้านทาน R และตัวเก็บประจุ C อยู่ด้วยดังนี้

$$\theta(\omega) = -\tan(\omega RC)$$

โดยในที่นี้ $\theta(\omega)$ คือค่าของมุมเฟสที่เลื่อนไปที่ค่าความถี่ ω

ด้วยเหตุนี้จึงทำให้วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์เฟสเดียวตามรูปที่ 2.3 มีข้อจำกัดคือ สามารถใช้ได้กับสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่ใดความถี่หนึ่งแบบจำกัดความถี่นั้นเพียงเท่านั้น

นอกจากนี้เมื่อสัญญาณอินพุตที่เป็นรูปไซน์มีมุมเริ่มต้นที่แตกต่างกัน ก็จะส่งผลให้การตอบสนองทรานเซียนท์เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ดังนั้นถ้าจะกล่าวกันด้วยหลักการที่ถูกต้องแล้ว ค่าเอาต์พุตของวงจรนี้ตอนเริ่มแรกก็ยังคงไม่แน่นอนอยู่ดี



รูปที่ 2.4 วงจรเลื่อนเฟส

2.2.2 วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ 3 เฟส [12]

หัวข้อนี้จะอธิบายถึงวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ 3 เฟส เนื่องจากมีสัญญาณ 3 สัญญาณที่ต่างเฟสกันเข้ามาในเวลาเดียวกัน ทำให้ได้หลักการที่ใช้ได้ทั้งหมดคือ กล่าวคือหลักการนี้ไม่ขึ้นกับความถี่หรือไม่จำกัดความถี่ โดยใช้คุณลักษณะความสัมพันธ์ของสัญญาณ 3 เฟส เพื่อให้ได้ผลการตอบสนองชนิดทันทีทันใดที่เวลาวัด ซึ่งวิธีการนี้จะมีคุณลักษณะที่ไม่ขึ้นกับความถี่และมุมเริ่มต้นของสัญญาณอินพุต สามารถอธิบายหลักการได้ดังต่อไปนี้

สมมติให้สัญญาณอินพุต 3 เฟสที่สมดุลเป็นดังนี้

$$v_a(t) = V_p \sin(\omega t) \quad (2.6)$$

$$v_b(t) = V_p \sin(\omega t - 120^\circ) \quad (2.7)$$

$$v_c(t) = V_p \sin(\omega t + 120^\circ) \quad (2.8)$$

ถ้าจัดสมการให้ค่าของสัญญาณเอาต์พุต $v_o^2(t)$ มีความสัมพันธ์กับสัญญาณอินพุตทั้ง 3 เฟสในสมการที่ (2.6) (2.7) และ (2.8) เป็นดังสมการต่อไปนี้คือ

$$v_o^2(t) = v_a^2(t) + \left\{ \frac{1}{\sqrt{3}} [v_c(t) - v_b(t)] \right\}^2 \quad (2.9)$$

จะพบว่าเมื่อแทนค่าสมการที่ (2.6) (2.7) และ (2.8) ลงในสมการ (2.9) แล้วจะได้เป็น

$$v_o^2(t) = V_P^2 \sin^2(\omega t) + \left\{ \frac{1}{\sqrt{3}} [V_P \sin(\omega t + 120^\circ) - V_P \sin(\omega t - 120^\circ)] \right\}^2$$

จากความสัมพันธ์ทางตรีโกณมิติ คือ

$$\sin(A \pm B) = \sin A \cos B \pm \cos A \sin B$$

จะทำให้ได้สมการเขียนจัดรูปใหม่ได้เป็น

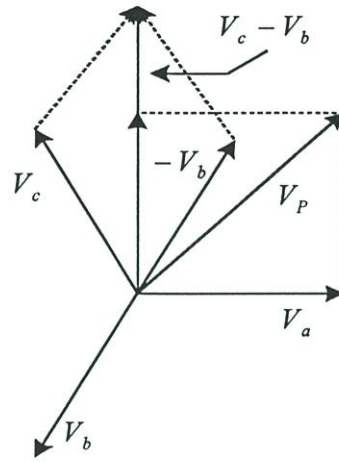
$$\begin{aligned} v_o^2(t) &= V_P^2 \sin^2(\omega t) + \left\{ \frac{1}{\sqrt{3}} [2V_P \cos(\omega t) \sin(120^\circ)] \right\}^2 \\ &= V_P^2 [\sin^2(\omega t) + \cos^2(\omega t)] \end{aligned}$$

จะได้ว่า

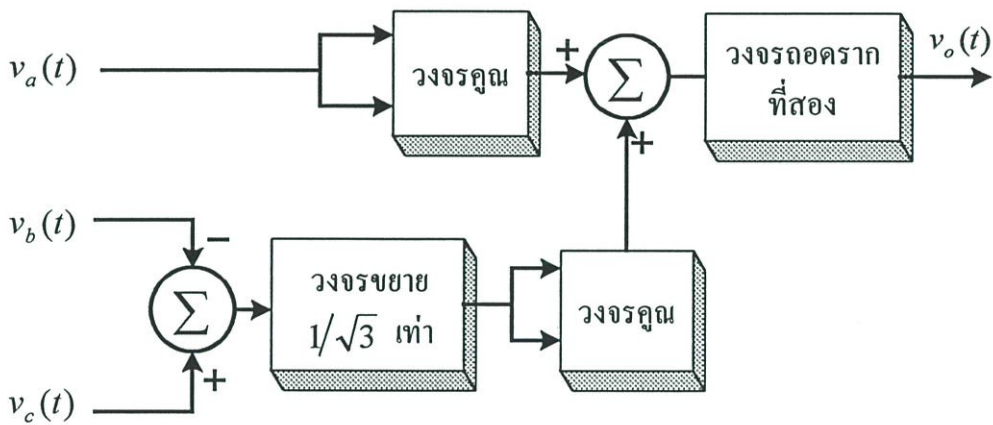
$$v_o^2(t) = V_P^2 \quad (2.10)$$

จากสมการที่ (2.10) จะเห็นว่าค่าของสัญญาณเอาต์พุตจะคงที่เท่ากับ V_P ตลอดเวลา ซึ่งความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตทั้งสามที่เป็นไปตามสมการที่ (2.9) สามารถเขียนแสดงในรูปแบบของเฟเซอร์ไดอะแกรม(phasor diagram) ได้ดังรูปที่ 2.5 ซึ่งจากเฟเซอร์ไดอะแกรมจะเห็นว่าเฟเซอร์ของสัญญาณ $v_c(t) - v_b(t)$ จะตั้งฉากกับเฟเซอร์ของ $v_a(t)$ โดยที่มีขนาดเป็น $\sqrt{3}$ เท่าของขนาดของเฟเซอร์ $v_a(t)$ ดังนั้นค่าขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์สามารถหาได้โดยการถอดรากที่สองของความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.9) ดังนี้

$$v_o(t) = \sqrt{v_a^2(t) + \left\{ \frac{1}{\sqrt{3}} [v_c(t) - v_b(t)] \right\}^2} \quad (2.11)$$



รูปที่ 2.5 เฟเซอร์ไดอะแกรมของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ 3 เฟส



รูปที่ 2.6 แผนผังของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ 3 เฟสตามสมการที่ (2.11)

แม้ว่าตามสมการที่ (2.11) จะสามารถนำมาสร้างวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดได้โดยตรงดังแสดงตามแผนผังรูปที่ 2.6 ซึ่งจะพบว่ามีความจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์สำเร็จรูปที่ทำหน้าที่เป็นวงจรคูณจำนวน 3 ตัวด้วยกัน คือ 2 ตัวใช้ทำหน้าที่ยกกำลัง อีก 1 ตัวใช้ทำหน้าที่เพื่อประกอบเป็นวงจรถอดรากที่สอง และเนื่องจากวงจรคูณสำเร็จรูปมีราคาที่สูง ดังนั้นถ้าจัดแต่งรูปสมการเสียใหม่ ก็สามารถปรับปรุงทำให้ลดจำนวนวงจรคูณลงได้ด้วยการจัดรูปสมการที่ (2.9) ใหม่ [13] ได้ดังต่อไปนี้คือ

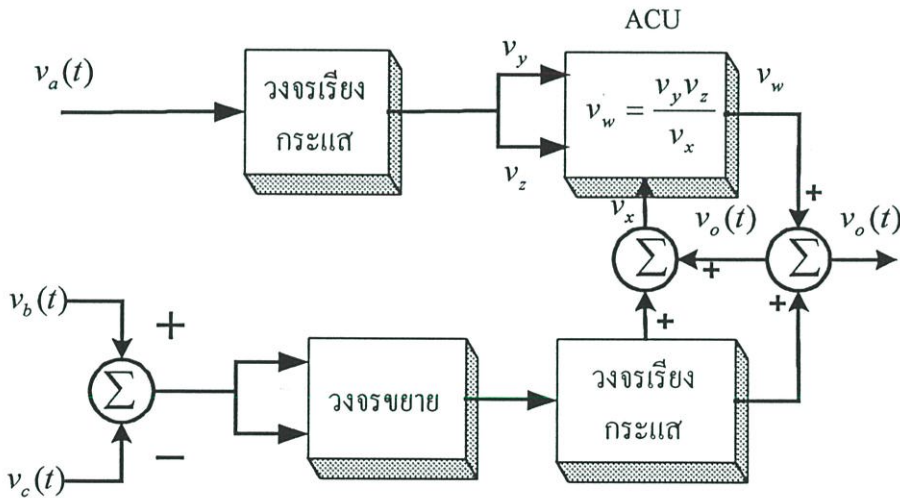
$$v_a^2(t) = v_o^2(t) - \left\{ \frac{1}{\sqrt{3}} [v_c(t) - v_b(t)] \right\}^2$$

เมื่ออาศัยความสัมพันธ์ของผลต่างกำลังสอง $A^2 - B^2 = (A - B)(A + B)$ จะทำให้เขียนในรูปสมการใหม่ได้คือ

$$v_a^2(t) = \left\{ v_o(t) - \frac{1}{\sqrt{3}} [v_c(t) - v_b(t)] \right\} \left\{ v_o(t) + \frac{1}{\sqrt{3}} [v_c(t) - v_b(t)] \right\}$$

และเมื่อจัดรูปสมการจะได้ว่า

$$v_o(t) = \frac{v_a^2(t)}{v_o(t) + \frac{1}{\sqrt{3}} [v_c(t) - v_b(t)]} + \frac{1}{\sqrt{3}} [v_c(t) - v_b(t)] \quad (2.12)$$



รูปที่ 2.7 แผนผังวงจรรววจัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ 3 เฟสตามสมการ (2.12)

จากสมการที่ (2.12) เมื่อนำไปเขียนแผนผังการทำงานของวงจรรววจัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ได้เป็นตามรูปที่ 2.7 จะเห็นว่าทำให้สามารถลดจำนวนการใช้วงจรรวมลงไปได้ ด้วยการนำวงจรถ่ายทำหน้าที่เป็นฟังก์ชันคณิตศาสตร์เฉพาะ (analog computational unit :ACU) มาใช้ โดยวงจรมีรับอินพุตเข้ามาสามอินพุต คือ v_x v_y และ v_z แล้วจะให้เอาต์พุตเป็น $v_w = \frac{v_y v_z}{v_x}$ เนื่องจากการทำงานของวงจรถ่ายฟังก์ชันคณิตศาสตร์เฉพาะต้องการสัญญาณทางบวกเท่านั้น ดังนั้นจึงต้องมี

วงจรเรียงกระแสแบบเต็มลูกคลื่น (full wave rectifier) 2 ตัวเพื่อทำหน้าที่แปลงสัญญาณที่เข้าสู่ตัวมัน ให้มีลักษณะลูกคลื่นเฉพาะซีกบวกเพื่อให้เหมาะสมแก่การใช้งาน นอกจากนี้จะกำหนดให้ค่าของอินพุต v_x มีค่าเป็น $v_o(t) + \left| [v_c(t) - v_b(t)] / \sqrt{3} \right|$ ส่วนอินพุต v_y และ v_z จะมีค่าเป็น $|v_a(t)|$ ซึ่งแผนผังของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ 3 เฟสนี้ สามารถสร้างเป็นวงจรต้นแบบได้จากอุปกรณ์สำเร็จรูปเบอร์ AD538 ที่ให้เอาต์พุตเป็น $v_w = \frac{v_y v_z}{v_x}$ มาทำงานร่วมกับวงจรเรียงกระแส กับวงจรรวมสัญญาณ และวงจรถยายที่สร้างขึ้นจากออปแอมป์ได้ ตัวอย่างของวงจรนี้มีแสดงไว้ในบทความ [13] เนื่องจากวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดในรูปแบบนี้ไม่ได้ใช้ส่วนประกอบที่เป็นอุปกรณ์รีแอกทีฟที่เป็นสาเหตุของการหน่วงเวลาประกอบอยู่ด้วยเลย ดังนั้นวงจรจึงมีการหน่วงเวลาที่สั้นมาก เมื่อเทียบกับวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์เฟสเดียวที่กล่าวถึงในหัวข้อก่อน โดยทางทฤษฎีที่เป็นอุดมคติแล้ว กล่าวได้ว่าวงจรนี้สามารถให้ผลการตอบสนองได้ทันที รวมถึงมีคุณสมบัติที่ไม่ขึ้นกับความถี่ แต่อย่างไรก็ตามหลักการนี้ก็ไม่สามารถนำไปใช้ในระบบหลายเฟสอื่นที่มากกว่า 3 เฟสได้ ทำให้มีข้อจำกัดในการประยุกต์ใช้งานอยู่ ซึ่งอาจจะสามารถขยายหลักการต่อไปนี้ได้ ดังที่จะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

2.2.3 วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส [14]

หัวข้อนี้จะอธิบายถึงวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส ที่อาศัยคุณลักษณะของคู่ออร์โทกอนัล เพื่อให้ได้ผลการตอบสนองที่รวดเร็ว โดยมีข้อดีที่สำคัญคือสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับระบบสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสใดๆ ที่สมมูลได้ ซึ่งสามารถอธิบายเป็นหลักการได้ดังต่อไปนี้

สมมติเรากำลังสนใจว่ามีระบบ n เฟสที่สมมูล ที่มีผลต่างของมุมเฟส θ ระหว่างสัญญาณที่เฟสติดกันมีค่าเป็น

$$\theta = \frac{2\pi}{n} \quad (2.13)$$

ซึ่งสัญญาณ n เฟส สัญญาณที่ i ใดๆ สามารถเขียนแสดงได้คือ

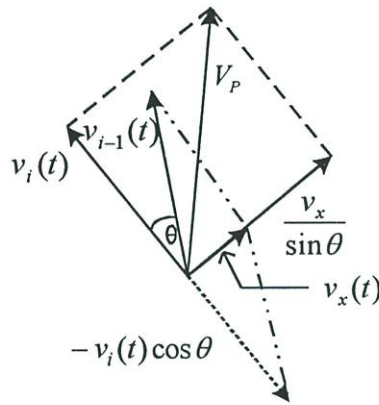
$$v_{i-1}(t) = V_p \sin[\omega t - (i-1)\theta] \quad (2.14)$$

$$v_i(t) = V_p \sin(\omega t - i\theta) \quad (2.15)$$

เมื่อ V_p คือ ขนาดสูงสุดของสัญญาณอินพุตในแต่ละเฟส

ω คือ ความถี่เชิงมุม

i คือ จำนวนลำดับเฟสของสัญญาณอินพุต



รูปที่ 2.8 เฟเซอร์ไดอะแกรมของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส

โดยที่สัญญาณเฟสลำดับที่ i และลำดับที่ $i-1$ สามารถถูกเขียนแสดงในเฟเซอร์ไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.8 ซึ่งในเฟเซอร์ไดอะแกรม เฟเซอร์ของสัญญาณ $v_x(t)$ และสัญญาณ $v_i(t)$ นั้น ออร์ทอกอนัลซึ่งกันและกัน และสามารถเขียนแสดงความสัมพันธ์ของ $v_x(t)$ กับสัญญาณอินพุตอื่นๆ ได้ดังนี้

$$v_x(t) = v_{i-1}(t) - v_i(t) \cos \theta \quad (2.16)$$

$$= V_p \sin(\omega t - (i-1)\theta) - V_p \sin(\omega t - i\theta) \cos \theta \quad (2.17)$$

โดยการใช้ความสัมพันธ์ทางตรีโกณมิติ คือ

$$\sin A \cos B = \frac{1}{2} [\sin(A+B) + \sin(A-B)]$$

มาประยุกต์แทนในสมการที่ (2.17) และจัดเทอมจะได้

$$\begin{aligned} v_x(t) &= V_p \left[\sin(\omega t - i\theta + \theta) - \frac{1}{2} \sin(\omega t - i\theta + \theta) - \frac{1}{2} \sin(\omega t - i\theta - \theta) \right] \\ &= V_p \left[\frac{1}{2} \{ \sin(\omega t - i\theta + \theta) - \sin(\omega t - i\theta - \theta) \} \right] \end{aligned} \quad (2.18)$$

และเนื่องจากความสัมพันธ์

$$\sin(A + B) - \sin(A - B) = 2 \cos A \sin B$$

จึงทำให้จัดรูปสมการได้เป็น

$$v_x(t) = V_p \cos(\omega t - i\theta) \sin \theta \quad (2.19)$$

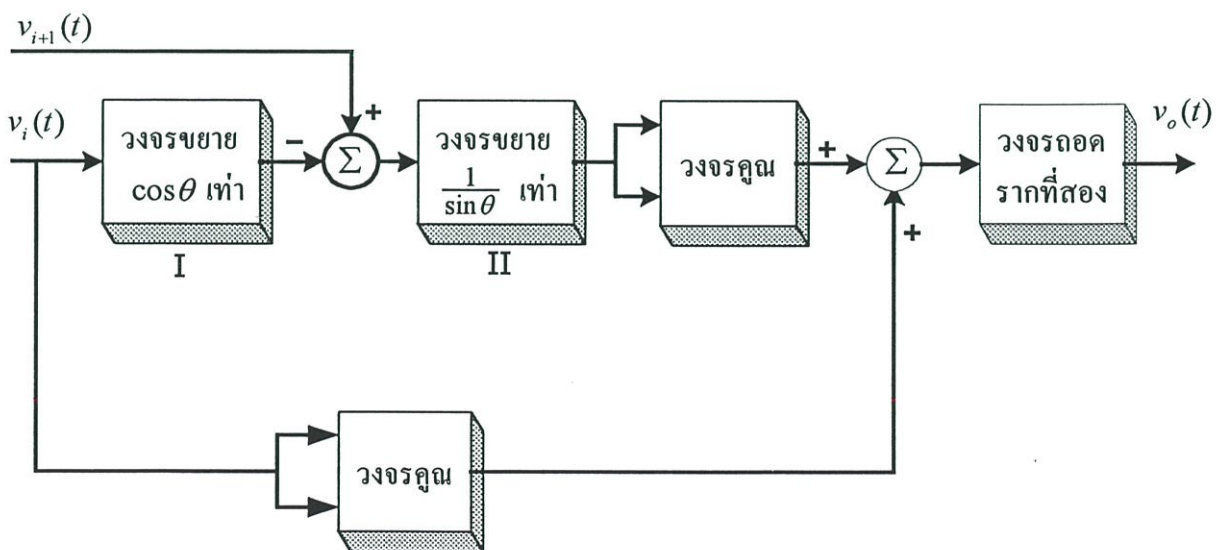
ถ้าจัดวงจรให้เกิดเอาต์พุต $v_o(t)$ ที่มีความสัมพันธ์กับ $v_x(t)$ และ $v_i(t)$ เป็นดังในรูปสมการต่อไปนี่คือ

$$v_o(t) = \sqrt{v_i^2(t) + \left(\frac{v_x(t)}{\sin \theta}\right)^2} \quad (2.20)$$

ดังนี้แล้วจะได้

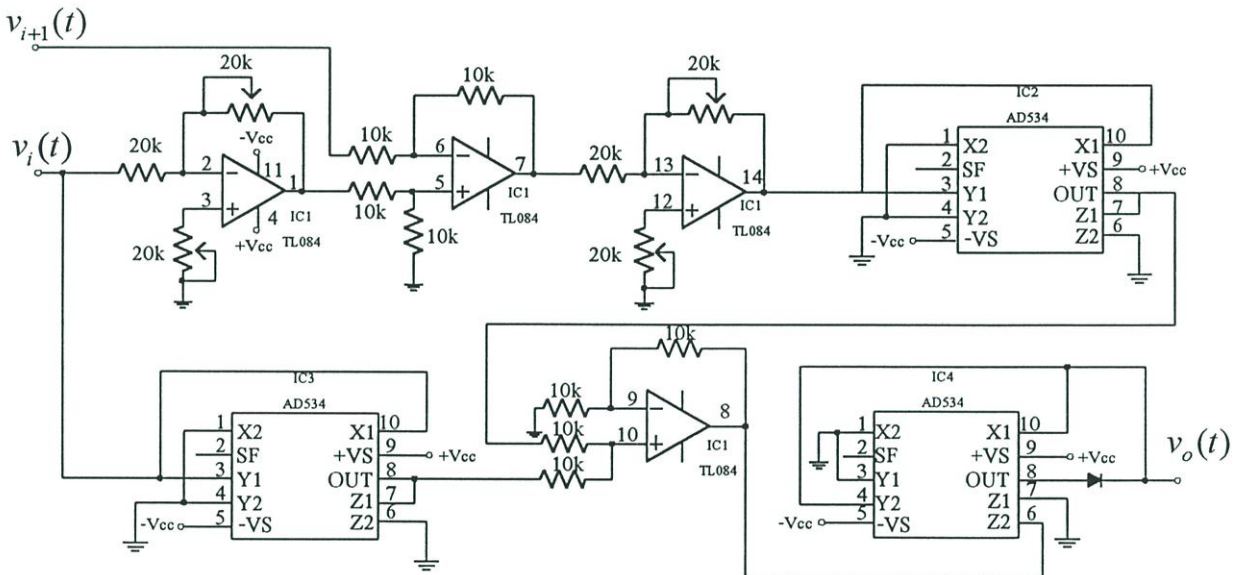
$$v_o(t) = V_p \quad (2.21)$$

จากสมการที่ (2.21) จะเห็นว่าค่าของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากับขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ n เฟส และจากสมการที่ (2.20) สามารถนำมาเขียนจัดเป็นแผนผังของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสได้ดังแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แผนผังของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส

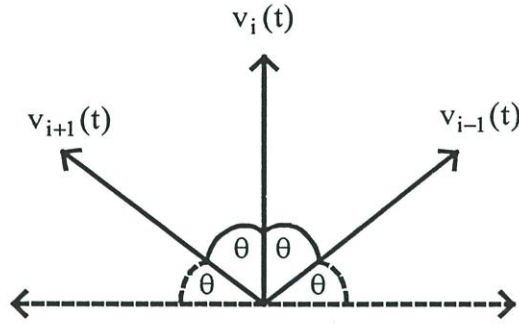
จากแผนผังในรูปที่ 2.9 สามารถนำไปสร้างเป็นวงจรขึ้นใช้งานจริงโดยใช้อุปกรณ์สำเร็จรูปที่เป็นวงจรคุณภาพทำหน้าที่ยกกำลังสอง และถอดรากที่สองได้ ส่วนวงจรรวมสัญญาณกับวงจรถยายสามารถสร้างขึ้นได้จากออปแอมป์ดังมีแสดงในรูปที่ 2.10 โดยวงจรถยายตัวที่หนึ่งจะมีอัตราขยาย $\cos \theta$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ -0.5 ในระบบ 3 เฟส และเท่ากับ 0 ในระบบ 4 เฟส และเท่ากับ 0.31 ในระบบ 5 เฟส ตามลำดับ และอัตราขยายของวงจรถยายตัวที่สองจะมีค่าเป็น $\frac{1}{\sin \theta}$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1.16 ในระบบ 3 เฟส และเท่ากับ 1 ในระบบ 4 เฟส และเท่ากับ 1.05 ในระบบ 5 เฟส ตามลำดับ แม้ว่าวิธีการนี้จะให้ผลการตอบสนองได้ทันที ณ เวลาวัด และสามารถนำไปใช้ได้กับระบบหลายเฟส แต่อย่างไรก็ตามหลักการนี้วงจรยังคงมีความซับซ้อน ค่าความไวของเอาต์พุตต่อความไม่สมดุลของขนาดและเฟสยังมีค่ามาก



รูปที่ 2.10 วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส

2.3 วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสที่นำเสนอ [16]

วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้มีแนวทางในการคิดค้นเริ่มต้นมาจากวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีสำหรับสัญญาณรูปไซน์ 3 เฟส ที่ผู้เขียนได้เคยนำเสนอมาก่อนในบทความที่ [17] ซึ่งหลักการนี้เมื่อนำมาประยุกต์ดัดแปลงขึ้นใหม่ โดยการอาศัยคุณลักษณะของคู่ออร์โทกอนัลที่เกิดขึ้นจากองค์ประกอบข้างเคียงมาจัดการร่วมกันจะทำให้ได้วิธีการที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้กับระบบสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสใดๆ ที่มีความสมดุลได้ และสามารถให้ผลการตอบสนองชนิดทันทีทันใดที่เวลาวัด รวมถึงมีคุณลักษณะที่ไม่ขึ้นกับความถี่ หลักการนี้สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.11 เฟเซอร์ไดอะแกรมของระบบสัญญาณหลายเฟส

สมมติว่าระบบที่กำลังพิจารณามี n เฟสที่สมดุล ดังนั้นผลต่างมุมเฟส θ ระหว่างสองสัญญาณที่เฟสอยู่ชิดติดกันจะมีค่าเป็น

$$\theta = \frac{2\pi}{n}$$

ดังรูปที่ 2.11 สัญญาณ n เฟสตามตัวที่ติดกันนั้นสามารถเขียนแสดงได้ด้วยสมการคณิตศาสตร์ดังนี้

$$v_{i-1}(t) = V_p \sin(\omega t - (i-1)\theta) \quad (2.22)$$

$$v_i(t) = V_p \sin(\omega t - i\theta) \quad (2.23)$$

$$v_{i+1}(t) = V_p \sin(\omega t - (i+1)\theta) \quad (2.24)$$

โดยที่ ω คือ ความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต

t คือ ค่าตัวแปรเวลา

i คือ เลขดัชนีแสดงลำดับเฟสของสัญญาณอินพุต

V_p คือ ขนาดสูงสุดของสัญญาณอินพุต

โดยการจัดวงจรเพื่อให้เกิดค่าเอาต์พุต $v_o(t)$ ของวงจรมีความสัมพันธ์กับอินพุตทั้งสามเป็นตามรูปสมการต่อไปนี้คือ

$$v_o^2(t) = \frac{1}{\sin^2 \theta} [v_i^2(t) - v_{i+1}(t)v_{i-1}(t)] \quad (2.25)$$

จะพบว่าเมื่อแทนค่าสมการที่ (2.22) (2.23) และ (2.24) ลงในสมการที่ (2.25) แล้วจะได้

$$v_o^2(t) = \frac{1}{\sin^2 \theta} \left[V_p^2 \sin^2(\omega t - i\theta) - V_p^2 \sin(\omega t - (i-1)\theta) \sin(\omega t - (i+1)\theta) \right]$$

โดยการใช้ความสัมพันธ์ทางตรีโกณมิติ คือ

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

กับเงื่อนไขในสมการข้างบน จะได้

$$v_o^2(t) = \frac{V_p^2}{\sin^2 \theta} \left[\sin^2(\omega t - i\theta) - \frac{1}{2} \{ \cos(2\theta) - \cos(2\omega t - 2i\theta) \} \right]$$

$$v_o^2(t) = \frac{V_p^2}{\sin^2 \theta} \left[\sin^2(\omega t - i\theta) - \frac{1}{2} \cos(2\theta) + \frac{1}{2} \cos\{2(\omega t - i\theta)\} \right] \quad (2.26)$$

จากนั้นใช้ความสัมพันธ์ทางตรีโกณมิติ คือ

$$\frac{1}{2} \cos 2A = \cos^2 A - \frac{1}{2}$$

กับสมการที่ (2.26) จะเขียนสมการได้ใหม่ว่า

$$v_o^2(t) = \frac{V_p^2}{\sin^2 \theta} \left[\sin^2(\omega t - i\theta) - \frac{1}{2} \cos(2\theta) + \cos^2(\omega t - i\theta) - \frac{1}{2} \right] \quad (2.27)$$

จากความสัมพันธ์ตรีโกณมิติ $\sin^2 \theta + \cos^2 \theta = 1$ เมื่อใช้กับสมการข้างบน แล้วจะทำให้จัดรูปได้เป็น

$$v_o^2(t) = \frac{V_p^2}{\sin^2 \theta} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\theta \right) \quad (2.28)$$

เพราะ $\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\theta = \sin^2 \theta$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$v_o^2(t) = V_p^2 \quad (2.29)$$

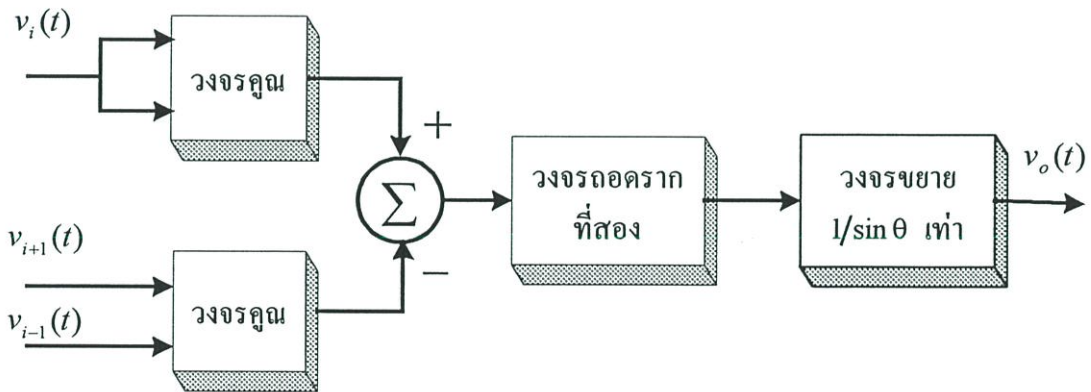
นั่นคือค่าของสัญญาณเอาต์พุต $v_o(t)$ ที่ได้จะมีค่าคงที่เท่ากับ V_p ตลอดเวลา เพราะฉะนั้นค่าขนาดสูงสุดจึงสามารถหาได้โดยการถอดรากที่สองของความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.24) ดังนี้

$$v_o(t) = \frac{1}{\sin \theta} \sqrt{v_i^2(t) - v_{i+1}(t)v_{i-1}(t)} \quad (2.30)$$

นั่นคือจะได้

$$v_o(t) = V_p \quad (2.31)$$

ซึ่งจะเห็นว่าค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ในระบบ n เฟสนี้ และจากสมการที่ (2.30) สามารถนำมาเขียนรูปสร้างเป็นแผนผังของเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดได้ ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แผนผังของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ในระบบหลายเฟสที่นำเสนอ

จากแผนผังรูปที่ 2.12 สามารถนำมาสร้างวงจรต้นแบบของเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดได้โดยมีวงจรแบบอนุกรมทำหน้าที่เป็นฟังก์ชันคูณ และฟังก์ชันยกกำลังสอง รวมถึงเป็นฟังก์ชันถอดรากที่สองด้วย ส่วนออปแอมป์สามารถนำสร้างเป็นวงจรรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับ $\frac{1}{\sin \theta}$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1.16 ในระบบ 3 เฟส และเท่ากับ 1 ในระบบ 4 เฟส และ เท่ากับ 1.05 ในระบบ 5 เฟส ตามลำดับ วงจร

รูปแบบนี้จะไม่มีส่วนประกอบที่เป็นอนุกรมรีแอกทีฟ ซึ่งจะเป็นสาเหตุทำให้เกิดการหน่วงเวลาดังนี้วงจรตรวจวัดที่นำเสนอของวิทยานิพนธ์นี้จึงมีการหน่วงเวลาที่สั้นมาก เมื่อเทียบกับวงจรตรวจวัดทั่วไปที่มีการใช้วงจรรองความถี่ต่ำผ่านประกอบร่วมด้วย โดยทฤษฎีที่เป็นอุดมคติแล้ว อาจกล่าวได้ว่าเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอนี้ ให้ผลการตอบสนองได้ทันที รวมถึงมีคุณสมบัติที่ไม่ขึ้นกับความถี่ด้วย เพราะสมการต่างๆ ที่ใช้นั้น จะส่งผลทำให้เกิดเอาต์พุตตามต้องการได้ทุกความถี่

จากสมการที่ (2.24) สามารถนำมาจัดรูปแบบสมการได้อีกรูปแบบหนึ่ง ซึ่งสามารถอธิบายเป็นขั้นตอนได้ดังต่อไปนี้

$$v_o^2(t) = \frac{v_i^2(t)}{\sin^2 \theta} - \frac{v_{i+1}(t)v_{i-1}(t)}{\sin^2 \theta} \quad (2.32)$$

$$v_o^2(t) - \frac{v_i^2(t)}{\sin^2 \theta} = -\frac{v_{i+1}(t)v_{i-1}(t)}{\sin^2 \theta} \quad (2.33)$$

จากความสัมพันธ์ของผลต่างกำลังสอง $A^2 - B^2 = (A - B)(A + B)$ จะทำให้ได้

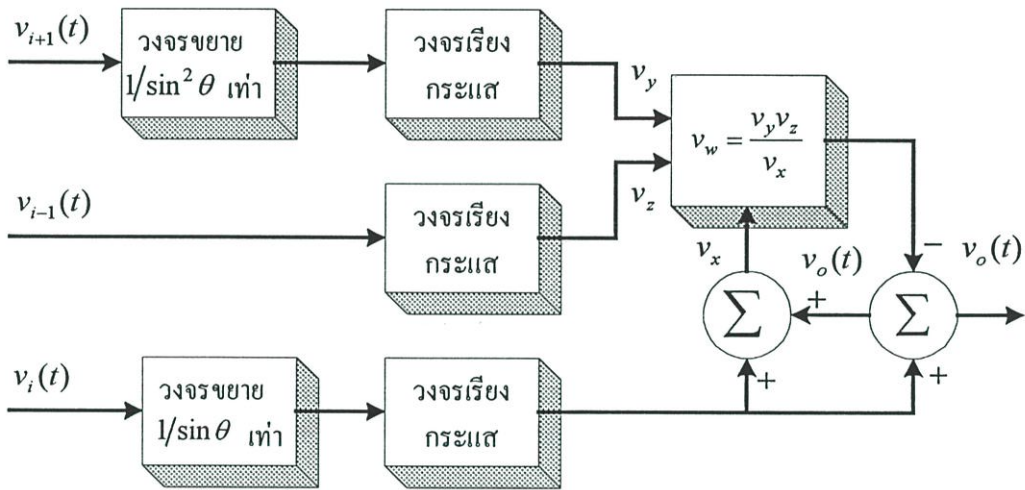
$$\left[v_o(t) - \frac{v_i(t)}{\sin \theta} \right] \left[v_o(t) + \frac{v_i(t)}{\sin \theta} \right] = -\frac{v_{i+1}(t)v_{i-1}(t)}{\sin^2 \theta} \quad (2.34)$$

และเมื่อจัดรูปสมการจะได้ว่า

$$v_o(t) = \frac{v_i(t)}{\sin \theta} - \frac{\left[\frac{v_{i+1}(t)v_{i-1}(t)}{\sin^2 \theta} \right]}{v_o(t) + \frac{v_i(t)}{\sin \theta}} \quad (2.35)$$

จากสมการที่ (2.35) สามารถนำไปเขียนเป็นแผนผังการทำงานได้ดังรูปที่ 2.13 ตามแผนผังการทำงานนี้จะเห็นว่าเป็นวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ในระบบหลายเฟสอีกรูปแบบหนึ่ง ที่ได้ด้วยการจัดรูปสมการที่ (2.24) ขึ้นใหม่เพื่อลดจำนวนของวงจรคูณที่จำเป็นต้องใช้ในเมื่อได้มีการจัดรูปสมการโดยตรงตามแผนผังรูปที่ 2.12 ซึ่งแผนผังตามรูปที่ 2.13 จะสามารถนำมาสร้างวงจรขึ้นจริงด้วยการนำอุปกรณ์สำเร็จรูปของวงจรฟังก์ชันคณิตศาสตร์เฉพาะเบอร์ AD538 ที่ให้เอาต์พุตเป็น $v_w = \frac{v_y v_z}{v_x}$ มาทำงานร่วมกับวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่ทำหน้าที่แปลง

สัญญาณที่จะป้อนเข้าสู่อินพุต v_x v_y และ v_z ให้มีลักษณะเฉพาะซิกบวกเพื่อให้ได้ตามเงื่อนไขการทำงานของAD538 และมีการกำหนดให้ค่าของอินพุต v_x มีค่าเป็น $v_o(t) + \left| \frac{v_i(t)}{\sin \theta} \right|$ อินพุต v_y มีค่าเป็น $\left| \frac{v_{i+1}(t)}{\sin^2 \theta} \right|$ และอินพุต v_z เป็น $|v_{i-1}(t)|$ โดยในส่วนของวงจรขยาย วงจรผลรวม และวงจรผลต่างนั้นสามารถสร้างขึ้นได้ด้วยการใช้ออปแอมป์คั้งมีแสดงรายละเอียดของแต่ละวงจรไว้ในบทที่ 3



รูปที่ 2.13 แผนผังวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ในระบบหลายเฟสตามสมการ (2.35)

บทที่ 3

ทฤษฎีและวงจรพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง

3.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงเรื่องของทฤษฎี และวงจรพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้อง ที่ได้มีการนำมาใช้เพื่อประกอบการออกแบบวงจรที่ทำหน้าที่ตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ในวิทยานิพนธ์นี้ โดยอาศัยหลักการเบื้องต้นดังที่อธิบายไว้แล้วในหัวข้อ 2.3 ซึ่งรายละเอียดจะประกอบด้วย ลักษณะคุณสมบัติและการทำงานของวงจรมัลติพลายเออร์ วงจรถอดรหัสดิจิตอล วงจรขยายผลต่าง และวงจรขยายแรงดัน เพื่อที่จะได้เป็นพื้นฐานพอสังเขปก่อนการนำไปใช้ในการออกแบบเป็นวงจรที่จะได้กล่าวถึงในบทต่อไป นอกจากนี้ยังแสดงการวิเคราะห์ถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นในกรณีที่มีสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสขาดความสมดุลไป ไม่ว่าจะเป็นความไม่สมดุลทางขนาดและทางเฟส ซึ่งได้มีการวิเคราะห์สำหรับระบบสัญญาณ 3 เฟส 4 เฟส และ 5 เฟส ไว้เป็นตัวอย่าง

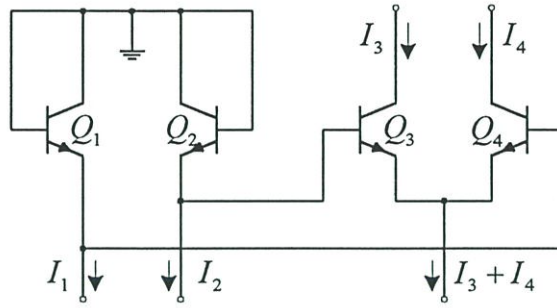
3.2 วงจรมัลติพลายเออร์ (multiplier)

วงจรมัลติพลายเออร์เป็นวงจรที่ให้แรงดันเอาต์พุต V_o แปรผันตามผลคูณของแรงดันอินพุต V_x และ V_y ซึ่งสามารถแสดงเป็นสมการคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$V_o = KV_xV_y \quad (3.1)$$

โดยที่ K คือตัวประกอบมาตราส่วน(scale factor) เป็นค่าคงที่ขึ้นอยู่กับโครงสร้างของวงจรมัลติพลายเออร์

เนื่องจากวงจรมัลติพลายเออร์เป็นส่วนประกอบสำคัญส่วนหนึ่งสำหรับการออกแบบการสร้างวงจรต้นแบบของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ในการออกแบบนี้ได้เลือกใช้วงจรมัลติพลายเออร์ที่เป็นอุปกรณ์สำเร็จรูป เพื่อให้สะดวกในการประกอบวงจรและลดความซับซ้อนของวงจรที่ได้ออกแบบไว้ โดยเลือกใช้อุปกรณ์สำเร็จรูปเบอร์ ICL8013 ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรมัลติพลายเออร์แบบสี่ควอดแรนต์(four quadrant multiplier) ทำงานด้วยหลักการทรานส์คอนดักแตนซ์ (transconductance) ของคู่วงจรผลต่าง ซึ่งสามารถอธิบายหลักการพอสังเขป[18]คือ



รูปที่ 3.1 วงจรพื้นฐานของวงจรคูลงสัญญาณแบบสี่ควอดแรนท

วงจรพื้นฐานหลักที่เป็นองค์ประกอบอันสำคัญของวงจรคูลงสัญญาณแบบสี่ควอดแรนท คือ วงจรที่มีลักษณะ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ซึ่งประกอบด้วยวงจรรคูผลต่าง(differential couple pair) ของ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 ที่ทำให้เกิดการแปรค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ และคู ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ที่ต่อคอลเลคเตอร์รวมเข้ากับเบสให้ทำหน้าที่เป็นไดโอด เพื่อเปลี่ยน กระแสเป็นแรงดันที่เหมาะสมไปขับวงจรรคูผลต่าง ซึ่งสามารถวิเคราะห์การทำงานได้ดังต่อไปนี้

เมื่อคิดผลรวมของแรงดันระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ต่างๆ รอบรูปตาม KVL จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการ

$$V_{BE1} + V_{BE4} = V_{BE2} + V_{BE3}$$

เมื่อจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$V_{BE3} - V_{BE4} = V_{BE1} - V_{BE2}$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติความสัมพันธ์ระหว่างโวลเตจและกระแสของทรานซิสเตอร์กล่าวคือ $V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S}$ แทนในสมการข้างบน โดยที่ V_{BE} เป็นแรงดันตกคร่อมระหว่างขาเบสและ ขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ V_T เป็นแรงดันเชิงอุณหภูมิ I_C เป็นกระแสคอลเลคเตอร์ และ I_S เป็นกระแสอิ่มตัวย้อนกลับ รวมถึงสมมติว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพียงกันและละเลย ค่าของกระแสเบส(base current) เมื่อจัดเทอมใหม่แล้วจะได้ว่า

$$\frac{I_3}{I_4} = \frac{I_1}{I_2} \quad (3.2)$$

จัดรูปสมการใหม่ด้วยการบวก 1 เข้าไปทั้งสองข้างของสมการที่ (3.2)

$$\frac{I_3 + I_4}{I_4} = \frac{I_1 + I_2}{I_2}$$

จะทำให้ได้ค่าอัตราส่วน I_4 ต่อ I_2 เป็น

$$\frac{I_4}{I_2} = \frac{I_3 + I_4}{I_1 + I_2} \quad (3.3)$$

และในทำนองเดียวกันจัดรูปสมการที่ (3.2) ด้วยการลบ 1 ทั้งสองข้าง

$$\frac{I_3 - I_4}{I_4} = \frac{I_1 - I_2}{I_2}$$

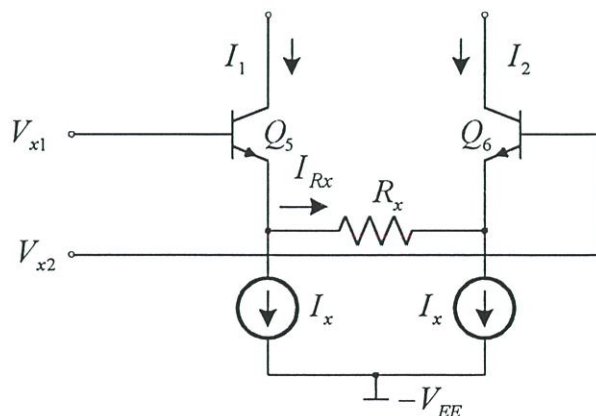
เมื่อเขียนให้อยู่ในรูปอัตราส่วน I_4 ต่อ I_2 ได้เป็น

$$\frac{I_4}{I_2} = \frac{I_3 - I_4}{I_1 - I_2} \quad (3.4)$$

เมื่อเปรียบสมการที่ (3.3) กับสมการที่ (3.4) แล้วจะได้

$$\frac{I_3 - I_4}{I_1 - I_2} = \frac{I_3 + I_4}{I_1 + I_2}$$

$$I_3 - I_4 = \frac{(I_1 - I_2)(I_3 + I_4)}{I_1 + I_2} \quad (3.5)$$



รูปที่ 3.2 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส

ซึ่งในสมการที่ (3.5) นี้จะเห็นว่าวงจรนี้จะให้ค่า $(I_3 - I_4)$ เท่ากับการคูณกันระหว่างผลต่างของกระแส $(I_1 - I_2)$ กับผลรวมของกระแสอิมิตเตอร์ $(I_3 + I_4)$ ทารด้วย $(I_1 + I_2)$ ดังนั้นเพื่อให้เกิดการใช้งานในทางปฏิบัติที่อินพุตของวงจรคุณลักษณะอยู่ในรูปแรงดัน จึงต้องเพิ่มวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส(voltage to current converter) 2 ชุดในการสังเคราะห์เทอม $(I_1 - I_2)$ และ $(I_3 + I_4)$ จากแรงดันอินพุต V_x และ V_y ตามลำดับ ซึ่งพิจารณาได้จากวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสดังรูปที่ 3.2 ในการวิเคราะห์วงจร ถ้าสมมติให้ค่าของกระแสเบสน้อยมากจนเราสามารถละเลยได้ แล้วเมื่อคิดผลรวมของกระแสจะได้ว่า $I_1 = I_x + I_{R_x}$ และ $I_2 = I_x - I_{R_x}$ ดังนั้น $I_1 - I_2 = 2I_{R_x}$ และเนื่องจาก $I_{R_x} = \frac{(V_{E5} - V_{E6})}{R_x}$ ทำให้ได้

$$I_1 - I_2 = 2 \frac{(V_{E5} - V_{E6})}{R_x} \quad (3.6)$$

เมื่ออาศัยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้

$$\begin{aligned} V_{E5} - V_{E6} &= (V_{x1} - V_{BE5}) - (V_{x2} - V_{BE6}) \\ &= (V_{x1} - V_{x2}) - (V_{BE5} - V_{BE6}) \end{aligned}$$

และจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ที่ $V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S}$ ทำให้ได้เป็น

$$V_{E5} - V_{E6} = V_{x1} - V_{x2} - V_T \ln \frac{I_1}{I_2} \quad (3.7)$$

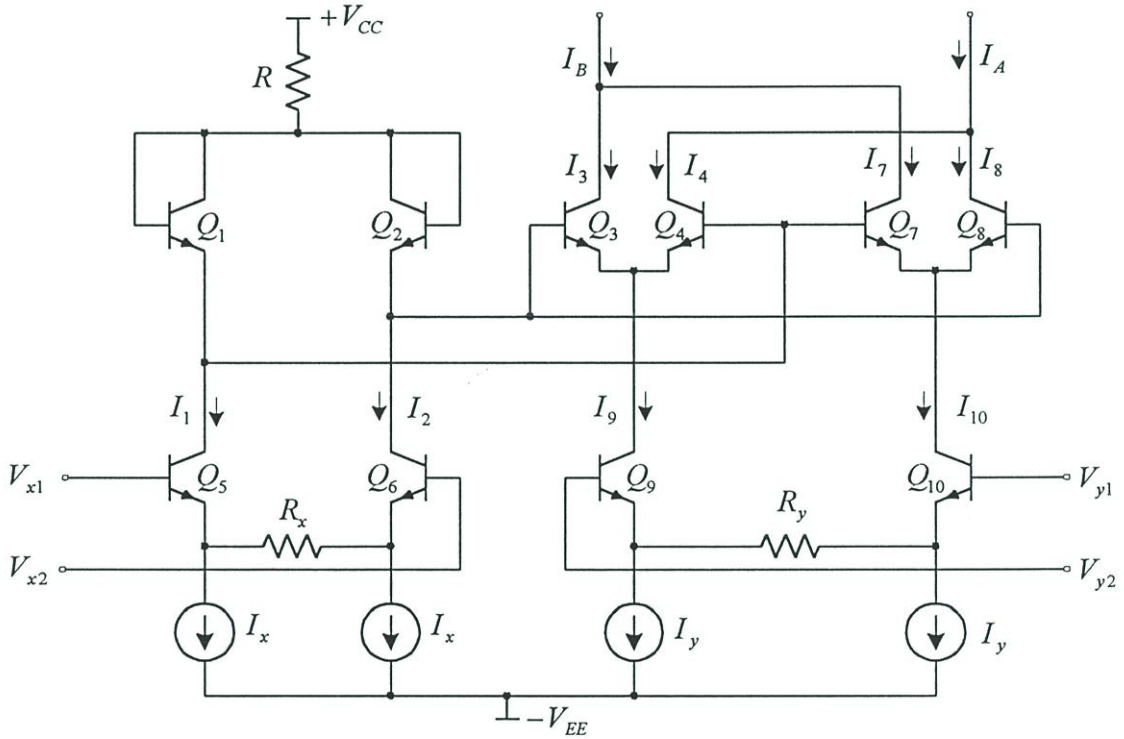
แทนสมการที่ (3.7) ลงในสมการที่ (3.6) จะได้

$$I_1 - I_2 = \frac{2}{R_x} (V_{x1} - V_{x2}) - \frac{2V_T}{R_x} \ln \frac{I_1}{I_2} \quad (3.8)$$

เนื่องจากการออกแบบวงจรคุณลักษณะ เทอมลอการิทึมในสมการที่ (3.8) มีค่าน้อยมากจึงละเลยได้ ดังนั้น

$$I_1 - I_2 = \frac{2}{R_x} (V_{x1} - V_{x2}) \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.9) จึงสามารถนำวงจรดังรูปที่ 3.2 มาประยุกต์ใช้ทำงานร่วมกับวงจรในรูปที่ 3.1 ได้เป็นวงจรคูณสัญญาณสี่ควอดแรนต์แบบที่มีพื้นฐานจากคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นระหว่างค่าทรานส์คอนดักแตนซ์และกระแส ดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรคูณสัญญาณสี่ควอดแรนต์แบบแปรค่าทรานส์คอนดักแตนซ์

ซึ่งมี $I_1 + I_2 = 2I_x$ และ $I_3 + I_4 = I_9$ เมื่อแทนค่าเหล่านี้พร้อมกับสมการที่ (3.9) ลงในสมการที่ (3.5) จะได้

$$I_3 - I_4 = \frac{V_{x1} - V_{x2}}{R_x I_x} I_9 \quad (3.10)$$

ในทำนองเดียวกัน $I_7 + I_8 = I_{10}$ ก็จะได้

$$I_8 - I_7 = \frac{V_{x1} - V_{x2}}{R_x I_x} I_{10} \quad (3.11)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.11) ลบด้วยสมการที่ (3.10) พร้อมทั้งแทนค่าที่แรงดันอินพุต V_y ที่ว่า $I_{10} - I_9 = \frac{2}{R_y}(V_{y1} - V_{y2})$ จะได้เป็น

$$(I_8 - I_7) - (I_3 - I_4) = \frac{2}{R_x R_y I_x} (V_{x1} - V_{x2})(V_{y1} - V_{y2}) \quad (3.12)$$

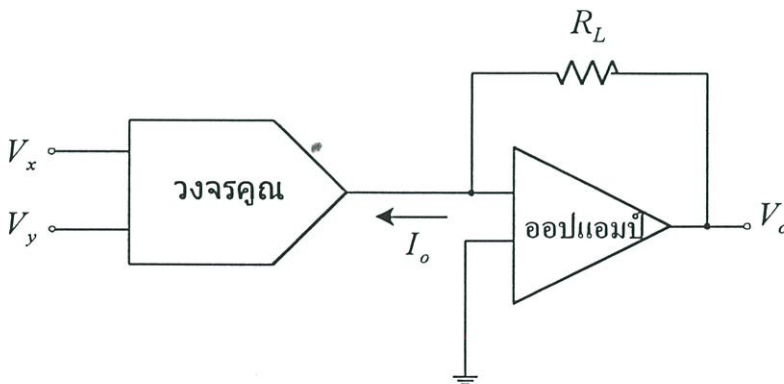
แต่ $I_A - I_B = (I_8 + I_4) - (I_3 + I_7)$ ดังนั้นสมการที่ (3.12) จึงได้เป็น

$$I_A - I_B = \frac{2}{R_x R_y I_x} (V_{x1} - V_{x2})(V_{y1} - V_{y2}) \quad (3.13)$$

เมื่อกำหนดให้ กระแสเอาต์พุต $I_o = I_A - I_B$, $V_x = V_{x1} - V_{x2}$ และ $V_y = V_{y1} - V_{y2}$ จะได้สมการใหม่เป็น

$$I_o = \frac{2}{R_x R_y I_x} V_x V_y \quad (3.14)$$

ในทางปฏิบัติวงจรคูณสัญญาณจะให้เอาต์พุตที่คลาดเคลื่อนจากสมการที่ (3.14) อยู่บ้าง เนื่องจากค่าแรงดันออฟเซต (offset voltage) และความไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinearity) ของวงจรคูณสัญญาณเอง แต่อย่างไรก็ตามค่าความคลาดเคลื่อนเหล่านี้สามารถปรับลดได้ด้วยการต่ออุปกรณ์ภายนอกพร้อมกับวงจรคูณสัญญาณ



รูปที่ 3.4 แผนผังการทำงานของวงจรมคูณสัญญาณเบอร์ ICL8013

สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้ วงจรคุณลักษณะและวงจรถูกกำลังสอง สร้างขึ้นโดยนำวงจรคุณสำเร็จรูปเบอร์ ICL 8013 มาใช้ ซึ่งส่วนประกอบในอุปกรณ์สำเร็จรูปนี้ มีหลักการดังอธิบายมาแล้วเหมือนวงจรถามรูป 3.3 เนื่องจากเอาต์พุตของวงจรมีอยู่ในรูปสัญญาณกระแส ดังนั้นเมื่อต้องการเอาต์พุตเป็นสัญญาณโวลเตจ จึงต้องต่อร่วมกับส่วนที่เป็นออปแอมป์และตัวต้านทานเพื่อทำหน้าที่เปลี่ยนกระแสเป็นแรงดัน ดังแสดงเป็นแผนผังการทำงานได้ตามรูปที่ 3.4 ซึ่งการต่อตัวต้านทานภาระ R_L ที่เอาต์พุต จะทำให้ได้ค่าของแรงดันเอาต์พุต V_o เท่ากับ

$$V_o = I_o R_L = \frac{2R_L}{R_x R_y I_x} V_x V_y \quad (3.15)$$

เมื่อเปรียบเทียบกับสมการที่ (3.15) กับสมการที่ (3.1) แล้วจะได้ค่าตัวประกอบ K มีค่าเป็นดังนี้คือ

$$K = \frac{2R_L}{R_x R_y I_x} \quad (3.16)$$

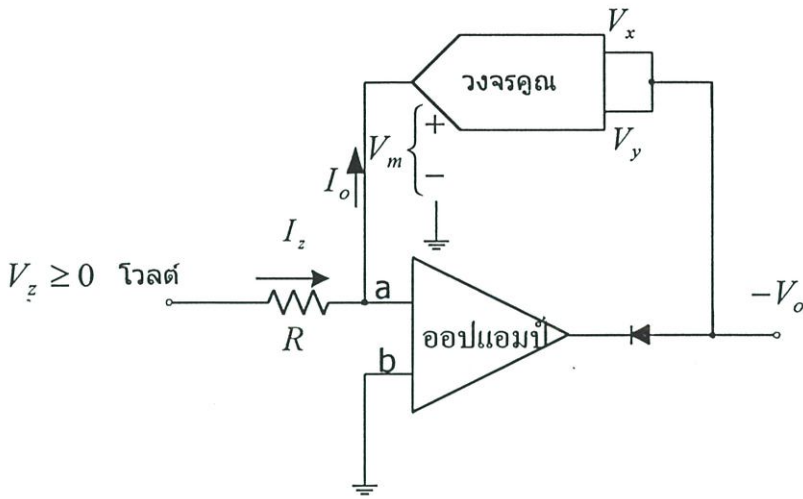
3.3 วงจรถอดรากที่สอง(square root)

วงจรถอดรากที่สองเป็นวงจรถอดรากที่สองที่ให้แรงดันเอาต์พุต V_o เป็นสัดส่วนกับค่ารากที่สองของแรงดันอินพุต V_{in} ซึ่งมีความสัมพันธ์แสดงเป็นสมการคณิตศาสตร์ได้ดังนี้คือ

$$V_o = \sqrt{KV_{in}} \quad (3.17)$$

โดยที่ K คือตัวประกอบมาตราส่วน(scale factor) มีค่าคงที่ขึ้นอยู่กับโครงสร้างของวงจรถอดรากที่สอง

สำหรับงานวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้ เลือกใช้วงจรถอดรากที่สองที่ประยุกต์ใช้งานจากวงจรคุณลักษณะสำเร็จรูป เบอร์ ICL8013 ซึ่งมีวงจรพื้นฐานดังได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.2 ต่อร่วมกับไดโอดสามารถแสดงแผนผังการทำงานของวงจรถอดรากที่สองได้ดังรูปที่ 3.5 โดยวงจรถอดรากที่สองสามารถสร้างขึ้นได้จากการต่อวงจรคุณลักษณะเข้าไปในส่วนของการป้อนกลับของออปแอมป์ ซึ่งสิ่งที่สำคัญของวงจรถอดรากที่สองที่ต้องพึงระวังก็คือขั้วของอินพุต เพราะเราไม่สามารถที่จะถอดค่ารากที่สองของค่าลบได้ ดังนั้น ถ้าเรากำหนดให้อินพุต V_z มีค่าเฉพาะทางบวก สามารถอธิบายหลักการการทำงานได้ดังนี้คือ



รูปที่ 3.5 แผนผังการทำงานของวงจรถอดราก็สอง

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 3.5 จะเห็นว่าอินพุตของวงจรถูกทั้ง V_x และ V_y มีค่าเป็น $-V_o$ เพราะมีการต่อไดโอดเพื่อจำกัดให้เฉพาะค่าทางลบเท่านั้น ดังนั้นเมื่อแทนค่าอินพุตทั้งสองลงในสมการที่ (3.14) เพื่อหาเอาต์พุตของวงจรถูกจะได้ว่า

$$I_o = \frac{2}{R_x R_y I_x} V_x V_y$$

$$I_o = \frac{2}{R_x R_y I_x} (-V_o)(-V_o) \quad (3.18)$$

เมื่อคิดผลรวมกระแสที่โหนด a โดยสมมติให้กระแสที่เข้าออปแอมป์มีค่าน้อยมาก จะได้ว่า

$$I_z - I_o = 0$$

$$\frac{V_z - V_a}{R} - I_o = 0 \quad (3.19)$$

เมื่อแทนค่า I_o ตามสมการที่ (3.18) ลงในสมการที่ (3.19) พร้อมทั้งสมมติให้ออปแอมป์มีคุณสมบัติตามอุดมคติ คือ $V_a = V_b = 0$ โวลต์ จะได้สมการเป็น

$$V_z = \frac{2R}{R_x R_y I_x} (-V_o)(-V_o) \quad (3.20)$$

$$V_o = -\sqrt{\frac{R_x R_y I_x}{2R}} V_z \quad (3.21)$$

เมื่อเทียบกับสมการที่ (3.21) กับ สมการที่ (3.17) จะได้ว่า

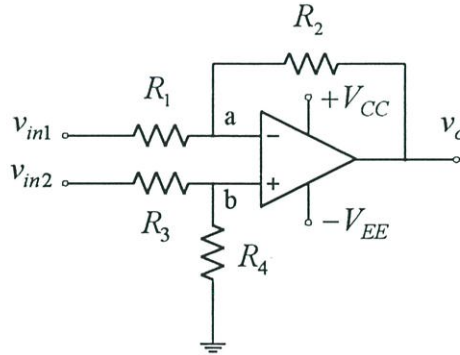
$$V_o = -\sqrt{KV_z} \quad (3.22)$$

โดยที่ ค่าตัวประกอบมาตราส่วนของวงจรถอดครากที่สอง K คือ

$$K = \frac{R_x R_y I_x}{2R}$$

3.4 วงจรขยายผลต่าง (differential amplifier) [19]

วงจรถยายผลต่างเป็นวงจรที่ให้แรงดันเอาต์พุตแปรผันตามผลต่างทางพีชคณิตของแรงดันอินพุต โดยวงจรทั่วไปแสดงได้ดังรูปที่ 3.6 ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุต v_o และแรงดันอินพุต v_{in1} และ v_{in2} โดยอาศัยกฎของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's law) ดังนี้



รูปที่ 3.6 วงจรถยายผลต่าง

เมื่อคิดผลรวมกระแสที่โหนด a จะได้ว่า

$$\left(\frac{v_{in1} - v_a}{R_1} \right) + \left(\frac{v_o - v_a}{R_2} \right) = 0$$

$$v_a = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) v_{in1} + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) v_o \quad (3.23)$$

และเมื่อคิดผลรวมกระแสที่โนด b จะได้ว่า

$$\left(\frac{v_{in2} - v_b}{R_3} \right) - \left(\frac{v_b - 0}{R_4} \right) = 0$$

$$v_b = \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) v_{in2} \quad (3.24)$$

จากคุณสมบัติตามอุดมคติของออปแอมป์ จะได้ $v_a = v_b$ ดังนั้นเมื่ออาศัยสมการที่ (3.23) และสมการที่ (3.24) จะได้

$$\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) v_{in1} + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) v_o = \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) v_{in2}$$

หรือเมื่อจัดรูปสมการแล้วจะได้

$$v_o = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) v_{in2} - \frac{R_2}{R_1} v_{in1} \quad (3.25)$$

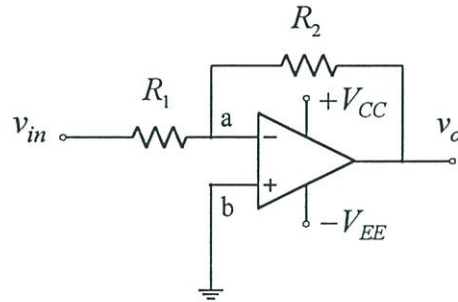
เมื่อเลือกใช้ R_1, R_2, R_3 และ R_4 ที่มีค่าเท่ากัน สมการที่ (3.25) จะลดรูปลงเป็น

$$v_o = v_{in2} - v_{in1} \quad (3.26)$$

จากสมการที่ (3.26) จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุต v_o เป็นผลต่างของแรงดันอินพุต v_{in2} และ v_{in1}

3.5 วงจรขยายแรงดันแบบกลับเฟส (inverting amplifier)

วงจรขยายแบบกลับเฟสเป็นวงจรขยายที่ให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสตรงข้ามกับเฟสของสัญญาณอินพุต โดยวงจรอย่างง่ายแบบหนึ่งมีแสดงดังรูปที่ 3.7 ซึ่งสามารถคำนวณหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุต v_o และแรงดันอินพุต v_{in} โดยอาศัยกฎของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's law) ได้ดังนี้



รูปที่ 3.7 วงจรขยายแรงดันกลับเฟส

เมื่อคิดผลรวมกระแสที่โหนด a จะได้

$$\left(\frac{v_{in} - v_a}{R_1} \right) + \left(\frac{v_o - v_a}{R_2} \right) = 0$$

ถ้าออปแอมป์มีคุณสมบัติตามอุดมคติจะได้ $v_a = v_b = 0$ โวลต์ ดังนั้นสมการจะได้ว่า

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} v_{in} \quad (3.27)$$

จากสมการที่ (3.27) จะเห็นว่า แรงดันเอาต์พุตมีขนาดเป็น $-\frac{R_2}{R_1}$ เท่าของ v_{in} โดยเครื่องหมายลบ แสดงว่าสัญญาณเอาต์พุตมีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณอินพุต

3.6 การวิเคราะห์ผลกระทบจากการขาดความสมดุลของสัญญาณไซน์หลายเฟสที่มีต่อเครื่องมือ

ทฤษฎีและหลักการของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส ที่ได้กล่าวถึงในหัวข้อ 2.3 นั้น ได้มีสมมติฐานอยู่ได้เงื่อนไขที่อินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสใดๆ ที่มีความสมดุล อย่างไรก็ตามทางปฏิบัติจะพบว่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าของระบบนั้นเกิดการคลาดเคลื่อนไปได้ ดังนั้นการวิเคราะห์ถึงผลกระทบภายใต้เงื่อนไขของสัญญาณไซน์หลายเฟสที่ไม่สมดุลจึงเป็นสิ่งที่ควรพิจารณาไว้ด้วย ในวิทยานิพนธ์นี้จะอาศัยค่าความไว (sensitivity) มาใช้ในการวิเคราะห์ถึงผลกระทบที่เกิดขึ้น โดยค่าความไวนั้นเป็นอัตราส่วนระหว่างการเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของค่าพารามิเตอร์ที่สนใจ (เช่น ค่าของเอาต์พุต $v_o(t)$) ต่อค่าการเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของพารามิเตอร์

ใดๆ (เช่น ขนาดของสัญญาณในแต่ละเฟส หรือค่าของการเลื่อนเฟสของแต่ละสัญญาณ) ที่ต้องการเปรียบเทียบกับพารามิเตอร์ที่สนใจ สามารถแสดงในรูปของสมการคณิตศาสตร์ดังนี้

$$S_x^Y = \frac{x}{Y} \frac{\partial Y}{\partial x} \quad (3.28)$$

เมื่อ Y คือ คุณสมบัติของวงจรที่สนใจ และ x คือ ค่าของพารามิเตอร์ใดๆ ที่เปลี่ยนแปลง

จากนิยามของค่าความไวนี้ เมื่อนำมาใช้ช่วยวิเคราะห์ผลกระทบของเอาต์พุตของเครื่องมือวัดขนาดของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสจากผลของการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ต่างๆ สามารถแสดงการคำนวณได้ดังต่อไปนี้

ในลำดับแรกจะกล่าวถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่สมดุลทางขนาด โดยจะพิจารณาจากค่าความไวของเอาต์พุตของวงจรตรวจวัดที่นำเสนอที่เนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงทางขนาดในแต่ละเฟส ซึ่งเมื่อแทนค่าของสัญญาณอินพุตทั้งสามตามสมการที่ (2.21) (2.22) และ (2.23) โดยให้ค่าเฟสทั้งสามคือ ϕ_{i-1} ϕ_i และ ϕ_{i+1} มีค่าเท่ากับ $\omega t + (i-1)\theta$ $\omega t + i\theta$ และ $\omega t + (i+1)\theta$ ตามลำดับ ลงในสมการที่ 2.30 จะได้รูปสมการเป็นดังนี้ คือ

$$v_o(t) = \frac{1}{\sin \theta} \sqrt{V_i \sin^2(\phi_i) - V_{i+1} \sin(\phi_{i+1}) V_{i-1} \sin(\phi_{i-1})} \quad (3.29)$$

ค่าความไวของเอาต์พุต $v_o(t)$ ต่อการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของสัญญาณแต่ละเฟส เมื่อคำนวณตามสมการที่ (3.28) ได้เป็นต่างๆ ดังนี้ คือ

$$S_{V_{i-1}}^{v_o(t)} = \frac{V_{i-1}}{v_o(t)} \left(\frac{\partial v_o(t)}{\partial V_{i-1}} \right) \quad (3.30 ก)$$

$$S_{V_i}^{v_o(t)} = \frac{V_i}{v_o(t)} \left(\frac{\partial v_o(t)}{\partial V_i} \right) \quad (3.30 ข)$$

$$S_{V_{i+1}}^{v_o(t)} = \frac{V_{i+1}}{v_o(t)} \left(\frac{\partial v_o(t)}{\partial V_{i+1}} \right) \quad (3.30 ค)$$

เมื่อแทนค่า $v_o(t)$ ตามสมการที่ (3.29) ลงใน สมการที่ (3.30) จะได้ผลลัพธ์ดังต่อไปนี้คือ

$$S_{V_{i-1}}^{v_o(t)} = -\frac{1}{2} \left[\frac{V_{i-1}V_{i+1} \sin(\phi_{i-1}) \sin(\phi_{i+1})}{v_o^2(t) \sin^2 \theta} \right] \quad (3.31 ก)$$

$$S_{V_i}^{v_o(t)} = \left[\frac{V_i \sin(\phi_i)}{v_o(t) \sin \theta} \right]^2 \quad (3.31 ข)$$

$$S_{V_{i+1}}^{v_o(t)} = -\frac{1}{2} \left[\frac{V_{i-1}V_{i+1} \sin(\phi_{i-1}) \sin(\phi_{i+1})}{v_o^2(t) \sin^2 \theta} \right] \quad (3.31 ค)$$

สมการที่ (3.31) สามารถจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$S_{V_{i-1}}^{v_o(t)} = -\frac{1}{4} \left[\frac{V_{i-1}V_{i+1}}{v_o^2(t) \sin^2 \theta} \right] [\cos 2\theta - \cos\{2(\omega t - i\theta)\}] \quad (3.32 ก)$$

$$S_{V_i}^{v_o(t)} = \frac{1}{2} \left[\frac{V_i}{v_o(t) \sin \theta} \right]^2 [1 - \cos\{2(\omega t - i\theta)\}] \quad (3.32 ข)$$

$$S_{V_{i+1}}^{v_o(t)} = -\frac{1}{4} \left[\frac{V_{i-1}V_{i+1}}{v_o^2(t) \sin^2 \theta} \right] [\cos 2\theta - \cos\{2(\omega t - i\theta)\}] \quad (3.32 ค)$$

จากสมการที่ (3.32) จะเห็นได้ว่าผลกระทบเนื่องจากความไม่สมดุลทางขนาดจะทำให้เกิดส่วน
กระเพื่อมเล็กๆ ที่มีความถี่เป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุต

ถ้าดับถัดไปจะกล่าวถึงผลกระทบจากความไม่สมดุลทางการเลื่อนเฟส ซึ่งสามารถพิจารณาได้
จากค่าความไวของเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงค่ามุมการเลื่อนเฟสของสัญญาณในแต่ละเฟสของ
สัญญาณอินพุต ได้ดังนี้

$$S_{\phi_{i-1}}^{v_o(t)} = \frac{\phi_{i-1}}{v_o(t)} \left(\frac{\partial v_o(t)}{\partial \phi_{i-1}} \right) \quad (3.33 ก)$$

$$S_{\phi_i}^{v_o(t)} = \frac{\phi_i}{v_o(t)} \left(\frac{\partial v_o(t)}{\partial \phi_i} \right) \quad (3.33 \text{ ข})$$

$$S_{\phi_{i+1}}^{v_o(t)} = \frac{\phi_{i+1}}{v_o(t)} \left(\frac{\partial v_o(t)}{\partial \phi_{i+1}} \right) \quad (3.33 \text{ ค})$$

ถ้าเราคิดว่า ส่วนของความถี่ ω นั้นคงที่ และให้การเลื่อนเฟสในสัญญาณแต่ละเฟสเกิดขึ้นในส่วนของการต่างเฟสเท่านั้น ค่าอ้างอิงของ ϕ_{i-1} ϕ_i และ ϕ_{i+1} ก็ควรจะเป็นค่าเดียวกัน คือ θ ดังนั้นสมการที่ (3.33) จะถูกปรับปรุงเป็น

$$S_{\phi_{i-1}}^{v_o(t)} = \frac{\theta_{i-1}}{v_o(t)} \left(\frac{\partial v_o(t)}{\partial \phi_{i-1}} \right) \quad (3.34 \text{ ก})$$

$$S_{\phi_i}^{v_o(t)} = \frac{\theta_i}{v_o(t)} \left(\frac{\partial v_o(t)}{\partial \phi_i} \right) \quad (3.34 \text{ ข})$$

$$S_{\phi_{i+1}}^{v_o(t)} = \frac{\theta_{i+1}}{v_o(t)} \left(\frac{\partial v_o(t)}{\partial \phi_{i+1}} \right) \quad (3.34 \text{ ค})$$

เมื่อแทน $v_o(t)$ ตามสมการที่ (3.29) ลงในสมการที่ (3.34) จะได้

$$S_{\phi_{i-1}}^{v_o(t)} = -\frac{1}{2} \theta_{i-1} \left[\frac{V_{i-1} V_{i+1} \cos(\phi_{i-1}) \sin(\phi_{i+1})}{v_o^2(t) \sin^2 \theta} \right] \quad (3.35 \text{ ก})$$

$$S_{\phi_i}^{v_o(t)} = \theta_i \left[\frac{V_i^2 \cos \phi_i \sin \phi_i}{v_o^2(t) \sin^2 \theta} \right] \quad (3.35 \text{ ข})$$

$$S_{\phi_{i+1}}^{v_o(t)} = -\frac{1}{2} \theta_{i+1} \left[\frac{V_{i-1} V_{i+1} \sin(\phi_{i-1}) \cos(\phi_{i+1})}{v_o^2(t) \sin^2 \theta} \right] \quad (3.35 \text{ ค})$$

สมการที่ (3.35) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$S_{\phi_{i-1}}^{v_o(t)} = -\frac{1}{4 \sin^2 \theta} \theta_{i-1} [\sin\{2(\omega t - i\theta)\} - \sin 2\theta] \quad (3.36ก)$$

$$S_{\phi_i}^{v_o(t)} = \frac{1}{2 \sin^2 \theta} \theta_i \sin[2(\omega t - i\theta)] \quad (3.36 ข)$$

$$S_{\phi_{i+1}}^{v_o(t)} = -\frac{1}{4 \sin^2 \theta} \theta_{i+1} [\sin\{2(\omega t - i\theta)\} + \sin 2\theta] \quad (3.36 ค)$$

จะเห็นได้ว่าค่าความไวของเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงของมุมเฟสจะมีค่าน้อย ดังนั้นผลกระทบที่เกิดขึ้นจากความไม่สมดุลของมุมเฟสจึงแทบไม่เป็นปัญหาในทางปฏิบัติ

เนื่องจากระบบไฟฟ้าที่มีข้อยุ่งยากในทางปฏิบัติได้แก่ ระบบ 3 เฟส 4 เฟส และ 5 เฟส จึงจะแสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นจากความไม่สมดุลของสัญญาณรูปไซน์ในระบบเหล่านี้ไว้เป็นตัวอย่าง โดยนำรูปสมการทั่วไปสำหรับระบบใดๆ ที่ได้จากการวิเคราะห์ผลกระทบของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสที่ไม่เป็นอุดมคติดังกล่าวไว้ข้างต้นนั้นมาพิจารณา ซึ่งสามารถแสดงการวิเคราะห์ในแต่ละระบบได้ดังต่อไปนี้

3.6.1 ผลกระทบเนื่องจากความไม่สมดุลของสัญญาณ 3 เฟส

ในระบบ 3 เฟสที่สมดุล สามารถหาผลต่างของมุมเฟส θ ระหว่างสัญญาณที่เฟสติดกัน โดยแทนค่า $n=3$ ลงสมการที่ (2.13) ได้ว่า

$$\theta = \frac{2\pi}{3} \quad (3.37)$$

ดังนั้นค่าความไวของเอาต์พุต $v_o(t)$ ในระบบสัญญาณ 3 เฟส ต่อการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของสัญญาณแต่ละเฟสสามารถวิเคราะห์ได้โดยการแทนสมการที่ (3.37) ลงในสมการที่ (3.32) ได้ค่าขอบเขตสูงสุดและต่ำสุดคือ

$$S_{V_{i-1}}^{v_o(t)} = \begin{cases} \frac{1}{2} \left(\frac{V_{i-1} V_{i+1}}{v_o^2(t)} \right) & , \omega t - i\theta = 0 \\ -\frac{1}{6} \left(\frac{V_{i-1} V_{i+1}}{v_o^2(t)} \right) & , \omega t - i\theta = \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (3.38)$$

$$S_{V_i}^{v_o(t)} = \begin{cases} \frac{4}{3} \left(\frac{V_i}{v_o(t)} \right)^2 & , \omega t - i\theta = \frac{\pi}{2} \\ 0 & , \omega t - i\theta = 0 \end{cases} \quad (3.39)$$

$$S_{V_{i+1}}^{v_o(t)} = \begin{cases} \frac{1}{2} \left(\frac{V_{i-1}V_{i+1}}{v_o^2(t)} \right) & , \omega t - i\theta = 0 \\ -\frac{1}{6} \left(\frac{V_{i-1}V_{i+1}}{v_o^2(t)} \right) & , \omega t - i\theta = \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (3.40)$$

จะพบว่าสมการที่ (3.38) และสมการที่ (3.40) จะมีค่าที่ต่ำกว่าค่าของวิธีการของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ 3 เฟสตามบทความ [12] และผลกระทบจากความไม่สมดุลทางเฟสของระบบสัญญาณ 3 เฟสสามารถพิจารณาได้จากค่าความไวของเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงค่ามุมเฟสของสัญญาณในแต่ละเฟส โดยแทนสมการที่ (3.37) ลงในสมการ (3.36) จะได้

$$S_{\phi_{i-1}}^{v_o(t)} = -\frac{1}{3} \theta_{i-1} \sin \left[2(\omega t - i\theta) + \frac{\sqrt{3}}{2} \right] \quad (3.41 ก)$$

$$S_{\phi_i}^{v_o(t)} = \frac{2}{3} \theta_i \sin [2(\omega t - i\theta)] \quad (3.41 ข)$$

$$S_{\phi_{i+1}}^{v_o(t)} = -\frac{1}{3} \phi_{i+1} \sin \left[2(\omega t - i\theta) - \frac{\sqrt{3}}{2} \right] \quad (3.41 ค)$$

3.6.2 ผลกระทบเนื่องจากความไม่สมดุลของสัญญาณ 4 เฟส

ทำนองเดียวกับในหัวข้อ 3.6.1 ค่าผลต่างของมุมเฟส θ ระหว่างสัญญาณที่เฟสติดกันของระบบสัญญาณ 4 เฟส หาได้โดยแทนค่า $n=4$ ลงสมการที่ (2.13)

$$\theta = \frac{\pi}{2} \quad (3.42)$$

ซึ่งขอบเขตสูงสุดในทางบวกและทางลบของค่าความไวของเอาต์พุต $v_o(t)$ ในระบบสัญญาณ 4 เฟส ต่อการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของสัญญาณแต่ละเฟสสามารถพิจารณาได้โดยการแทนสมการที่ (3.42) ลงในสมการที่ (3.32) ได้ว่า

$$S_{V_{i-1}}^{v_o(t)} = \begin{cases} \frac{1}{2} \left(\frac{V_{i-1}V_{i+1}}{v_o^2(t)} \right) & , \omega t - i\theta = 0 \\ 0 & , \omega t - i\theta = \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (3.43)$$

$$S_{V_i}^{v_o(t)} = \begin{cases} \left(\frac{V_i}{v_o(t)} \right)^2 & , \omega t - i\theta = \frac{\pi}{2} \\ 0 & , \omega t - i\theta = 0 \end{cases} \quad (3.44)$$

$$S_{V_{i+1}}^{v_o(t)} = \begin{cases} \frac{1}{2} \left(\frac{V_{i-1}V_{i+1}}{v_o^2(t)} \right) & , \omega t - i\theta = 0 \\ 0 & , \omega t - i\theta = \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (3.45)$$

จะพบว่าค่าความไวตามสมการที่ (3.43) สมการที่ (3.44) และสมการที่ (3.45) จะมีค่าขอบเขตต่ำสุดเป็นศูนย์ ซึ่งได้แสดงว่าในระบบสัญญาณ 4 เฟส แม้จะมีการเปลี่ยนแปลงของขนาดสัญญาณ แต่ส่วนกระเพื่อมที่เกิดขึ้นต่ำสุดยังคงเป็นค่าของเอาต์พุตที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงนั่นเอง และผลกระทบจากความไม่สมดุลทางเฟสของระบบสัญญาณ 4 เฟสสามารถพิจารณาได้จากค่าความไวของเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงค่ามุมเฟสของสัญญาณในแต่ละเฟส โดยแทนสมการที่ (3.42) ลงในสมการ (3.36) จะได้

$$S_{\phi_{i-1}}^{v_o(t)} = -\frac{1}{4} \theta_{i-1} \sin[2(\omega t - i\theta)] \quad (3.46 ก)$$

$$S_{\phi_i}^{v_o(t)} = \frac{1}{2} \theta_i \sin[2(\omega t - i\theta)] \quad (3.46 ข)$$

$$S_{\phi_{i+1}}^{v_o(t)} = -\frac{1}{4}\theta_{i+1} \sin[2(\omega t - i\theta)] \quad (3.46 \text{ ค})$$

3.6.3 ผลกระทบเนื่องจากความไม่สมดุลของสัญญาณ 5 เฟส

ผลต่างของมุมเฟส θ ระหว่างสัญญาณที่เฟสติดกันในระบบสัญญาณ 5 เฟส หาได้โดยแทนค่า $n = 5$ ลงสมการที่ (2.13) ได้ว่า

$$\theta = \frac{2\pi}{5} \quad (3.47)$$

จากนั้นแทนสมการที่ (3.47) ลงในสมการที่ (3.32) เพื่อหาขอบเขตสูงสุดในทางบวกและทางลบของค่าความไวของเอาต์พุต $v_o(t)$ ในระบบสัญญาณ 5 เฟส ต่อการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของสัญญาณแต่ละเฟส จะได้ว่า

$$S_{V_{i-1}}^{v_o(t)} = \begin{cases} 0.5 \left(\frac{V_{i-1}V_{i+1}}{v_o^2(t)} \right) & , \omega t - i\theta = 0 \\ -0.05 \left(\frac{V_{i-1}V_{i+1}}{v_o^2(t)} \right) & , \omega t - i\theta = \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (3.48)$$

$$S_{V_i}^{v_o(t)} = \begin{cases} 1.11 \left(\frac{V_i}{v_o(t)} \right)^2 & , \omega t - i\theta = \frac{\pi}{2} \\ 0 & , \omega t - i\theta = 0 \end{cases} \quad (3.49)$$

$$S_{V_{i+1}}^{v_o(t)} = \begin{cases} 0.5 \left(\frac{V_{i-1}V_{i+1}}{v_o^2(t)} \right) & , \omega t - i\theta = 0 \\ -0.05 \left(\frac{V_{i-1}V_{i+1}}{v_o^2(t)} \right) & , \omega t - i\theta = \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (3.50)$$

และสามารถหาผลกระทบจากความไม่สมดุลทางเฟสของระบบสัญญาณ 5 เฟสนี้ โดยพิจารณาจากค่าความไวของเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงค่ามุมเฟสของสัญญาณในแต่ละเฟส ด้วยการแทนสมการที่ (3.47) ลงในสมการ (3.36) จะได้

$$S_{\phi_{i-1}}^{v_o(t)} = -0.28\theta_{i-1} \sin[2(\omega t - i\theta) - 0.59] \quad (3.51 \text{ ก})$$

$$S_{\phi_i}^{v_o(t)} = 0.55\theta_i \sin[2(\omega t - i\theta)] \quad (3.51 \text{ ข})$$

$$S_{\phi_{i+1}}^{v_o(t)} = -0.28\theta_{i+1} \sin[2(\omega t - i\theta) + 0.59] \quad (3.51 \text{ ค})$$

จากตัวอย่างการวิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดขึ้นจากความไม่สมดุลของสัญญาณรูปไซน์ในระบบ 3 เฟส 4 เฟส และ 5 เฟส จะพบว่าผลกระทบเนื่องจากความไม่สมดุลทางขนาดจะทำให้เกิดส่วนกระเพื่อมเล็กๆ ที่มีความถี่เป็นสองเท่าของอินพุต โดยจะมีขอบเขตของค่าความไวต่ำกว่าวิธีการเดิม ดังนั้นกล่าวได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของขนาดที่เกิดกับสัญญาณอินพุตนี้จะส่งผลกระทบต่อวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนออยู่น้อยกว่าวิธีเก่า[12] และผลกระทบจากความไม่สมดุลทางเฟสจะพบว่าความไวของเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงจะมีค่าน้อย ดังนั้นผลกระทบที่เกิดขึ้นจากความไม่สมดุลของมุมเฟสจึงแทบไม่เป็นปัญหาในทางปฏิบัติ

บทที่ 4

หลักการและการออกแบบวงจรตรวจวัด

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะนำเสนอหลักการและการออกแบบวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส โดยอาศัยแนวคิดการนำเอาคุณลักษณะการรวมตัวกันของคู่ออร์โทกอนัลที่เกิดขึ้นจากการคูณกันขององค์ประกอบของสัญญาณข้างเคียงในระบบหลายเฟสใดๆ ที่สมมูลกัน ตามที่ได้เสนอไปแล้วในหัวข้อ 2.3 มาเป็นแนวทางในการออกแบบวงจร โดยได้นำวงจรและทฤษฎีต่างๆ ที่เกี่ยวข้อง ดังได้กล่าวมาแล้วในบทก่อนมาใช้ในการทำวิจัยนี้ ซึ่งประกอบด้วยวงจรคูณสัญญาณ วงจรถอดรอกที่สอง วงจรขยายสัญญาณ และวงจรขยายผลต่าง โดยในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดสำหรับระบบสัญญาณ 3 เฟส 4 เฟส และ 5 เฟสไว้เป็นตัวอย่าง

4.2 หลักการ [16]

จากหลักการตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสที่ได้นำเสนอแล้วในหัวข้อ 2.3 จะทำให้รู้ว่าในระบบ n เฟสที่สมมูลกันนั้น จะมีค่าความต่างเฟส θ ระหว่างสองสัญญาณที่อยู่ติดกันเป็น

$$\theta = \frac{360^\circ}{n} \quad (4.1)$$

ดังนั้นถ้าให้ i เป็นจำนวนแสดงอันดับการเรียงของสัญญาณในระบบ n เฟสนี้แล้ว สัญญาณ 3 สัญญาณที่อยู่ติดกันจะสามารถเขียนแสดงได้เป็น

$$v_{i-1}(t) = V_p \sin(\omega t - (i-1)\theta) \quad (4.2)$$

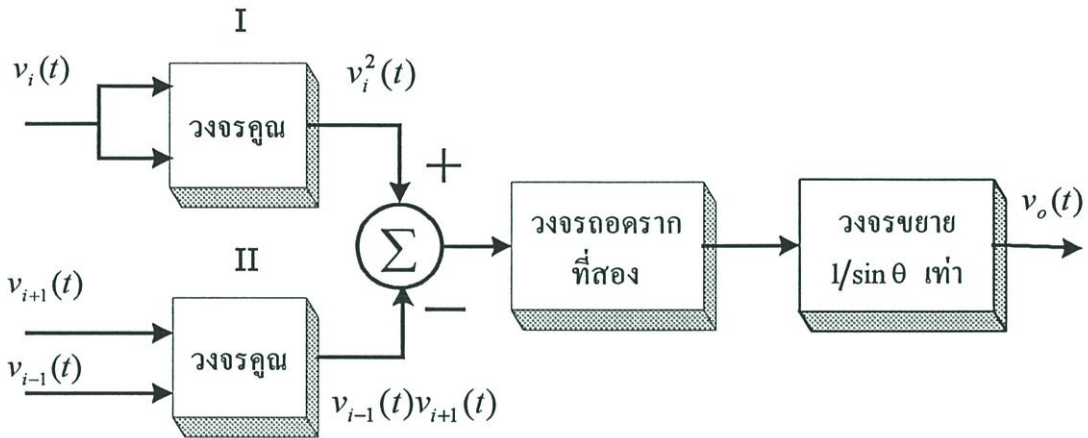
$$v_i(t) = V_p \sin(\omega t - i\theta) \quad (4.3)$$

$$v_{i+1}(t) = V_p \sin(\omega t - (i+1)\theta) \quad (4.4)$$

เมื่อจัดสร้างวงจรตามหลักการในบทที่ 2 ก็จะต้องสร้างเอาต์พุต $v_o(t)$ ของวงจรให้มีความสัมพันธ์กับอินพุตทั้งสามเป็นไปตามรูปสมการต่อไปนี้คือ

$$v_o(t) = \frac{1}{\sin \theta} \sqrt{v_i^2(t) - v_{i+1}(t)v_{i-1}(t)} \quad (4.5)$$

ซึ่งจะทำให้แรงดันเอาต์พุต $v_o(t)$ ที่ได้มีค่าเท่ากับขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ V_p ในระบบ n เฟสนี้คงที่อธิบายมาแล้ว และโดยอาศัยสมการที่ (4.5) นี้จะสามารถนำมาเขียนรูปแสดงแผนผังการทำงานของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ n เฟสใดๆ ที่สมมูลได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แผนผังการทำงานของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ n เฟส

จากแผนผังรูปที่ 4.1 สามารถนำไปประยุกต์ใช้สร้างวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ในระบบที่มีจำนวนเฟสต่างๆ กันได้ โดยส่วนของวงจรรขยายจะต้องได้รับการปรับแต่งค่าอัตราขยายให้มีเงื่อนไขเหมาะสมกับระบบที่มีจำนวนเฟสต่างกันั้น นั่น คือ

$$\text{อัตราขยาย} = \frac{1}{\sin\left(\frac{360^\circ}{n}\right)} \quad \text{เท่า} \quad (4.6)$$

จึงจะได้ค่าเอาต์พุตที่ถูกต้อง

เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของหลักการ และให้เห็นว่าหลักการที่นำเสนอสามารถนำไปตรวจวัดค่าขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ในระบบที่มีจำนวนเฟสใดๆ ที่สมมูลได้ และใช้เป็นแนวทางในการออกแบบวงจรเพื่อนำไปทดลองที่จะกล่าวต่อไปในบทที่ 5 จึงได้แสดงการนำรูปสมการทั่วไปของวงจรตรวจวัดขนาดตามสมการที่ (4.5) มาสร้างวงจรเป็นตัวอย่างในกรณีของระบบ 3 เฟส 4 เฟส และ 5 เฟส ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.2.1 ระบบ 3 เฟส

ระบบ 3 เฟสที่สมดุลจะหาค่าผลต่างของมุมเฟส θ ระหว่างสองสัญญาณที่ติดกัน โดยแทนค่า $n = 3$ ลงในสมการที่ (4.1) ซึ่งจะได้ว่า

$$\theta = 120 \quad \text{องศา} \quad (4.7)$$

เพราะฉะนั้นสัญญาณรูปไซน์ทั้ง 3 เฟสที่สมดุลกันจึงสามารถเขียนแสดงได้เป็นดังนี้คือ

$$v_1(t) = V_p \sin(\omega t) \quad (4.8)$$

$$v_2(t) = V_p \sin(\omega t - 120^\circ) \quad (4.9)$$

$$v_3(t) = V_p \sin(\omega t - 240^\circ) \quad (4.10)$$

เมื่อแทนค่าสัญญาณอินพุตทั้งสามและค่า θ ตามสมการที่ (4.7) ลงในสมการที่ (4.5) จะได้ว่า

$$v_o(t) = \frac{1}{\sin 120^\circ} \sqrt{v_2^2(t) - v_1(t)v_3(t)} \quad (4.11)$$

นั่นคือ

$$v_o(t) = \frac{2V_p}{\sqrt{3}} \left[\sin^2(\omega t - 120^\circ) - \sin(\omega t) \sin(\omega t - 240^\circ) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.12)$$

โดยการใช้ความสัมพันธ์ทางตรีโกณมิติ

$$\sin A \sin B = \frac{1}{2} \cos(A - B) - \frac{1}{2} \cos(A + B) \quad (4.13)$$

กับสมการที่ (4.12) จะได้

$$v_o(t) = \frac{2V_p}{\sqrt{3}} \left[\sin^2(\omega t - 120^\circ) - \frac{1}{2} \cos(240^\circ) + \frac{1}{2} \cos\{2(\omega t - 120^\circ)\} \right]^{\frac{1}{2}}$$

จากนั้นเมื่อใช้ความสัมพันธ์ทางตรีโกณมิติคือ

$$\frac{1}{2} \cos 2A = \cos^2 A - \frac{1}{2} \quad (4.14)$$

กับสมการข้างบน และจะจัดเทอมใหม่ได้เป็น

$$v_o(t) = \frac{2V_p}{\sqrt{3}} \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 240^\circ\right)} = \frac{2V_p}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{3}{4}}$$

นั่นคือ

$$v_o(t) = V_p$$

ซึ่งจะเห็นว่าค่าแรงดันเอาต์พุต $v_o(t)$ มีค่าคงที่เท่ากับขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ในระบบ 3 เฟส และจะเห็นว่าสมการที่ (4.11) สามารถนำมาอธิบายการทำงานของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ 3 เฟส โดยใช้แผนผังตามรูปที่ 4.1 ประกอบการอธิบายได้ โดยในที่นี้วงจรคูณสัญญาณตัวที่ I ที่ทำหน้าที่ยกกำลังสองจะรับอินพุต $v_2(t)$ เข้ามาทำให้ได้เป็น $v_2^2(t)$ ส่วนวงจรคูณสัญญาณตัวที่ II จะรับอินพุต $v_1(t)$ และ $v_3(t)$ เข้ามาคูณกัน จากนั้นผลที่ได้จากทั้งสองวงจรจะถูกส่งต่อไปหาผลต่าง แล้วจากนั้นจึงนำไปหาค่ารากที่สอง เพื่อนำไปผ่านวงจรขยายที่มีอัตราขยายตามเงื่อนไขสมการที่ (4.6) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1.16 เท่า ก็จะได้ค่าเอาต์พุตเป็นขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์แต่ละรูปในระบบ 3 เฟสตามต้องการ

4.2.2 ระบบ 4 เฟส

ในทำนองเดียวกันกับระบบ 3 เฟส เราสามารถที่จะหาค่าผลต่างของมุมเฟส θ ระหว่างสองสัญญาณที่ติดกัน ของระบบที่มีสัญญาณรูปไซน์ 4 เฟสได้โดยแทนค่า $n = 4$ ลงในสมการที่ (4.1) ได้ว่า

$$\theta = 90 \quad \text{องศา} \quad (4.15)$$

ซึ่งสัญญาณรูปไซน์ 4 เฟสที่สมมูลเขียนแสดงได้ดังนี้

$$v_1(t) = V_p \sin(\omega t) \quad (4.16)$$

$$v_2(t) = V_p \sin(\omega t - 90^\circ) \quad (4.17)$$

$$v_3(t) = V_p \sin(\omega t - 180^\circ) \quad (4.18)$$

$$v_4(t) = V_p \sin(\omega t - 270^\circ) \quad (4.19)$$

สมมติเลือกสัญญาณอินพุตสามตัวที่ติดกันเป็นสมการที่ (4.16) – (4.18) รวมทั้งค่า θ เท่ากับ 90 องศา แทนลงในสมการที่ (4.5) จะได้ว่า

$$v_o(t) = \sqrt{v_2^2(t) - v_1(t)v_3(t)} \quad (4.20)$$

นั่นคือ

$$v_o(t) = V_p \left[\sin^2(\omega t - 90^\circ) - \sin(\omega t) \sin(\omega t - 180^\circ) \right]^{\frac{1}{2}}$$

เมื่ออาศัยความสัมพันธ์ทางตรีโกณมิติตามสมการที่ (4.13) และ สมการที่ (4.14) มาช่วยทำการจัดรูปสมการจะได้

$$v_o(t) = V_p \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 180^\circ \right)} = V_p \quad (4.21)$$

จะเห็นว่าสมการที่ (4.20) สามารถให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ 4 เฟสออกมาคงที่ตลอดเวลา และสามารถนำไปใช้สร้างแผนผังรูปที่ 4.1 ได้ทำนองเดียวกับกรณีของระบบ 3 เฟสที่กล่าวในหัวข้อ 4.2.1 ต่างกันอยู่เพียงแต่ในส่วนของวงจรรขยายที่ใช้ในระบบ 4 เฟสนี้จะมีอัตราขยาย เท่ากับ 1 เท่า หรือกล่าวได้ว่าไม่จำเป็นต้องใช้ส่วนของวงจรรขยาย ก็ได้

4.2.3 ระบบ 5 เฟส

เช่นเดียวกับระบบ 3 เฟส และ 4 เฟสที่ได้กล่าวแล้ว ในระบบ 5 เฟสนั้นค่าผลต่างของมุมเฟส θ ระหว่างสองสัญญาณที่ติดกันสามารถหาได้โดยแทนค่า $n = 5$ ลงในสมการที่ (4.1) ซึ่งจะได้ว่า

$$\theta = 72 \quad \text{องศา} \quad (4.22)$$

ดังนั้นจึงสามารถเขียนแสดงสัญญาณรูปไซน์ 5 เฟสที่สมดุลได้ดังต่อไปนี้คือ

$$v_1(t) = V_p \sin(\omega t) \quad (4.23)$$

$$v_2(t) = V_p \sin(\omega t - 72^\circ) \quad (4.24)$$

$$v_3(t) = V_p \sin(\omega t - 144^\circ) \quad (4.25)$$

$$v_4(t) = V_p \sin(\omega t - 216^\circ) \quad (4.26)$$

$$v_5(t) = V_p \sin(\omega t - 288^\circ) \quad (4.27)$$

ถ้าสมมติพิจารณาสัญญาณอินพุตสามสัญญาณที่ติดกันคือสมการที่ (4.23) – (4.25) แล้ว เมื่อนำไปแทนลงในสมการที่ (4.5) พร้อมทั้งใช้ค่า θ เท่ากับ 72° องศา จะได้ว่า

$$v_o(t) = \frac{1}{\sin 72^\circ} \sqrt{v_2^2(t) - v_1(t)v_3(t)} \quad (4.28)$$

นั่นคือ

$$v_o(t) = \frac{V_p}{\sin 72^\circ} \left[\sin^2(\omega t - 72^\circ) - \sin(\omega t) \sin(\omega t - 144^\circ) \right]^{\frac{1}{2}}$$

เมื่ออาศัยความสัมพันธ์ทางตรีโกณมิติตั้งสมการที่ (4.13) และ สมการที่ (4.14) มาช่วยทำการจัดรูปสมการจะได้

$$v_o(t) = \frac{V_p}{\sin 72^\circ} \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 144^\circ \right)} = \frac{V_p}{\sin 72^\circ} \sqrt{\sin^2 72^\circ} \quad (4.29)$$

นั่นคือ

$$v_o(t) = V_p$$

จะเห็นว่าสมการที่ (4.28) สามารถให้แรงดันเอาต์พุตออกมาเป็นค่าขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ 5 เฟสได้ และสามารถใช้อธิบายการทำงานตามแผนผังรูปที่ 4.1 ได้เช่นเดียวกับในหัวข้อที่แล้วมา คงยกเว้นเฉพาะในส่วนอัตราขยายของวงจรขยายจะต้องกำหนดให้มีอัตราขยาย $1/\sin 72^\circ$ ซึ่งจะมีเท่ากับ 1.05 เท่า

4.3 การออกแบบวงจร

จากแผนผังการทำงานดังแสดงในรูปที่ 4.1 สามารถนำมาจัดสร้างเป็นวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสได้ด้วยอุปกรณ์พื้นฐานที่หาได้จากท้องตลาด ดังแสดงในรูปที่ 4.2 โดยในที่นี้ได้ใช้วงจรคูณสัญญาณ M_1 ทำหน้าที่คูณสัญญาณของอินพุตรูปไซน์ $v_{i-1}(t)$ กับ $v_{i+1}(t)$ ซึ่งจะให้เอาต์พุตเป็น

$$v_{m1} = K v_{i-1}(t) v_{i+1}(t) \quad (4.30)$$

เมื่อค่าตัวประกอบมาตราส่วนของวงจรคูณนี้ได้ถูกจัดให้มีค่าเท่ากับ $\frac{1}{10}$ ดังนั้นจะได้

$$v_{m1} = \frac{v_{i-1}(t) v_{i+1}(t)}{10} \quad (4.31)$$

วงจรคูณสัญญาณ M_2 นั้นจะทำหน้าที่ยกกำลังสองอินพุตรูปไซน์ $v_i(t)$ โดยจะให้เอาต์พุตเป็น

$$v_{m2} = K v_i^2(t) \quad (4.32)$$

ซึ่ง K ค่าตัวประกอบมาตราส่วนของวงจรคูณสัญญาณ M_2 ที่ถูกจัดให้มีค่าเท่ากับ $\frac{1}{10}$ เช่นเดียวกับ M_1 จึงทำให้ได้

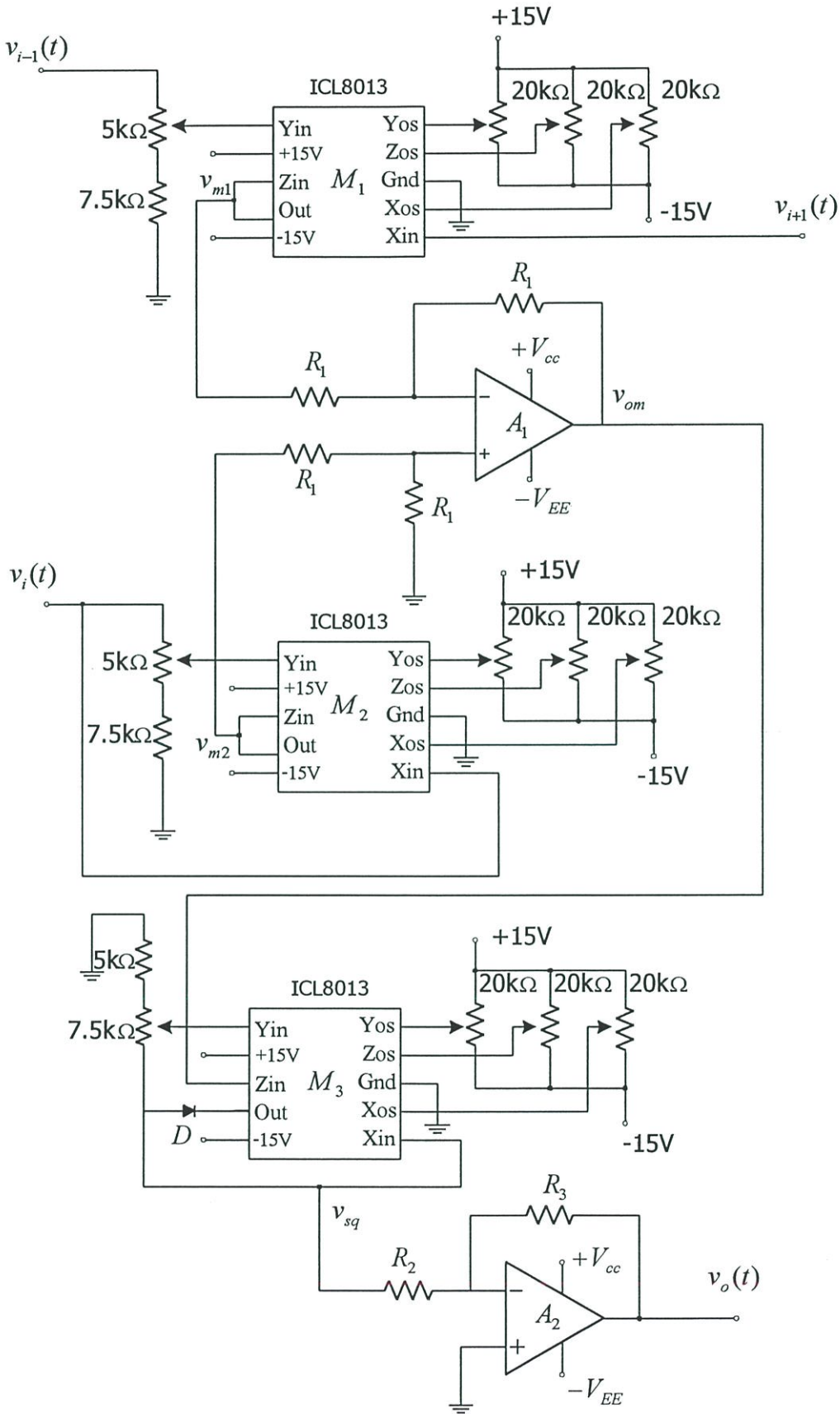
$$v_{m2} = \frac{v_i^2(t)}{10} \quad (4.33)$$

เมื่อสัญญาณ v_{m2} และ v_{m1} ถูกป้อนเข้าสู่วงจรขยายผลต่าง ที่ประกอบขึ้นจากออปแอมป์ A_1 ทำงานร่วมกับ R_1 จะทำให้ได้ค่าผลต่างระหว่างสัญญาณทั้งสองเป็น

$$v_{om} = v_{m2} - v_{m1}$$

หรือ

$$v_{om} = \frac{v_i^2(t) - v_{i-1}(t) v_{i+1}(t)}{10} \quad (4.34)$$



รูปที่ 4.2 วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ที่นำเสนอ

เมื่อแทนค่าอินพุตทั้งสามตามสมการที่ (4.2) (4.3) และ (4.4) ลงในสมการที่ (4.34) จะได้ว่า

$$v_{om} = \frac{\sin^2 \theta}{10} \quad (4.35)$$

จากสมการที่ (4.35) จะเห็นว่าค่าของเอาต์พุต v_{om} เป็นค่าแรงดันไฟตรงที่มีค่าบวก เป็นไปตามเงื่อนไขการทำงานของวงจรทรานซิสเตอร์ที่สองตามสมการที่ (3.22) ดังนั้นเมื่อป้อน v_{om} เข้าที่ขั้ว Z_{in} ของวงจรทรานซิสเตอร์ที่สองซึ่งประกอบขึ้นจากวงจร M_3 ต่อร่วมกับไดโอด D จะได้แรงดันเอาต์พุตเป็น

$$v_{sq} = -\sqrt{Kv_{om}} \quad (4.36)$$

ซึ่งในที่นี้เมื่อปรับค่าของตัวประกอบมาตราส่วนของวงจรทรานซิสเตอร์ที่สอง ให้มีค่าเท่ากับ 10 ก็จะได้

$$v_{sq} = -\sqrt{10v_{om}} \quad (4.37)$$

จากการแทนค่า v_{om} ตามสมการที่ (4.34) ในสมการที่ (4.37) ทำให้สามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$v_{sq} = -\sqrt{v_i^2(t) - v_{i+1}(t)v_{i-1}(t)} \quad (4.38)$$

เมื่อสัญญาณ v_{sq} ถูกส่งต่อไปยังวงจรขยายแบบกลับเฟสที่สร้างขึ้นด้วยออปแอมป์ A_2 R_3 กับ R_2 ทำงานร่วมกัน โดยค่าอัตราขยายของวงจรจะมีค่าเท่ากับ $-\frac{R_3}{R_2}$ ซึ่งเราจะกำหนดให้อัตราขยาย

เท่ากับ -1.16 เท่าในระบบ 3 เฟส เท่ากับ -1 เท่าในระบบ 4 เฟส และเท่ากับ -1.05 เท่าในระบบ 5 เฟส ก็จะทำได้ค่าเอาต์พุตออกมาเป็นค่าขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ตามที่ต้องการ

จากรูปที่ 4.2 จะพบว่าวงจรจะไม่มีส่วนประกอบที่เป็นอุปกรณ์รีแอคทีฟ ซึ่งเป็นสาเหตุของการหน่วงเวลาประกอบรวมอยู่เลย ดังนั้นเครื่องตรวจวัดที่นำเสนอนี้จึงมีการหน่วงเวลาที่สั้นมาก เมื่อเทียบกับเครื่องตรวจวัดแบบเดิมทั่วไปที่มีการใช้วงจรรองความถี่ต่ำผ่านประกอบรวมอยู่ด้วย ดังนั้นโดยทฤษฎีที่เป็นอุดมคติแล้ว จะสามารถกล่าวได้ว่าวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอนี้ให้ผลการตอบสนองได้ทันที รวมถึงมีคุณสมบัติที่ไม่ขึ้นกับความถี่ และจากรูปที่ 4.2 นี้จะเห็นว่าวงจรสามารถสร้างขึ้นจริงโดยง่าย อีกทั้งใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย

บทที่ 5

การทดลองและผล

5.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะเป็นการนำเสนอการทดลอง และการเขียนแบบการทำงานของวงจรตรวจวัดด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เพื่อทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ระบบหลายเฟสตามหลักการที่ได้นำเสนอไว้แล้ว โดยทดลองวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดที่สร้างขึ้นจริงจากอุปกรณ์สำเร็จรูป และบันทึกผลการทดลองด้วยออสซิลโลสโคป (oscilloscope) แบบดิจิทัล (digital) ของบริษัท Tektronix รุ่น TDS-360 ซึ่งสามารถเก็บข้อมูลจากหน้าจอไว้ในคอมพิวเตอร์ (computer) ได้ทั้งในลักษณะของรูปสัญญาณและชุดตัวเลขด้วยความถี่ในการสุ่มข้อมูล 1 จิกะเฮิรตซ์ พร้อมทั้งแสดงผลการเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อแสดงถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่สมดุลทางขนาดและเฟสของสัญญาณอินพุตรูปไซน์ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะแสดงผลการทดลองคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดในระบบสัญญาณ 3 เฟส 4 เฟส และ 5 เฟสไว้เป็นตัวอย่าง ซึ่งพอจะเป็นการแสดงให้เห็นถึงความถูกต้องของหลักการที่มีมาได้ โดยรายละเอียดในการทดลอง ผลการทดลองและผลการเขียนแบบการทำงานมีดังต่อไปนี้

5.2 การทดลองและผลของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ที่นำเสนอ

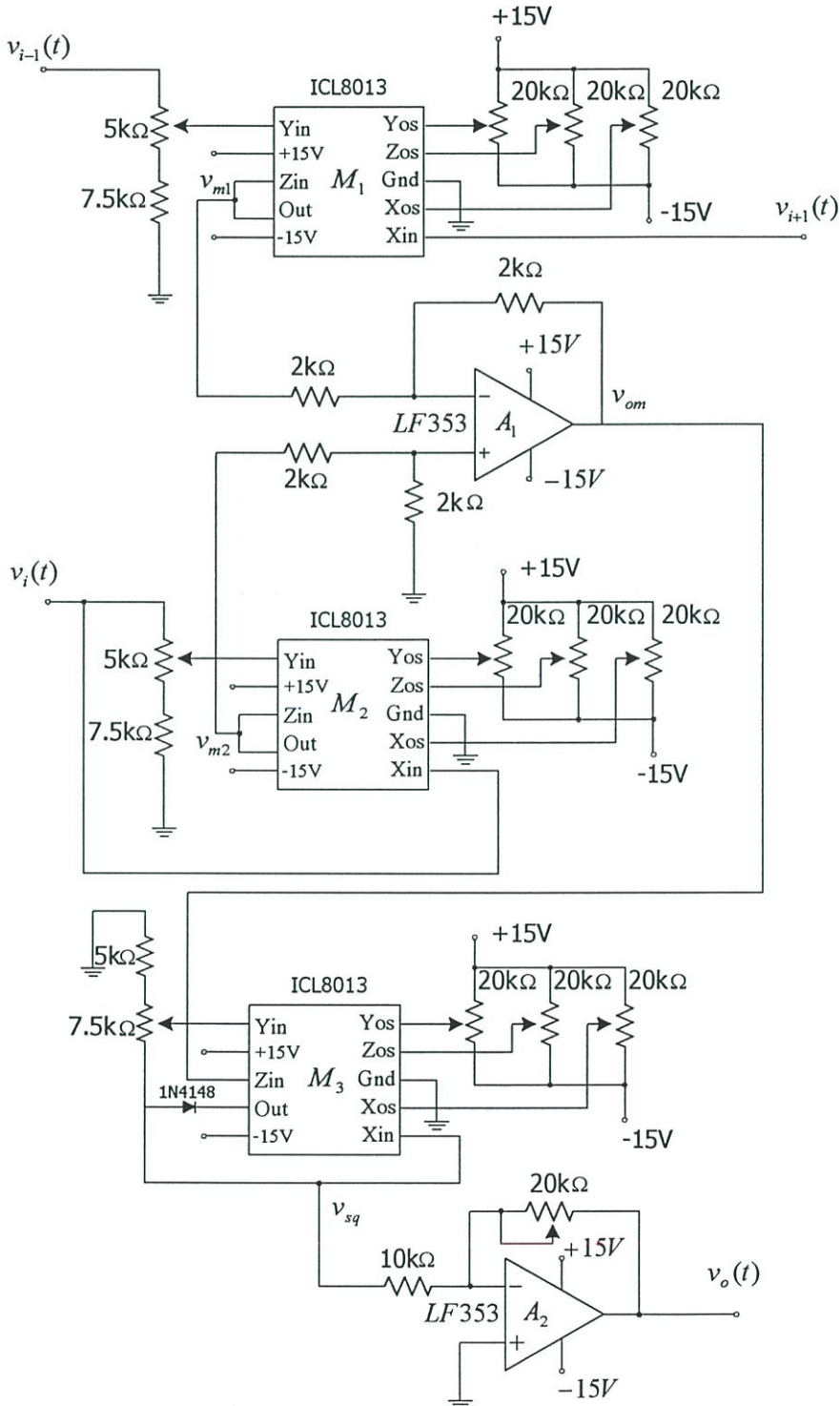
วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ ดังแสดงในรูปที่ 4.2 ได้นำมาสร้างเป็นวงจรต้นแบบของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดโดยใช้อุปกรณ์สำเร็จรูปและค่าอุปกรณ์ต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 5.1 ซึ่งจะประกอบด้วยวงจรพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องคือ

1. วงจรคณแบบอนาล็อกเบอร์ ICL8013 จำนวน 3 ชุดคือ M_1 M_2 และ M_3 ทำหน้าที่เป็นวงจรคณสัญญาณ วงจรยกกำลังสอง และวงจรถอดรอกที่สองตามลำดับ โดยมีการกำหนดค่าตัวประกอบมาตราส่วน K ของ M_1 และ M_2 ให้เท่ากับ $\frac{1}{10}$ และในส่วน M_3 ได้กำหนดให้ค่าตัวประกอบ K นี้มีค่าเท่ากับ 10 โดยก่อนการทดลองจำเป็นต้องปรับค่าแรงดันออฟเซตของวงจรคณสัญญาณ วงจรยกกำลังสองและวงจรถอดรอกที่สองให้เสร็จเรียบร้อยก่อน

2. วงจรขยายผลต่าง 1 ชุด ที่มีอยู่นั้นได้เลือกใช้ออปแอมป์เบอร์ LF353 (A_1) มาต่อร่วมกับตัวต้านทาน 2 กิโลโอห์มจำนวน 4 ตัว ซึ่งเป็นการออกแบบวงจรให้อัตราขยายมีค่าเท่ากับ 1 เท่า

3. วงจรขยายแบบกลับเฟส 1 ชุด ได้เลือกใช้ออปแอมป์เบอร์ LF353 (A_2) ต่อประกอบร่วมกับตัวต้านทาน 10 กิโลโอห์ม และตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ 20 กิโลโอห์มเพื่อที่จะใช้สำหรับทำการ

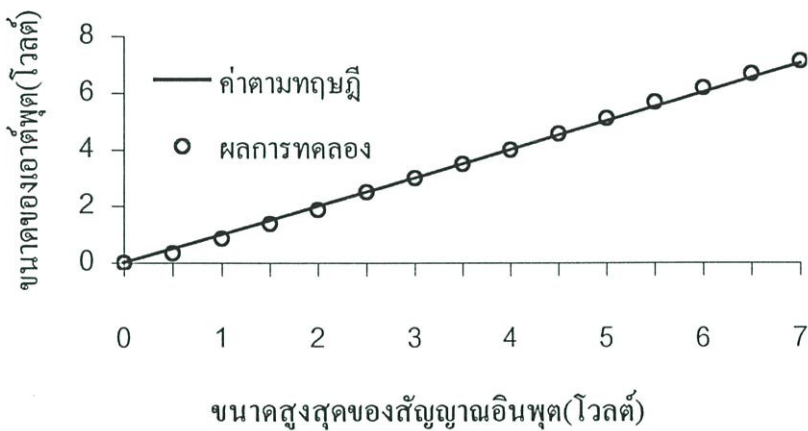
ปรับค่าให้ได้อัตราขยายของวงจรเท่ากับ $\frac{1}{\sin \theta}$ ซึ่งมีค่าขึ้นกับจำนวนเฟสของระบบสัญญาณที่ใช้ กล่าวคือ ให้มีค่าเท่ากับ -1.16 เท่าในการทดลองของระบบสัญญาณ 3 เฟส แต่เท่ากับ -1 เท่าในการทดลองวัดค่าขนาดของสัญญาณของระบบ 4 เฟส และเท่ากับ -1.05 เท่าในการทดลองใช้วัดค่าขนาดของสัญญาณในระบบ 5 เฟส ตามลำดับ



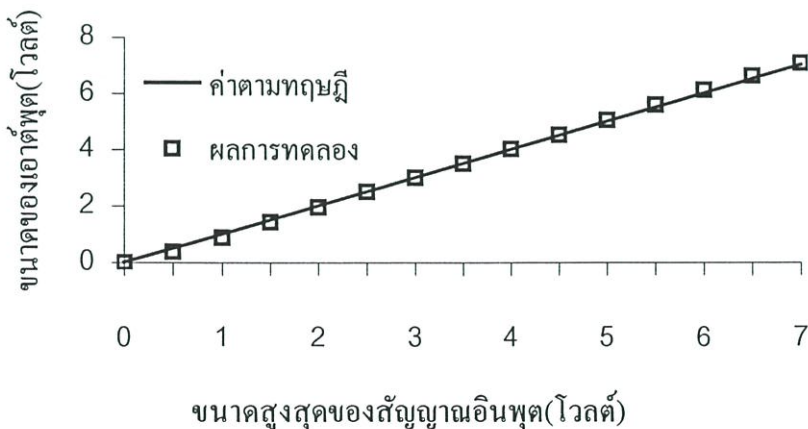
รูปที่ 5.1 วงจรต้นแบบของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดที่น่าเสนอ

5.2.1 คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นของผลการวัด

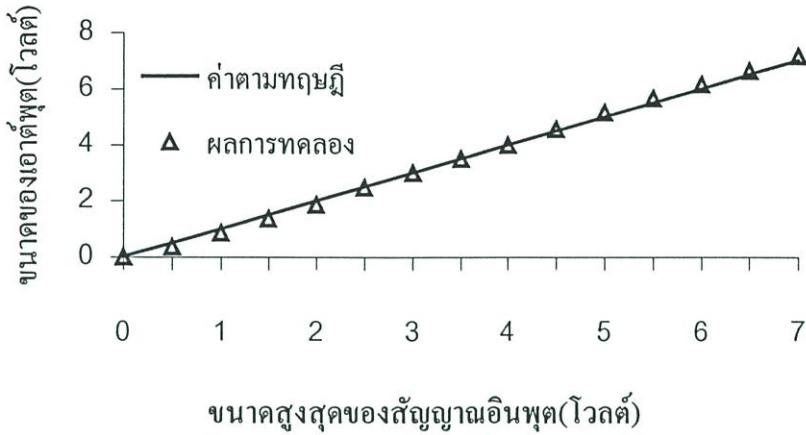
เมื่อทดลองเปลี่ยนขนาดของสัญญาณอินพุตต่างๆ และวัดค่าของสัญญาณที่ได้จะแสดงผลของการทดลองความเป็นเชิงเส้น มีแสดงดังในรูปที่ 5.2 โดยเส้นที่บจะแสดงค่าตามทฤษฎี ส่วนเครื่องหมายวงกลม สีเหลี่ยม และสามเหลี่ยมคือผลที่ได้จากการวัดในการทดลองของระบบสัญญาณ 3 เฟส 4 เฟส และ 5 เฟสตามลำดับ ซึ่งในการทดลองนั้นได้ใช้สัญญาณอินพุตที่เป็นรูปไซน์ความถี่ 60 เฮิรตซ์ และค่าขนาดสูงสุดที่เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 0 โวลต์ จนถึง 7 โวลต์ โดยในช่วงที่เป็นเชิงเส้นนี้ ความผิดพลาดจะไม่เกิน 0.15 โวลต์ และจากผลการทดลองตามรูปที่ 5.2 นี้จะเห็นว่าผลที่ได้จากการทดลองจะใกล้เคียงกับทฤษฎี



รูปที่ 5.2 (ก) คุณลักษณะความเป็นเชิงเส้นในระบบสัญญาณ 3 เฟส

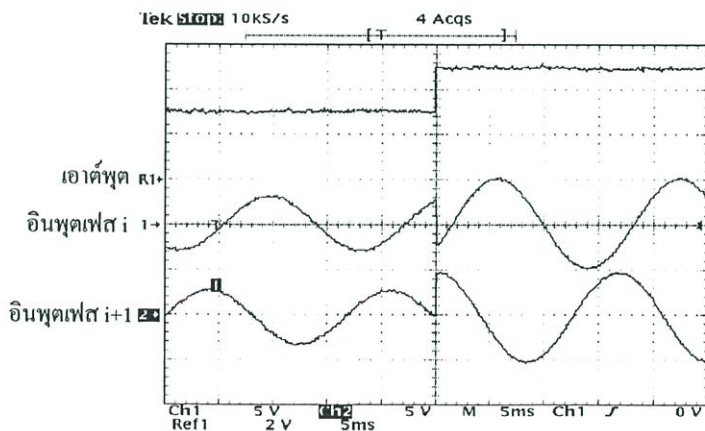


รูปที่ 5.2 (ข) คุณลักษณะความเป็นเชิงเส้นในระบบสัญญาณ 4 เฟส

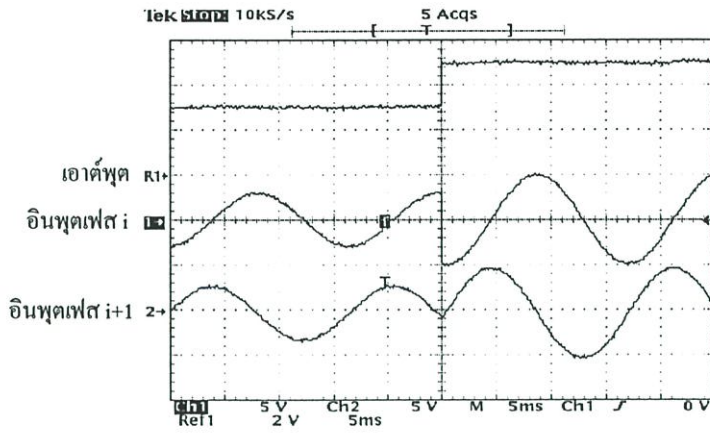


รูปที่ 5.2 (ค) คุณลักษณะความเป็นเชิงเส้นในระบบสัญญาณ 5 เฟส

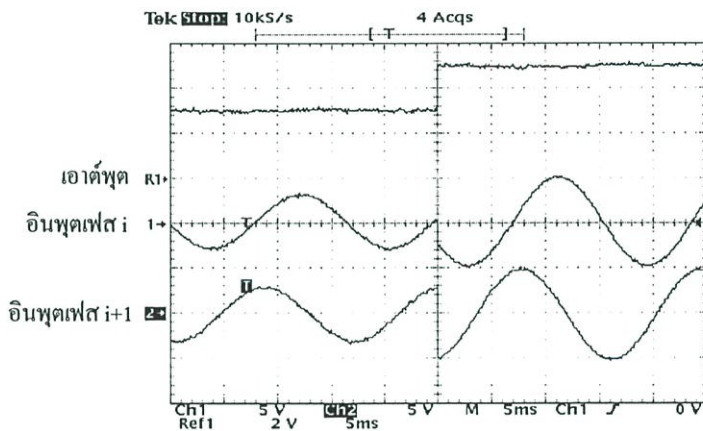
ในรูปที่ 5.3 ได้แสดงให้เห็นถึงผลการตอบสนองของเอาต์พุต เมื่ออินพุตมีขนาดสูงสุดเปลี่ยนแปลงจาก 3 โวลต์ เป็น 5 โวลต์อย่างทันที โดยในการทดลองจะใช้โอนาลอกสวิทช์สามตัวควบคุมการป้อนสัญญาณอินพุตทั้งสามให้มีการสลับสัญญาณจากขนาด 3 โวลต์ เป็น 5 โวลต์อย่างทันทีให้กับวงจร ซึ่งจากภาพที่บันทึกจากออสซิลโลสโคปจะเห็นว่าวงจรสามารถตรวจวัดได้ค่าขนาดสูงสุดเปลี่ยนจาก 3 โวลต์เป็น 5 โวลต์ในทันทีเช่นกัน ทั้งในระบบสัญญาณ 3 เฟส 4 เฟส และ 5 เฟส โดยรูปที่ 5.3 (ก) แสดงผลตอบสนองของระบบ 3 เฟส ซึ่งอินพุตที่ติดกันมีความต่างเฟส 120 องศา และรูปที่ 5.3 (ข) แสดงผลตอบสนองของระบบ 4 เฟส ซึ่งอินพุตที่ติดกันมีความต่างเฟส 90 องศา ส่วนในรูปที่ 5.3 (ค) แสดงผลตอบสนองของระบบ 5 เฟส ซึ่งอินพุตที่ติดกันมีผลต่างมุมเฟส 72 องศา ดังนั้นจึงสามารถกล่าวได้ว่าวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอของวิทยานิพนธ์นี้สามารถวัดค่าได้อย่างทันทีจริงและมีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นที่ดีมาก



รูปที่ 5.3 (ค) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของเอาต์พุตในระบบสัญญาณ 3 เฟส เมื่ออินพุตมีขนาดสูงสุดเปลี่ยนจาก 3 โวลต์เป็น 5 โวลต์อย่างทันที



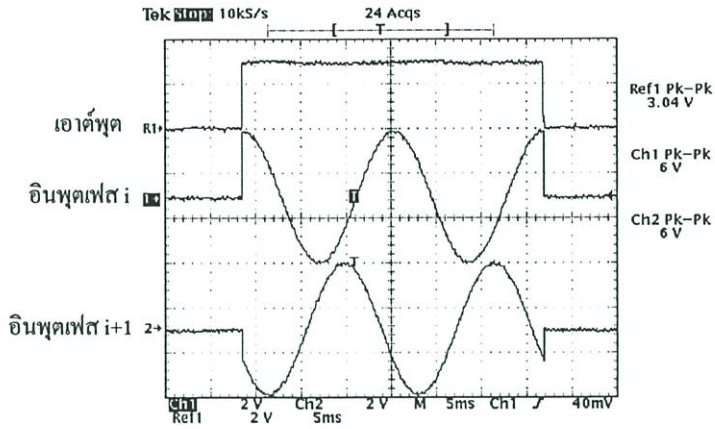
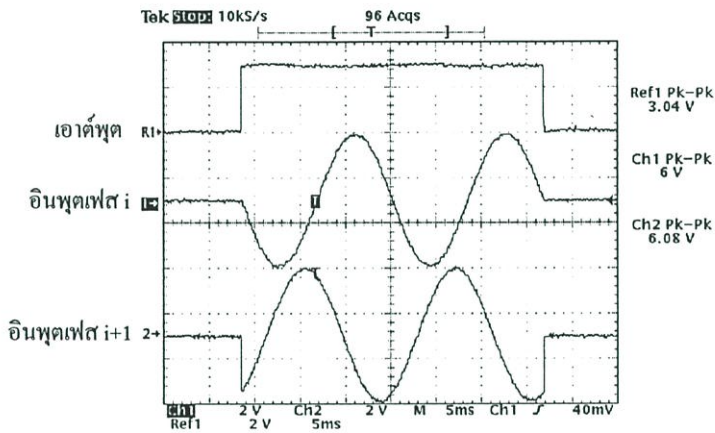
รูปที่ 5.3 (ข) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของเอาต์พุตในระบบสัญญาณ 4 เฟส เมื่ออินพุตมีขนาดสูงสุดเปลี่ยนจาก 3 โวลต์เป็น 5 โวลต์อย่างทันที



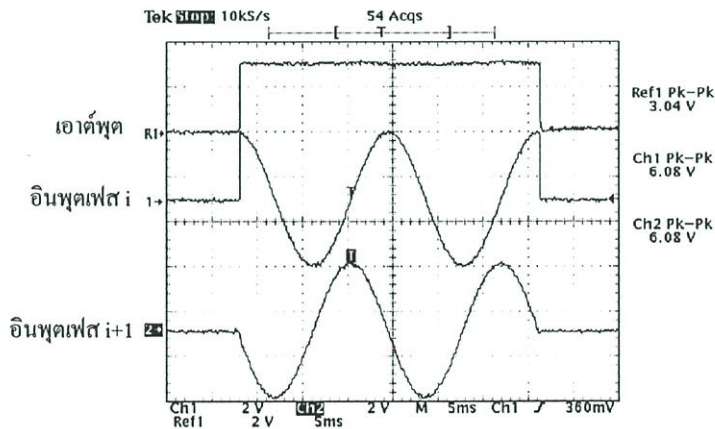
รูปที่ 5.3 (ค) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของเอาต์พุตในระบบสัญญาณ 5 เฟส เมื่ออินพุตมีขนาดสูงสุดเปลี่ยนจาก 3 โวลต์เป็น 5 โวลต์อย่างทันที

5.2.2 ผลการตอบสนองทรานเซียนท์

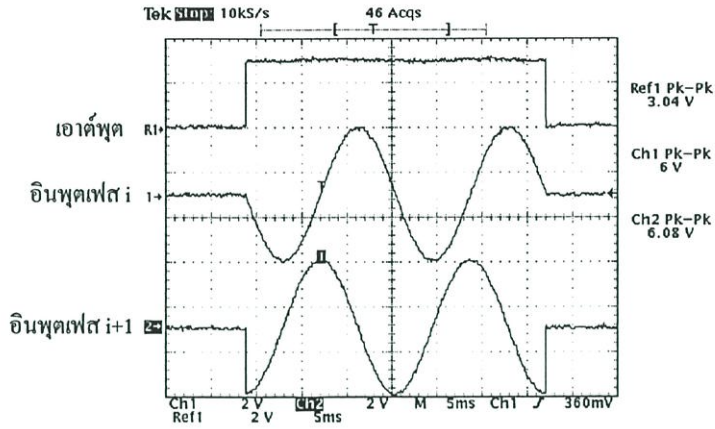
ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของสัญญาณอินพุตที่เป็นรูปไซน์ในระบบสัญญาณ 3 เฟส 4 เฟส และ 5 เฟส ที่มีมุมเริ่มต้นต่างๆ กันคือ 90 องศา 180 องศา มีแสดงดังในรูปที่ 5.4-5.6 ตามลำดับ ซึ่งเป็นการทดลองโดยใช้สัญญาณอินพุตรูปไซน์ความถี่ 60 เฮิรตซ์และมีขนาดสูงสุด 3 โวลต์ ป้อนผ่านอนาลอกสวิตช์ที่ใช้เพื่อควบคุมมุมเริ่มต้นที่ต่างๆ กัน โดยในรูปที่ 5.4-5.6 จะแสดงให้เห็นอินพุตสองตัวที่ซิดติดกันเพื่อแสดงให้เห็นค่าความต่างเฟสระหว่างแต่ละสัญญาณว่าเป็นอินพุตของระบบที่กำลังทดลอง ซึ่งผลการทดลองที่ได้จะเห็นว่าวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดตอบสนองในทันทีอย่างถูกต้องโดยไม่ขึ้นกับมุมเฟสเริ่มต้น ซึ่งต่างกับผลจากวิธีการตามแบบเดิม เช่นวิธีการตามบทความ [9] เป็นต้น ดังนั้นเห็นได้อย่างชัดเจนว่าวิธีการนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับระบบสัญญาณหลายเฟสได้เป็นอย่างดี

(ก) สัญญาณ i มีเฟสเริ่มต้น 90 องศา(ข) สัญญาณ i มีเฟสเริ่มต้น 180 องศา

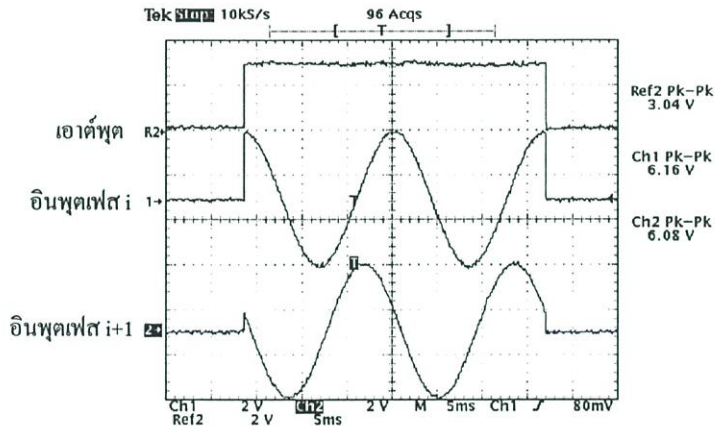
รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองทรานเซียนท์ของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอในระบบ 3 เฟส



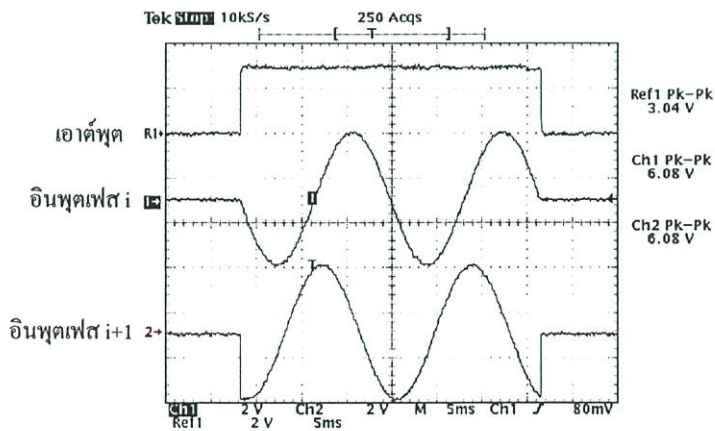
รูปที่ 5.5 (ก) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของวงจรตรวจวัดที่นำเสนอในระบบ 4 เฟส โดยที่ สัญญาณ i มีเฟสเริ่มต้น 90 องศา



รูปที่ 5.5 (ข) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของวงจรตรวจวัดที่นำเสนอในระบบ 4 เฟส โดยที่ สัญญาณ i มีเฟสเริ่มต้น 180 องศา



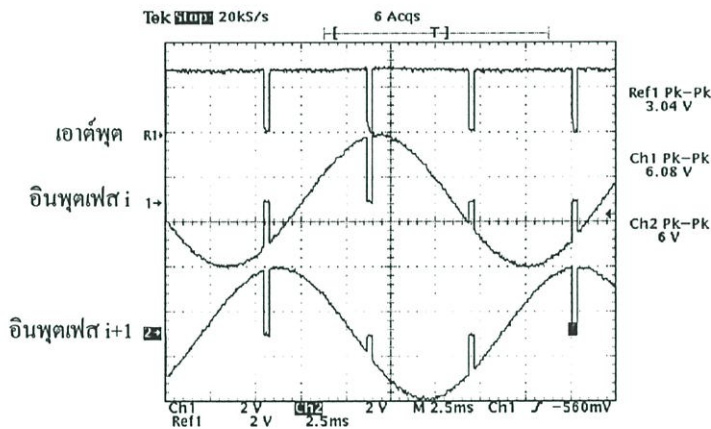
(ก) สัญญาณ i มีเฟสเริ่มต้น 90 องศา



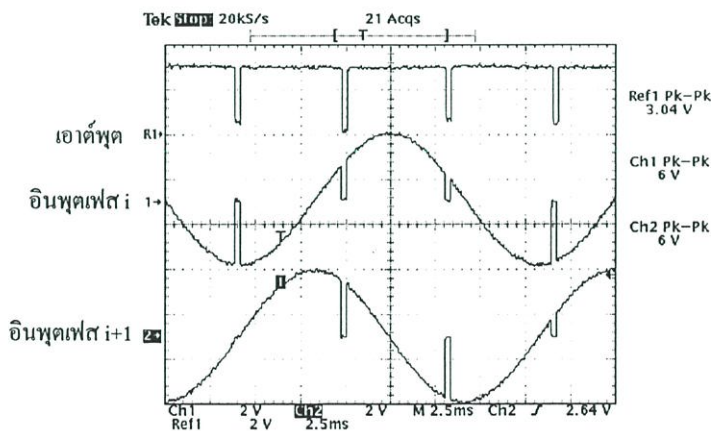
(ข) สัญญาณ i มีเฟสเริ่มต้น 180 องศา

รูปที่ 5.6 ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของวงจรตรวจวัดที่นำเสนอในระบบ 5 เฟส

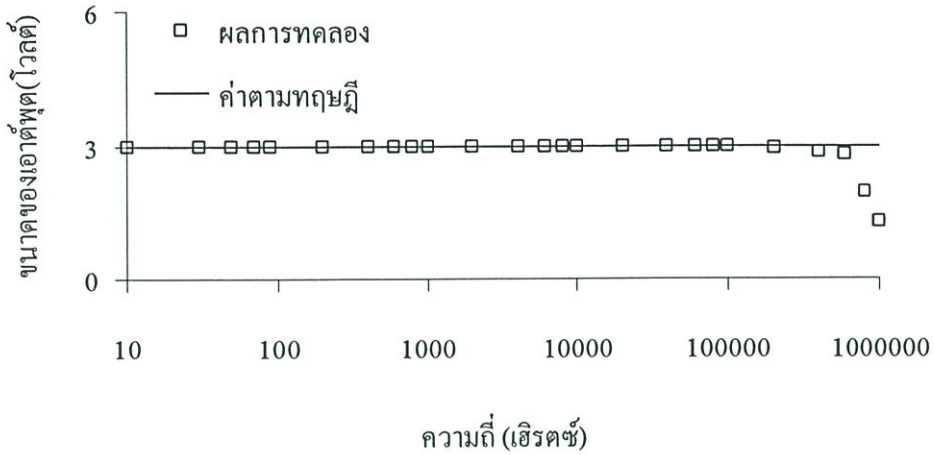
นอกจากนี้วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอนี้ยังสามารถนำไปตรวจวัดในสภาวะที่แรงดันไม่เป็นปกติ ดังเช่นตามตัวอย่างปรากฏการณ์ในรูปที่ 5.7 นั้นแรงดันของอินพุตตกทำให้มีแอมพลิจูดเป็นศูนย์ในช่วงสั้นๆ ซึ่งทดลองด้วยการป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่ถูกชอป(chop) โดยมีช่วงเวลาที่ขนาดเป็นศูนย์เท่ากับ 0.3 มิลลิวินาทีให้กับเครื่องมือวัด จากผลการทดลองจะเห็นว่าเอาต์พุตยังคงให้ผลตอบสนองได้ในทันที โดยไม่มีช่วงเวลาทรานเซียนท์ ไม่ว่าจะเป็นในระบบสัญญาณ 3 เฟส 4 เฟส และ 5 เฟส ผลของการทดลองเหล่านี้ได้แสดงถึงความสามารถในการตรวจวัดในสภาวะที่แรงดันไม่เป็นปกติได้อย่างดี



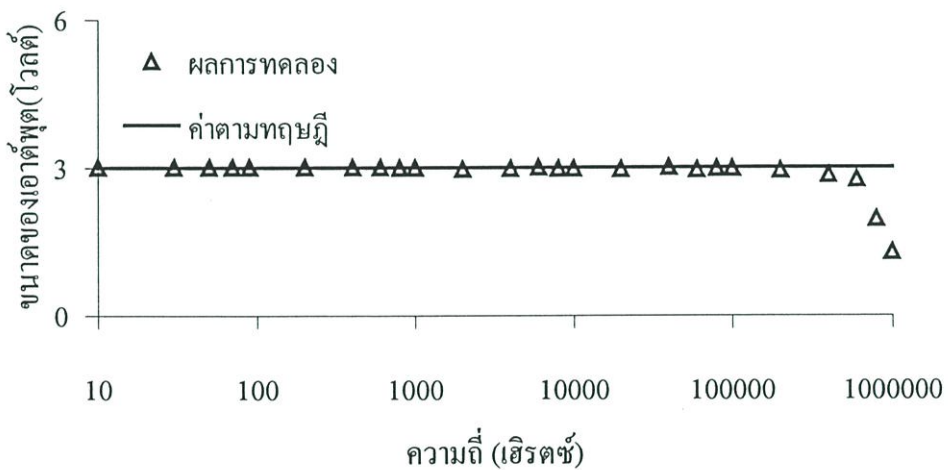
รูปที่ 5.7 (ก) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของสัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่ถูกชอปในระบบ 3 เฟส



รูปที่ 5.7 (ข) ผลการตอบสนองทรานเซียนท์ของสัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่ถูกชอปในระบบ 4 เฟส



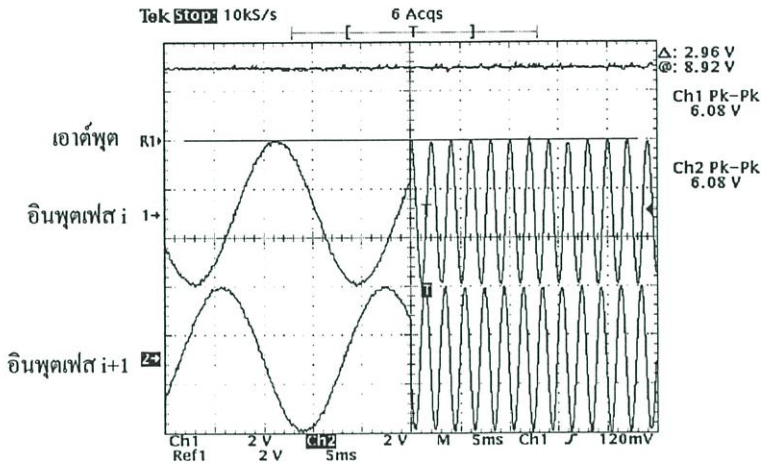
รูปที่ 5.8 (ข) คุณลักษณะเชิงความถี่ของวงจรถอดวัดที่นำเสนอในระบบสัญญาณ 4 เฟส



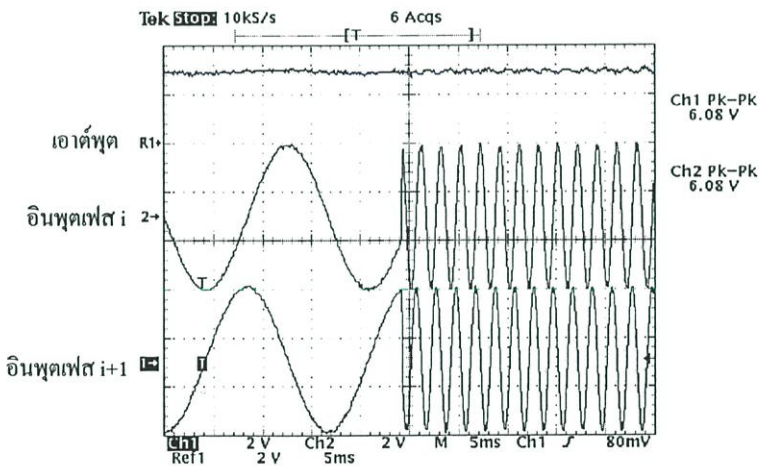
รูปที่ 5.8 (ค) คุณลักษณะเชิงความถี่ของวงจรถอดวัดที่นำเสนอในระบบสัญญาณ 5 เฟส

รูปที่ 5.8 เป็นการทดลองโดยใช้สัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่มีขนาดสูงสุด 3 โวลต์ และความถี่ที่เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 10 เฮิรตซ์ จนถึง 1 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งผลการทดลองนั้นแสดงให้เห็นถึงคุณลักษณะที่ไม่ขึ้นความถี่ได้อย่างดีจนถึงช่วง 200 กิโลเฮิรตซ์ โดยเส้นทึบจะแสดงค่าตามทฤษฎี ส่วนเครื่องหมายวงกลม สีเหลี่ยม และสามเหลี่ยมคือผลการทดลองในระบบสัญญาณ 3 เฟส 4 เฟส และ 5 เฟส ตามลำดับ

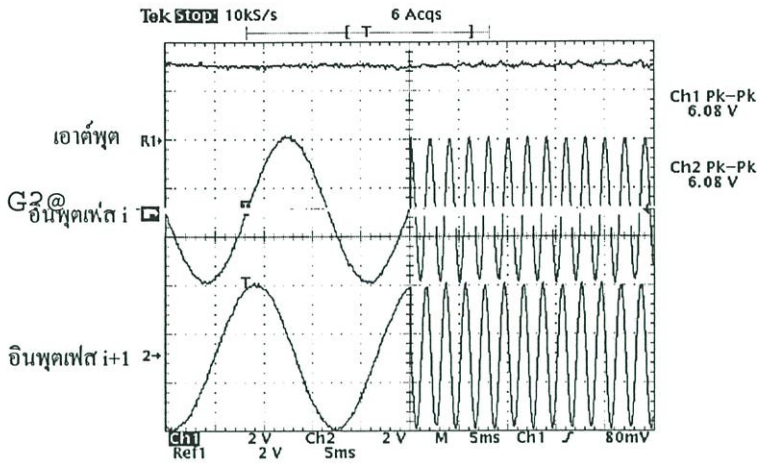
รูปที่ 5.9 แสดงผลการตอบสนองของเอาต์พุต เมื่ออินพุตสัญญาณรูปไซน์ขนาดสูงสุด 3 โวลต์มีความถี่เปลี่ยนจาก 60 เฮิรตซ์เป็น 500 เฮิรตซ์อย่างทันที จากรูปจะเห็นได้ว่าผลที่ได้มีคุณลักษณะที่ไม่ขึ้นกับความถี่ และให้ผลการตอบสนองได้ในทันที อีกทั้งมีเอาต์พุตที่มีการกระเพื่อม (ripple) ที่ต่ำมาก



รูปที่ 5.9 (ก) ผลการตอบสนองของเอาต์พุต เมื่ออินพุตมีความถี่เปลี่ยนจาก 60 เฮิรตซ์เป็น 500 เฮิรตซ์อย่างทันทีในระบบสัญญาณ 3 เฟส



รูปที่ 5.9 (ข) ผลการตอบสนองของเอาต์พุต เมื่ออินพุตมีความถี่เปลี่ยนจาก 60 เฮิรตซ์เป็น 500 เฮิรตซ์อย่างทันทีในระบบสัญญาณ 4 เฟส

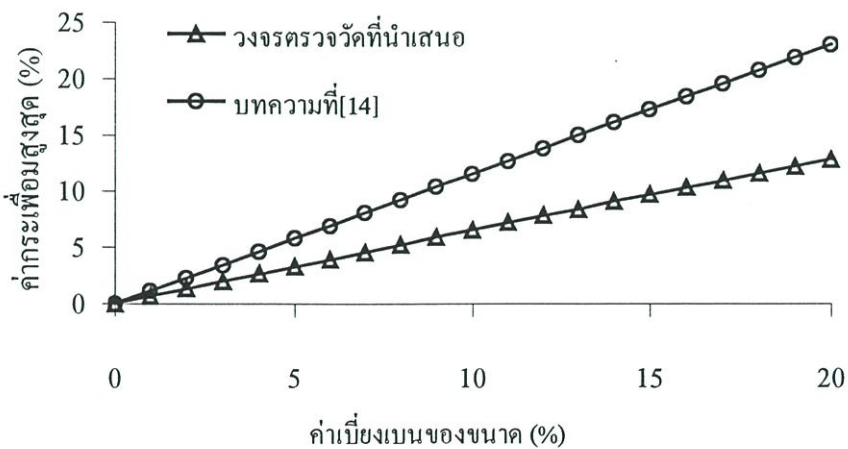


รูปที่ 5.9 (ค) ผลการตอบสนองของเอาต์พุต เมื่ออินพุตมีความถี่เปลี่ยนจาก 60 เฮิร์ตซ์เป็น 500 เฮิร์ตซ์ อย่างทันทีในระบบสัญญาณ 5 เฟส

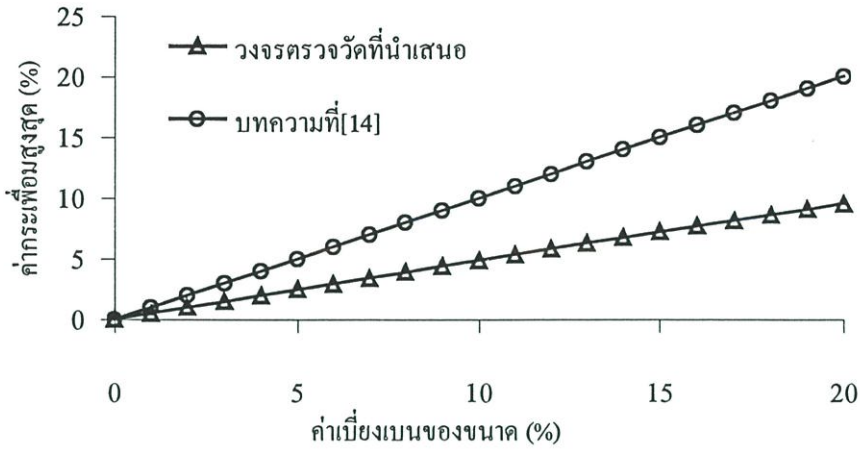
5.3 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์

5.3.1 ผลกระทบเนื่องจากความไม่สมดุลทางขนาดและเฟส

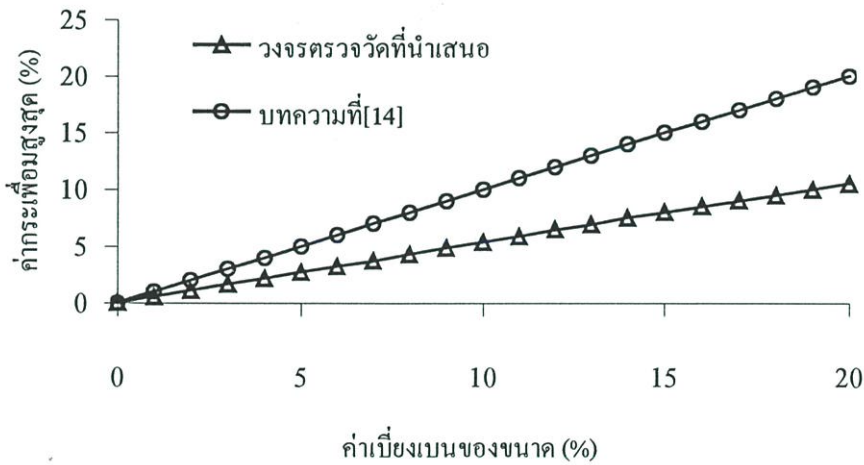
โดยทั่วไปในระบบไฟฟ้าจะเกิดความไม่สมดุลทางขนาดและเฟส เนื่องจากโหลดของระบบไฟฟ้าที่ไม่สมดุล ในรูปที่ 5.10- 5.13 นั้นได้แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรที่มีโครงสร้างตามรูปที่ 4.1 เปรียบเทียบกับโครงสร้างตามรูปที่ 2.9 ของบทความ[14] ซึ่งเป็นวิธีการล่าสุดที่มีการนำเสนอตามเท่าที่ทราบในปัจจุบันนี้ ด้วยโปรแกรม MATLAB เมื่อสัญญาณอินพุตไม่สมดุลอยู่หนึ่งเฟส โดยรูปที่ 5.10 เป็นผลการเลียนแบบจากสัญญาณอินพุตรูปไซน์ความถี่ 60 เฮิร์ตซ์ ที่ขนาดมีการเบี่ยงเบนตั้งแต่ 0% - 20%



รูปที่ 5.10 (ก) ค่ากระแสเพิ่มของเอาต์พุต เมื่อขนาดของสัญญาณอินพุตไม่สมดุลในระบบ 3 เฟส



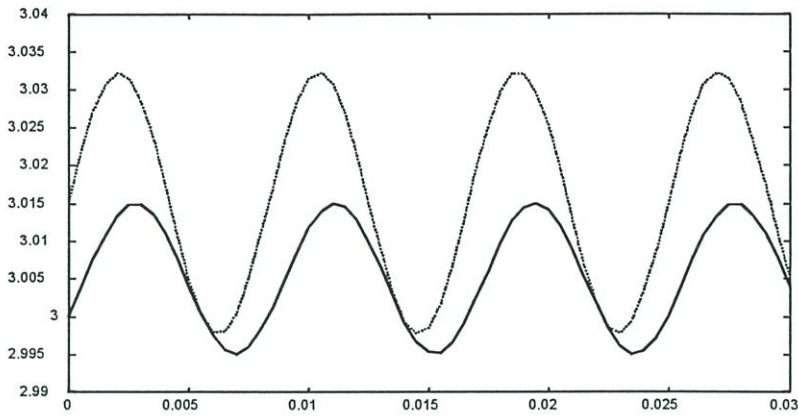
รูปที่ 5.10 (ข) ค่ากระแสเพิ่มของเอาต์พุต เมื่อขนาดของสัญญาณอินพุตไม่สมดุลในระบบ 4 เฟส



รูปที่ 5.10 (ค) ค่ากระแสเพิ่มของเอาต์พุต เมื่อขนาดของสัญญาณอินพุตไม่สมดุลในระบบ 5 เฟส

รูปที่ 5.11 แสดงผลเลียนแบบการตอบสนองของสัญญาณอินพุตที่มีขนาดเบี่ยงเบน 1 % จากค่าขนาดสูงสุดปกติที่เป็น 3 โวลต์ โดยเส้นทึบแสดงผลการเลียนแบบของวงจรถรหวัดที่นำเสนอ และเส้นปะแสดงผลการเลียนแบบตามวิธี[14] ซึ่งจากผลการเลียนแบบจะเห็นว่าวงจรถรหวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอใหม่จะให้เอาต์พุตที่มีการกระเพื่อมต่ำกว่าวิธี[14]

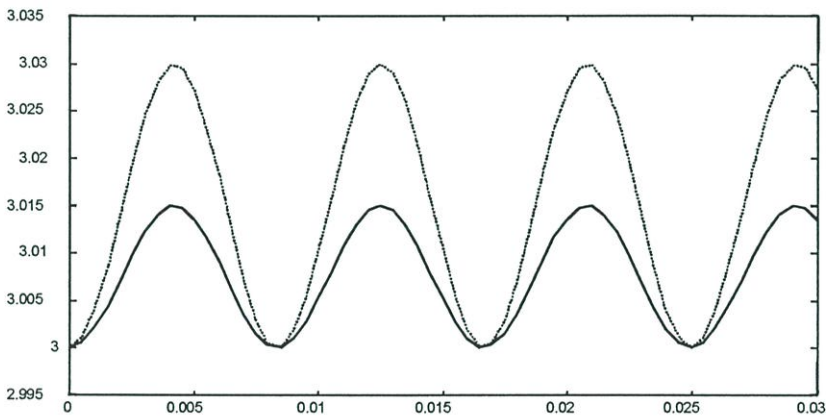
เอาต์พุต (โวลต์)



เวลา (วินาที)

รูปที่ 5.11 (ก) ผลเลียนแบบการตอบสนองของสัญญาณอินพุต เมื่อขนาดเบี่ยงเบน 1 % ในระบบ 3 เฟส

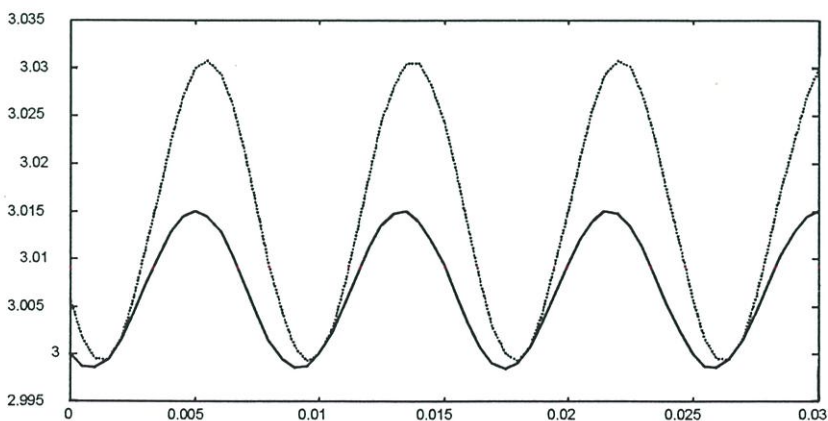
เอาต์พุต (โวลต์)



เวลา (วินาที)

รูปที่ 5.11 (ข) ผลเลียนแบบการตอบสนองของสัญญาณอินพุต เมื่อขนาดเบี่ยงเบน 1 % ในระบบ 4 เฟส

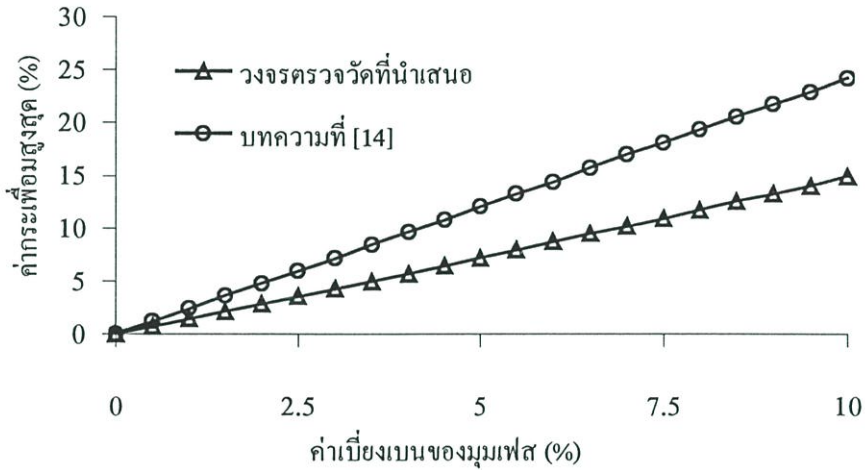
เอาต์พุต (โวลต์)



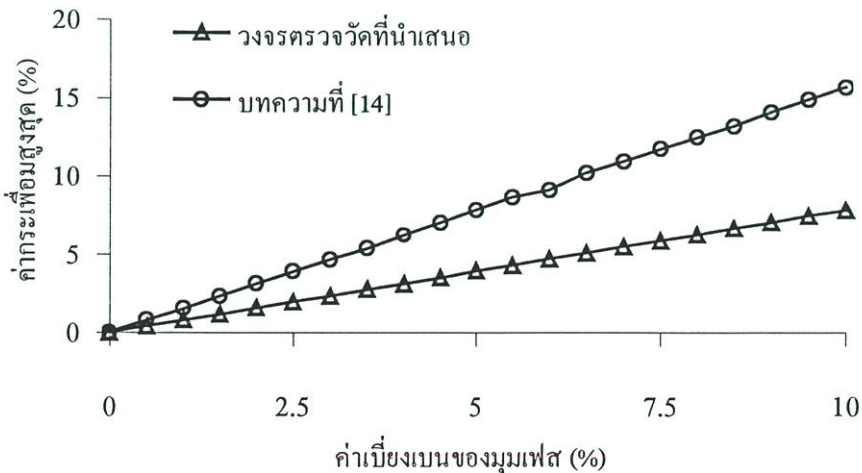
เวลา (วินาที)

รูปที่ 5.11 (ค) ผลเลียนแบบการตอบสนองของสัญญาณอินพุต เมื่อขนาดเบี่ยงเบน 1 % ในระบบ 5 เฟส

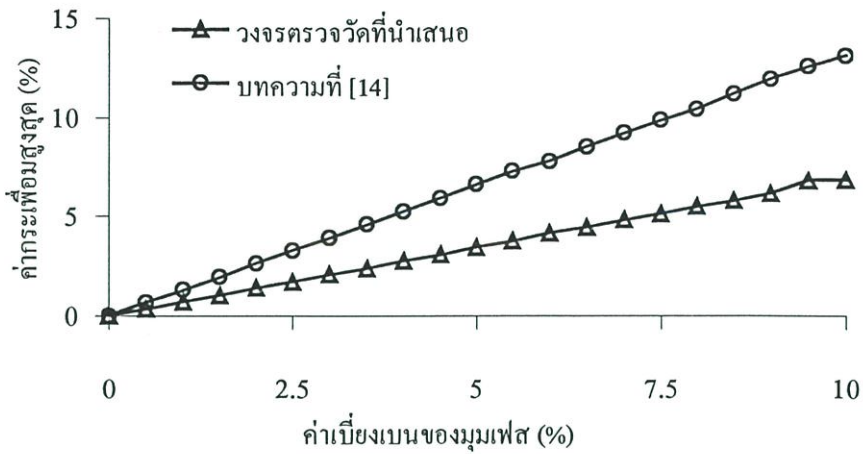
ในรูปที่ 5.12 เป็นผลการเลียนแบบสัญญาณอินพุตที่มีการเลื่อนของมุมเฟสตั้งแต่ 0%-10% และในรูปที่ 5.13 ได้แสดงให้เห็นถึงผลการเลียนแบบการตอบสนองของสัญญาณอินพุตที่มีการเลื่อนเฟสของมุมเฟส 1 % โดยเส้นทึบแสดงผลการเลียนแบบของวงจรถ่วงวัดที่นำเสนอ และเส้นปะแสดงผลการเลียนแบบตามวิธี[14] ซึ่งจะเห็นว่าผลการเลียนแบบของวงจรถ่วงวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอจะให้เอาต์พุตที่กระเพื่อมต่ำกว่าวิธี[14] เช่นกัน



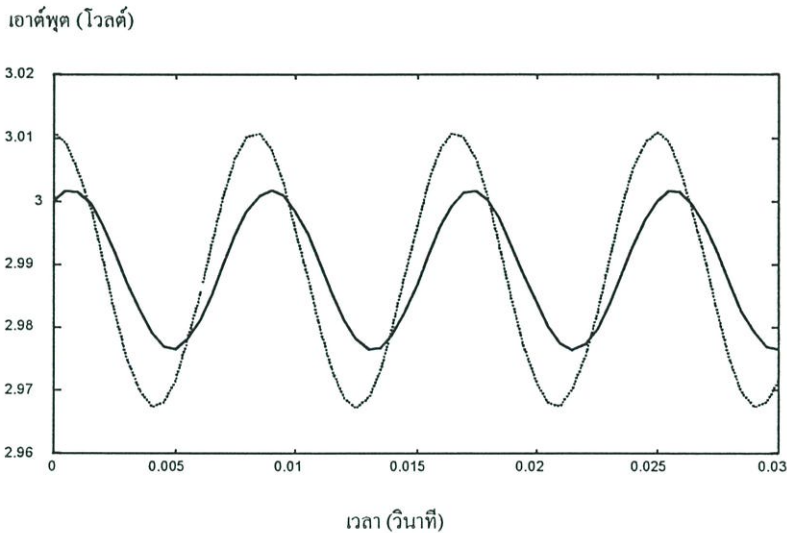
รูปที่ 5.12 (ก) ค่ากระเพื่อมของเอาต์พุต เมื่อมุมเฟสของสัญญาณอินพุตไม่สมมูลในระบบ 3 เฟส



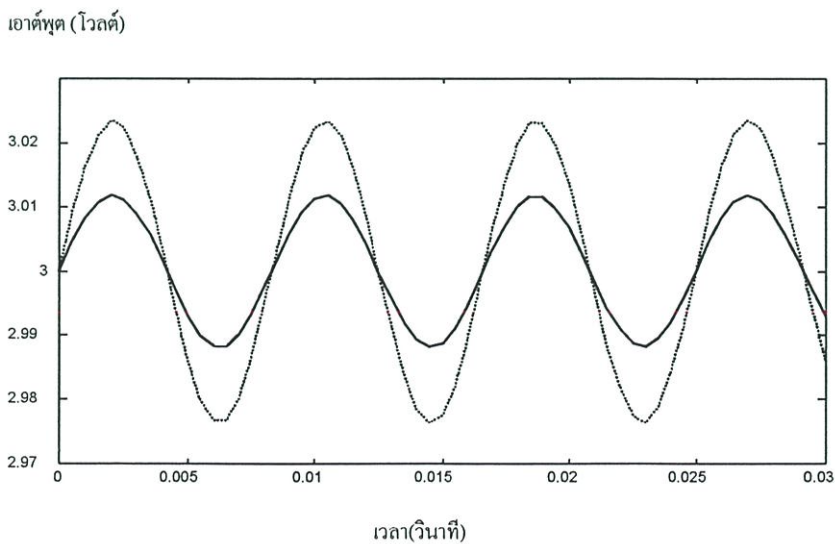
รูปที่ 5.12 (ข) ค่ากระเพื่อมของเอาต์พุต เมื่อมุมเฟสของสัญญาณอินพุตไม่สมมูลในระบบ 4 เฟส



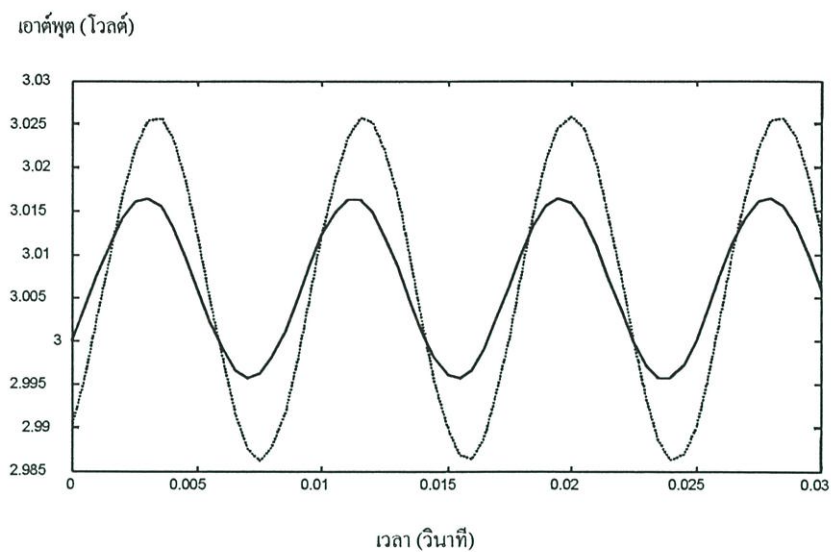
รูปที่ 5.12 (ค) ค่ากระแสเพิ่มของเอาต์พุต เมื่อมมเฟสของสัญญาณอินพุตไม่สมดุลในระบบ 5 เฟส



รูปที่ 5.13 (ก) ผลเลียนแบบการตอบสนองของสัญญาณอินพุต เมื่อมมเฟสเบี่ยงเบน 1 % ในระบบ 3 เฟส



รูปที่ 5.13 (ข) ผลเลียนแบบการตอบสนองของสัญญาณอินพุต เมื่อมมเฟสเบี่ยงเบน 1 % ในระบบ 4 เฟส



รูปที่ 5.13 (ค) ผลเขียนแบบการตอบสนองของสัญญาณอินพุต เมื่อมุมเฟสเบี่ยงเบน 1 % ในระบบ 5 เฟส

บทที่ 6

บทสรุปและวิจารณ์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการศึกษาและวิจัยการสร้างวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีสำหรับระบบสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสที่สมดุล โดยอาศัยคุณลักษณะการรวมตัวกันของสัญญาณที่เป็นคู่ออร์โทกอนัล ที่เกิดขึ้นจากการคูณกันขององค์ประกอบของสัญญาณข้างเคียงในระบบของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสใดๆ ที่สมดุล ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท เริ่มด้วยบทที่ 1 เป็นการกล่าวถึงความจำเป็นมา และความสำคัญของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ รวมถึงปัญหาที่เกิดขึ้น ซึ่งเป็นเหตุจูงใจให้เกิดการค้นคว้าพัฒนา และวิจัยการสร้างวงจรตรวจวัดขนาดที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้

บทที่ 2 เป็นเนื้อหาเกี่ยวกับหลักการของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ที่เคยมีผู้นำเสนอมา พร้อมทั้งการแจกแจงข้อดี และข้อด้อยของวิธีการเหล่านี้ อันเป็นเหตุให้นำเสนอหลักการใหม่ที่ประยุกต์ใช้การนำเอาองค์ประกอบของสัญญาณแต่ละเฟสมาคูณกันตามความเหมาะสม เพื่อให้ได้ผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นนั้น มีคุณสมบัติเสมือนเป็นคุณลักษณะของสัญญาณคู่ออร์โทกอนัลที่เกิดจากองค์ประกอบของสัญญาณในระบบสัญญาณหลายเฟสใดๆ ที่มีความสมดุลมาจัดการร่วมกัน เพื่อให้ได้วงจรตรวจวัดที่สามารถลดข้อด้อยของวงจรต่างๆ ที่เคยมีผู้เสนอไว้ได้

บทที่ 3 ได้กล่าวถึงทฤษฎีและกลุ่มวงจรพื้นฐานที่เกี่ยวข้องในการนำไปใช้ออกแบบการสร้างวงจรต้นแบบของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดตามหลักการที่ได้นำเสนอ โดยเนื้อหาจะประกอบด้วยตัววงจรพร้อมกับคุณลักษณะและการทำงานของวงจรต่างๆ ที่สามารถนำไปใช้ออกแบบวงจรได้นอกจากนี้ยังกล่าวถึงการวิเคราะห์ผลกระทบของเอาต์พุตของวงจรตรวจวัดขนาดที่เกิดขึ้นจากผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆ

บทที่ 4 เป็นเนื้อหาส่วนสำคัญของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือการกล่าวถึงหลักการและการออกแบบสร้างวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอ โดยอาศัยการทำงานร่วมกันของวงจรคูณสัญญาณ วงจรลอการิทึมสอง วงจรขยายผลต่าง และวงจรขยายแบบกลับเฟส ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรที่ออกแบบมามีโครงสร้างเรียบง่ายที่สร้างขึ้นด้วยรูปสมการที่ไม่ซับซ้อน

บทที่ 5 กล่าวถึงการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ในระบบหลายเฟสตามหลักการที่ได้เสนอในบทที่ 4 ซึ่งผลการทดลองวงจรต้นแบบแสดงให้เห็นว่าทำงานได้ผลดีตามหลักการ กล่าวคือ สามารถนำไปใช้ได้กับระบบหลายเฟสได้อย่างดี เห็นได้จากตัวอย่างของผลการทดลองในระบบสัญญาณ 3 เฟส 4 เฟส และ 5 เฟส มีความเป็นเชิงเส้นที่ดีสามารถตรวจวัดให้ผลการตอบสนองได้ทันทีทันใด มีคุณสมบัติที่ไม่ขึ้นกับมุมเริ่มต้นและความถี่ของสัญญาณอินพุตรูปไซน์ อีกทั้งใช้ตรวจวัดในสภาวะที่แรงดันไฟฟ้าไม่เป็นปรกติได้

และจากผลการเลียนแบบการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์ จะพบว่าค่าความไวของเอาต์พุต เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของขนาด และการเลื่อนของมุมเฟสนั้นมีค่าต่ำ เพราะฉะนั้นจึงทำให้หวังได้ว่าวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ที่นำเสนอนี้ สามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้ได้อย่างกว้างขวางในระบบตรวจสอบของระบบไฟฟ้า เป็นต้นว่านำไปใช้ในระบบอัตโนมัติ เพื่อปรับปรุงการตอบสนองทรานเซียนท์ให้ดีขึ้นดังนี้ เป็นต้น นอกจากนี้ตามหลักการที่นำเสนองจะเห็นว่า นำมีความสนใจในการนำไปพัฒนาสร้างเป็นวงจรรวมอย่างดีด้วย เนื่องจากรูปสมการที่ใช้สร้างมีความซับซ้อนน้อยมาก

เอกสารอ้างอิง

- [1] Zuffado M., Alini R. and et. Al. "A Single-Chip 9-32 mb/s Read/Write Channel for Disk Drive Applications." *Solid-State Circuits*, vol.306, June 1995. pp. 650-659.
- [2] Eren H., Goh J. "Signal Extraction from Magnetic Flowmeters for Density Measurements." *Instru. And Measure. Techn. Conference*, 1994, IMTC/94, IEEE, vol.3, 1994. pp. 1213-1216.
- [3] Obaidat M.S., Abu-Saymeh D.S. "Methologies for Characterizing Ultrasonic Tranducers Using Neural Network and Pattern Recognition Techniques." *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.396, Dec. 1992. pp. 529-536.
- [4] Wood A.J., Woolenberg B.F. **Power Generation, Operation and Control**. New York : John Wiley and Sons. 1984.
- [5] Kwon B.H., Youm J.H. and Choi J.H. "Automatic Voltage Regulator with Fast Dynamic." *IEE Proc.-Electr. Appl.*, vol.146, no.2, March 1999. pp.201-207.
- [6] Ziogas P.D., "Optimum Voltage and Harmonic Control PWM Techniques for Three-Phase Static UPS Systems." *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.IA-16, no.4, July/Aug. 1980. pp.542-546.
- [7] Chu H.Y., Jou H.L. and Huang C.L. "Transient Response of a Peak Voltage Detector for Sinusoidal Signals." *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.39, no.1, Feb. 1992. pp.74-79.
- [8] Karybakas C.A., Micholitsis. "Fast Amplitude Detection for Constant Period Sinusoidal Signals." *Int. J. Electron.*, vol.49, no.1, pp.67-72.
- [9] Jou H.L., Chu H.Y., Huang C.L. and Chen C.H. "A Shortest Data Window Algorithm for Detecting the Peak Value of Sinusoidal Signals." *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.39, no.5, Oct. 1990. pp.424-425.
- [10] Mahmood M.K., Allos J.E. "Fast Peak Detection of Sinusoidal Signals." *Proc. IEEE Canadian Comm. And Energy Cof.*, Montreal, que., Canada., Oct.1982. pp.13-15.
- [11] Mahmood M.K., Allos J.E. and Abdul-Karim M.A.H. "Microprocessor Implementation of a Fast and Simultaneous Amplitude and Frequency Detector for Sinusoidal Signals." *IEEE trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-34, no.3, Sept. 1985. pp.413-417.
- [12] Jiang M.C., Pan C.T. "Fast Peak Dectector for Variable Frequency Three-Phase Sinusoidal Signals." *IEE Proc. Circuits Devices Syst.*, vol.141, no.3, June 1994. pp.151-156.
- [13] Pan C.T., Jiang M.C. "A Quick Response Peak Detector for Variable Frequency Three-Phase Sinusoidal Signals." *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.41, no.4, Aug. 1994. pp.434-440.

- [14] Wu K.D., Jou H.J. “An Orthogonal Peak Detector for Multiphase Sinusoidal Signals.” IEEE Trans. Instrum. Meas., vol.49, no.6, Dec. 2000. pp.1216-1223.
- [15] วิวัฒน์ กิรานนท์. วิศวกรรมการสื่อสาร. พิมพ์ครั้งที่ 3. กรุงเทพฯ : อักษรสยามการพิมพ์. 2544
- [16] วรณิภา ยาคำ, อัจฉราวรรณ เนื่องนิตย์, วิวัฒน์ กิรานนท์, จริยา วงศ์เพชรธรรม และ วิภา แสงพิสิทธิ์. “เครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีสำหรับสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส.” เอกสารรวมเล่มการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า, ครั้งที่ 24, 2544. หน้า 524-529.
- [17] วรณิภา ยาคำ, วิวัฒน์ กิรานนท์, จริยา วงศ์เพชรธรรม และ วิภา แสงพิสิทธิ์ “เครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีสำหรับสัญญาณรูปไซน์ระบบ 3 เฟส” วิศวกรรมสารลาดกระบัง, ปีที่ 18, ฉบับที่ 1, มีนาคม 2544. หน้า 24-29.
- [18] Franco S. **Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits.** Singapore : McGraw-Hill. 1988.
- [19] Savant C.J. et.al **Electronic Design Circuits and Systems.** 2nd. Ed. California : The Benjamin/Cummings Publishing Company. 1991.

ภาคผนวก ก

การปรับลดอุปกรณ์สัญญาณ

การอธิบายการออกแบบและสร้างวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส รวมถึงการทดลองที่ได้นำเสนอในส่วนหลักของวิทยานิพนธ์นี้ ได้มุ่งเน้นเพียงวิธีการสร้างวงจรขึ้น โดยตรงจากสมการที่ (2.30) เนื่องจากเป็นรูปแบบที่โครงสร้างเรียบง่ายและสามารถหาอุปกรณ์สำเร็จที่เป็นวงจรพื้นฐานต่างๆ ได้ตามท้องตลาด แต่อย่างไรก็ตามจากหลักการที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.3 แสดงให้เห็นว่าในการสร้างวงจรอาจทำการปรับลดจำนวนของวงจรคูณที่จำเป็นใช้ลงได้ เมื่อมีการจัดรูปสมการเอาต์พุต $v_o(t)$ ขึ้นใหม่ กล่าวคือ นำสมการที่ (2.24) มาจัดรูปแบบสมการขึ้นใหม่ตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

$$v_o^2(t) - \frac{v_i^2(t)}{\sin^2 \theta} = -\frac{v_{i+1}(t)v_{i-1}(t)}{\sin^2 \theta} \quad (ก.1)$$

โดยที่ $v_{i-1}(t)$ $v_i(t)$ และ $v_{i+1}(t)$ คือสัญญาณอินพุต 3 สัญญาณที่อยู่ชิดกัน ซึ่งดัชนี i แสดงอันดับการเรียงของสัญญาณในระบบสัญญาณ n เฟส และ θ คือความต่างเฟสมีค่าเท่ากับ $\frac{360^\circ}{n}$ เมื่ออาศัยความสัมพันธ์ของผลต่างกำลังสอง $A^2 - B^2 = (A - B)(A + B)$ มาช่วยจัดรูปสมการที่ (ก.1) จะทำให้ได้

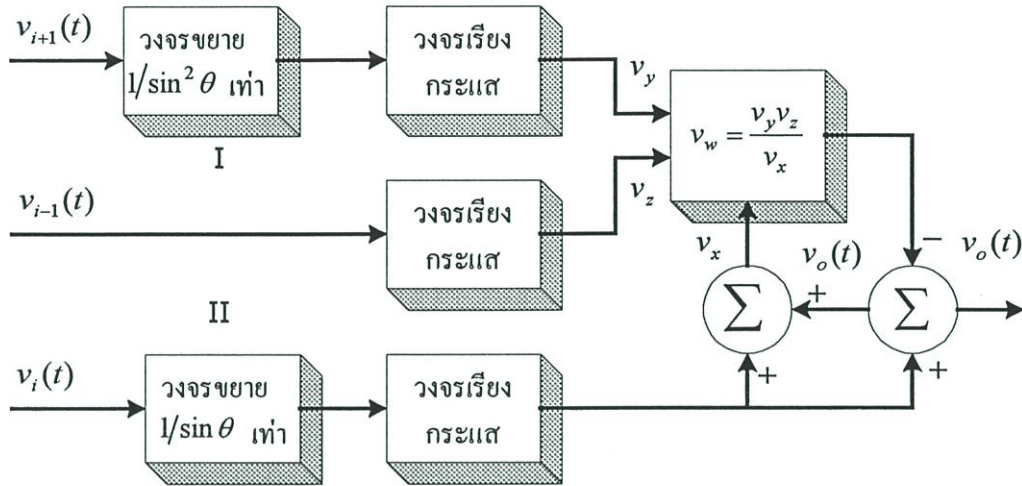
$$v_o(t) = \frac{v_i(t)}{\sin \theta} - \frac{\left[\frac{v_{i+1}(t)v_{i-1}(t)}{\sin^2 \theta} \right]}{v_o(t) + \frac{v_i(t)}{\sin \theta}} \quad (ก.2)$$

โดยการอาศัยสมการที่ (ก.2) นี้จะสามารถนำมาใช้สร้างแผนผังการทำงานของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณ n เฟสได้อีกวิธีหนึ่ง ดังแสดงในรูปที่ ก.1 ที่ลดจำนวนวงจรคูณลงได้ ซึ่งตามแผนผังนี้ ในส่วนของวงจรขยายตัวที่ I และวงจรขยายตัวที่ II จะต้องได้รับการปรับค่าอัตราขยายให้มีเงื่อนไขที่เหมาะสมกับจำนวนเฟสของระบบสัญญาณที่มีจำนวนต่างกัน คือ

$$\text{อัตราขยายตัวที่ I} = \frac{1}{\sin^2 \left(\frac{360^\circ}{n} \right)} \quad \text{เท่า} \quad (ก.3)$$

และ

$$\text{อัตราขยายตัวที่ II} = \frac{1}{\sin\left(\frac{360^\circ}{n}\right)} \quad \text{เท่า} \quad (\text{ก.4})$$



รูปที่ ก.1 แผนผังทำงานของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ n เฟสตามสมการที่ (ก.2)

จากแผนผังตามรูปที่ ก.1 สามารถนำมาออกแบบสร้างขึ้นจริงได้โดยใช้อุปกรณ์สำเร็จรูปและค่าอุปกรณ์ต่างๆ ดังมีแสดงในรูปที่ ก.2 ซึ่งจะประกอบด้วยวงจรพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องดังต่อไปนี้

1. วงจรขยาย 2 ชุด โดยแต่ละชุดใช้โอปแอมป์ 1 ตัว ทำงานร่วมกับ ตัวต้านทาน 10 กิโลโอห์ม และตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ 20 กิโลโอห์มเพื่อที่จะใช้สำหรับการปรับอัตราขยายของวงจร A_3 และ A_4 ให้ได้ตามเงื่อนไขเท่ากับ $\frac{1}{\sin^2 \theta}$ และ $\frac{1}{\sin \theta}$ ตามลำดับ

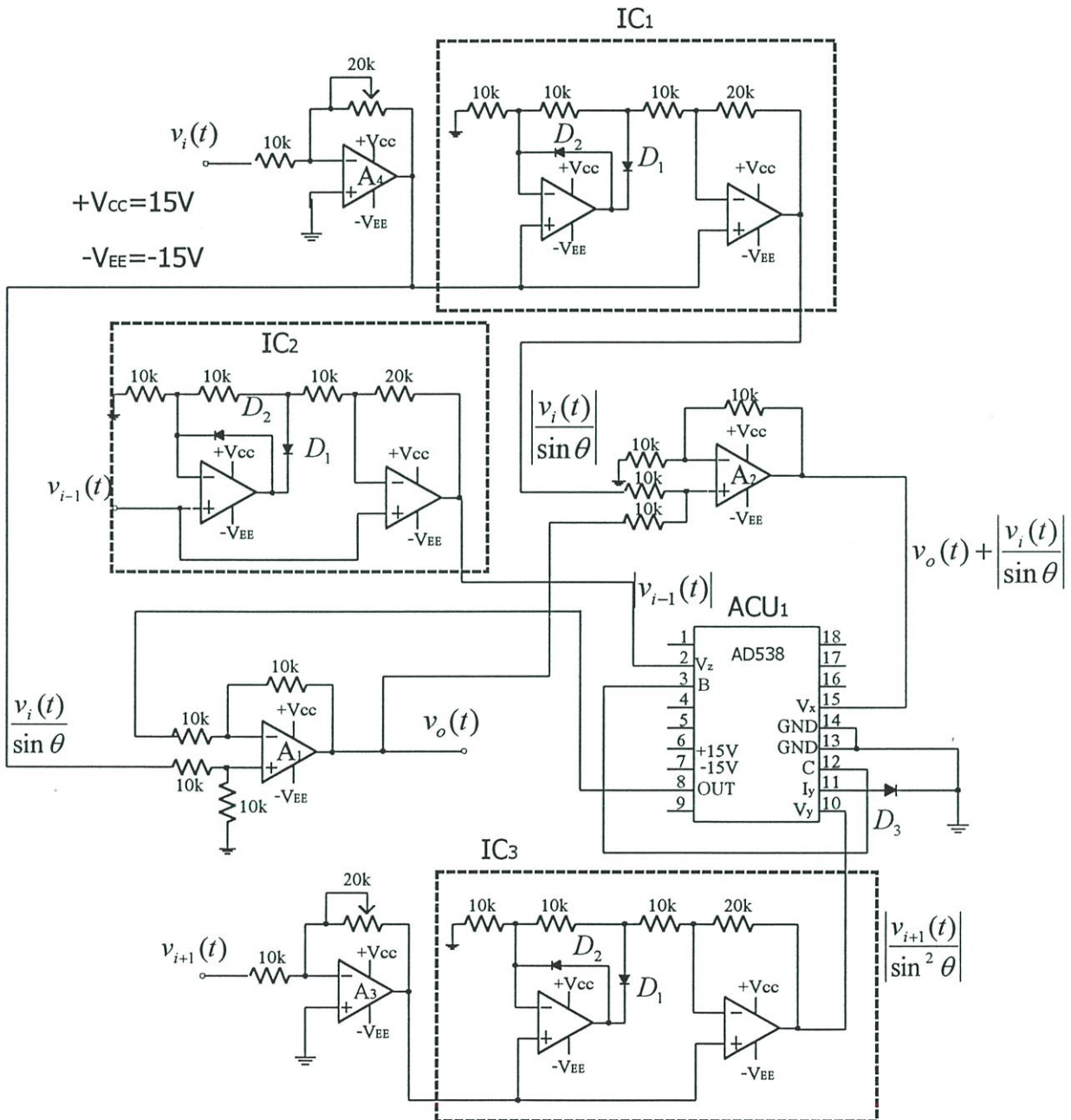
2. วงจรฟังก์ชันคณิตศาสตร์เฉพาะคือ ACU_1 เบอร์ AD538 จำนวน 1 ชุด ต่อประกอบร่วมกับ ไดโอด D_3 เพื่อสร้างให้เอาต์พุต v_w ให้อยู่ในรูป $v_w = \frac{v_y v_z}{v_x}$ โดยมีการสร้างให้ค่าของอินพุต v_x

มีค่าเป็น $v_o(t) + \left| \frac{v_i(t)}{\sin \theta} \right|$ อินพุต v_y มีค่าเป็น $\left| \frac{v_{i+1}(t)}{\sin^2 \theta} \right|$ และอินพุต v_z เป็น $|v_{i-1}(t)|$

3. วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นจำนวน 3 ชุด คือ IC_1 IC_2 และ IC_3 ทำหน้าที่แปลงสัญญาณอินพุตคือ $\frac{v_i(t)}{\sin \theta}$ $v_{i-1}(t)$ และ $\frac{v_{i+1}(t)}{\sin^2 \theta}$ แต่ละสัญญาณให้มีค่าเฉพาะทางบวกเพื่อให้ได้ความเหมาะสมตามเงื่อนไขการทำงานของวงจรฟังก์ชันคณิตศาสตร์เฉพาะ ACU_1 โดยในที่นี้วงจรเรียงกระแสแต่ละชุดได้สร้างขึ้นจากออปแอมป์ 2 ตัวมาต่อร่วมกับ ไดโอด D_1 และ D_2 และตัวต้านทาน 4 ตัว

4. วงจรขยายผลต่าง 1 ชุด ได้ใช้ ออปแอมป์ (A_1) ทำงานร่วมกับตัวต้านทาน 4 ตัว ซึ่งเป็นการออกแบบวงจรให้มีอัตราขยายเท่ากับ 1 เท่า

5. วงจรผลรวม 1 ชุด ที่มีอยู่นั้นได้ใช้ออปแอมป์ (A_2) ต่อร่วมกับ ตัวต้านทาน 4 ตัว โดยออกแบบให้วงจรมีอัตราขยายเท่ากับ 1 เท่าเช่นกัน



รูปที่ ก.2 วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ระบบ n เฟสตามสมการที่ (ก.2)

เมื่อนำสมการที่ (ก.2) มาใช้ประกอบอธิบายการทำงานของวงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดตามรูปที่ ก.2 สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้ คือ วงจรขยาย A_4 จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณ $v_i(t)$ ทำให้ได้เป็น $\frac{v_i(t)}{\sin \theta}$ ซึ่งเมื่อนำไปผ่านวงจรเรียงกระแส IC_1 ที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณจะได้ค่าเฉพาะทางบวก คือ $\left| \frac{v_i(t)}{\sin \theta} \right|$ จากนั้นนำผลที่ได้รวมกับค่าเอาต์พุต $v_o(t)$ ด้วยวงจรผลรวม A_2 แล้วจึงป้อนให้กับ อินพุต v_x ของ AD538 ในขณะที่เดียวกันสัญญาณ $v_{i+1}(t)$ ก็จะถูกส่งผ่านวงจรขยาย A_3 ได้เป็น $\frac{v_{i+1}(t)}{\sin^2 \theta}$ จากนั้นวงจรเรียงกระแส IC_3 จะแปลงสัญญาณให้เป็น $\left| \frac{v_{i+1}(t)}{\sin^2 \theta} \right|$ แล้วจึงป้อนเข้าอินพุต v_y ของ AD538 พร้อมๆ กันนี้เองสัญญาณ $v_{i-1}(t)$ จะถูกนำไปแปลงสัญญาณให้มีแต่เฉพาะทางบวกคือ $|v_{i-1}(t)|$ โดยใช้วงจรเรียงกระแส IC_2 แล้วป้อนเข้าอินพุต v_z ของ AD538 โดยเอาต์พุต v_w หรือ v_{out} ที่ได้จากวงจร ACU_1 จะทำให้ได้ผลออกมาเป็น

$$v_{out} = \frac{\left[\frac{|v_{i+1}(t)| |v_{i-1}(t)|}{\sin^2 \theta} \right]}{v_o(t) + \left| \frac{v_i(t)}{\sin \theta} \right|}$$

เมื่อนำผลที่ได้ไปหักล้างออกจาก $\frac{v_i(t)}{\sin \theta}$ โดยอาศัยวงจรหาผลต่าง A_1 ก็จะทำให้ได้ค่าเอาต์พุตเป็น ขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ตามที่ต้องการ

แม้ว่าตามวงจรรูปที่ ก.2 จะสามารถนำมาสร้างขึ้นจริงได้ แต่เนื่องจากอุปกรณ์สำเร็จรูปของ วงจรฟังก์ชันคณิตศาสตร์เฉพาะ เบอร์ AD538 ที่เป็นส่วนประกอบอันสำคัญส่วนหนึ่งไม่สามารถหา ได้ตามที่องตลาด จึงไม่ได้ทำการต่อเป็นวงจรต้นแบบเพื่อทำการทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ เพียงแต่ แสดงถึงแนวความคิดหลักการและวงจรที่ออกแบบได้ไว้ประกอบด้วยเพื่อความสมบูรณ์ยิ่งขึ้นเพียง เท่านั้น

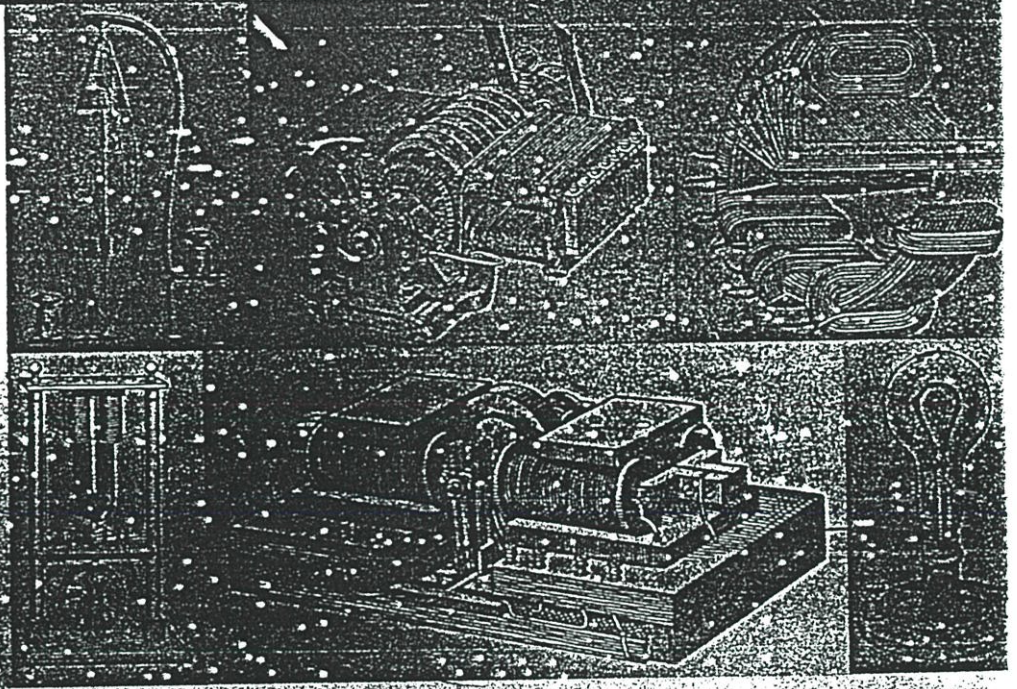
ภาคผนวก ข
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

ขอแสดงความ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24 24th Electrical Engineering Conference (EECON-24)



การสื่อสารโทรคมนาคม



ขอแสดงความ

ขอแสดงความ

สนับสนุนโดย คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

22-23 พฤศจิกายน 2544

โทร : 0-2739-2359 โทรสาร : 0-2326-9965

<http://www.ladkrabang.com>

เครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีสำหรับสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส An Instantaneous Peak Detector for the Multiphase Sinusoidal Signals

วรรณภา ยศคำ* อัจฉราวรรณ เนื่องนิตย์* วิวัฒน์ ภิรานนท์* จริยา เลิศจรัสรัมย์** วิภา แสงทิติฤทธิ์*

*ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์

**ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

โทร: (02)739-3000 ต่อ 3340 E-mail: Atcharawon@hotmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส โดยใช้คุณลักษณะของคู่ออร์โธกอนัลที่บิดขึ้นจากองค์ประกอบของสัญญาณข้างเคียง มาจัดการร่วมกันเพื่อให้ได้ผลการตอบสนองของชนิดทันทีทันใดที่เวลาวัด รวมถึงมีคุณลักษณะที่ไม่ขึ้นกับความถี่ ซึ่งวิธีการนี้มีข้อดีที่เด่นชัดคือนำไปประยุกต์ใช้ในระบบสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสใดๆ ที่มีความสมดุลได้ อีกทั้งวิธีการนี้มีความไวของวามไม่สมดุลทางเฟสและขนาดที่ต่ำมาก ซึ่งผลจำลองเลียนแบบวงจรและการทดลองได้ผลตามทฤษฎีเป็นอย่างดี

Abstract

An instantaneous peak detector for multiphase sinusoidal signals is proposed. This new detector manipulates the characteristic of the orthogonal pairs neighboring signals to achieve the instantaneous response, and frequency independent characteristic. The advantage of this algorithm is that it can be applied in multiphase sinusoidal systems. Also, the proposed detector possesses low sensitivity to unbalanced phase and voltage. The simulation and experimental results agree well with the theoretical analysis.

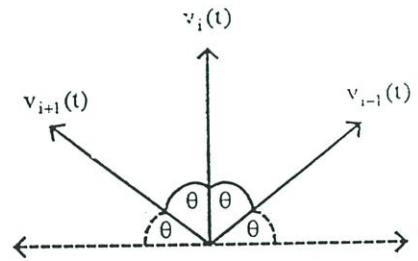
1. บทนำ

เครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์เป็นอุปกรณ์ที่ให้เอาต์พุตเป็นแรงดันไฟฟ้าตรงแปรผันตามขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ ซึ่งเป็นที่ทราบดีว่าสามารถนำไปประยุกต์ใช้อย่างกว้างขวางในระบบไฟฟ้าที่รูปคลื่นของแรงดันและกระแสไฟฟ้าเป็นรูปไซน์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในเครื่องตรวจสอบระบบไฟฟ้าและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ โดยในระบบที่เป็นอัตโนมัติมีความต้องการวัดผลตอบสนองของขนาดสูงสุดที่รวดเร็วเพื่อปรับปรุงการตอบสนองของระบบให้ดีขึ้น แต่อย่างไรก็ตามในช่วงเวลาที่ผ่านมามีเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่เป็นตัวประกอบภายในระบบดังกล่าว มักนิยมสร้างขึ้นจากวงจรเรียงกระแส

ทำงานร่วมกับวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งพบว่าเครื่องตรวจวัดขนาดรูปแบบนี้มีช่วงเวลาที่จะให้ผลตอบสนองของทรานเซียนท์ที่ช้า[1] ดังนั้นจึงทำให้การปรับของระบบอัตโนมัติต่างๆ มีความไวตกอยู่ไม่น้อย

อย่างไรก็ตามโดยการนำคุณสมบัตินี้ทางคณิตศาสตร์เข้ามาช่วยก็สามารถที่จะลดช่วงเวลาดังกล่าวนี้ได้[1-3] แต่วิธีดังกล่าวมีข้อด้อยที่สำคัญคือสามารถใช้ได้กับสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่และเฟสเพียงค่าเดียวเท่านั้น และยังไม่สามารถให้ผลการตอบสนองได้ในทันทีด้วย เพราะฉะนั้นต่อมาจึงมีการนำเสนอหลักการเกี่ยวกับเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ระบบ 3 เฟสที่ให้ผลตอบสนองได้ในทันที[4-5] แต่วิธีการนี้ก็ไม่สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในระบบหลายเฟสอื่นๆ ที่นอกเหนือจากระบบ 3 เฟสได้ ดังนั้นเมื่อเร็วๆ นี้ Kuen-Der Wu และ Hung-Liahng Jou[6] จึงได้นำเสนอวิธีการที่ใช้กับระบบหลายเฟสขึ้น แต่อย่างไรก็ตามหลักการนี้ก็มีข้อด้อยคือวงจรซับซ้อนและมีค่าความไวของเอาต์พุตต่อความไม่สมดุลของขนาดและเฟสที่ยังมีค่ามาก

บทความนี้ได้นำเสนอเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ในระบบหลายเฟสแบบใหม่ ที่สามารถให้ผลตอบสนองได้ทันที อีกทั้งวงจรสร้างขึ้นได้จริงด้วยวงจรไม่ซับซ้อน และมีข้อด้อยก็คือมีคุณสมบัตินี้ไม่ขึ้นกับความถี่ หรือทั้งยังมีความไวของเอาต์พุตต่อความไม่สมดุลทางเฟสและขนาดต่ำ



รูปที่ 1 เฟสโคแองแกรมของระบบสัญญาณหลายเฟส

2. หลักการและทฤษฎี

สมมติว่ามีระบบ n เฟสที่สมดุลมีผลต่างมุมเฟส θ ระหว่างของสัญญาณที่เฟสติดกันเป็น

$$\theta = \frac{2\pi}{n} \tag{1}$$

คั้งแสดงตามรูปที่ 1 ซึ่งสัญญาณ n เก่งตามตัวที่ติดกันนั้นสามารถจะ ถูกเขียนแสดงได้คั้งนี้

$$v_{i-1}(t) = V_p \sin(\omega t - (i-1)\theta) \tag{2}$$

$$v_i(t) = V_p \sin(\omega t - i\theta) \tag{3}$$

$$v_{i+1}(t) = V_p \sin(\omega t - (i+1)\theta) \tag{4}$$

โดยที่ ω คือ ความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต

t คือ ค่าตัวแปรเวลา

i คือ ลำดับเลขของสัญญาณอินพุต

V_p คือ ขนาดสูงสุดของสัญญาณอินพุต

ถ้าจัดวงจรที่ให้ค่าเอาต์พุต $v_o(t)$ ของวงจรมีความสัมพันธ์กับอินพุต ทั้งตามเป็นคั้งตามการค่อ ไปนี้คือ

$$v_o^2(t) = \frac{1}{\sin^2 \theta} [v_i^2(t) - v_{i+1}(t)v_{i-1}(t)] \tag{5}$$

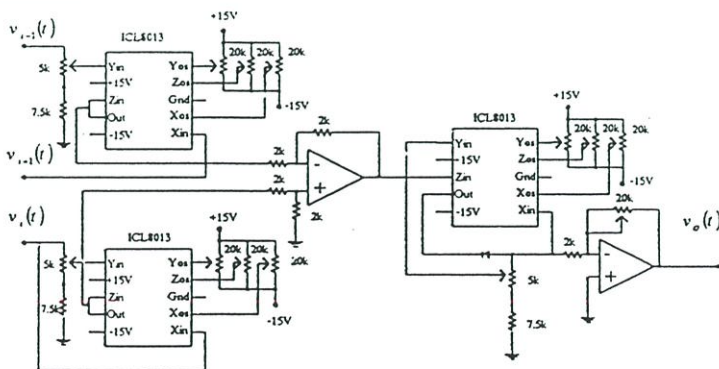
จะพบว่าเมื่อแทนค่าสมการที่ (2) (3) และ (4) ลงในสมการที่ (5) แล้วจะได้

$$v_o^2(t) = \frac{1}{\sin^2 \theta} \left[V_p^2 \sin^2(\omega t - i\theta) - V_p^2 \sin(\omega t - (i-1)\theta) \sin(\omega t - (i+1)\theta) \right] \tag{6}$$

โดยการใช้ความสัมพันธ์ทางตรีโกณ คือ

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

แทนในสมการบน และจัดเทอมจะได้



รูปที่ 3 วงจรต้นแบบของเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอ

$$v_o^2(t) = \frac{V_p^2}{\sin^2 \theta} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\theta \right) \tag{7}$$

เพราะ $\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\theta = \sin^2 \theta$ คั้งนั้นจะได้

$$v_o^2(t) = V_p^2 \tag{8}$$

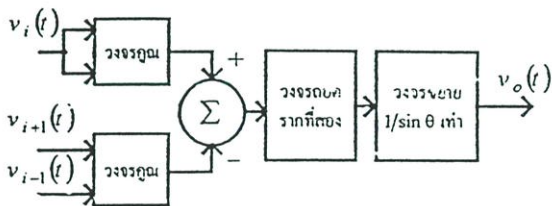
นั่นคือค่าของเอาต์พุต $v_o(t)$ จะมีค่าคงที่เท่ากับ V_p ตลอดเวลา คั้งนั้นค่าขนาดสูงสุดสามารถหาได้โดยการตรวจราคาที่สุดของความ ตัมพันธ์ตามสมการที่ (5) คั้งนี้

$$v_o(t) = \frac{1}{\sin \theta} \sqrt{v_i^2(t) - v_{i+1}(t)v_{i-1}(t)} \tag{9}$$

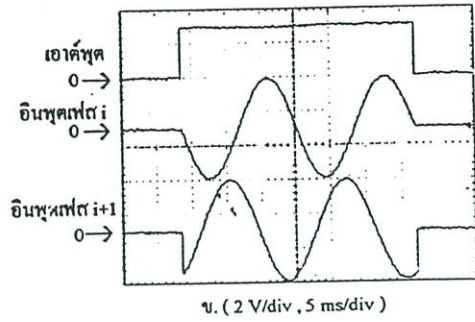
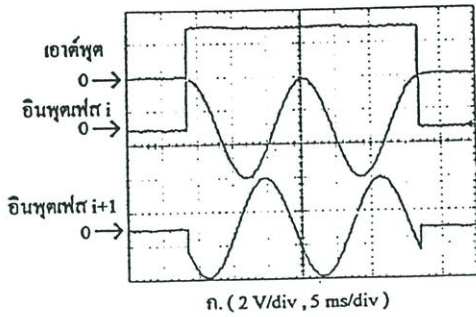
นั่นคือจะได้

$$v_o(t) = V_p \tag{10}$$

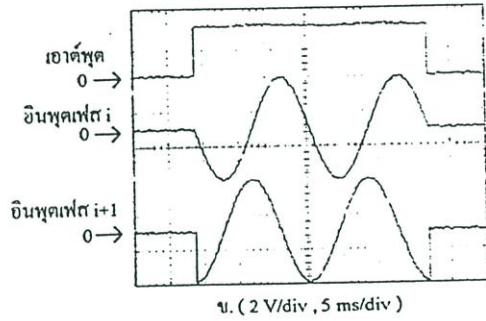
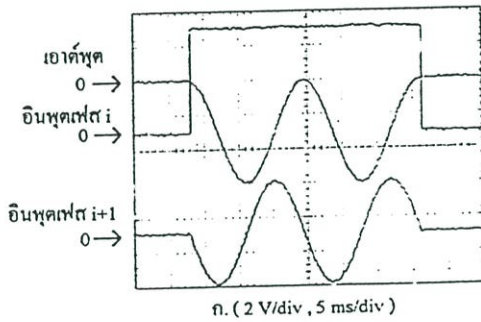
ซึ่งจะเห็นว่าค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับขนาดสูงสุดของสัญญาณ รูปไปรษณีย์ n เลข และจากสมการที่ (9) สามารถนำมาสร้างเป็นแผนผังของ เครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดได้คั้งรูปที่ 2



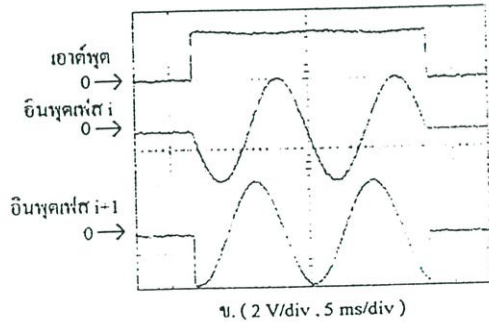
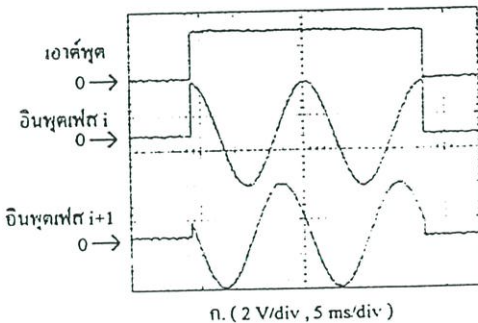
รูปที่ 2 แผนผังเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอ



รูปที่ 4 ผลตอบสนองของทรานเซียนท์ของเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอนในระบบ 3 เฟส
เมื่อตั้งสัญญาณอินพุตเฟส i มีมุมเฟสเริ่มต้น ก) 90 องศา และ ข) 180 องศา



รูปที่ 5 ผลตอบสนองของทรานเซียนท์ของเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอนในระบบ 4 เฟส
เมื่อตั้งสัญญาณอินพุตเฟส i มีมุมเฟสเริ่มต้น ก) 90 องศา และ ข) 180 องศา



รูปที่ 6 ผลตอบสนองของทรานเซียนท์ของเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอนในระบบ 5 เฟส
เมื่อตั้งสัญญาณอินพุตเฟส i มีมุมเฟสเริ่มต้น ก) 90 องศา และ ข) 180 องศา

จากแผนผังรูปที่ 2 สามารถนำมาสร้างวงจรต้นแบบของเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดได้ ซึ่งตัวอย่างของวงจรที่สร้างขึ้นมีดังรูปที่ 3 โดยมีวงจรรูปแบบอนาล็อกเบอร์ IC_L8013 ทำหน้าที่เป็นฟังก์ชันคูณ และฟังก์ชันชกกำลังสอง รวมถึงเป็นฟังก์ชันถอดรหัสดิจิตอลด้วย ส่วนออปแอมป์หัวตุ๊กท้ายทำหน้าที่เป็นวงจรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับ $\frac{1}{\sin \theta}$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1.16 ในระบบ 3 เฟส และเท่ากับ 1 ในระบบ 4 เฟส และเท่ากับ 1.05 ในระบบ 5 เฟส

ตามลำดับ จากรูปที่ 3 วงจรจะไม่มีส่วนประกอบที่เป็นอุปกรณ์รีแอกทีฟ ซึ่งเป็นสาเหตุของการหน่วงเวลา ดังนั้นเครื่องตรวจวัดที่นำเสนอนี้จึงมีการหน่วงเวลาที่สั้นมาก เมื่อเทียบกับเครื่องตรวจวัดทั่วไปที่มีการใช้วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบเดิม โดยทฤษฎีที่เป็นอุดมคติแล้ว กล่าวได้ว่าเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอนี้ให้ผลการตอบสนองได้ทันที รวมถึงมีคุณสมบัติที่ไม่ขึ้นกับความถี่ และจากรูปที่ 3 นี้จะเห็นว่าวงจรสามารถสร้างขึ้นได้ง่ายโดยง่าย อีกทั้งใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย

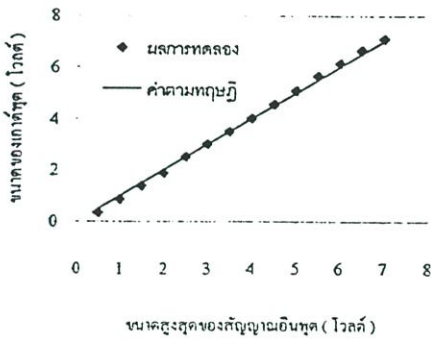
3. ผลการทดลอง

ผลการตอบสนองของทรานเซียนท์ของสัญญาณอินพุตในระบบ 3 เฟส 4 เฟส และ 5 เฟส มีแสดงดังในรูปที่ 4-6 ตามลำดับ ซึ่งรูปดังกล่าวจะแสดงค่าเอาต์พุตของเครื่องตรวจวัดที่สัญญาณอินพุตมีมุมเริ่มต้นต่างกันไป ซึ่งจะเห็นว่าเครื่องตรวจวัดตอบสนองในทันทีอย่างถูกต้อง โดยไม่ขึ้นกับมุมเฟสเริ่มต้นซึ่งค่ากับผลจากวิธีการตาม[1] ดังนั้นเห็นได้อย่างชัดเจนว่าวิธีการนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในระบบหลายเฟสได้อย่างดี

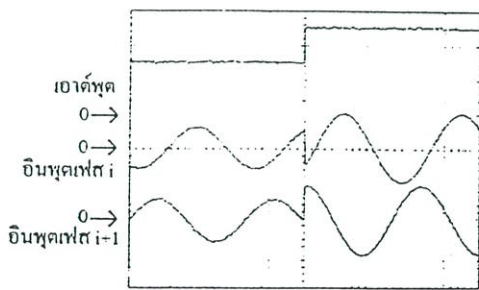
3.1 คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น

เนื่องจากระบบในทางปฏิบัติจะมีการใช้ระบบ 4 เฟส และ 5 เฟส ไม่มากนัก ดังนั้นในบทความนี้จะแสดงผลการทดลองคุณสมบัติต่างๆ ของเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดเฉพาะระบบ 3 เฟสที่มีใช้กันมากในระบบไฟฟ้าไว้เป็นตัวอย่างเท่านั้น เพื่อให้พอเหมาะกับจำนวนหน้ากระดาษที่จำกัด

ผลการทดลองความเป็นเชิงเส้นของเครื่องตรวจวัดที่นำเสนอ มีแสดงดังในรูปที่ 7 ซึ่งรูปที่ 7ก. เป็นการทดลองโดยใช้สัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 60 เฮิรตซ์ และค่าขนาดที่เปลี่ยนแปลงตั้งแต่



ก.



ข. เอาต์พุต (2 V/div, 5 ms/div)

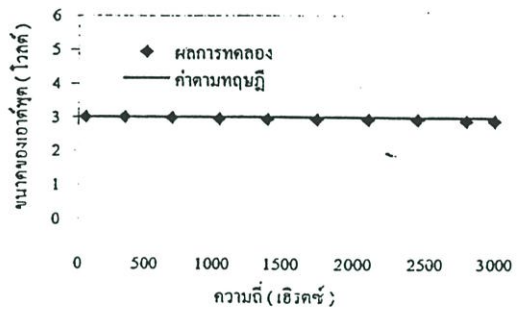
อินพุต (5 V/div, 5 ms/div)

รูปที่ 7 ก) คุณลักษณะความเป็นเชิงเส้น

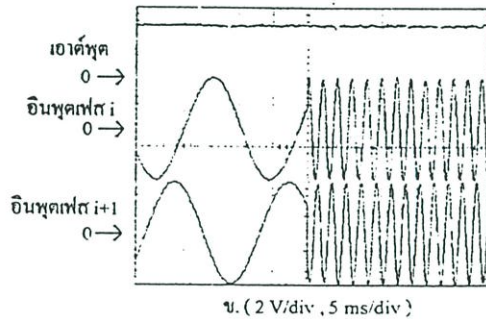
ข) ผลตอบสนองของทรานเซียนท์ของเอาต์พุต เมื่ออินพุตมีขนาดสูงสุดเปลี่ยนจาก 3 โวลต์ เป็น 5 โวลต์อย่างทันที

0.5 โวลต์ จนถึง 7 โวลต์ โดยในช่วงที่เป็นเชิงเส้นนี้ความผิดพลาดจะไม่เกิน 0.15 โวลต์ และรูปที่ 7ข. จะแสดงผลการตอบสนองของเอาต์พุต เมื่ออินพุตมีขนาดสูงสุดเปลี่ยนจาก 3 โวลต์ เป็น 5 โวลต์อย่างทันที ซึ่งจะเห็นว่าเครื่องวัดได้ค่าขนาดสูงสุดเปลี่ยนจาก 3 โวลต์ เป็น 5 โวลต์ในทันทีเช่นกัน จากผลการทดลองตามรูปที่ 7 นี้จะเห็นว่าผลที่ได้จากการทดลองจะใกล้เคียงกับค่าตามทฤษฎี ดังนั้นจึงสามารถกล่าวได้ว่าเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอนี้มีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นที่ดีมาก

3.2 ผลตอบสนองของทรานเซียนท์



ก.



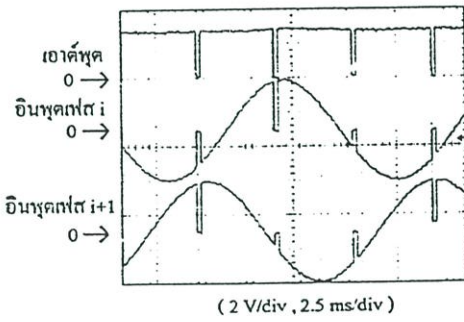
ข. (2 V/div, 5 ms/div)

รูปที่ 8 ก) คุณลักษณะทางความถี่

ข) ผลตอบสนองของทรานเซียนท์ของเอาต์พุต เมื่ออินพุตมีความถี่ เปลี่ยนจาก 60 เฮิรตซ์ เป็น 500 เฮิรตซ์อย่างทันที

เนื่องจากความถี่ของระบบไฟฟ้าไม่ได้คงที่อย่างแท้จริง เครื่องตรวจวัดขนาดตาม[1-3] ที่จำกัดสัญญาณอินพุตเพียงความถี่เดียว นั้นจึงไม่เหมาะสม ดังนั้นถ้าสามารถทำให้เครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดมีคุณลักษณะที่ไม่ขึ้นกับความถี่ได้ ก็จะสามารถนำไปใช้ประยุกต์ในงานต่างๆ ได้ด้วยความมั่นใจ โดยไม่ต้องปรับแต่งเครื่องเพิ่มเติมอีก รูปที่ 8 แสดงถึงคุณลักษณะทางความถี่ของเครื่องตรวจวัดที่นำเสนอ ซึ่งเป็นไปตามหลักการและทฤษฎีโดยผลการทดลองตามรูปที่ 8ก. แสดงถึงคุณลักษณะที่ไม่ขึ้นกับความถี่ตั้งแต่ 1 เฮิรตซ์ จนถึง 3 กิโลเฮิรตซ์ และ

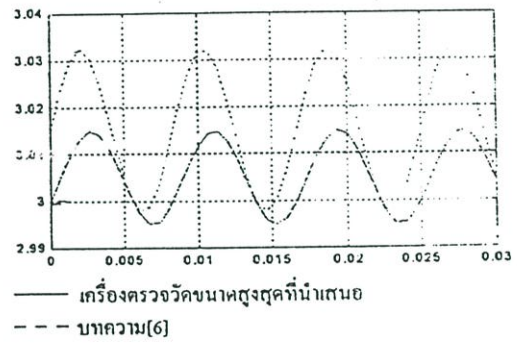
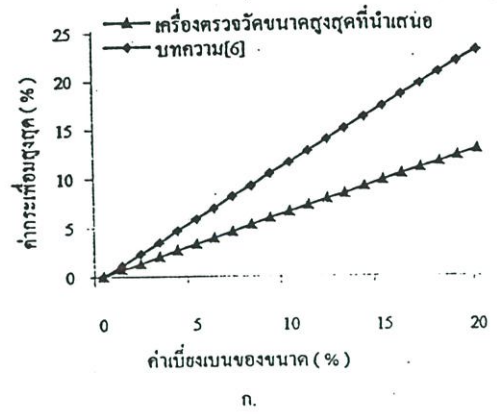
รูปที่ 8ข. แสดงผลการตอบสนองของเอาต์พุต เมื่ออินพุตมีความถี่เปลี่ยนจาก 60 เฮิร์ตซ์เป็น 500 เฮิร์ตซ์อย่างทันที ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีคุณสมบัติที่ไม่ขึ้นกับความถี่ และให้ผลการตอบสนองได้ในทันที อีกทั้งมีเอาต์พุตที่มีการกระเพื่อม (ripple) ที่ต่ำมาก นอกจากนี้เครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดยังสามารถนำไปตรวจวัดในสภาวะที่แรงดันไม่เป็นปกติ ดังตัวอย่างปรากฏการณ์ที่แรงดันตกเป็นศูนย์ในช่วงสั้นๆ ดังแสดงในรูปที่ 9 ซึ่งเอาต์พุตยังคงให้ผลตอบสนองได้ในทันที โดยไม่มีช่วงเวลาทรานเซียนท์



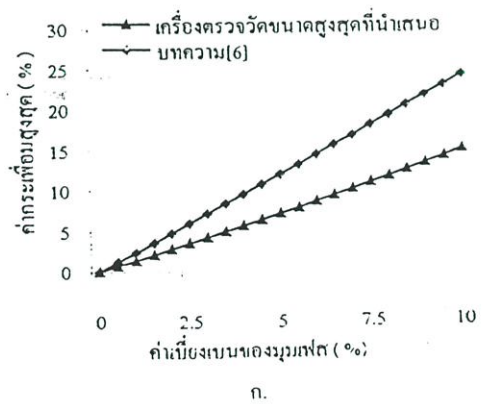
รูปที่ 9 ผลตอบสนองของทรานเซียนท์ของสัญญาณรูปไซน์ 60 เฮิร์ตซ์ที่ถูกรบกวน โดยไม่มีช่วงเวลาทรานเซียนท์กว่า 0.3 มิลลิวินาที

3.3 ผลกระทบเนื่องจากความไม่สมดุลทางขนาดและเฟส

โดยทั่วไปในระบบไฟฟ้า 3 เฟสจะเกิดความไม่สมดุลทางขนาดและมุมเฟส เนื่องจากโหลดของระบบไฟฟ้าที่ไม่สมดุล ซึ่งในรูปที่ 10 และรูปที่ 11 นี้ก็จะแสดงผลการเปลี่ยนแปลงแบบเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่สัญญาณอินพุตไม่สมดุลอยู่หนึ่งเฟสเทียบกับวิธีการตาม[6] โดยรูปที่ 10ก. เป็นผลการเปลี่ยนแปลงจากสัญญาณอินพุตความถี่ 60 เฮิร์ตซ์ที่ขนาดมีการเบี่ยงเบนตั้งแต่ 0% - 20% และรูปที่ 10ข. แสดงผลเปลี่ยนแปลงการตอบสนองของสัญญาณอินพุตที่มีขนาดเบี่ยงเบน 1% จากค่าขนาดสูงสุดปรกติ 3 โวลต์ ซึ่งจากผลการเปลี่ยนแปลงจะเห็นว่าเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอนี้จะให้เอาต์พุตที่มีการกระเพื่อมต่ำกว่าวิธีการ[6] และในรูปที่ 11ก. เป็นผลการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอินพุตที่มีขนาดเบี่ยงเบนตั้งแต่ 0% - 10% กับรูปที่ 11ข. แสดงผลเปลี่ยนแปลงการตอบสนองของสัญญาณอินพุตที่มีมุมเฟสเบี่ยงเบน 1% ซึ่งจะเห็นว่าผลการเปลี่ยนแปลงของเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอนี้จะให้เอาต์พุตที่มีการกระเพื่อมต่ำกว่าวิธีการ[6] เช่นกัน



รูปที่ 10 ก) ค่ากระเพื่อมของเอาต์พุต เมื่อขนาดของสัญญาณอินพุตไม่สมดุล
ข) ผลเปลี่ยนแปลงการตอบสนองของสัญญาณอินพุตเมื่อขนาดเบี่ยงเบน 1 เปอร์เซ็นต์



คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ขอมอบใบเกียรติบัตรนี้แด่

คุณอรุณนิภา ยาดำ

ได้รับรางวัลยอดเยี่ยมดีเด่น สาขาระบบคอมพิวเตอร์และการวัดคุม (CT)
เรื่อง "เครื่องตรวจขนาดสูงสุดแบบทันทีสำหรับสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส"
ในการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 (EECON-24)
ณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ในระหว่างวันที่ 22-23 พฤศจิกายน 2544


(ผศ.ดร.ชัยฤทธิ ชัยตรกุลทัย)

ประธานคณะกรรมการประชุมวิชาการ EECON-24


(รศ.ดร.กิติศักดิ์ กิติคาร์ณ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์



ISSN 0125-1724

วิศวกรรม

ลาดกระบัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง

LADKRABANG ENGINEERING JOURNAL

ปีที่ 18 ฉบับที่ 1

มกราคม 2544

1. การเพิ่มประสิทธิภาพบอร์ดประมวลผลสัญญาณ TMS320C3x DSP Starter Kit ชูลิทธิ ประดิษฐ์ มณฑล สิวาจินดาไกรฤกษ์ สุรพันธ์ ชิมมัน	1
2. การออกแบบตัวควบคุมทางจิง-ซูเทคโนโลยีซีพียู+ดี สำหรับกระบวนการเชิงเส้นที่อยู่ในช่วง ฮาร์ดพล ก้อนแหวก จงกล งามวิวิทย์ สธิ ผู้เจริญชัย	7
3. ระบบการเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยใช้ PLC ควบคุม บัณฑิต มงคลวรผล เชื้อ นกอยู่ กอบชัย เดชหาญ	13
4. การจำลองคุณสมบัติทางไฟฟ้าของรอยต่อพีเอ็นหนึ่งมิติโดยวิธีผลต่างสลับเนื่อง สมชาติ พนากษม สรายุทธ วิศวะแสงสุข สุรศักดิ์ เนียมเจริญ โยอิชิ ยาซุมุระ วิสุทธ์ ฐิตรุ่งเรือง	19
5. เครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีสำหรับสัญญาณรูปไซน์ระบบ 3 เฟส วรรณภา ยาค่า วิวัฒน์ กิรานนท์ จริยา เลิศจรสอร่ามดี วิภา แสงพิลลธิ์	24
6. วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบสองเอาต์พุต ประจวบ ปราวงกูร วิวัฒน์ กิรานนท์	30
7. วงจรกรองความถี่ชนิดใบควอดที่มีสามอินพุตและหนึ่งเอาต์พุต วิจิตรวิภา พัทธกิจ วิวัฒน์ กิรานนท์ จริยา เลิศจรสอร่ามดี อัจฉรวรรณ เนืองนิตย์	35
8. อุปกรณ์แปลงสัญญาณเชิงเลขหลายรูปแบบให้เป็นสัญญาณเสียงเชิงอุปมาน เอกชัย พรหมมาส กอบชัย เดชหาญ	41
9. วงจรกำเนิดสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบแฉกเต็มคลื่นโดยใช้วงจรมิกทรินกเกอร์ชนิด BICMOS ศิริวัฒน์ ลิ้มไพบุลย์ กอบชัย เดชหาญ วิษณุ กอพิศมินทร์	47
10. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านใช้แหล่งจ่ายแรงดันและกำลังงานต่ำที่จับได้โดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ มนตรี คำเงิน กอบชัย เดชหาญ	52
11. วงจรกรองความถี่แบบนอกรีตที่มีแถบความถี่ศูนย์กลางหยุดที่ 60Hz โดยใช้วงจรล็อกไดโอด มนตรี คำเงิน กอบชัย เดชหาญ	57
12. การวิเคราะห์และแนวทางปรับปรุงปัญหาทรานส์ฟิสิกของโทรศัพท์พื้นฐานพกพา วรรณฤดี เดชะสุวรรณ กอบชัย เดชหาญ	62
13. วิเคราะห์ระบบในการเชื่อมต่อ ATM Virtual เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในเครือข่ายชนิด ATM รุทธิรงค์ สันกุล กอบชัย เดชหาญ	68
14. การวิเคราะห์สมรรถนะของการเข้ารหัส FEC ในระบบ ATM ไร้สายที่ใช้การเข้าถึงแบบ CDMA ศิริกานต์ ชูเชิด สุวิพล ลิทธิชีวภาค เกียรติกร วงศ์โรจน์ภรณ์	74
15. การแบ่งกลุ่มภาพแบบมัลติซันแนลโดยใช้เทคนิค PCA-FCM สมจิต นาคี กอบชัย เดชหาญ	80
16. การทำนายอุณหภูมิของหม้อแปลงจำหน่ายเมื่อกระแสไหลคไม่เชิงเส้น อัฐวุฒิ วงศ์ใหญ่ สุลี บรรจงจิตร นิตินันท์ กฤษณจินดา บุญเลิศ สือเฉย	86
17. การประยุกต์ใช้การแปลงเวฟเลตเพื่อหาตำแหน่งฟอลต์ในสายส่ง พงษ์ศักดิ์ มากมิ่ง พุฒิชจร บุญมี สุลี บรรจงจิตร นิตินันท์ กฤษณจินดา	92
18. การวิเคราะห์คุณสมบัติแกนเหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้า ปัญญา มาลีวัตร มณฑล สิวาจินดาไกรฤกษ์ สุลี บรรจงจิตร นิตินันท์ กฤษณจินดา บุญเลิศ สือเฉย	98
19. การศึกษากระแสฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นจากเครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล และผลกระทบต่อกระแสในสายนิวตรอล สุกัญญา จรุงเกียรติ์จักร ศิริวัฒน์ ไพธเวชกุล ชุตินันท์ อู่ยายโสม อิศระ วงษ์ศิลป์ วสันต์ อู่ยายโสม	104
20. การดำเนินงานอย่างประหยัดในระบบไฟฟ้ากำลังโดยใช้วิธีการทำอุปถัมภ์เพาเวอร์ไฟลร์ พรเทพ ปัญญาแก้ว ศิริวัฒน์ ไพธเวชกุล	110
21. การวัดค่าดีเอสอาร์บางส่วนในชุดคาปาซิเตอร์แรงดันต่ำ จงรักษ์ บุญเสียง พร้อมศักดิ์ อภิรติกุล กนกพล นาคะวิวัฒน์ ศุภวุฒิ คัมภิรานนท์	116
22. เทคนิคในการหาคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการเพิ่มโมเมนต์ความเฉื่อย วรชาติ แซ่ก๊ก พิษิต ล้ายอง	122
23. การวิเคราะห์การไหลของกำลังไฟฟ้าในระบบเอช-ดีซีโดยประยุกต์ใช้วิธีนิวตัน-ราฟสันร่วมกับสมการเรซิดวล สิบพงษ์ สุวรรณภู ศิริวัฒน์ ไพธเวชกุล	128
24. การศึกษาผลกระทบของครีมนุ่มนวดที่มีต่อความเค้นดึงระหว่างทำการดึงขนาดลวดด้วยวิธีทดลอง สมชัย นรเศรษฐ์โสภณ ธนิต แต่งศรี	134

เครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีสำหรับสัญญาณรูปไซน์ ระบบ 3 เฟส

An Instantaneous Peak Detector for the Three-Phase Sinusoidal Signals

วรรณิกา ขาคำ วิวัฒน์ กิรานนท์ จริยา เลิศจรธอร่ามดี วิภา แสงพิลาสิทธิ์
ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์ระบบ 3 เฟสได้ไม่จำกัดความถี่ โดยใช้คุณลักษณะความถี่ของสัญญาณ 3 เฟส เพื่อให้ได้ผลการตอบสนองชนิดทันทีทันใดที่เวลาวัด ซึ่งวิธีการนี้มีคุณลักษณะที่ไม่ขึ้นกับความถี่และลำดับของเฟส พร้อมทั้งมีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นที่ดี มีความไวของความไม่สมดุลทางขนาดและเฟสที่ต่ำมาก ซึ่งผลการทดลองได้ผลตามทฤษฎีเป็นอย่างดี

Abstract

An instantaneous peak detector for three-phase variable frequency sinusoidal signals is proposed. This new detector fully uses the three-phase characteristic to achieve the instantaneous response, frequency and phase sequence independent characteristic. Also, the proposed detector possesses with the excellent linearity and low sensitivity to unbalanced small voltage and unbalanced phase. The experimental results agree well with the theoretical analysis.

1. บทนำ

เครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์เป็นอุปกรณ์ที่ให้เอาต์พุตเป็นแรงดันไฟตรงแปรผันตามขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ ซึ่งเป็นที่ทราบดีว่าสามารถนำไปประยุกต์ใช้อย่างกว้างขวางในระบบไฟฟ้า โดยเฉพาะอย่างยิ่งระบบไฟฟ้ากำลังที่รูปคลื่นของแรงดันและกระแสไฟฟ้าในระบบเป็นรูปไซน์ชนิด 3 เฟส โดยในระบบที่เป็นอินโวลต์มีความต้องการวัดผลตอบสนองของขนาดสูงสุด

ที่รวดเร็วเพื่อปรับปรุงการตอบสนองของทรานเซียนของระบบให้ดีขึ้น โดยช่วงเวลาของการตอบสนองของทรานเซียนของระบบเหล่านี้ควรมีความไวสูงคือมีค่าไม่เกิน 50 มิลลิวินาที แต่อย่างไรก็ตามในช่วงเวลาที่ผ่านมาก่อให้เกิดความถี่สูงสุดที่เป็นส่วนประกอบภายในระบบดังกล่าว มักนิยมสร้างขึ้นจากวงจรเรียงกระแสทำงานร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งพบว่าเครื่องตรวจวัดขนาดรูปแบบนี้มีช่วงเวลาที่จะให้ผลตอบสนองของทรานเซียนที่ช้าถึง 20 มิลลิวินาที[1]

ดังนั้นจึงทำให้การปรับของระบบอัตโนมัติต่างๆ มีความ วิกฤตอยู่ไม่น้อย อย่างไรก็ตามโดยการใช้อุปกรณ์ทาง คณิตศาสตร์ที่สามารถที่จะลดช่วงเวลาดังกล่าวนี้ได้[1-3] แต่ วิธีดังกล่าวมีข้อด้อยที่สำคัญคือสามารถใช้ได้กับสัญญาณ รูปไซน์ที่มีความถี่และเฟสเพียงค่าเดียวเท่านั้น และยังไม่ สามารถให้ผลการตอบสนองได้ในทันทีด้วย ดังนั้นจึงได้มีการ นำเสนอหลักการเกี่ยวกับเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุด ของสัญญาณรูปไซน์ระบบ 3 เฟสขึ้น M.C.Jiang และ C.T.Pan[4]ได้เสนอวิธีที่ให้ผลตอบสนองได้ในทันทีไว้ ณ ระยะแรก แต่ตามหลักการนั้นก็มีข้อด้อยคือวงจรซับซ้อน ดังนั้นทั้งสองจึงเสนอวิธีการปรับปรุงด้วยการลดจำนวน วงจรจนออกไปได้ 2 ตัว[5] แต่อย่างไรก็ตามก็ยังคงต้องปรับปรุง แล้วนี้ยังมีค่าความไวของเอาต์พุตต่อความไม่ สมดุลทางขนาดและเฟสที่ยังมีค่ามาก

บทความนี้ได้นำเสนอเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดของ สัญญาณรูปไซน์ระบบ 3 เฟสแบบใหม่ ที่สามารถให้ผลตอบ สอนงได้ทันที อีกทั้งวงจรสร้างขึ้นได้จริงด้วยวงจรที่ไม่ ซับซ้อน และมีข้อด้อยอื่นก็คือมีคุณสมบัติที่ไม่ขึ้นกับความถี่ และลำดับของเฟส พร้อมทั้งยังมีความไวของเอาต์พุตต่อ ความไม่สมดุลทางเฟสและขนาดต่ำ

2. หลักการและทฤษฎี

สมมติให้สัญญาณอินพุต 3 เฟสที่สมดุลเป็นดังนี้

$$v_a(t) = V_p \sin(\omega t) \tag{1}$$

$$v_b(t) = V_p \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{2}$$

$$v_c(t) = V_p \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \tag{3}$$

โดยที่ V_p คือ ขนาดสูงสุดของสัญญาณอินพุต
 ω คือ ความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต
 t คือ ค่าตัวแปรเวลา

ถ้าจึงวงจรที่ให้ค่าเอาต์พุต $v_o(t)$ ของวงจรมีความ สัมพันธ์กับอินพุตทั้งสามเป็นดังสมการต่อไปนี้คือ

$$v_o^2(t) = \frac{4}{3} [v_a^2(t) - v_b(t)v_c(t)] \tag{4}$$

จะพบว่าเมื่อแทนค่าสมการที่ (1) (2) และ (3) ลงใน สมการที่ (4) แล้ว จะได้ค่าเอาต์พุต $v_o(t)$ ที่คงที่เท่ากับ V_p ตลอดเวลา คือ

$$v_o^2(t) = V_p^2 \tag{5}$$

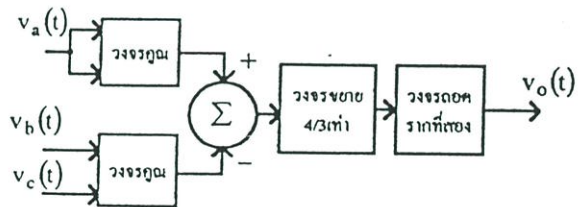
ดังนั้นค่าขนาดสูงสุดสามารถหาได้โดยการถอดรากที่สอง ของความสัมพันธ์ตามสมการที่ (4) ดังนี้

$$v_o(t) = \sqrt{\frac{4}{3} [v_a^2(t) - v_b(t)v_c(t)]} \tag{6}$$

นั่นคือจะได้

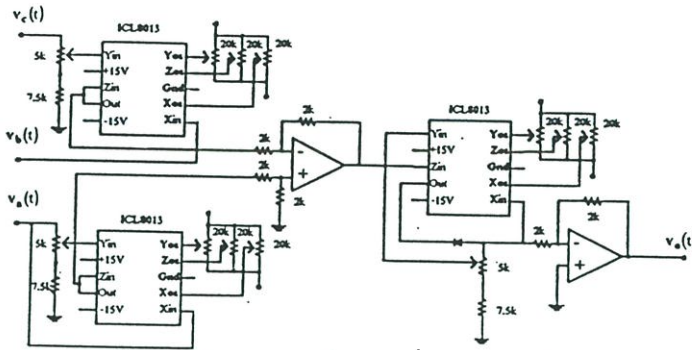
$$v_o(t) = V_p \tag{7}$$

จะเห็นว่าค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับขนาดสูงสุดของ สัญญาณรูปไซน์ระบบ 3 เฟส และจากสมการที่ (6) สามารถ นำมาสร้างเป็นแผนผังของเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดได้ดัง รูปที่ 1



รูปที่1 แผนผังเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอ

จากแผนผังรูปที่ 1 สามารถนำมาสร้างวงจรต้นแบบของ เครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดนี้ได้ดังรูปที่ 2 โดยใช้วงจรรวม แบบอนาล็อกเบอร์ ICL8013 ทำหน้าที่เป็นฟังก์ชันคูณ และ ฟังก์ชันยกกำลังสอง กับ ฟังก์ชันถอดรากที่สอง จากรูปที่2 วงจรจะไม่มีส่วนประกอบที่เป็นอุปกรณ์รีแอกทีฟ ซึ่งเป็น สาเหตุของการหน่วงเวลา ดังนั้นเครื่องตรวจวัดที่นำเสนอ นี้จึงมีการหน่วงของเวลาที่สั้นมาก เมื่อเทียบกับเครื่อง ตรวจวัดทั่วไปที่มีการใช้วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบเดิม โดยทางทฤษฎีที่เป็นอุดมคติแล้ว กล่าวได้ว่าเครื่องตรวจ วัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอนี้ให้ผลการตอบสนองได้ทันที รวมถึงมีคุณสมบัติที่ไม่ขึ้นกับความถี่ และจากรูปที่ 2 นี้



รูปที่ 2 วงจรคั่นแบบของเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอ

จะเห็นว่าวงจรสามารถสร้างขึ้นได้จริงโดยง่าย ใช้อุปกรณ์น้อย

จากทฤษฎีและหลักการที่ได้กล่าวมานี้ได้ตั้งสมมติฐานที่อยู่ภายใต้เงื่อนไขที่อินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ 3 เฟสที่สมดุล ในกรณีที่สัญญาณขาดความสมดุลไปจะสามารถวิเคราะห์กรณีที่สัญญาณไม่เป็นอุดมคติได้ ดังหัวข้อถัดไป

3. การวิเคราะห์ผลกระทบของสัญญาณ 3 เฟสที่ไม่เป็นอุดมคติ

ก. ผลกระทบเนื่องจากความไม่สมดุลของสัญญาณ 3 เฟส

ผลกระทบเนื่องจากความไม่สมดุลทางขนาดจะพิจารณาจากค่าความไวของเอาต์พุตของเครื่องตรวจวัดที่นำเสนอต่อการเปลี่ยนแปลงทางขนาดในแต่ละเฟส ซึ่งมีเมื่อแทนค่าของสัญญาณทั้ง 3 เฟสตามสมการที่ (1) (2) และ (3) โดยให้ ϕ_a , ϕ_b และ ϕ_c เท่ากับ ωt , $\omega t + \frac{2\pi}{3}$ และ $\omega t + \frac{4\pi}{3}$ ตามลำดับ ลงในสมการที่ (6) จะได้ผลเป็นดังนี้คือ

$$v_o(t) = \sqrt{\frac{4}{3} [V_a^2 \sin^2(\phi_a) - V_b \sin(\phi_b) V_c \sin(\phi_c)]} \tag{8}$$

ค่าความไวของเอาต์พุต $v_o(t)$ ต่อการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของสัญญาณแต่ละเฟส คำนวณได้ดังนี้คือ

$$S_{V_a}^{v_o(t)} = \frac{V_a}{v_o(t)} \left(\frac{\partial v_o(t)}{\partial V_a} \right) = \frac{4}{3} \left[\frac{V_a^2 \sin^2(\phi_a)}{v_o^2(t)} \right] \tag{9ก}$$

$$S_{V_b}^{v_o(t)} = \frac{V_b}{v_o(t)} \left(\frac{\partial v_o(t)}{\partial V_b} \right) = -\frac{2}{3} \left[\frac{V_b V_c \sin(\phi_b) \sin(\phi_c)}{v_o^2(t)} \right] \tag{9ข}$$

$$S_{V_c}^{v_o(t)} = \frac{V_c}{v_o(t)} \left(\frac{\partial v_o(t)}{\partial V_c} \right) = -\frac{2}{3} \left[\frac{V_b V_c \sin(\phi_b) \sin(\phi_c)}{v_o^2(t)} \right] \tag{9ค}$$

สมการที่ (9) สามารถจัดรูปแบบใหม่ได้เป็น

$$S_{V_a}^{v_o(t)} = \frac{2}{3} \left[\frac{V_a}{v_o(t)} \right]^2 [1 - \cos(2\omega t)] \tag{10ก}$$

$$S_{V_b}^{v_o(t)} = \frac{1}{6} \left[\frac{V_b V_c}{v_o^2(t)} \right] [1 + 2\cos(2\omega t)] \tag{10ข}$$

$$S_{V_c}^{v_o(t)} = \frac{1}{6} \left[\frac{V_b V_c}{v_o^2(t)} \right] [1 + 2\cos(2\omega t)] \tag{10ค}$$

จากสมการที่ (10) จะเห็นว่าผลกระทบเนื่องจากความไม่สมดุลทางขนาดจะทำให้เกิดส่วนกระเพื่อมเล็กๆที่มีความถี่เป็น 2 เท่าของอินพุต ซึ่งขอบเขตสูงสุดในทางบวกและลบของค่าความไวของเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของสัญญาณแต่ละเฟสจะมีค่าเป็นดังต่อไปนี้

$$S_{V_a}^{v_o(t)} = \begin{cases} \frac{4}{3} \left(\frac{V_a}{v_o(t)} \right)^2 & , \omega t = \frac{\pi}{2} \\ 0 & , \omega t = 0 \end{cases} \tag{11}$$

$$S_{V_b}^{v_o(t)} = \begin{cases} \frac{1}{2} \left(\frac{V_b V_c}{v_o^2(t)} \right) & , \omega t = 0 \\ -\frac{1}{6} \left(\frac{V_b V_c}{v_o^2(t)} \right) & , \omega t = \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (12)$$

$$S_{V_c}^{v_o(t)} = \begin{cases} \frac{1}{2} \left(\frac{V_b V_c}{v_o^2(t)} \right) & , \omega t = 0 \\ -\frac{1}{6} \left(\frac{V_b V_c}{v_o^2(t)} \right) & , \omega t = \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (13)$$

จะพบว่าค่าความไวตามสมการที่ (12) และ (13) จะมีค่าที่ต่ำกว่าค่าของวิธีการตามบทความ[5] ดังนั้นกล่าวได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของขนาดที่เกิดกับสัญญาณอินพุตนี้จะส่งผลกระทบต่อเครื่องตรวจวัดขนาดที่นำเสนอมีน้อยกว่าของวิธีเก่า และผลกระทบจากความไม่สมดุลทางเฟสสามารถพิจารณาได้จากค่าความไวของเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงค่ามุมเฟสของสัญญาณในแต่ละเฟส ได้ดังนี้

$$S_{\phi_a}^{v_o(t)} = \frac{\phi_a}{v_o(t)} \left(\frac{\partial v_o(t)}{\partial \phi_a} \right) \quad (14ก)$$

$$S_{\phi_b}^{v_o(t)} = \frac{\phi_b}{v_o(t)} \left(\frac{\partial v_o(t)}{\partial \phi_b} \right) \quad (14ข)$$

$$S_{\phi_c}^{v_o(t)} = \frac{\phi_c}{v_o(t)} \left(\frac{\partial v_o(t)}{\partial \phi_c} \right) \quad (14ค)$$

เมื่อแทน $v_o(t)$ ตามสมการที่(8)ลงในสมการที่(14) จะได้

$$S_{\phi_a}^{v_o(t)} = \frac{2}{3} \phi_a \sin(2\omega t) \quad (15ก)$$

$$S_{\phi_b}^{v_o(t)} = -\frac{1}{3} \phi_b \left[\sin(2\omega t) + \frac{\sqrt{3}}{2} \right] \quad (15ข)$$

$$S_{\phi_c}^{v_o(t)} = -\frac{1}{3} \phi_c \left[\sin(2\omega t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \right] \quad (15ค)$$

จะเห็นได้ว่าความไวของเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงของมุมเฟสจะมีค่าที่น้อย ดังนั้นผลกระทบที่เกิดขึ้นจากความไม่สมดุลของมุมเฟสจึงแทบไม่เป็นปัญหาในทางปฏิบัติ

ข. ผลกระทบเนื่องจากลำดับเฟส

ถ้าสัญญาณอินพุตทั้ง 3 เฟส มีลำดับเฟสที่ตรงกันข้ามกับค่าที่แสดงไว้ตามสมการที่ (1) (2) และ (3) กล่าวคือ

$$v_a(t) = V_p \sin(\omega t) \quad (16)$$

$$v_b(t) = V_p \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (17)$$

$$v_c(t) = V_p \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (18)$$

เมื่อแทนสมการที่ (16) (17) และ (18) ลงในสมการที่ (6) จะได้

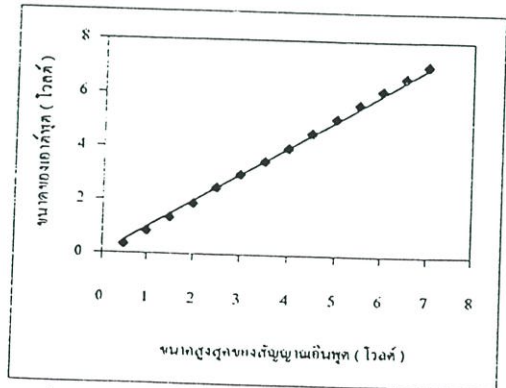
$$v_o(t) = \sqrt{\frac{4}{3} \left\{ V_p^2 \left[\sin^2(\omega t) - \frac{1}{4} \sin^2(\omega t) + \frac{3}{4} \cos^2(\omega t) \right] \right\}} \quad (19)$$

$$v_o(t) = V_p$$

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอ นี้มีคุณสมบัติที่ไม่ขึ้นอยู่กับลำดับเฟสของสัญญาณอินพุต

4. ผลการทดลอง

ก. คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น



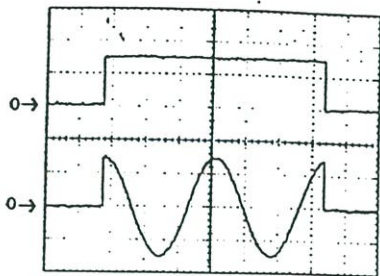
รูปที่ 3 คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นของเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอ

ผลการทดลองและค่าความทฤษฎีของเครื่องตรวจวัดที่นำเสนอมีแสดงดังในรูปที่ 3 ซึ่งการทดลองใช้สัญญาณอินพุต

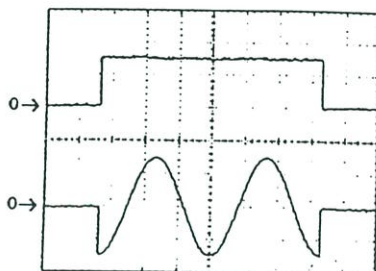
ที่เป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 60 เฮิรตซ์ และค่าขนาดที่เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 0.1 โวลต์ จนถึง 7 โวลต์ โดยในช่วงที่เป็นเชิงเส้นนี้ความผิดพลาดจะไม่เกิน 0.15 โวลต์ และจากผลการทดลองตามรูปที่ 3 นี้จะเห็นได้ว่าผลที่ได้จากการทดลองจะใกล้เคียงกับค่าตามทฤษฎี ซึ่งจะเห็นว่าเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอนี้จะมีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นที่ดีมาก

ข. ผลการตอบสนองทรานเซียน

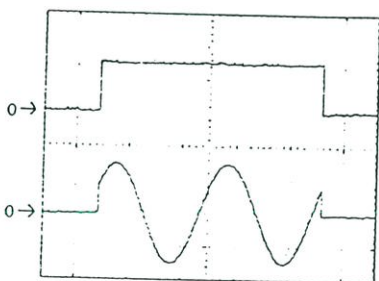
ผลการตอบสนองทรานเซียนของสัญญาณอินพุตที่มุมเริ่มต้นต่าง ๆ กัน คือ 45 องศา 90 องศา 180 องศา และ 270 องศา มีแสดงดังในรูปที่ 4 ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่าเครื่องตรวจวัดตอบสนองในทันทีไม่ขึ้นกับมุมเริ่มต้นต่างกับ[1] รูปที่ 5 แสดงตัวอย่างปรากฏการณ์ที่แรงดันคมีแอมพลิฟูดเป็นศูนย์ในช่วงสั้นๆ และผลการตอบสนองของวงจรที่สามารถตอบสนองได้ในทันทีโดยไม่มีช่วงเวลาทรานเซียน แสดงถึงความสามารถในการตรวจวัดในสภาวะที่แรงดันไม่เป็นปกติได้อย่างดี



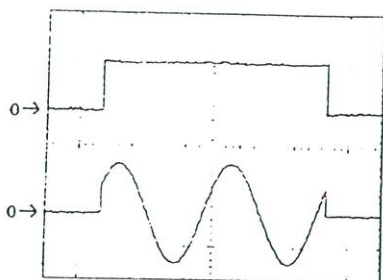
ก. (2 V/div , 5 ms/div)



ง. (2 V/div , 5 ms/div)

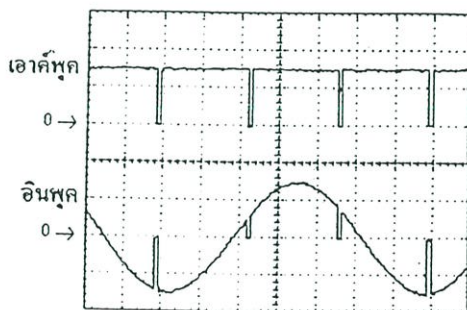


ก. (2 V/div , 5 ms/div)



ข. (2 V/div , 5 ms/div)

รูปที่ 4 ผลตอบสนองทรานเซียนของเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดที่นำเสนอ โดยสัญญาณในเส้นล่างและเส้นบนเป็นสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตตามลำดับ เมื่อสัญญาณอินพุตมีมุมเริ่มต้นต่างกัน ก) 45 องศา ข) 90 องศา ค) 180 องศา ง) 270 องศา



(2 V/div , 2.5 ms/div)

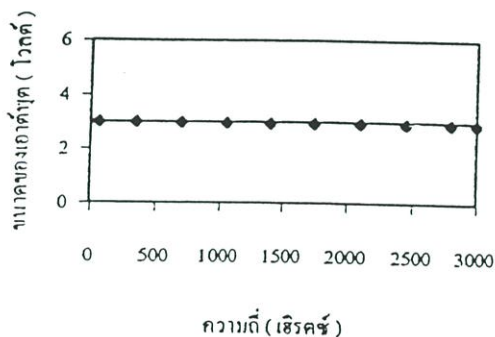
รูปที่ 5 ผลตอบสนองทรานเซียนของสัญญาณรูปไซน์ 60 เฮิรตซ์ ที่ถูกชอป โดยช่วงเวลาที่แอมพลิฟูดเป็นศูนย์เท่ากับ 0.3 มิลลิวินาที

ค. คุณสมบัติเกี่ยวกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

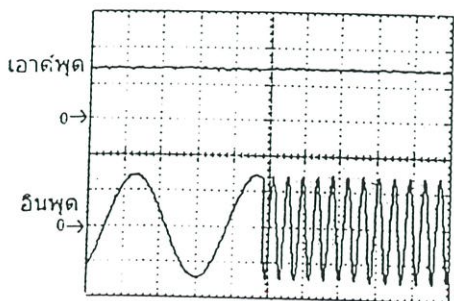
เนื่องจากความถี่ของระบบไฟฟ้าไม่ได้คงที่อย่างแท้จริงเครื่องตรวจวัดขนาดตาม[1-3] ที่จำกัดสัญญาณอินพุต

เพียงความถี่เดียวมันจึงไม่เหมาะสมและมีความผิดพลาดมาก แม้ว่าในระบบไฟฟ้ากำลังขนาดใหญ่จะมีความถี่เปลี่ยนแปลงไม่เกิน 0.5 เฮิรตซ์ แต่ก็ทำให้เครื่องตรวจวัดขนาดคนหลักการ[1] มีความผิดพลาด 5.5 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นถ้าสามารถทำให้เครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดมีคุณลักษณะที่ไม่ขึ้นกับความถี่ได้ก็จะสามารถนำไปใช้ประยุกต์ในงานต่างๆ ได้ด้วยความมั่นใจ โดยไม่ต้องปรับแต่งเครื่องเพิ่มเติมอีก

รูปที่ 6 แสดงถึงคุณลักษณะทางความถี่ของเครื่องตรวจวัดที่นำเสนอ ซึ่งเป็นไปตามหลักการและทฤษฎีโดยผลการทดลองคนรูปที่ 6ก. แสดงถึงคุณลักษณะที่ไม่ขึ้นกับความถี่ตั้งแต่ 1 เฮิรตซ์จนถึง 3 กิโลเฮิรตซ์ และรูปที่ 6ข. แสดงผลการตอบสนองของเอาต์พุตเมื่ออินพุตมีความถี่เปลี่ยนจาก 60 เฮิรตซ์ เป็น 500 เฮิรตซ์อย่างทันที ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีคุณลักษณะที่ไม่ขึ้นกับความถี่ และให้ผลการตอบสนองได้ในทันที อีกทั้งมีเอาต์พุตที่มีการกระเพื่อม(ripple) ที่ต่ำมาก



ก.



ข. (2 V/div , 5 ms/div)

รูปที่ 6 ก) คุณลักษณะทางความถี่
 ข) ผลตอบสนองของทรานเซียนของเอาต์พุต เมื่ออินพุตมีความถี่เปลี่ยนจาก 60 เฮิรตซ์ เป็น 500 เฮิรตซ์อย่างทันที

5. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ระบบ 3 เฟสแบบใหม่ ที่สามารถสร้างขึ้นได้ง่ายด้วยวงจรที่ไม่ซับซ้อน และจากการวิเคราะห์ผลกระทบของความไม่สมดุลของสัญญาณ 3 เฟส จะพบว่าค่าความไวของเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงค่าขนาดและเฟสต่ำ รวมถึงมีคุณสมบัติของวงจรที่ไม่ขึ้นกับลำดับเฟสของสัญญาณอินพุต ซึ่งจากผลการทดลองวงจรต้นแบบแสดงให้เห็นว่าวงจรทำงานได้ผลดีตามหลักการ คือ มีความเป็นเชิงเส้นที่คิดสามารถตรวจวัดให้ผลตอบสนองได้ทันทีทันใด ไม่ขึ้นกับมุมเริ่มต้นและความถี่ของอินพุต อีกทั้งใช้ตรวจวัดในสภาวะที่แรงดันไม่ปกติได้ ดังนั้นวงจรนี้จึงสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้อย่างกว้างขวางในระบบตรวจสอบของระบบไฟฟ้าเป็นต้นว่านำไปใช้ในระบบอัตโนมัติเพื่อปรับปรุงการตอบสนองของทรานเซียนของระบบให้ดีขึ้นดังนี้ เป็นต้น

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] H.L. Jou, H.Y. Chu and C.H. Huang, "Transient response of a peak voltage detector for sinusoidal signals," IEEE Trans. Ind. Electron., vol.39, pp.74-79, Feb. 1992
- [2] C.A. Karybakas and G.A. Micholitsis, "Fast amplitude detection for constant period sinusoidal signals," Int. J. Electron., vol.49, pp.67-72, 1980
- [3] H.L. Jou, H.Y. Chu, C.L. Huang and C.H. Chen, "A shortest data window algorithm for detecting the peak value of sinusoidal signals," IEEE Trans. Ind. Electron., vol.37, pp. 424-425, Oct. 1990
- [4] M.C. Jiang and C.T. Pan, "An instantaneous amplitude detector for variable frequency three-phase sinusoidal signals," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol.43, pp. 93-98, Feb. 1994
- [5] M.C. Jiang and C.T. Pan, "Fast peak detector for variable frequency three-phase sinusoidal signals," IEEE Proc. Circuits Devices Syst., vol.141, pp. 151-156, June 1994

intersil

**OBSOLETE PRODUCT
FOR A POSSIBLE SUBSTITUTE PRODUCT**
ccntact our Technical Support Center at
1-888-INTERSIL or www.intersil.com/tsc

ICL8013

November 2000 File Number 2863.5

1MHz, Four Quadrant Analog Multiplier

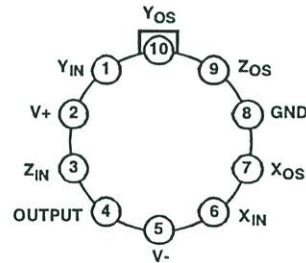
The ICL8013 is a four quadrant analog multiplier whose output is proportional to the algebraic product of two input signals. Feedback around an internal op amp provides level shifting and can be used to generate division and square root functions. A simple arrangement of potentiometers may be used to trim gain accuracy, offset voltage and feedthrough performance. The high accuracy, wide bandwidth, and increased versatility of the ICL8013 make it ideal for all multiplier applications in control and instrumentation systems. Applications include RMS measuring equipment, frequency doublers, balanced modulators and demodulators, function generators, and voltage controlled amplifiers.

Features

- Accuracy $\pm 1\%$ ("B" Version)
- Input Voltage Range $\pm 10V$
- Bandwidth 1MHz
- Uses Standard $\pm 15V$ Supplies
- Built-In Op Amp Provides Level Shifting, Division and Square Root Functions

Pinout

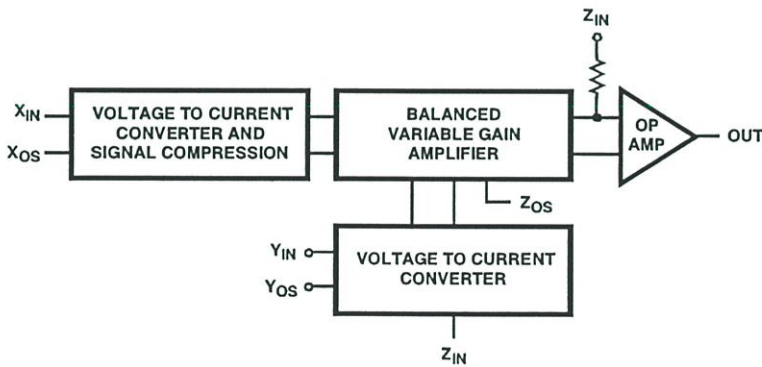
**ICL8013
(METAL CAN)
TOP VIEW**



Part Number Information

PART NUMBER	MULTIPLICATION ERROR (MAX)	TEMP. RANGE (°C)	PKG	PKG. NO.
ICL8013BCTX	$\pm 1\%$	0 to 70	10 Pin Metal Can	T10.B
ICL8013CCTX	$\pm 2\%$	0 to 70	10 Pin Metal Can	T10.B

Functional Diagram



ICL8013

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage ± 18
 Input Voltages (X_{IN} , Y_{IN} , Z_{IN} , X_{OS} , Y_{OS} , Z_{OS}) V_{SUPPLY}

Operating Conditions

Temperature Range
 ICL8013XC 0°C to 70°C

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 1) θ_{JA} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) θ_{JC} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
 Metal Can Package 160 75
 Maximum Junction Temperature (Metal Can Package) 175°C
 Maximum Storage Temperature Range -65°C to 150°C
 Maximum Lead Temperature (Soldering 10s) 300°C

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

- θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

Electrical Specifications $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{SUPPLY} = \pm 15\text{V}$, Gain and Offset Potentiometers Externally Trimmed, Unless Otherwise Specified

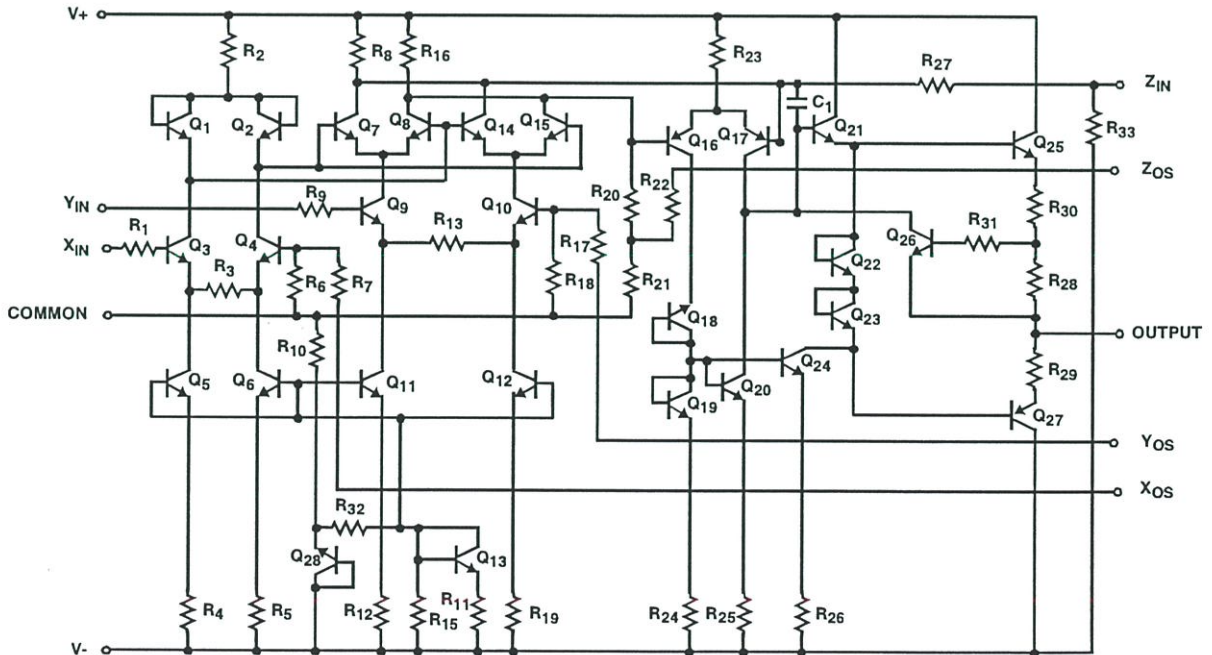
PARAMETER	TEST CONDITIONS	ICL8013B			ICL8013C			UNITS	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
Multiplier Function		-	$\frac{XY}{10}$	-	-	$\frac{XY}{10}$	-		
Multiplication Error	$-10 < X < 10$ $-10 < Y < 10$	-	-	1.0	-	-	2.0	% Full Scale	
Divider Function		-	$\frac{10Z}{X}$	-	-	$\frac{10Z}{X}$	-		
Division Error	$X = -10$	-	0.3	-	-	0.3	-	% Full Scale	
	$X = -1$	-	1.5	-	-	1.5	-	% Full Scale	
Feedthrough	$X = 0, Y = \pm 10\text{V}$	-	-	100	-	-	200	mV	
	$Y = 0, X = \pm 10\text{V}$	-	-	100	-	-	150	mV	
Non-Linearity	$X = 20V_{P-P}$ $Y = \pm 10V_{DC}$	X Input	-	± 0.5	-	-	± 0.8	-	%
		Y Input	-	± 0.2	-	-	± 0.3	-	%
Frequency Response Small Signal Bandwidth (-3dB)		-	1.0	-	-	1.0	-	MHz	
Full Power Bandwidth		-	750	-	-	750	-	kHz	
Slew Rate		-	45	-	-	45	-	V/ μs	
1% Amplitude Error		-	75	-	-	75	-	kHz	
1% Vector Error (0.5° Phase Shift)		-	5	-	-	5	-	kHz	
Settling Time (to $\pm 2\%$ of Final Value)	$V_{IN} = \pm 10\text{V}$	-	1	-	-	1	-	μs	
Overload Recovery (to $\pm 2\%$ of Final Value)	$V_{IN} = \pm 10\text{V}$	-	1	-	-	1	-	μs	
Output Noise	5Hz to 10kHz	-	0.6	-	-	0.6	-	mV _{RMS}	
	5Hz to 5MHz	-	3	-	-	3	-	mV _{RMS}	
Input Resistance	$V_{IN} = 0\text{V}$	X Input	-	10	-	-	10	-	M Ω
		Y Input	-	6	-	-	6	-	M Ω
		Z Input	-	36	-	-	36	-	k Ω
Input Bias Current	$V_{IN} = 0\text{V}$	X or Y Input	-	-	7.5	-	-	10	μA
		Z Input	-	25	-	-	25	-	μA

ICL8013

Electrical Specifications $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{\text{SUPPLY}} = \pm 15\text{V}$, Gain and Offset Potentiometers Externally Trimmed, Unless Otherwise Specified (Continued)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	ICL8013B			ICL8013C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Power Supply Variation								
Multiplication Error		-	0.2	-	-	0.2	-	%/%
Output Offset		-	-	75	-	-	100	mV/V
Scale Factor		-	0.1	-	-	0.1	-	%/%
Quiescent Current		-	3.5	6.0	-	3.5	6.0	mA
THE FOLLOWING SPECIFICATIONS APPLY OVER THE OPERATING TEMPERATURE RANGES								
Multiplication Error	$-10\text{V} < X_{\text{IN}} < 10\text{V}$, $-10\text{V} < Y_{\text{IN}} < 10\text{V}$	-	2	-	-	3	-	% Full Scale
Average Temp. Coefficients								
Accuracy		-	0.06	-	-	0.06	-	%/°C
Output Offset		-	0.2	-	-	0.2	-	mV/°C
Scale Factor		-	0.04	-	-	0.04	-	%/°C
Input Bias Current	$V_{\text{IN}} = 0\text{V}$							
X or Y Input		-	-	5	-	-	10	μA
Z Input		-	-	25	-	-	35	μA
Input Voltage (X, Y, or Z)		-	-	± 10	-	-	± 10	V
Output Voltage Swing	$R_L \geq 2\text{k}\Omega$ $C_L < 1000\text{pF}$	-	± 10	-	-	± 10	-	V

Schematic Diagram



ICL8013

Application Information

Detailed Circuit Description

The fundamental element of the ICL8013 multiplier is the bipolar differential amplifier of Figure 1.

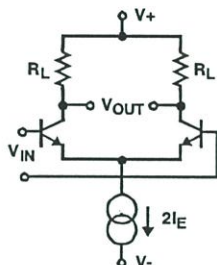


FIGURE 1. DIFFERENTIAL AMPLIFIER

The small signal differential voltage gain of this circuit is given by:

$$A_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_L}{r_E}$$

$$\text{Substituting } r_E = \frac{1}{g_M} = \frac{kT}{qI_E}$$

$$V_{OUT} = V_{IN} \left(\frac{R_L}{r_E} \right) = V_{IN} \times \frac{qI_E R_L}{kT}$$

The output voltage is thus proportional to the product of the input voltage V_{IN} and the emitter current I_E . In the simple transconductance multiplier of Figure 2, a current source comprising Q_3 , D_1 , and R_Y is used. If V_Y is large compared with the drop across D_1 , then

$$I_D \approx \frac{V_Y}{R_Y} = 2I_E \text{ and}$$

$$V_{OUT} = \frac{qR_L}{kTR_Y} (V_X \times V_Y)$$

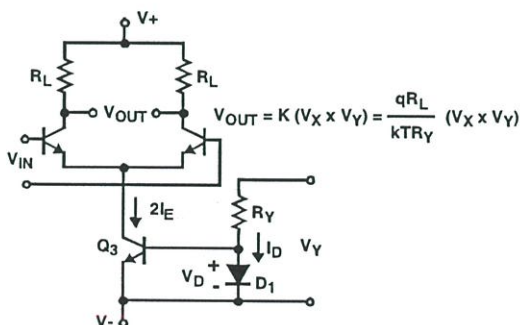


FIGURE 2. TRANSCONDUCTANCE MULTIPLIER

There are several difficulties with this simple modulator:

1. V_Y must be positive and greater than V_D .
2. Some portion of the signal at V_X will appear at the output unless $I_E = 0$.
3. V_X must be a small signal for the differential pair to be linear.
4. The output voltage is not centered around ground.

The first problem relates to the method of converting the V_Y voltage to a current to vary the gain of the V_X differential pair. A better method, Figure 3, uses another differential pair but with considerable emitter degeneration. In this circuit the differential input voltage appears across the common emitter resistor, producing a current which adds or subtracts from the quiescent current in either collector. This type of voltage to current converter handles signals from 0V to $\pm 10V$ with excellent linearity.

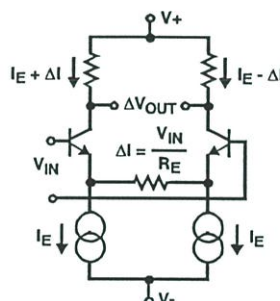


FIGURE 3. VOLTAGE TO CURRENT CONVERTER

The second problem is called feedthrough; i.e., the product of zero and some finite input signal does not produce zero output voltage. The circuit whose operation is illustrated by Figures 4A, 4B, and 4C overcomes this problem and forms the heart of many multiplier circuits in use today.

This circuit is basically two matched differential pairs with cross coupled collectors. Consider the case shown in Figure 4A of exactly equal current sources biasing the two pairs. With a small positive signal at V_{IN} , the collector current of Q_1 and Q_4 will increase but the collector currents of Q_2 and Q_3 will decrease by the same amount. Since the collectors are cross coupled the current through the load resistors remains unchanged and independent of the V_{IN} input voltage.

In Figure 4B, notice that with $V_{IN} = 0$ any variation in the ratio of biasing current sources will produce a common mode voltage across the load resistors. The differential output voltage will remain zero. In Figure 4C we apply a differential input voltage with unbalanced current sources. If I_{E1} is twice I_{E2} the gain of differential pair Q_1 and Q_2 is twice the gain of pair Q_3 and Q_4 . Therefore, the change in cross coupled collector currents will be unequal and a differential output voltage will result. By replacing the separate biasing current sources with the voltage to current converter of Figure 3 we have a balanced multiplier circuit capable of four quadrant operation (Figure 5).

ICL8013

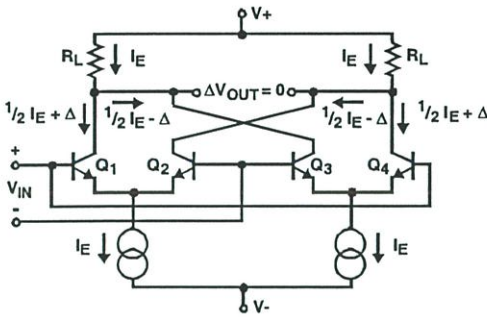


FIGURE 4A. INPUT SIGNAL WITH BALANCED CURRENT SOURCES $\Delta V_{OUT} = 0V$

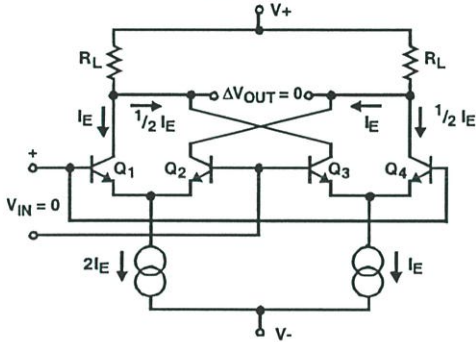


FIGURE 4B. NO INPUT SIGNAL WITH UNBALANCED CURRENT SOURCES $\Delta V_{OUT} = 0V$

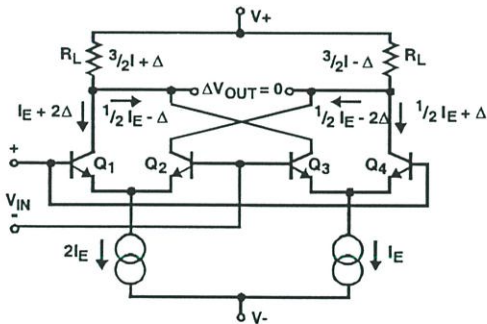


FIGURE 4C. INPUT SIGNAL WITH UNBALANCED CURRENT SOURCES, DIFFERENTIAL OUTPUT VOLTAGE

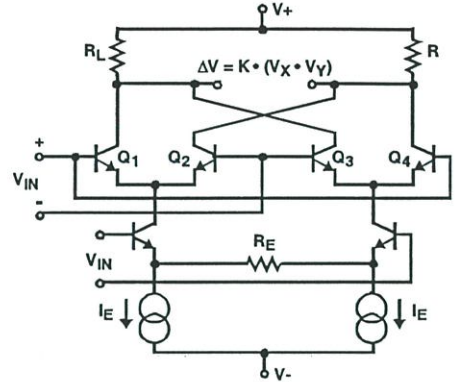


FIGURE 5. TYPICAL FOUR QUADRANT MULTIPLIER-MODULATOR

Figure 2 showed a current source formed by relying on the matching characteristics of a diode and the emitter base junction of a transistor. Extension of this idea to a differential circuit is shown in Figure 6A. In a differential pair, the input voltage splits the biasing current in a logarithmic ratio. (The usual assumption of linearity is useful only for small signals.) Since the input to the differential pair in Figure 6A is the difference in voltage across two diodes, which in turn is proportional to the log of the ratio of drive currents, it follows that the ratio of diode currents and the ratio of collector currents are linearly related and independent of amplitude. If we combine this circuit with the voltage to current converter of Figure 3, we have Figure 6B. The output of the differential amplifier is now proportional to the input voltage over a large dynamic range, thereby improving linearity while minimizing drift and noise factors.

The complete schematic is shown after the Electrical Specifications Table. The differential pair Q₃ and Q₄ form a voltage to current converter whose output is compressed in collector diodes Q₁ and Q₂. These diodes drive the balanced cross-coupled differential amplifier Q₇/Q₈ Q₁₄/Q₁₅. The gain of these amplifiers is modulated by the voltage to current converter Q₉ and Q₁₀. Transistors Q₅, Q₆, Q₁₁, and Q₁₂ are constant current sources which bias the voltage to current converter. The output amplifier comprises transistors Q₁₆ through Q₂₇.

This circuit of Figure 5 still has the problem that the input voltage V_{IN} must be small to keep the differential amplifier in the linear region. To be able to handle large signals, we need an amplitude compression circuit.

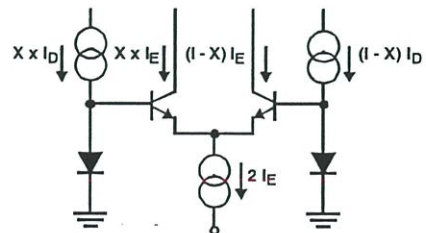


FIGURE 6A. CURRENT GAIN CELL

ICL8013

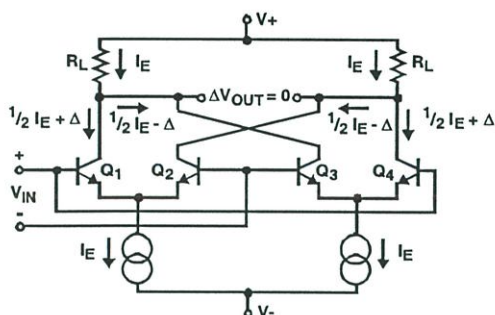


FIGURE 4A. INPUT SIGNAL WITH BALANCED CURRENT SOURCES $\Delta V_{OUT} = 0V$

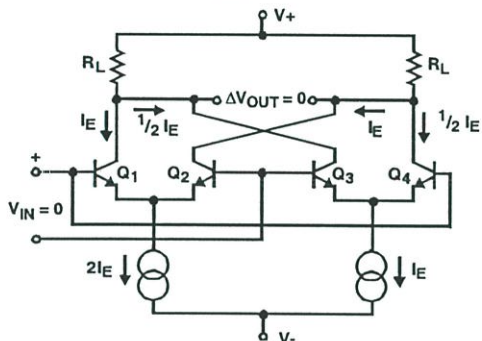


FIGURE 4B. NO INPUT SIGNAL WITH UNBALANCED CURRENT SOURCES $\Delta V_{OUT} = 0V$

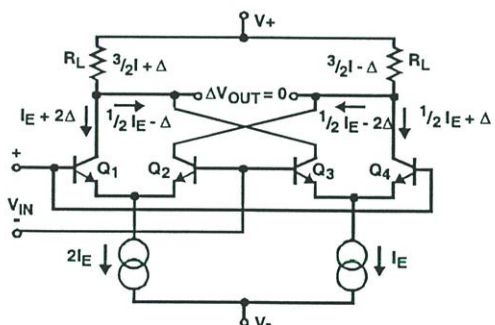


FIGURE 4C. INPUT SIGNAL WITH UNBALANCED CURRENT SOURCES, DIFFERENTIAL OUTPUT VOLTAGE

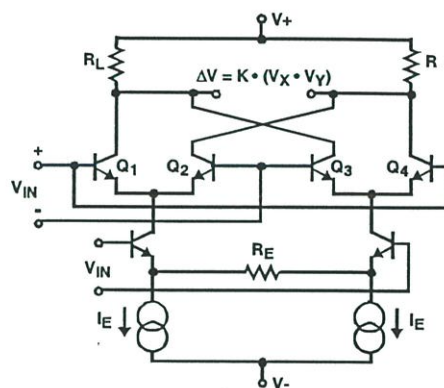


FIGURE 5. TYPICAL FOUR QUADRANT MULTIPLIER-MODULATOR

Figure 2 showed a current source formed by relying on the matching characteristics of a diode and the emitter base junction of a transistor. Extension of this idea to a differential circuit is shown in Figure 6A. In a differential pair, the input voltage splits the biasing current in a logarithmic ratio. (The usual assumption of linearity is useful only for small signals.) Since the input to the differential pair in Figure 6A is the difference in voltage across the two diodes, which in turn is proportional to the log of the ratio of drive currents, it follows that the ratio of diode currents and the ratio of collector currents are linearly related and independent of amplitude. If we combine this circuit with the voltage to current converter of Figure 3, we have Figure 6B. The output of the differential amplifier is now proportional to the input voltage over a large dynamic range, thereby improving linearity while minimizing drift and noise factors.

The complete schematic is shown after the Electrical Specifications Table. The differential pair Q₃ and Q₄ form a voltage to current converter whose output is compressed in collector diodes Q₁ and Q₂. These diodes drive the balanced cross-coupled differential amplifier Q₇/Q₈ Q₁₄/Q₁₅. The gain of these amplifiers is modulated by the voltage to current converter Q₉ and Q₁₀. Transistors Q₅, Q₆, Q₁₁, and Q₁₂ are constant current sources which bias the voltage to current converter. The output amplifier comprises transistors Q₁₆ through Q₂₇.

This circuit of Figure 5 still has the problem that the input voltage V_{IN} must be small to keep the differential amplifier in the linear region. To be able to handle large signals, we need an amplitude compression circuit.

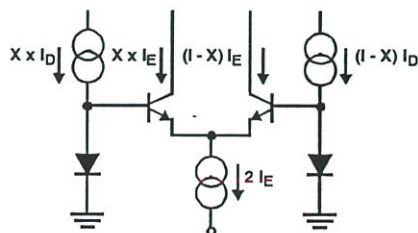


FIGURE 6A. CURRENT GAIN CELL

ICL8013

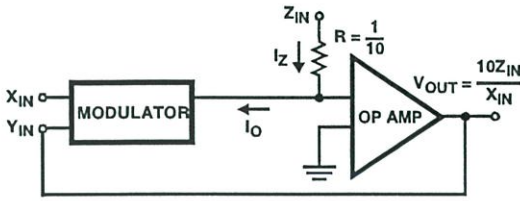


FIGURE 8A. DIVISION BLOCK DIAGRAM

The output of the modulator is again forced to equal the current produced by the Z input.

$$I_O = X_{IN} \times Y_{IN} = (-V_{OUT})^2 = 10Z_{IN}$$

$$V_{OUT} = -\sqrt{10Z_{IN}}$$

The output is a negative voltage which maintains overall negative feedback. A diode in series with the op amp output prevents the latchup that would otherwise occur for negative input voltages.

SQUARE ROOT TRIMMING PROCEDURE

1. Connect the ICL8013 in the Divider configuration.
2. Adjust Z_{OS}, Y_{OS}, X_{OS}, and Gain using Steps 1 through 6 of Divider Trimming Procedure.
3. Convert to the Square Root configuration by connecting X_{IN} to the output and inserting a diode between Pin 4 and the output node.
4. With Z_{IN} = 0V adjust Z_{OS} for zero output voltage.

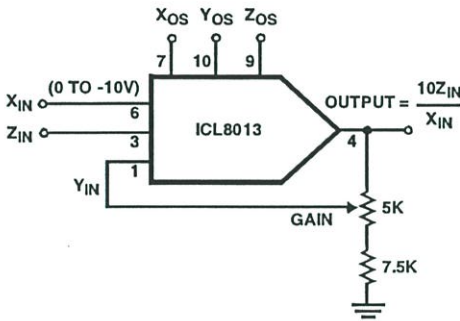


FIGURE 8B. DIVISION CIRCUIT CONNECTION

Squaring

The squaring function is achieved by simply multiplying with the two inputs tied together. The squaring circuit may also be used as the basis for a frequency doubler since $\cos^2 \omega t = \frac{1}{2}(\cos 2\omega t + 1)$.

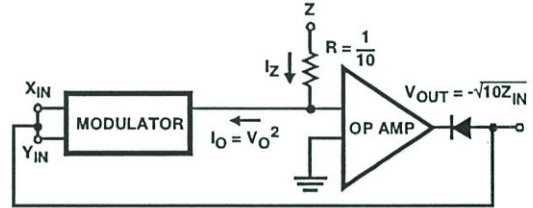


FIGURE 10A. SQUARE ROOT BLOCK DIAGRAM

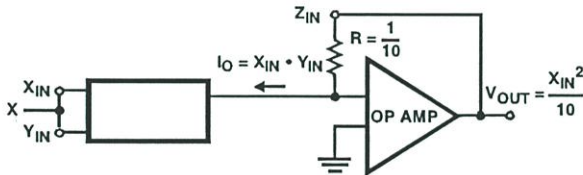


FIGURE 9A. SQUARER BLOCK DIAGRAM

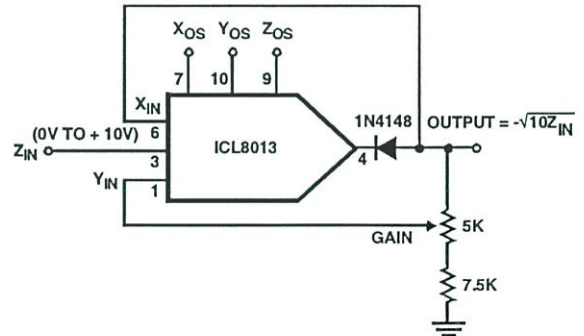


FIGURE 10B. ACTUAL CIRCUIT CONNECTION

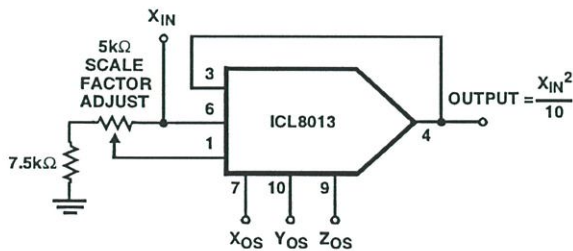


FIGURE 9B. SQUARER CIRCUIT CONNECTION

Square Root

Tying the X and Y inputs together and using overall feedback from the op amp results in the square root function.

Variable Gain Amplifier

Most applications for the ICL8013 are straight forward variations of the simple arithmetic functions described above. Although the circuit description frequently disguises the fact, it has already been shown that the frequency doubler is nothing more than a squaring circuit. Similarly the variable gain amplifier is nothing more than a multiplier, with the input signal applied at the X input and the control voltage applied at the Y input.

ICL8013

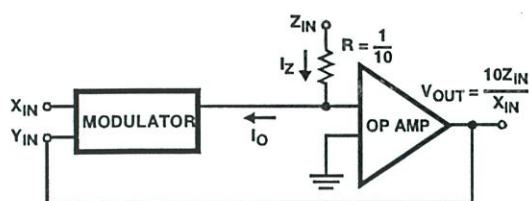


FIGURE 8A. DIVISION BLOCK DIAGRAM

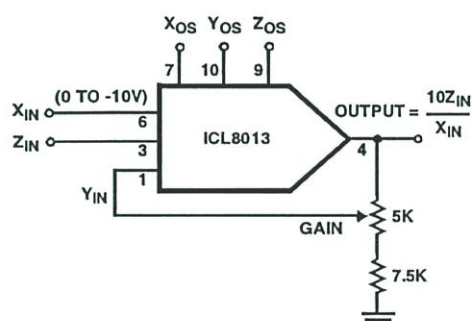


FIGURE 8B. DIVISION CIRCUIT CONNECTION

Squaring

The squaring function is achieved by simply multiplying with the two inputs tied together. The squaring circuit may also be used as the basis for a frequency doubler since $\cos^2 \omega t = 1/2 (\cos 2\omega t + 1)$.

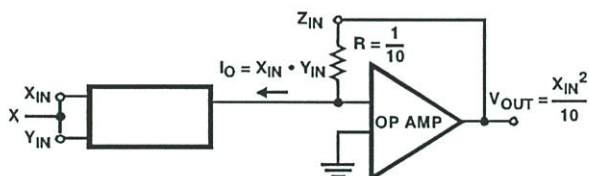


FIGURE 9A. SQUARER BLOCK DIAGRAM

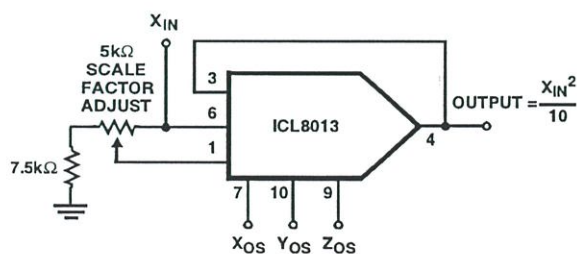


FIGURE 9B. SQUARER CIRCUIT CONNECTION

Square Root

Tying the X and Y inputs together and using overall feedback from the op amp results in the square root function.

The output of the modulator is again forced to equal the current produced by the Z input.

$$I_O = X_{IN} \times Y_{IN} = (-V_{OUT})^2 = 10Z_{IN}$$

$$V_{OUT} = -\sqrt{10Z_{IN}}$$

The output is a negative voltage which maintains overall negative feedback. A diode in series with the op amp output prevents the latchup that would otherwise occur for negative input voltages.

SQUARE ROOT TRIMMING PROCEDURE

1. Connect the ICL8013 in the Divider configuration.
2. Adjust Z_{OS} , Y_{OS} , X_{OS} , and Gain using Steps 1 through 6 of Divider Trimming Procedure.
3. Convert to the Square Root configuration by connecting X_{IN} to the output and inserting a diode between Pin 4 and the output node.
4. With $Z_{IN} = 0V$ adjust Z_{OS} for zero output voltage.

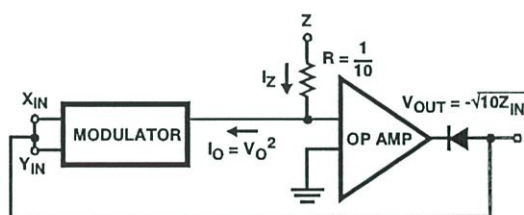


FIGURE 10A. SQUARE ROOT BLOCK DIAGRAM

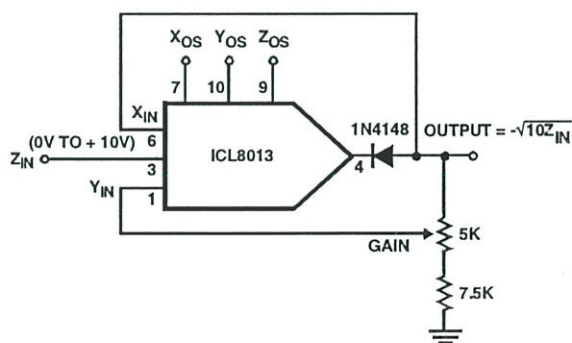


FIGURE 10B. ACTUAL CIRCUIT CONNECTION

Variable Gain Amplifier

Most applications for the ICL8013 are straight forward variations of the simple arithmetic functions described above. Although the circuit description frequently disguises the fact, it has already been shown that the frequency doubler is nothing more than a squaring circuit. Similarly the variable gain amplifier is nothing more than a multiplier, with the input signal applied at the X input and the control voltage applied at the Y input.

ประวัติผู้เขียน

นางสาววรรณิษา ขาดำ เกิดเมื่อวันที่ 7 กันยายน 2521 ที่จังหวัดอุดรดิตถ์ สำเร็จการศึกษา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีพ.ศ. 2543

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

วรรณิษา ขาดำ วิวัฒน์ กิรานนท์ จริญญา วงศ์เตชธรรม และ วิภา แสงพิสิทธิ์ “เครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีสำหรับสัญญาณรูปไซน์ระบบ 3 เฟส” วิศวกรรมสารลาดกระบัง, ปีที่ 18, ฉบับที่ 1, มีนาคม 2544. หน้า 24-29

วรรณิษา ขาดำ อัจฉราวรรณ เื่องนิตย์ วิวัฒน์ กิรานนท์ จริญญา วงศ์เตชธรรม และ วิภา แสงพิสิทธิ์. “เครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีสำหรับสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส.” เอกสารรวมเล่มการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า, ครั้งที่ 24, 2544. หน้า 524-529.