

วงจรเลื่อนเฟสไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้ด้วย
วิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

ELECTRONICALLY TUNABLE PHASE-SHIFTER WITH
FREQUENCY COMPENSATION

เสนห์ ไมตรีจิตร
SANA E MAITREECHIT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2548
ISBN 974-648-002-2

วงจรเลื่อนเฟสไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

ELECTRONICALLY TUNABLE PHASE-SHIFTER WITH FREQUENCY COMPENSATION



เสน่ห์ ไมตรีจิตร

SANAE MAITREECHIT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2543

ISBN 974-648-002-2

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 38957
วัน, เดือน, ปี..... 20 ก.พ. 2544

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

**ELECTRONICALLY TUNABLE PHASE-SHIFTER WITH
FREQUENCY COMPENSATION**

SANAE MAITREECHIT

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

2000

ISBN 974-648-002-2

COPYRIGHT 2000

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	: วงจรเลื่อนเฟสไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้ด้วย วิธีทางอิเล็กทรอนิกส์
นักศึกษา	: นายเสน่ห์ ไมตรีจิตร
รหัสประจำตัว	: 39061091
ปริญญา	: วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	: วิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา	: 2543
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	: รศ.วิทยา ทิพย์สุวรรณพร

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอหลักการออกแบบวงจรเลื่อนเฟสสัญญาณรูปซายน์ที่ไม่ขึ้นกับความถี่ และสามารถปรับค่ามุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์จากการใช้กระแสหรือแรงดันควบคุม ในการออกแบบวงจรจะแยกออกเป็น 2 รูปแบบ โดยแบบแรกเป็นการนำเอาวงจรคูณมาต่อร่วมกับออปแอมป์และอุปกรณ์ R และ C ทำให้มุมเฟสของวงจรสามารถปรับเปลี่ยนได้โดยใช้แรงดันควบคุม และในแบบที่สองเป็นการนำเสนอในรูปแบบวงจรโอทีเอต่อร่วมกับออปแอมป์และอุปกรณ์ R และ C ทำให้มุมเฟสของวงจรที่ออกแบบขึ้นปรับเปลี่ยนได้โดยใช้กระแสควบคุม จากหลักการดังกล่าวสามารถควบคุมการเลื่อนเฟสได้ตั้งแต่จาก 0 ถึง 180 องศา และไม่ขึ้นกับความถี่ตลอดย่านการใช้งานของวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน โดยค่ามุมดังกล่าวมีความเป็นเชิงเส้นกับค่ากระแสหรือแรงดันที่นำมาควบคุม วงจรที่ออกแบบขึ้นมานี้มีการชดเชยอุณหภูมิในวงจรทำให้ไม่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิ ผลการทำงานของวงจรที่ได้นำเสนอ ได้นำไปทดสอบกับการต่อวงจรจริงซึ่งผลในการทดสอบวงรดังกล่าวสามารถทำงานได้จริงตามหลักการออกแบบและสอดคล้องกับหลักการทางทฤษฎี

Thesis Title : Electronically Tunable Phase – Shifter With Frequency Compensation
Student : Mr. Sanae Maitreechit
Student ID : 39061091
Degree : Master of Engineering
Programme : Electrical Engineering
Year : 2000
Thesis Advisor : Assoc. Prof. Wittaya Tipsuwanpom

ABSTRACT

This thesis is to present design of phase-shifter circuit that functions independently on Frequency change. Its angular value is electrically adapted by the use of current or voltage control. The circuit designs to work with two controlling techniques: voltage and current. The first one uses a connection among multiplier, operation amplifier and RC circuit and varies voltage to get angular phase-shifter value. The other technique is obtained by using OTA circuit connected to operational amplifier and RC circuit. It can control phase variation from 0° to 180° independent on the change thorough using frequency range of frequency-voltage conversion circuit. This angular change also responds linearly with the increment of controlling current or voltage by the aid of temperature compensation part. The results received from testing circuit when used in reality assure positive working between the design and the practical one.

กิตติกรรมประกาศ

ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีอุปสรรคที่เกิดขึ้นมากบ้างน้อยบ้าง ซึ่งอุปสรรคเหล่านั้นสามารถแก้ไขให้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี และคำแนะนำที่ดี ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษารศ.วิทยา ทิพย์สุวรรณพร ที่ได้ช่วยกรุณาให้คำปรึกษาแนวทางในการแก้ปัญหา ความคิดริเริ่มตลอดจนการฝึกฝนให้ผู้วิจัยมีความสามารถในการทำวิจัย และ ผศ. ดร. เกียรติศักดิ์ กมวัชระ ที่ได้ช่วยให้คำปรึกษาแนวทางแก้ไขแก่ปัญหาต่างๆ ตลอดจนการเรียบเรียงวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้สมบูรณ์ ซึ่งทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้

ขอขอบพระคุณ คุณพ่อและคุณแม่ พี่น้องทุกๆ คน ที่ช่วยให้กำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์นี้มาตลอดรวมทั้งเพื่อนๆ น้อง ๆ ในสาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ทุกๆ คนที่มีส่วนร่วมในการช่วยเหลือและเอื้อประโยชน์กับผู้เขียนมาตลอด

ขอขอบพระคุณทุนอุดหนุนการทำวิทยานิพนธ์ของบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เสน่ห์ ไมตรีจิตร

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญภาพ.....	VI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	1
1.3 สมมติฐานการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 หลักการที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 หลักการเบื้องต้นของวงจรเลื่อนเฟส.....	4
2.3 วงจรกรองความถี่.....	7
2.4 วงจรคูณและวงจรหาร.....	12
2.5 วงจรทรานคอนคัคเตอร์.....	35
2.6 วงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน.....	50
2.7 บทสรุป.....	54
บทที่ 3 นิยามและข้อกำหนดในการออกแบบวงจรเลื่อนเฟส.....	55
3.1 บทนำ.....	55
3.2 นิยามและคำจำกัดความการปรับค่ามุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์.....	55
3.3 เปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียระหว่างวงจรเลื่อนเฟสวิธีอื่นๆ.....	57
3.4 ภาพแบบเดิมของวงจรเลื่อนเฟสที่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้.....	57
โดยหลักการกล	
3.5 ภาพแบบใหม่ในการออกแบบวงจรเลื่อนเฟสไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้.....	58
ด้วยวิธีกระแสหรือแรงดันควบคุม	
3.6 บทสรุป.....	60

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 วงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่สามารถปรับค่ามุมได้โดยใช้แรงดันควบคุม.....	61
4.1 บทนำ.....	61
4.2 การออกแบบและการวิเคราะห์วงจร.....	61
4.3 การทดสอบและผลการทดลอง.....	66
4.4 บทสรุป.....	70
บทที่ 5 วงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่สามารถปรับค่ามุมได้โดยใช้กระแสดันควบคุม.....	71
5.1 บทนำ.....	71
5.2 การออกแบบและการวิเคราะห์วงจร.....	71
5.3 การทดสอบและผลการทดลอง.....	75
5.4 บทสรุป.....	78
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	79
บรรณานุกรม.....	81
ภาคผนวก.....	83
ภาคผนวก ก.....	84
ประวัติผู้เขียน.....	89

สารบัญญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 วงจรเลื่อนเฟสแบบ R-C โดยใช้กระแส.....	4
2.2 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้วงจรเลื่อนเฟสแบบพื้นฐาน.....	5
2.3 แสดงวงจรโครงข่ายเลื่อนเฟสอันดับสาม.....	5
2.4 แสดงรากโพลของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบเลื่อนเฟส.....	7
2.5 การแทนสัญลักษณ์ของวงจรกรองความถี่.....	8
2.6 แสดงผลการตอบสนองขนาดของวงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆ.....	9
2.7 แสดงวงจรกรองแบบความถี่ต่ำผ่าน.....	9
2.8 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเมื่อวิเคราะห์ที่ความถี่ต่ำ.....	10
2.9 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเมื่อวิเคราะห์ที่ความถี่สูง.....	10
2.10 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	11
2.11 สัญลักษณ์ของวงจรคูณเบื้องต้น.....	12
2.12 แสดงพื้นที่การทำงาน 1 ใน 4 ควอเตอร์ในวงจรคูณของอินพุต X และ Y	13
2.13 แสดงค่าเอาต์พุต $XY/10$ ของวงจรคูณเทียบกับอินพุต X.....	14
2.14 แสดงบล็อกการทำงานของวงจรคูณ Quarter Square.....	15
2.15 แสดงวงจรหารที่ใช้วงจรคูณร่วมกับออปแอมป์.....	16
2.16 แสดงวงจรรยกกำลังสองและวงจรรยกกำลังสามที่ใช้วงจรคูณ.....	17
2.17 แสดงวงจรถอดราก็ที่สอง.....	18
2.18 แสดงวงจรที่วัดค่า RMS.....	19
2.19 แสดงคลื่นการมอดูเลตแบบ Amplitude.....	20
2.20 แสดงการมอดูเลตด้วยวงจรคูณ.....	21
2.21 แสดงการผสมสัญญาณของวงจรคูณแบบ Balanced.....	22
2.22 แสดงหลักการเบื้องต้นของวงจรวัดค่าเลื่อนเฟสที่ใช้วงจรคูณ.....	23
2.23 แสดงวงจรวัดค่าเลื่อนเฟสที่ใช้วงจรคูณร่วมกับออปแอมป์.....	23
2.24 แสดงวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านที่ปรับค่าได้.....	25
2.25 แสดงวงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่านที่ปรับค่าได้.....	26
2.26 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรคูณเบอร์ AD534.....	28
2.27 แสดงวงจรภายในของวงจรคูณ.....	29
2.28 แสดงวงจรภายในของวงจรคูณส่วนอินพุต.....	30

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.29 แสดงวงจรภายในของวงจรคูณเบอร์ AD534 ที่สมบูรณ์.....	31
2.30 แสดงวงจรที่สามารถปรับค่าชดเชยได้ของวงจรคูณ AD534.....	33
2.31 แสดงวงจรที่สามารถปรับค่า SF ของวงจรคูณ AD534.....	34
2.32 แสดงวงจรคูณเบอร์ AD534 ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	34
2.33 แสดงวงจรหารในวิทยานิพนธ์ที่ใช้วงจรมคูณเบอร์ AD534 ร่วมกับออปแอมป์.....	35
2.34 แสดงสัญลักษณ์ของวงจรทรานคอนคัคเตอร์.....	36
2.35 แสดงวงจรเทียบเคียงทางออคติของทรานคอนคัคแตนซ์.....	37
2.36 แสดงวงจรพื้นฐานของทรานคอนคัคแตนซ์.....	37
2.37 แสดงวงจรขยายกลับขั้วโดยใช้ทรานคอนคัคแตนซ์.....	39
2.38 แสดงวงจรขยายไม่กลับขั้วโดยใช้ทรานคอนคัคแตนซ์.....	40
2.39 แสดงวงจรขยายกลับขั้วที่มีการป้อนกลับโดยใช้ทรานคอนคัคแตนซ์.....	40
2.40 แสดงวงจรขยายไม่กลับขั้วที่มีการป้อนกลับ.....	41
2.41 แสดงวงจรขยายผลต่างโดยใช้ทรานคอนคัคแตนซ์.....	41
2.42 แสดงวงจรอินทรีเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสีย.....	42
2.43 แสดงวงจรอินทรีเกรเตอร์ที่มีการสูญเสียที่มีการป้อนกลับและไม่ป้อนกลับ.....	42
2.44 แสดงวงจรดิฟเฟอเรนเชียลอินทิเกรเตอร์ที่ใช้ทรานคอนคัคแตนซ์.....	43
2.45 แสดงวงจรขยายสัญญาณที่ใช้โอทีเอเป็นโหลด.....	44
2.46 แสดงวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ที่ปรับค่าได้แบบบวก.....	45
2.47 แสดงวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ที่ปรับค่าได้แบบลบ.....	45
2.48 แสดงวงจรความต้านทานแบบลอยตัวที่ปรับค่าได้แบบบวก.....	46
2.49 แสดงวงจรความต้านทานแบบลอยตัวที่ปรับค่าได้แบบลบ.....	46
2.50 แสดงวงจรที่มีอัตราขยายทางกระแสของทรานคอนคัคแตนซ์.....	47
2.51 แสดงวงจรที่มีอัตราขยายทางแรงดันของทรานคอนคัคแตนซ์.....	48
2.52 แสดงวงจรตรวจจับอุณหภูมิของทรานคอนคัคแตนซ์.....	48
2.53 แสดงวงจรขยาย Differential – input Integrator.....	49
2.54 แสดงวงจร Differential – input of Low-pass Filter.....	50
2.55 แสดงบล็อกการทำงานของ FVC.....	51
2.56 แสดงสัญญาณแรงดันอินพุตกับกระแสเอาต์พุตของ FVC.....	51

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า.
2.57 แสดงวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน.....	52
2.58 แสดงผลการทดลองวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน.....	53
2.59 แสดงวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นกระแส.....	53
2.60 แสดงผลการทดลองวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นกระแส.....	54
3.1 แสดงการตอบสนองทางเฟส.....	56
3.2 แสดงความแตกต่างทางเฟสของสัญญาณ.....	56
3.3 แสดงวงจรเลื่อนเฟสที่ใช้ร่วมกับออปแอมป์แบบ First-Order.....	58
3.4 แสดงวงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้วิธีทางอิเล็กทรอนิกส์.....	59
4.1 แสดงวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน.....	61
4.2 ผลตอบสนองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน.....	62
4.3 แสดงวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่สามารถปรับความถี่คัตออฟได้.....	62
4.4 แสดงวงจรรวมสัญญาณ.....	63
4.5 แสดงวงจรหารที่ปรับปรุงจากวงจรคูณเบอร์ AD534.....	65
4.6 แสดงผลการทดลองของวงจรเลื่อนเฟสที่ค่ามุม $(\phi) = 45^\circ$ ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตเมื่อใช้สัญญาณความถี่ $(f_{in}) = 1\text{KHz}$ และค่าแรงดันไบอัสที่ (V_B) ที่ 0.5V	67
4.7 แสดงผลการทดลองของวงจรเลื่อนเฟสที่ค่ามุม $(\phi) = 90^\circ$ ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตเมื่อใช้สัญญาณความถี่ $(f_{in}) = 1\text{KHz}$ และค่าแรงดันไบอัสที่ (V_B) ที่ 1V	67
4.8 แสดงผลการทดลองของวงจรเลื่อนเฟสที่ค่ามุม $(\phi) = 135^\circ$ ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตเมื่อใช้สัญญาณความถี่ $(f_{in}) = 1\text{KHz}$ และค่าแรงดันไบอัสที่ (V_B) ที่ 2V	68
4.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไบอัส V_B กับค่ามุมเฟส (ϕ)	68
4.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ (f_{in}) กับค่ามุมเฟส (ϕ) เมื่อไบอัส $V_B = 1\text{V}$	69
5.1 แสดงวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่ปรับค่าอัตราขยายด้วยกระแส.....	71
5.2 แสดงวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่เพิ่ม Buffer amplifier.....	73
5.3 แสดงวงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้วิธีกระแสควบคุม.....	74
5.4 แสดงผลการทดลองของวงจรเลื่อนเฟสที่ค่ามุม $(\phi) = 90^\circ$ ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตเมื่อใช้สัญญาณความถี่ $(f_{in}) = 1\text{KHz}$ และค่ากระแสไบอัสที่ $(I_B) = 0.2\text{mA}$	76
5.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ (f_{in}) กับค่ามุมเฟส (ϕ) เมื่อใช้กระแส $I_{B1} = 0.2\text{mA}$	76
5.6 แสดงผลการทดลองความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไบอัส (I_{B1}) กับค่ามุมเฟส (ϕ)	77

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันวิทยาการทางด้านอิเล็กทรอนิกส์หรือด้านโทรคมนาคมได้พัฒนาการไปอย่างรวดเร็ว ทำให้เทคโนโลยีที่จำเป็นคือเทคโนโลยีการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้ถูกพัฒนาตามไปอย่างรวดเร็ว ทั้งในระบบดิจิทัลและอนาล็อกซึ่งล้วนมีบทบาทและสำคัญมาก ในการประยุกต์ใช้งานแบบต่างๆ การเลื่อนเฟสสัญญาณชาวนั้นนับว่าเป็นหลักการที่สำคัญอย่างหนึ่ง ในการปรับค่ามุมของสัญญาณในปัจจุบันได้มีการเลื่อนเฟสมีหลายแบบวิธีซึ่งล้วนแต่มีข้อดีที่แตกต่างกัน ทว่าไปจะพบว่า การเลื่อนเฟสจะขึ้นอยู่กับค่าอุปกรณ์และความถี่ คือเมื่อความถี่เปลี่ยนก็จะทำให้ค่ามุมเปลี่ยนตาม พบว่าไม่สะดวกในการนำไปใช้งาน ดังนั้นถ้าสามารถออกแบบวงจรให้มีการปรับแต่งคุณลักษณะของวงจรได้ คือใช้วิธีการปรับค่ากระแสหรือแรงดันในการควบคุมแทน และให้สามารถเปลี่ยนค่ามุมของเฟสเป็นอย่างไรก็ได้โดยไม่มีผลต่อความถี่แล้ว จะทำให้วงจรมีความสะดวก มีความเสถียรภาพการทำงานที่ดี โดยเฉพาะนำไปเชื่อมต่อเข้ากับคอมพิวเตอร์จะสามารถประยุกต์การใช้งานได้เป็นอย่างดี ทั้งนี้วงจรยังมีผลในการตอบสนองทางความถี่และช่วงปฏิบัติการของความเป็นเชิงเส้นอยู่ในย่านการใช้งานที่กว้าง สำหรับวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะกล่าวถึงส่วนของอนาล็อกเท่านั้น และในวงจรอนาล็อกที่ใช้จะประกอบด้วยอุปกรณ์ที่เป็นอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟ ซึ่งจะกล่าวต่อไป

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์เรื่อง “ วงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ” เป็นการออกแบบวงจรเลื่อนเฟสสัญญาณชาวนั้นที่ใช้หลักการปรับค่ามุมเฟสของสัญญาณโดยแบบวิธีการใช้แรงดันควบคุม และการปรับค่ามุมเฟสของสัญญาณแบบวิธีการใช้กระแสควบคุม ซึ่งเป็นการควบคุมการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณหนึ่งไปสู่อีกสัญญาณหนึ่งเป็นคุณลักษณะของฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรมันๆ สำหรับวิธีควบคุมด้วยวิธีกระแสจะมีค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) หรือ g_m ซึ่งเป็นคุณลักษณะของฟังก์ชันโอนย้ายประจำวงจร โดยค่าของ g_m ดังกล่าวนี้นี้จะสามารถควบคุมได้ โดยการให้การควบคุมแบบอิเล็กทรอนิกส์ควบคุมไปด้วยอีกทีหนึ่ง [1] สำหรับจุดประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์นี้เพื่อเป็นศึกษาวิจัยพัฒนางจรเลื่อนเฟสแบบใหม่ ให้มีประสิทธิภาพในการใช้ที่ดีเที่ยงตรงแม่นยำ สะดวกใช้อุปกรณ์ให้น้อยที่สุด เพื่อที่จะให้วงจรมีขนาดเล็กเหมาะสม และสามารถนำวงจรดังกล่าวมาประยุกต์ใช้งานได้

1.3 สมมติฐานการศึกษา

โดยทั่วไป หลักการเลื่อนเฟสสัญญาณขาอินพุตไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ จะแตกต่างไปจากงานวิจัยก่อนๆ ที่เคยนำเสนอมาซึ่งจะพบว่าหลักการของวงจรเลื่อนเฟสที่ผ่านมามากจะให้วงจรทำงานในลักษณะของโหมดแรงดันที่ใช้โอเพอร์เรชันแนลแอมพลิไฟเออร์ (Op-Amp) หรือวงจรทรานคอนคัตเตอร์เป็นหลัก โดยวงจรจะมีตัวต้านทานและตัวเก็บประจุร่วมและการเลื่อนเฟสของสัญญาณจะถูกกำหนดด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ที่เป็นส่วนประกอบของวงจร สิ่งที่น่าสังเกตคือวงจรจะมีความถี่เข้ามาเกี่ยวข้อง แต่ถ้าตัดความถี่ออกไปใช้การไบอัสด้วยค่าแรงดันหรือกระแสแล้ว ในการควบคุมการเลื่อนเฟสจะกระทำให้สะดวกต่อการทำไปใช้งานมากขึ้น

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

จากการศึกษาค้นคว้าในการทำวิทยานิพนธ์ เรื่องวงจรเลื่อนเฟสไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้วิธีควบคุมค่ามุมด้วยแรงดันและควบคุมค่ามุมด้วยกระแส มีแนวคิดใหม่แตกต่างจากหลักการแบบเดิมที่เคยเสนอไว้เท่าที่พบเห็นดังนี้

1.4.1 วงจรที่ออกแบบสามารถควบคุมการเลื่อนเฟสของสัญญาณได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

1.4.2 มีการออกแบบเพื่อใช้กระแสควบคุมในรูปวงจรถานคอนคัตเตอร์ และออกแบบเพื่อใช้กระแสควบคุมในรูปวงจรถานสัญญาณที่ต่อร่วมกับอปแอมป์

1.4.3 รูปแบบของวงจรที่นำเสนอสามารถนำไปสร้างอยู่ในรูปของวงจรรวมที่สามารถนำไปใช้งานในเฉพาะด้านได้

1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท โดยในบทที่ 1 จะเป็นการกล่าวนำ ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ สมมติฐานการศึกษา และทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัยและเนื้อหาของของแต่ละบท โดยมีเนื้อหาดังนี้

บทที่ 2 ทฤษฎีว่าด้วยสมการสำหรับใช้วิเคราะห์ จะประกอบไปด้วย วงจรสำคัญที่เป็นวงจรรวม วงจรที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ และสมการความสัมพันธ์ของวงจร วงจรคูณและวงจรถาน โอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier) วงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน

บทที่ 3 จะกล่าวถึงนิยามและข้อกำหนดในการออกแบบวงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ เปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียระหว่างวงจรเลื่อนเฟสชนิดอื่นรูปแบบเดิมของวงจรเลื่อนเฟสที่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้โดยหลักการทางกล รูปแบบใหม่ในการออกแบบวงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้ด้วยกระแสหรือแรงดันควบคุม

บทที่ 4 จะกล่าวถึงวงจรเดือนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้ด้วยวิธีแรงดันควบคุม บทวิเคราะห์ของวงจร และบทสรุป

บทที่ 5 จะกล่าวถึงวงจรเดือนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้ด้วยวิธีกระแสควบคุม บทวิเคราะห์ของวงจร และบทสรุป

บทที่ 6 เป็นการสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะที่สำคัญของวิทยานิพนธ์ทั้งหมด ปัญหาที่เกิดขึ้น แนวทางแก้ไขและแนวทางการพัฒนาต่อไป

ภาคผนวก ก แสดงบทความวิจัยที่ได้รับตีพิมพ์

ภาคผนวก ข

ภาคผนวก ค

บทที่ 2

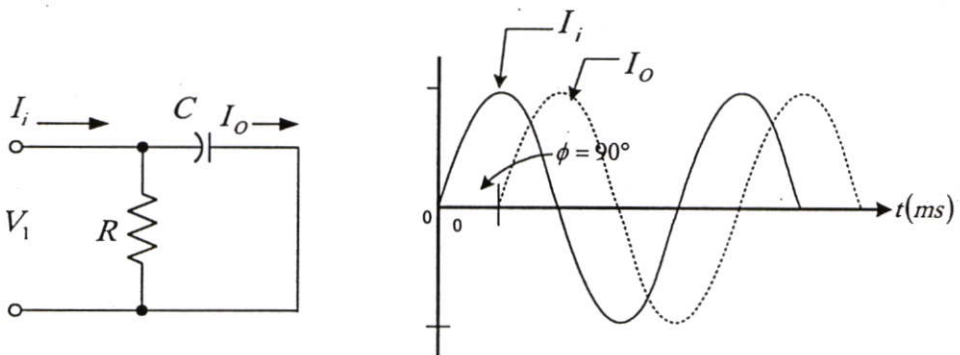
หลักการที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

วงจรเลื่อนเฟสมีอยู่หลายแบบ ส่วนมากจะประกอบด้วยวงจรเน็ทเวิร์คซึ่งจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ เพื่อที่จะหน่วงสัญญาณหรือทำให้สัญญาณเกิดการล่าช้าไปจากเดิมเมื่อเทียบกับอินพุท วงจรประเภทนี้จะมีฟังก์ชันถ่ายโอนทางโวลเตจ (Voltage Transfer Function) ที่มีค่าแมกนิจูดคงที่ ที่ทุกความถี่ แต่มีการเลื่อนเฟสที่เป็นฟังก์ชันของความถี่ ดังนั้นมันจึงสามารถใช้เป็นวงจรชดเชยเฟสได้ หรือจะใช้เป็นวงจรป้อนกลับในวงจรขยายสัญญาณซึ่งผลจะทำให้เกิดการออสซิลเลตในวงจรกำเนิดสัญญาณชาน์ก็ก็ได้ โดยการใช่วงจรประกอบร่วมกับวงจรรวมสัญญาณและบัฟเฟอร์ที่เหมาะสม การเลื่อนเฟสของสัญญาณที่ใช่วงจรเน็ทเวิร์คจะได้การเลื่อนเฟสของสัญญาณเพียงหนึ่งค่า ถ้าต้องการค่าการเลื่อนเฟสที่มากกว่าหนึ่งจะต้องออกแบบวงจรเน็ทเวิร์คให้สามารถเปลี่ยนแปลงได้ ซึ่งจะอธิบายหลักการและวิธีการทำงานต่อไป

2.2 หลักการเบื้องต้นของวงจรเลื่อนเฟส

วงจรเลื่อนเฟสสัญญาณชาน์นี้มีอยู่ด้วยกันหลายแบบ ซึ่งล้วนแต่มีหลักการเลื่อนเฟสโดยใช้ R-C จัดเป็นวงจรเน็ทเวิร์ค เพื่อเลื่อนเฟสสัญญาณที่เอาท์พุท ซึ่งวงจรพื้นฐานจะประกอบไปด้วย วงจรขยายสัญญาณและวงจรเลื่อนเฟสแบบ R-C ดังภาพที่ 2.1



ภาพที่ 2.1 วงจรเลื่อนเฟสแบบ R-C โดยใช้กระแส

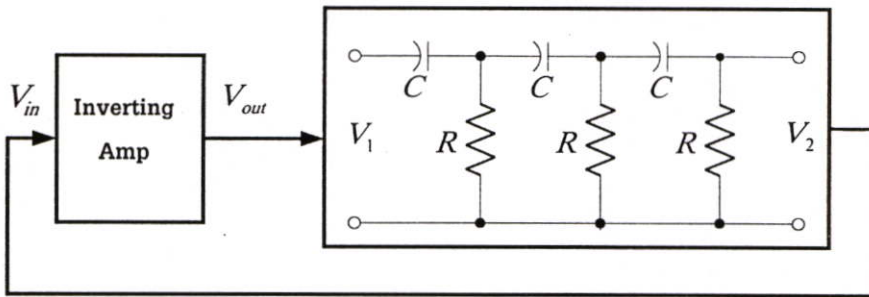
ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่าง I_o กับ I_i จะได้

$$I_o = \frac{R}{R + sC} I_i = \frac{j\omega CR}{j\omega CR + 1} I_i \quad (2.1)$$

$$\frac{1}{\omega C} \gg R$$

$$I_o = j\omega C R I_i \quad (2.2)$$

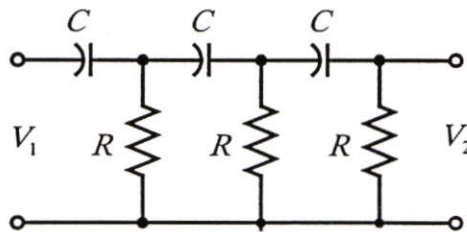
นั่นคือเฟสของกระแส I_o จะนำหน้า I_i อยู่ 90° ถ้าในแต่ละจุด RC ของวงจรสามารถเลื่อนเฟสออกไปได้ 60° แล้วนำวงจรนี้มาต่ออนุกรมกัน 3 วงจรแล้ว ก็จะทำให้เฟสของกระแสเลื่อนออกไปได้ถึง 180° ที่ความถี่หนึ่ง และถ้านำเอาวงจรเลื่อนเฟสนี้มาต่อกับวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสและให้มีการป้อนสัญญาณกลับ ก็จะทำให้เกิดการออสซิลเลตได้



ภาพที่ 2.2 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้วงจรเลื่อนเฟสแบบพื้นฐาน

ในภาพที่ 2.2 จะประกอบไปด้วยวงจรเลื่อนเฟสซึ่งสามารถเลื่อนเฟสของแรงดันออกไปได้ 180° และวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสซึ่งจะทำการเลื่อนเฟสออกไปอีก 180° [4] ก็จะทำให้วงจรกำเนิดสัญญาณนี้มีการเลื่อนเฟสออกไปทั้งหมด $180^\circ + 180^\circ = 360^\circ$ โดยค่าแรงดันที่เอาท์พุทจะถูกป้อนกลับไปเป็นอินพุทของวงจรเลื่อนเฟสดังสมการ (2.3)

$$V_1 = V_o \quad (2.3)$$



ภาพที่ 2.3 แสดงวงจรโครงข่ายเลื่อนเฟสอันดับสาม

จากภาพที่ 2.3 เป็นวงจรกรองอันดับสามที่ทำการวิเคราะห์และจากสมการโอนย้ายของรูป
เกนที่มีค่าเท่ากับฟังก์ชัน โพลีโนเมียลอันดับสามที่อยู่ในภาพ ความสัมพันธ์ จากสมการ (2.4) จะพบ

$$1 - A_v \beta_v = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2.4)$$

ว่า $N(s)$ ต้องมีค่าเป็นศูนย์สมการจึงจะมีความถูกต้อง โดยค่า $N(s)$ จะอยู่ในภาพสมการ โพลีโนเมียลคือ

$$a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3 = 0 \quad (2.5)$$

ถ้ากำหนดให้สมการ (2.5) อยู่ในภาพของโดเมนความถี่ โดยให้ $s = j\omega$ จะได้ว่า

$$\begin{aligned} N(s) &= a_0 (j\omega)^3 + a_1 (j\omega)^2 + a_2 (j\omega) + a_3 \\ 0 &= -j\omega^3 a_0 - \omega^2 a_1 + j\omega a_2 + a_3 \end{aligned}$$

จากสมการข้างบนเทียบสัมประสิทธิ์ให้อยู่ในภาพของจำนวนเชิงซ้อน $s + j\omega$ จะได้เป็น

สมการในส่วนจริงจะมีค่าเป็น

$$\begin{aligned} a_3 - \omega^2 a_1 &= 0 \\ \omega^2 &= \frac{a_3}{a_1} \end{aligned} \quad (2.6)$$

สมการในส่วนจินตภาพจะมีค่าเป็น

$$\begin{aligned} a_2 - \omega^2 a_0 &= 0 \\ \omega^2 &= \frac{a_2}{a_0} \end{aligned} \quad (2.7)$$

จากสมการ (2.6) เท่ากับ (2.7) แสดงเงื่อนไขของการออสซิลเลตได้เป็น

$$a_0 a_3 - a_2 a_1 = 0 \quad (2.8)$$

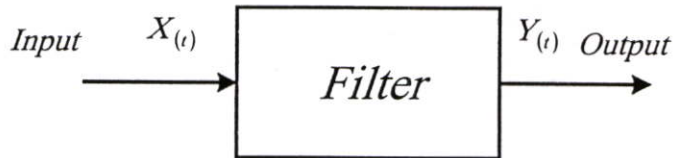
จากสมการ (2.8) แสดงค่าของโพลในเงื่อนไข ดังภาพที่ 2.4 โดยใน (ก) จะแสดงถึงกรณี
ทั่วๆ ของโพลีโนเมียลอันดับสามที่มีโพลคอนจูเกตเชิงซ้อนหนึ่งคู่ และค่าโพลตัวที่สามเป็นค่าจริงเมื่อ
 $a_0 a_3 - a_2 a_1 = 0$ แล้วค่าโพลคอนจูเกตจะเลื่อนไปอยู่บนแกนจินตภาพดังภาพ (ข) และสมการที่ (2.5)
ก็จะได้เป็น

$$a_0 (s + a_1)(s^2 - \omega_0^2) = 0 \quad (2.9)$$

2.3.1. นิยามเบื้องต้น [6]

จากภาพที่ 2.5 ถ้า $X(t)$ เป็นสัญญาณอินพุทของวงจรกรองและ $Y(t)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุทของวงจรกรอง สมการของลาปลาซทรานสฟอร์ม (Laplace Transform) จะได้ว่า

$$Y(s) = H(s)X(s) \quad (2.11)$$



ภาพที่ 2.5 การแทนสัญลักษณ์ของวงจรกรองความถี่

ในที่นี้ $s = 0 + j\omega$ เป็นความถี่เชิงซ้อนปริมาณ $Y(s)$ และ $X(s)$ เป็นลาปลาซทรานสฟอร์มของ $y(t)$ และ $x(t)$ ตามลำดับ และ $H(s)$ คือฟังก์ชันของวงจรที่เป็นอัตราส่วนของตัวแปรสัญญาณเอาต์พุทที่เป็นตัวแปรสัญญาณอินพุทที่ถูกแปลงแล้ว

เมื่อ $s = j\omega$ (ω ในหน่วยเรเดียนต่อวินาที) ฟังก์ชันของวงจรจะเป็นเชิงซ้อน เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$H(j\omega) = |H(j\omega)|e^{-j\phi(\omega)} \quad (2.12)$$

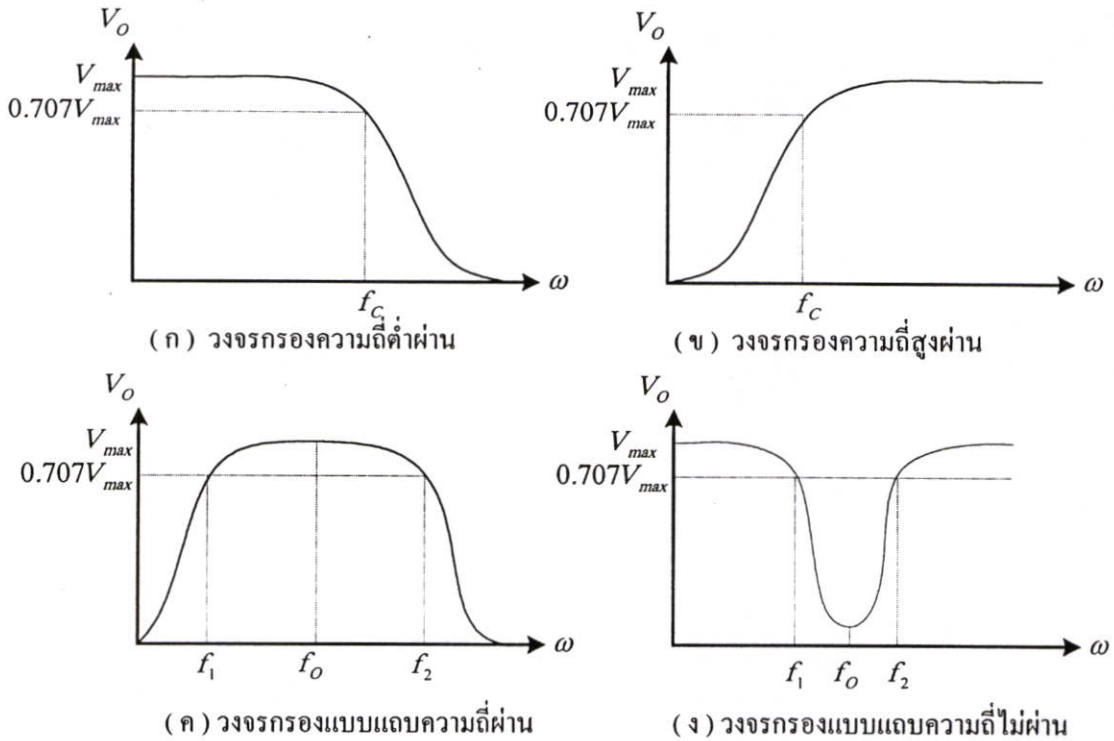
เมื่อ

$|H(j\omega)|$ คือ ผลตอบสนองของขนาด (Amplitude หรือ Magnitude Response)

$\phi(\omega)$ คือ ผลตอบสนองเฟส (Phase Response)

2.3.2. ชนิดของวงจรกรองความถี่ (Type Filter) [5]

วงจรกรองความถี่ที่ใช้สำหรับเลือกความถี่ โดยให้สัญญาณผ่านได้ในย่านที่ต้องการ ซึ่งเรียกย่านความถี่นี้ว่า ย่านผ่านสัญญาณ (Passband) และจะลดทอนสัญญาณที่อยู่นอกเหนือจากย่านความถี่ที่ต้องการ เรียกย่านความถี่นี้ว่า ย่านหยุดสัญญาณ (Stopband) และความถี่ที่อยู่ระหว่างย่านผ่านสัญญาณและย่านหยุดสัญญาณนี้จะเรียกว่า ความถี่คัตออฟ (Cut off Frequency) จะใช้อักษรย่อ ω_c หรือ f_c ซึ่งสามารถแบ่งวงจรกรองความถี่ได้ดังในภาพที่ 2.6

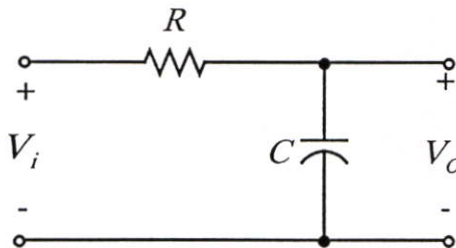


ภาพที่ 2.6 แสดงผลตอบสนองขนาดของวงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆ

ความถี่คัตออฟจะถูกระบุโดยนอร์มอลไลต์ (Normalized cut off frequency) นั่นคือ ω_c หรือ f_c จะเท่ากับ 1 เรเดียน/วินาที และวงจรกรองความถี่จะถูกประมาณด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ถูกระบุโดยนอร์มอลไลต์แล้วเสมอ ในการหาวงจรอื่นๆ สามารถหาได้จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยใช้วงจรแปลงความถี่ได้แต่การตอบสนองทางเฟสจะไม่เป็นเชิงเส้น

2.3.3. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass Filter)

ในภาพที่ 2.7 เป็นวงจรกรองแบบความถี่ต่ำผ่านพื้นฐาน ใช้องค์ประกอบ R-C โดยให้แรงดันเอาต์พุตอยู่ที่ตัวเก็บประจุแต่ถ้าสลับตำแหน่งกันระหว่างตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแล้ว วงจรในนี้จะกลายเป็นวงจรกรองแบบความถี่สูงผ่าน



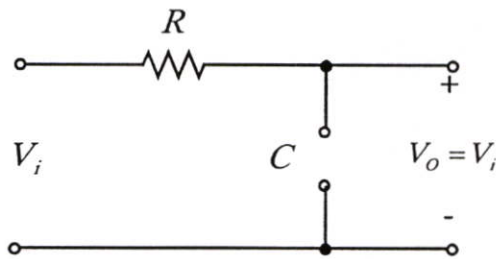
ภาพที่ 2.7 แสดงวงจรกรองแบบความถี่ต่ำผ่าน

จากภาพที่ 2.6(ก) ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแบบความถี่ต่ำผ่านจะให้ผลของแรงดันเอาต์พุตในระดับสูงสำหรับความถี่ต่ำ และจะลดระดับลงเมื่อความถี่มากกว่าความถี่คัตออฟ ซึ่งเรามาทดสอบวงจรที่ความถี่ $f = 0\text{Hz}$ และความถี่สูงๆมากเพื่อหาผลตอบสนองของวงจรดังนี้

$$\text{ที่ } f = 0\text{Hz}$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \infty \Omega$$

จากสมการดังกล่าวเปรียบเสมือนการเปิดวงจรของตัวเก็บประจุดังแสดงในภาพที่ 2.8 จึงเป็นผลให้ $V_o = V_i$

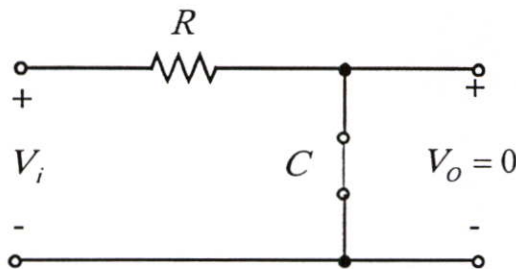


ภาพที่ 2.8 แสดงวงจรกรองแบบความถี่ต่ำผ่านเมื่อวิเคราะห์ที่ความถี่ต่ำ

ที่ความถี่สูงค่าสมการของคาปาซิทีฟรีแอกแตนซ์คือ

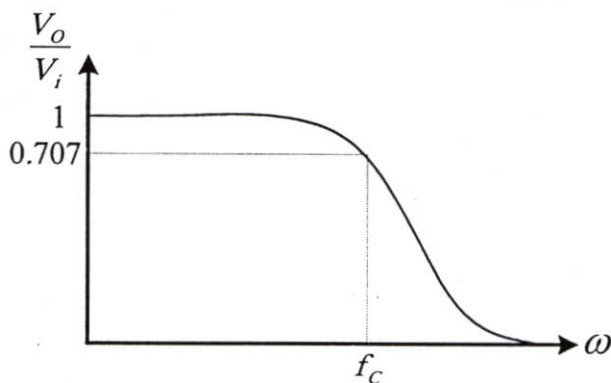
$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \cong 0 \Omega$$

จากสมการจึงเปรียบเสมือนการลัดวงจรของตัวเก็บประจุดังแสดงในภาพที่ 2.9 และเป็นผลทำให้ $V_o = 0V$



ภาพที่ 2.9 แสดงวงจรกรองแบบความถี่ต่ำผ่านเมื่อวิเคราะห์ที่ความถี่สูง

จากการวิเคราะห์ระดับเอาต์พุตทั้งสองกรณีจะได้ผลตามคุณลักษณะในภาพที่ 2.10



ภาพที่ 2.10 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแบบความถี่ต่ำผ่าน

ที่ความถี่ช่วงใด ๆ ค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรกรองสามารถหาได้จากการใช้กฎการแบ่งแรงดันดังนี้

$$V_o = \frac{X_c V_i}{R + X_c} \quad (2.13)$$

หรือ

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_i} &= \frac{X_c}{R + X_c} = \frac{X_c \angle -90}{R + jX_c} \quad (2.14) \\ &= \frac{X_c \angle -90}{\sqrt{R^2 + X_c^2} \angle -\tan^{-1}\left(\frac{X_c}{R}\right)} \end{aligned}$$

และ

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{X_c}{\sqrt{R^2 + X_c^2}} \angle -90 + \tan^{-1}\left(\frac{X_c}{R}\right) \quad (2.15)$$

ขนาดของอัตราส่วนคือ

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{X_c}{\sqrt{R^2 + X_c^2}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{R}{X_c}\right)^2 + 1}} \quad (2.16)$$

และค่ามุมเฟสคือ

$$\theta = -90 + \tan^{-1} \frac{X_c}{R} \quad (2.17)$$

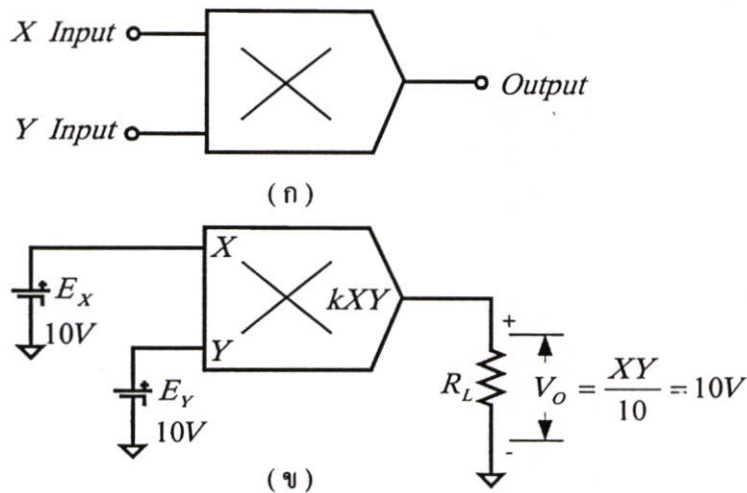
2.4 วงจรคูณและวงจรรหาร

ในปัจจุบันวงจรมคูณได้รับการพัฒนาต่อเนื่อง จาก 1 ควอเตอร์ 2 ควอเตอร์ มาจนถึง 4 ควอเตอร์ หรือ ควอเตอร์ สแควร์ ซึ่งได้รับความสนใจมากเนื่องจากวงจรมคูณสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวาง ทั้งที่เป็น BJT และ CMOS ซึ่งเทคโนโลยี CMOS ได้เจริญก้าวหน้ามาก การออกแบบวงจรมคูณใหญ่จึงหันมาใช้ CMOS [7]-[8] แต่จุดด้อยของ CMOS คือแรงดันไฟเลี้ยงจะสูงกว่า BJT เนื่องจาก CMOS จะนำกระแสต้องให้แรงดัน $V_{GS} > V_T$ ซึ่งหลักการออกแบบวงจรมคูณสัญญาณแบบ 4 ควอเตอร์ มักนิยมใช้หลักการของ ควอเตอร์สแควร์หรือการแปรเปลี่ยนค่าความนำ (Variable Transconductance) และวงจรมคูณที่มีอยู่ตามท้องตลาดทั่วไปเช่นเบอร์ AD534 MPY100 MPY 534 AD835 หรือ AD734 มักจะเป็นแบบอนาลอกเป็นส่วนใหญ่ ทั้งนี้ขึ้นกับบริษัทผู้ผลิตที่มีจุดประสงค์เพื่อที่จะทำให้สะดวก มีความละเอียดแม่นยำสูงกับการประยุกต์ใช้งานต่างๆ ได้ เช่น การมอดูเลตสัญญาณ การเลื่อนและการเพิ่มความถี่เป็นสองเท่า การตรวจค่ามุมของสัญญาณที่แตกต่างระหว่าง 2 สัญญาณในควมถี่ที่เท่ากัน เป็นต้นซึ่งจะกล่าวต่อไป

2.4.1 หลักการของวงจรมคูณ [10][11]

จากแผ่นภาพการคูณที่แสดงในภาพที่ 2.11 (ก) เครื่องหมาย “ X “ เป็นสัญลักษณ์การคูณ และในภาพที่ 2.11 (ข) เป็นแผ่นภาพที่แสดงสมการแรงดันทั่วไปของแรงดันอินพุตและเอาต์พุตในรูปแบบทั่วไปแล้วค่าแรงดันเอาต์พุต V_o คือค่าที่เกิดจากแรงดันอินพุต X และ Y เขียนเป็นสมการได้

$$V_o = KXY \quad (2.18)$$



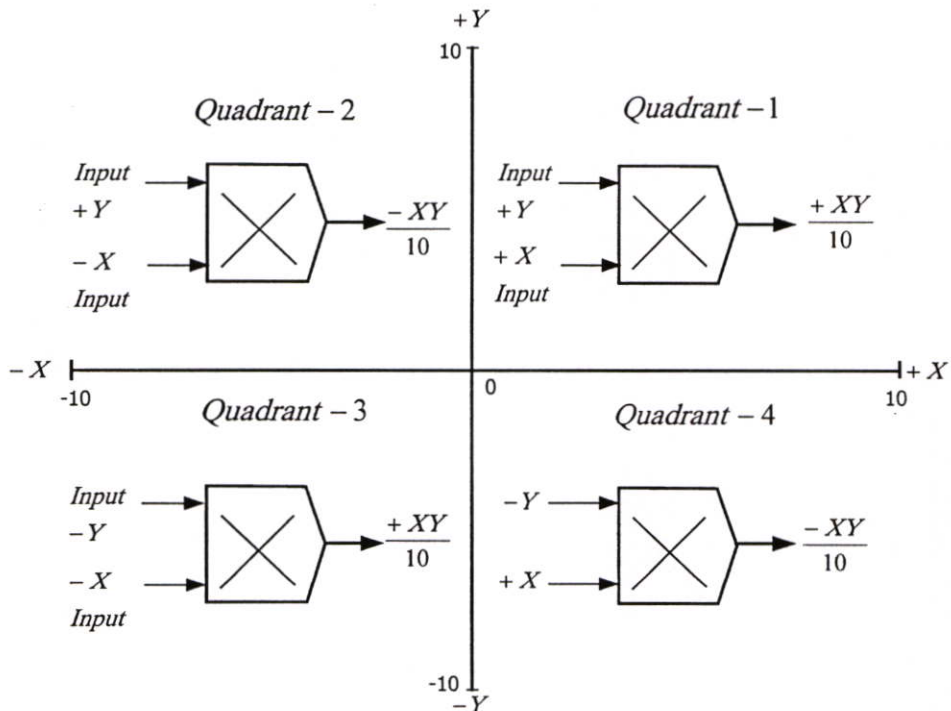
ภาพที่ 2.11 สัญลักษณ์ของวงจรมคูณเบื้องต้น

โดยให้ K คือค่าคงที่ (Constant) หรือ Scale factor จะใช้ประมาณ $1/10$ V เพราะว่าการออกแบบการคูณจะต้องคำนึงถึงแหล่งจ่ายในลักษณะเดียวกันกับที่ใช้ Op-Amp คือ ± 15 V จากผลที่ดีที่สุด จะต้องให้ค่าแรงดันที่เข้า X และ Y ทั้งสองไม่เกิน $+10$ V และ -10 V เทียบกราวด์ โดยที่ ± 10 V จะเป็นตัวกำหนดค่าทางเอาต์พุต ดังนั้นค่าคงที่ (K) จะมีความสัมพันธ์กับค่าแรงดันที่กำหนดไว้คือ $1/10$ V ถ้าอินพุตทั้ง 2 มีค่าแรงดันเป็น $+10$ V , ค่าเอาต์พุตก็จะเป็นค่าบวกตามที่จำกัดไว้ 10 V ด้วย จากสมการ 2.18 เราสามารถเขียนสมการคูณใหม่ได้ดังนี้

$$V_o = \frac{xy}{10V} = \frac{E_x E_y}{10V} \quad (2.19)$$

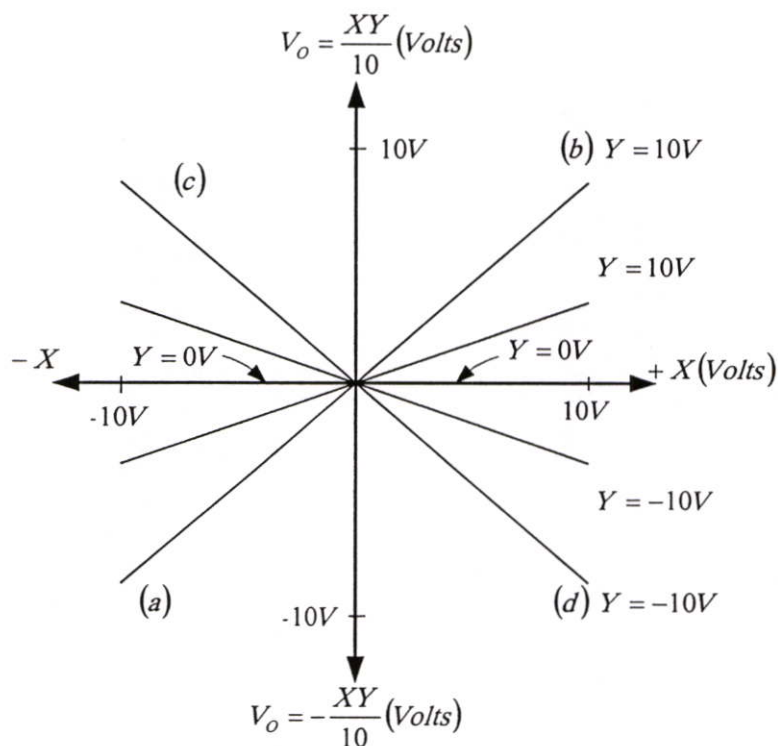
2.4.2 วงจรคูณแบบควอดเรอร์ สแควร์

วงจรมultiplication สามารถแบ่งตามลักษณะการใช้งานเป็น ควอดเรอร์ เช่น 1 ควอดเรอร์ 2 ควอดเรอร์ และ 4 ควอดเรอร์ ซึ่งการแบ่งนี้อธิบายได้ ดังภาพที่ 2.12 และในภาพที่ 2.12 จะพบว่า มีค่าแรงดันอินพุตทั้ง 2 อินพุต สามารถที่จะสลับเปลี่ยนได้ 4 ลักษณะได้คือ ถ้า X และ Y มีค่าเป็นบวก การทำงานของวงจรมultiplication จะมีค่าเอาต์พุตอยู่ใน ควอดเรอร์ที่ 1 โดยให้ X เป็นแกนแนวนอน และให้ Y เป็นแกนแนวตั้ง ถ้าให้ X มีค่าเป็นบวกและ Y มีค่าเป็นลบการทำงานของวงจรมultiplication จะมีค่าเอาต์พุตอยู่ในควอดเรอร์ที่ 4



ภาพที่ 2.12 แสดงพื้นที่การทำงาน 1 ใน 4 ควอดเรอร์ของอินพุต X และ Y ของวงจรมultiplication

และในภาพที่ 2.13 ค่า V_o จะเป็นแกนตั้งและแกน X จะเป็นแนวนอน ถ้าให้แรงดันอินพุต Y มีค่าเป็น 10 V และแรงดันอินพุตที่ X อยู่ระหว่าง $+10\text{ V}$ และ -10 V เมื่อลากเส้น ab คือค่า $Y = 10\text{ V}$ และ ถ้า Y เปลี่ยนค่าไปเป็น -10 V ผลที่ได้ก็จะเป็นเส้น cd คือค่า $Y = -10\text{ V}$ ซึ่งจะเป็นเส้นหลักสามารถเห็นได้จากจอออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) โดยวัดเข้ากับ V_o ของวงจรคูณ

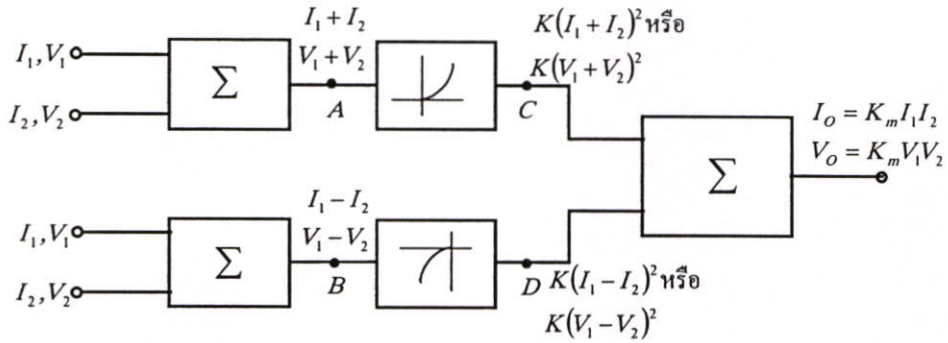


ภาพที่ 2.13 แสดงค่าเอาต์พุตวงจรคูณ $XY/10$ เทียบกับอินพุต X

วงจรคูณสัญญาณแบบอนาล็อกแบบ 4 ควอดเรอร์ ได้มีการแบ่งชนิดของวงจรคูณตามลักษณะการทำงานไว้หลายอย่าง เช่น วงจรคูณที่ทำงานอาศัยการแปรเปลี่ยนค่าความนำ (Variable Transconductance) วงจรคูณที่ทำงานแบบเศษหนึ่งส่วนสี่ของกำลังสองหรือเรียกว่า Quarter Square methods และ วงจรคูณที่ทำงานอาศัยการมอดูเลตความกว้างและความสูงของสัญญาณ (Pulse-Width-height modulation time-division) ซึ่งวงจรคูณแบบ Quarter Square คือการคูณแบบเศษหนึ่งส่วนสี่ของกำลังสองโดยอาศัยหลักการพื้นฐานจากสมการพีชคณิตดังสมการที่ 2.20

$$\frac{(X+Y)^2}{4} - \frac{(X-Y)^2}{4} = XY \quad (2.20)$$

โดยเราจะเอาค่าแรงดันที่ต้องการคูณกันนั้นมาบวกและมาลบกัน ผลบวกและผลต่างจะนำไปยกกำลังสอง ทำยสุดในเทอมยกกำลังสองนั้นนำมาลบกันตามสมการที่ (2.22) ก็จะได้เป็นผลคูณที่ต้องการดังแสดงในภาพที่ 2.14



ภาพที่ 2.14 แสดงบล็อกการทำงานของวงจรมคูณ Quarter Square

จากภาพที่ 2.14 เมื่อพิจารณาในรูปกระแส I_1 และ I_2 หรือ V_1 และ V_2 ก็ได้ในที่นี้จะพิจารณาในรูปของกระแส I_1, I_2 จะได้อ้างอิงดังนี้

ที่จุด A ค่ากระแส I_A จะได้อ้างอิง

$$I_A = I_1 + I_2$$

ที่จุด B ค่ากระแส I_B จะได้อ้างอิง

$$I_B = I_1 - I_2$$

ที่จุด C ค่ากระแส I_C จะได้อ้างอิง

$$I_C = K(I_1 + I_2)^2$$

ที่จุด D ค่ากระแส I_D จะได้อ้างอิง

$$I_D = K(I_1 - I_2)^2$$

ฉะนั้นที่ I_O คือ $I_C - I_D$ ค่าที่ได้คือ

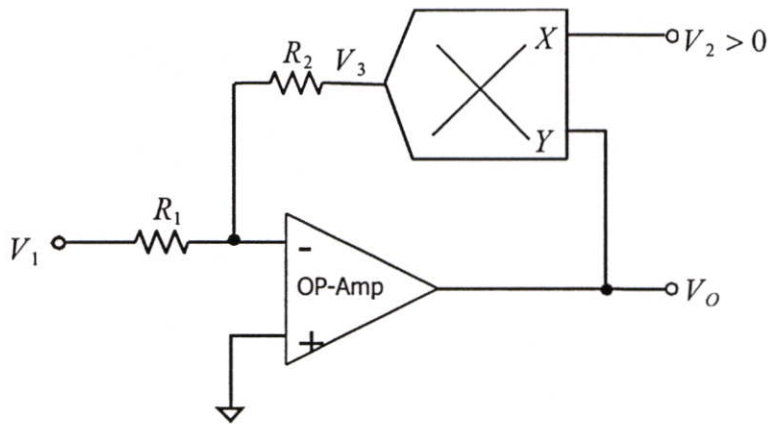
$$\begin{aligned} I_O &= K[(I_1 + I_2)^2 - (I_1 - I_2)^2] \\ I_O &= K[I_1^2 + 2I_1I_2 + I_2^2 - (I_1^2 - 2I_1I_2 + I_2^2)] \\ I_O &= (4K)I_1I_2 = K_m I_1I_2 \end{aligned} \quad (2.21)$$

และในการทำงานเดียวกันถ้าพิจารณาในรูปของแรงดัน V_1, V_2 จะได้คือ

$$V_o = (4K)V_1V_2 = K_m V_1V_2 \quad (2.22)$$

2.4.3 การประยุกต์ใช้วงจรรคูณ (Multiplier Application) ในการนำไปใช้งานของวงจรรคูณสามารถกระทำดังนี้

(1) การหาร (Division) การใช้วงจรรคูณมาทำหน้าที่เป็นวงจรรหารได้นั้นจะต้องต่อวงจรรคูณเป็นวงจรร้อนกลับดังภาพที่ 2.15 ซึ่งเป็นวงจรรพื้นฐานที่ใช้ในการทำวิทยานิพนธ์



ภาพที่ 2.15 แสดงวงจรรหารที่ใช้วงจรรคูณร่วมกับออปแอมป์

จากภาพที่ 2.15 สามารถแสดงสมการเอาท์พุท (V_o) ได้ดังนี้

จากกฎ KCL จะได้ $\sum I = 0$

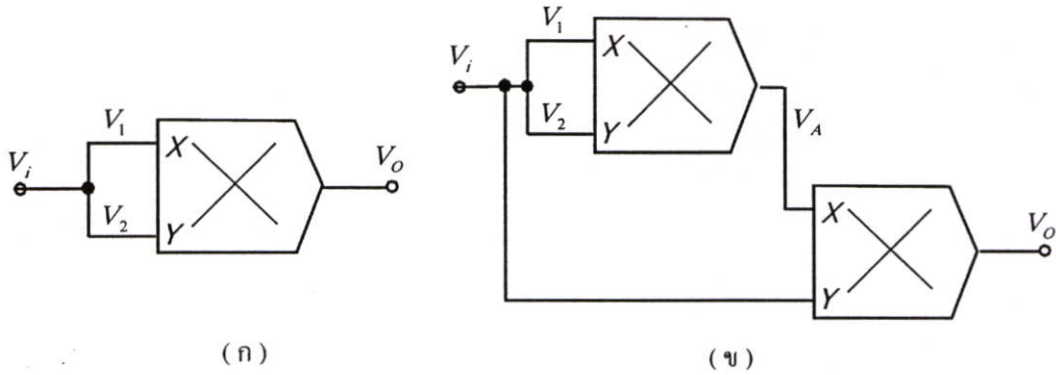
$$\text{พบว่า} \quad \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_3}{R_2} = 0 \quad (2.23)$$

$$\text{แต่} \quad V_3 = \frac{K_m V_2 V_o}{R_2} \quad (2.24)$$

นำสมการ (2.24) แทนใน (2.23) จะได้

$$\begin{aligned} \frac{V_1}{R_1} &= -\frac{K_m V_2 V_o}{R_2} \\ \therefore V_o &= -\left(\frac{R_2}{K_m R_1}\right) \frac{V_1}{V_2} \end{aligned} \quad (2.25)$$

(2) วงจรยกกำลังสองและวงจรยกกำลังสาม การใช้วงจรถูณมาทำหน้าที่เป็นวงจรถูกกำลังได้นั้นจะต้องต่ออินพุทของวงจรถูณทั้งสองไว้ร่วมกันดังภาพที่ 2.16 (ก) และภาพที่ 2.16 (ข)



ภาพที่ 2.16 แสดงวงจรถูกกำลังสองและวงจรถูกกำลังสามที่ใช้วงจรถูณ

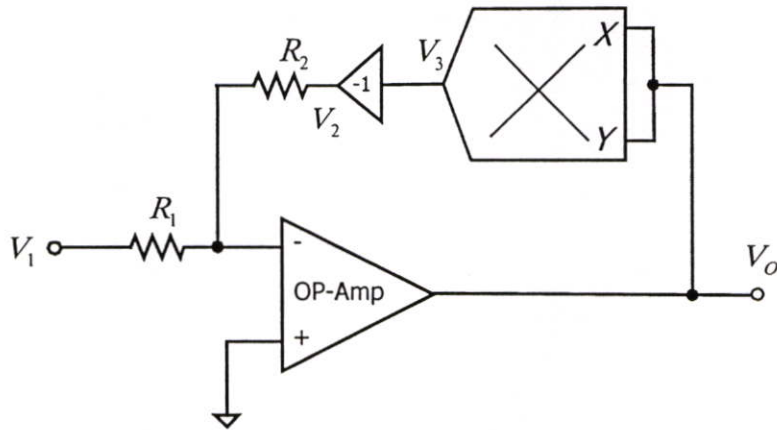
จากภาพที่ 2.16 (ก) สามารถแสดงสมการเอาต์พุท (V_o) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 V_o &= K_m V_1 V_2 \\
 \text{เมื่อ } V_1 &= V_2 = V_i \text{ จะได้} \\
 \therefore V_o &= K_m V_i^2 \qquad (2.26)
 \end{aligned}$$

จากภาพที่ 2.16 (ข) สามารถแสดงสมการเอาต์พุท (V_o) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 V_A &= K_m V_i^2 \\
 \text{เมื่อ } V_o &= (V_i)(V_A)K_m \text{ จะได้} \\
 \therefore V_o &= K_m^2 V_i^3 \qquad (2.27)
 \end{aligned}$$

(3) วงจรถอดรากที่สอง (Square Rooting) การถอดรากเป็นฟังก์ชันกลับของการยกกำลังสองดังนั้น โครงสร้างและหลักการจะคล้ายกับวงจรถูณ ในภาพที่ 2.15 จะแตกต่างกับวงจรถูณรากที่สองก็คือจะมีโอปแอมป์ ต่อเข้ากับเอาต์พุทของวงจรถูณดังภาพที่ 2.7 โดยโอปแอมป์จะถูกต่อแบบการขยายแบบกลับขั้ว (Inverting Ampilfier) ให้อัตราขยายเท่ากับ -1 จุดประสงค์เพื่อต้องการให้เอาต์พุทมีศักย์เป็นบวก



ภาพที่ 2.17 แสดงวงจรอครากที่สอง

จากรูป 2.17 สามารถเขียนสมการอครากที่สองได้ดังนี้

จากกฎ KCL จะได้ $\sum I = 0$

พบว่า
$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_3}{R_2} = 0 \quad (2.28)$$

แต่
$$V_3 = K_m V_o^2 \quad (2.29)$$

และ
$$V_2 = -K_m V_o^2 \quad (2.30)$$

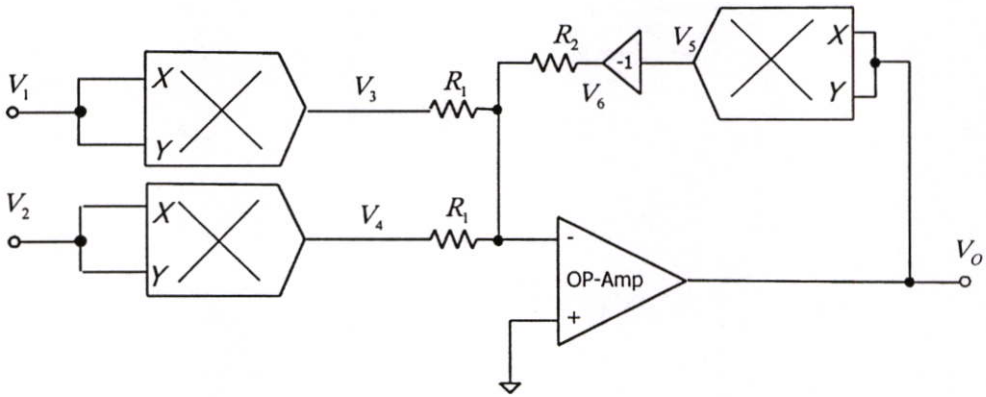
นำสมการ (2.30) แทนใน (2.28) จะได้

$$\frac{V_1}{R_1} = \frac{-V_2}{R_2} = \frac{K_m V_o^2}{R_2}$$

ดังนั้นค่า
$$V_o = \sqrt{\frac{R_2}{K_m R_1}} V_1$$

\therefore
$$V_o = \sqrt{\frac{R_2}{K_m R_1}} * \sqrt{V_1} \quad (2.31)$$

(4) วงจรที่วัดค่า RMS (RMS Operations) ในวงจรดังกล่าวกระทำได้โดยการยกกำลังสองแล้วหาค่าเฉลี่ยแล้วนำมาอคราก ซึ่งสามารถใช้วงจรคูณเพื่อให้ได้วงจรที่ทำหน้าที่วัดโดยตรง โดยการเรียงกระแสและคำนวณค่าจากช่วงสูงดังภาพที่ 2.18



ภาพที่ 2.18 แสดงวงจรที่วัดค่า RMS

จากรูปที่ 2.18 สามารถเขียนสมการเอาท์พุทได้ดังนี้

$\sum I = 0$ จะได้

$$\text{พบว่า} \quad \frac{V_3}{R_1} + \frac{V_4}{R_1} + \frac{V_6}{R_2} = 0 \quad (2.32)$$

$$\text{เมื่อ} \quad V_3 = K_m V_1^2 \quad (2.33)$$

$$\text{และ} \quad V_4 = K_m V_2^2 \quad (2.34)$$

$$\text{และ} \quad V_5 = K_m V_O^2$$

$$\text{หรือ} \quad V_6 = -K_m V_O^2 \quad (2.35)$$

แทนค่า (2.33) (2.34) และ (2.35) ใน (2.32) จะได้

$$\frac{K_m V_1^2}{R_1} + \frac{K_m V_2^2}{R_1} = \frac{-V_6}{R_2} = \frac{K_m V_O^2}{R_2}$$

$$\therefore V_O = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} [V_1^2 + V_2^2]}$$

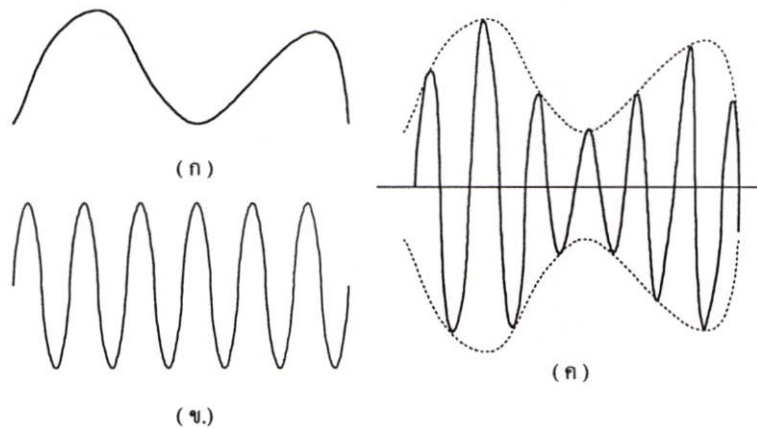
$$\text{ดังนั้น} \quad V_O = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} [\sqrt{V_1^2 + V_2^2}]} \quad (2.36)$$

ถ้าต้องการหาค่า V_{rms} ของหลายสัญญาณอินพุท สามารถกระทำได้โดยการต่อวงจรอินพุทเพิ่มเข้าไปโดยผ่านวงจรกำลังสองแล้ววงจรรวมสัญญาณเขียนสมการเอาท์พุทได้ดังนี้

$$V_o = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} \left[\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2} \right]} \quad (2.37)$$

(5) วงจรมอดูเลตแบบการเปลี่ยนแปลงความสูง (Amplitude Moulation)

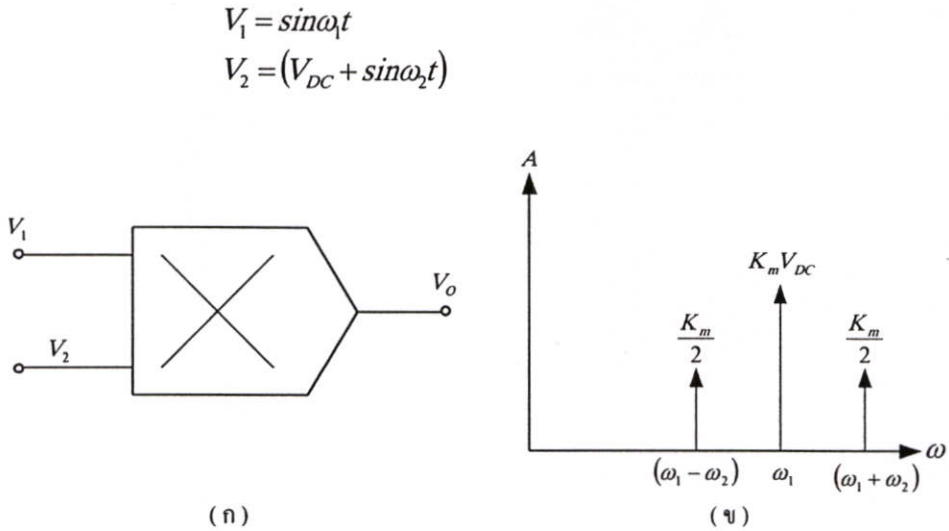
ปัจจุบันได้มีการคิดวิธีการสื่อสารเพื่อติดต่อซึ่งกันและกันโดยวิธีต่างๆ อย่างมากมาย และมีการพัฒนาเทคโนโลยีด้านนี้อย่างรวดเร็ว เช่น ระบบเรดาร์ เครื่องส่ง-รับวิทยุ การสื่อสารดาวเทียม การสื่อสารไมโครเวฟและเลเซอร์ เป็นต้น ซึ่งล้วนอาศัยการมอดูเลต (Moulation) ด้วยทั้งสิ้น ณ ที่นี้จะขอกล่าวการมอดูเลตแบบการเปลี่ยนแปลงความสูง โดยหลักการเมื่อต้องการส่งสัญญาณทางไฟฟ้าในย่านเสียงหรือสัญญาณข้อมูล ไปตามสายส่งสัญญาณโดยตรงจะไม่สามารถส่งสัญญาณเหล่านี้ไปได้ไกลๆ เนื่องจากผลของการเกิดลทอนสัญญาณภายในสายและเกิดความเสียหายทางความถี่ด้วย หรือต้องการส่งสัญญาณเหล่านี้ออกอากาศให้อยู่ในรูปของคลื่นวิทยุโดยต่อเข้ากับสายอากาศ สัญญาณไฟฟ้าเหล่านี้ก็จะไม่แพร่กระจายออกไปในอากาศได้ จะต้องทำการเปลี่ยนคุณสมบัติ โดยการผสมสัญญาณกับคลื่นสัญญาณความถี่สูงเรียกว่าคลื่นพาห้ (Carrier wave) ถ้าความสูงของสัญญาณคลื่นพาห้เปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนกับสัญญาณเสียงหรือสัญญาณข้อมูลขบวนการนี้เรียกว่าการมอดูเลตแบบการเปลี่ยนแปลงความสูง ดังภาพที่ 2.19



ภาพที่ 2.19 แสดงคลื่นการมอดูเลตแบบ Amplitude

ในภาพที่ 2.19 แสดงสัญญาณและการมอดูเลต โดยสัญญาณ รูป (ก) สัญญาณชายน์ความถี่เสียง รูป (ข) สัญญาณความถี่สูงเป็นพาหะ และรูป (ค) สัญญาณที่มีการมอดูเลตแล้ว

และภาพที่ 2.20 เป็นวงจรคูณที่ใช้แสดงการมอดูเลต กำหนดให้มีสัญญาณอินพุท 2 สัญญาณ มี (V_1) คือความถี่เสียง หรือสัญญาณข้อมูล และ (V_2) คือความถี่พาหะ ซึ่งผลการมอดูเลตของสัญญาณสามารถเขียนสเปกตรัมได้ดังภาพที่ 2.20 (ข)



ภาพที่ 2.20 แสดงการมอดูเลตด้วยวงจรถูกคูณ

ดังนั้นค่าแรงดันที่เอาท์พุทของวงจรถูกคูณจะได้

$$\begin{aligned}
 V_o &= K_m V_1 V_2 \\
 &= K_m (\sin \omega_1 t) (V_{DC} + \sin \omega_2 t) \\
 &= K_m V_{DC} \sin \omega_1 t + K_m (\sin \omega_1 t) (\sin \omega_2 t) \\
 V_o &= K_m V_{DC} \sin \omega_1 t + \frac{K_m}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t] \quad (2.37)
 \end{aligned}$$

(6) วงจรมอดูเลตแบบ Balanced Modulation

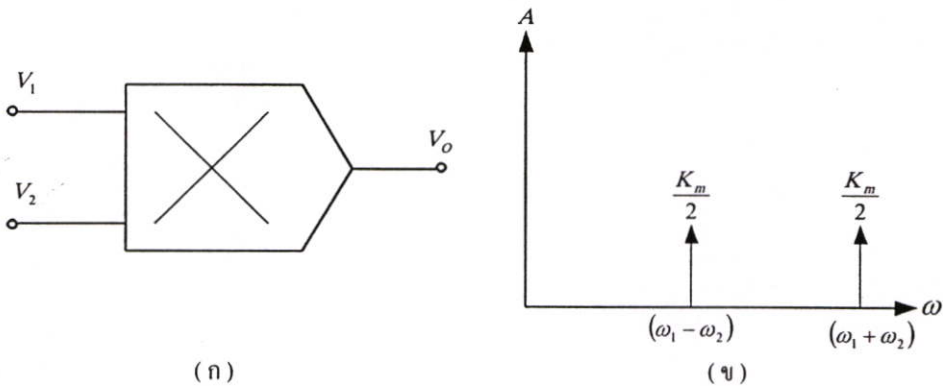
การนำวงจรถูกคูณมอดูเลตแบบ Balanced หรือเรียกการมอดูเลตแบบ DSB ซึ่งมีชื่อเต็มว่า Double-sideband suppressed carrier modulation ตามความหมายก็คือการมอดูเลตที่ให้สัญญาณมอดูเลตเรียบร้อยแล้วมีไซด์แบนด์ทั้งสองด้าน และสกัดเอาสัญญาณคลื่นพาห์ออกไปวัดอุปกรณ์หลักของการมอดูเลตแบบนี้ก็คือต้องการลดกำลังส่งในส่วนที่เป็นสัญญาณคลื่นพาห์ออกจากสัญญาณ AM และเพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพด้านกำลังส่ง เมื่อทำการสกัดสัญญาณคลื่นพาห์ออก สัญญาณของ DSB ที่ได้สามารถเขียนสมการหลักได้ดังนี้

$$V_c(t) = A_c m(t) \cos \omega_c t \quad (2.38)$$

เมื่อทำการหาสเปกตรัมของสัญญาณตามสมการที่ (2.38) จะได้

$$V_c = \frac{A}{2} [M(f + f_c) + M(f - f_c)] \quad (2.39)$$

จากภาพที่ 2.21 เป็นวงจรที่ใช้เป็นตัวผสมสัญญาณ โดยกำหนดให้มีสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ มี V_1 คือสัญญาณไซน์ให้มีความถี่ ω_1 และ V_2 คือสัญญาณไซน์ให้มีความถี่ ω_2 ดังนี้



ภาพที่ 2.21 แสดงการผสมสัญญาณของวงจรคูณแบบ Balanced

$$V_1 = \sin \omega_1 t$$

$$V_2 = \sin \omega_2 t$$

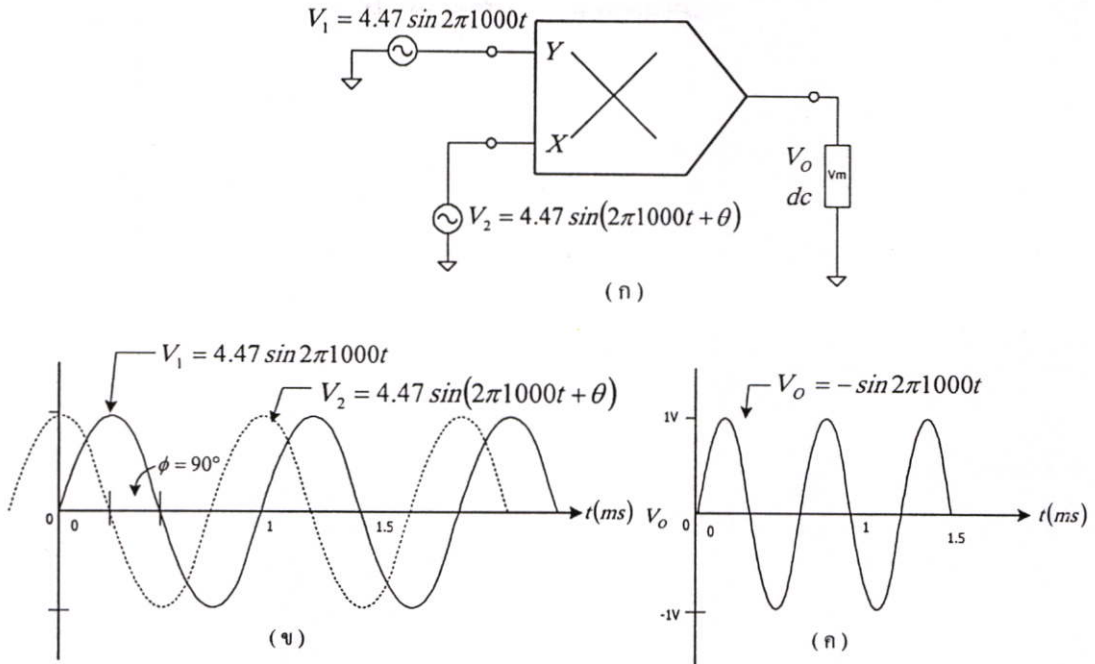
ดังนั้นค่าแรงดันเอาต์พุต (V_o) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} V_o &= K_m V_1 V_2 \\ &= K_m (\sin \omega_1 t) (\sin \omega_2 t) \\ \therefore V_o &= \frac{K_m}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t] \end{aligned} \quad (2.40)$$

ซึ่งจะเห็นได้จากค่า Spectrum ของแรงดันเอาต์พุต (V_o) ที่เกิดขึ้นดังในรูปที่ 2.21 (ข)

(7) วงจรวัดค่าเลื่อนเฟสของสัญญาณ (Phase Shift)

จากรูปที่ 2.22 (ก) เป็นการนำความถี่ไซน์ที่มีค่าเท่ากันต่อเข้ากับอินพุตของวงจรคูณ โดยที่แรงดันเอาต์พุต (V_o) ของวงจรจะมีค่าแรงดันไฟกระแสตรงและกระแสสลับ โดยจะมีความถี่ที่อินพุตเท่ากัน

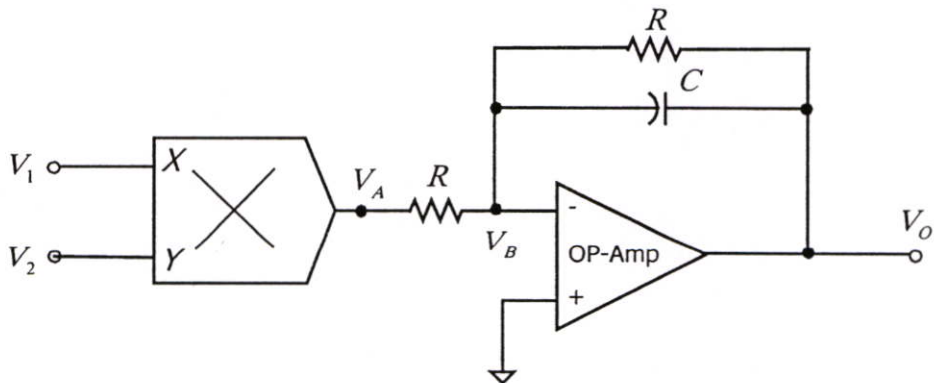


ภาพที่ 2.22 แสดงหลักการเบื้องต้นของวงจรวัดค่าเฟสที่ใช้วงจรถูก

จากภาพที่ 2.23 จะเห็นว่าเป็นวงจรที่นำวงจรถูกมาเป็นตัววัดค่าเฟส ซึ่งใช้ร่วมกับออปแอมป์ที่จัดวงจรเป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter) โดยกำหนดให้มีสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ มี V_1 คือสัญญาณขาเข้าที่มีความถี่ที่เลื่อนออกไป และ V_2 คือสัญญาณขาเข้าที่มีความถี่ปกติ ดังนี้

$$V_1 = V_{m1} \sin(\omega t + \theta)$$

$$V_2 = V_{m2} \sin(\omega t)$$



ภาพที่ 2.23 แสดงวงจรวัดค่าเฟสที่ใช้วงจรถูกร่วมกับออปแอมป์

เมื่อ $\theta =$ ค่ามุมเฟสที่เลื่อนออกไป
 ดังนั้นค่าแรงดันเอาต์พุต (V_A) ของวงจรคูณจะได้

$$V_A = K_m V_1 V_2 \quad (2.41)$$

แทนค่า V_1, V_2 ลงในสมการ (2.41) จะได้

$$V_A = K_m [V_{m1} \sin(\omega t + \theta)] [V_{m2} \sin \omega t] \quad (2.42)$$

$$\therefore \text{จากสมการ (2.42)} \quad V_A = \frac{K_m V_{m1} V_{m2}}{2} [\cos(\phi \omega t + \theta) - \cos(2\omega t + \theta)] \quad (2.43)$$

จากสมการที่ (2.43) จะเห็นค่าสมการจะประกอบไปด้วย $(\phi \omega t + \theta)$ ค่าความถี่ต่ำคือ $\phi \omega$
 และ $(2\omega t + \theta)$ ค่าความถี่สูงคือ 2ω

และที่ออปแอมป์ที่ถูกจัดเป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านสามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้
 ที่โหนด V_B พบว่า

$$V_B - \frac{V_A}{R} - \left(\frac{1}{R} + Cs \right) V_O = 0 \quad (2.44)$$

แต่ $V_B \cong 0$ จะได้

$$\frac{V_O}{V_A} = -\frac{1}{1+CRs} = -\frac{1}{1+s/\omega_o} \quad (2.45)$$

$$\text{ณ ที่ความถี่ Cut-off } \omega_o = \frac{1}{CR} \text{ หรือ } f_o = \frac{1}{2\pi CR}$$

เมื่อสัญญาณ V_A ผ่านเข้าสู่วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน จะกรองความถี่สูงออกคือตัดค่า
 $\cos(2\omega t + \theta)$ ทิ้งไปเหลือเพียง $\cos \theta$ จะได้ค่าแรงดันเอาต์พุตดังสมการ (2.46)

$$V_O = \frac{K_m V_{m1} V_{m2}}{2} (\cos \theta) \quad (2.46)$$

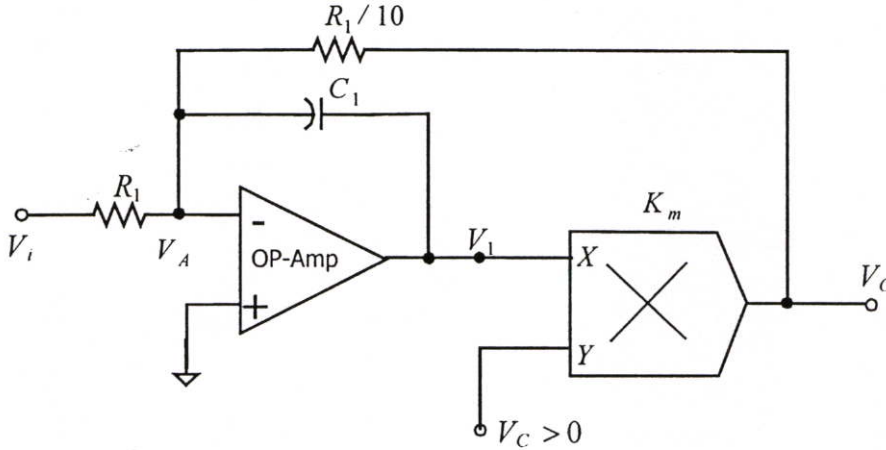
$$\text{ซึ่งจะพบว่าเมื่อ } \theta = 0 \text{ ได้ค่า } V_O = \frac{K_m V_{m1} V_{m2}}{2} = \text{ค่าสูงสุด}$$

$$\theta = 90 \text{ ได้ค่า } V_O = 0$$

$$\theta = 180 \text{ ได้ค่า } V_O = -\frac{K_m V_{m1} V_{m2}}{2} = \text{ค่าต่ำสุด}$$

(8) วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านที่ปรับค่าได้ (Tunable Low-pass filter)

ในภาพที่ 2.24 แสดงการนำวงจรคูณต่อร่วมกับออปแอมป์จัดเป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน โดยมีวงจรทำหน้าที่ปรับค่าความถี่คัตออฟ (Cutt-off Frequency) ได้ โดยจะสร้างอัตราขยายแรงดันที่ได้จากอินพุตด้วยการป้อนแรงดันไบอัส (V_C) ของวงจรคูณ และสามารถชดเชยความถี่ของวงจรได้อีกด้วย ซึ่งสามารถวิเคราะห์ค่าเอาท์พุทได้ดังนี้



ภาพที่ 2.24 แสดงวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านที่ปรับค่าได้

ที่ออปแอมป์หาสมการได้จาก KVL

$$V_A - \frac{V_i}{R_1} - C_1 V_1 s - \frac{10V_0}{R_1} = 0 \quad (2.47)$$

ที่เอาท์พุทวงจรคูณมีค่า $V_O = K_m V_1 V_C$

$$\therefore V_1 = \frac{V_O}{K_m V_C} \quad (2.48)$$

แทนค่าสมการ (2.48) ในสมการ (2.47) จะได้

$$\frac{-V_i}{R_1} - \frac{C_1 V_O s}{K_m V_C} - \frac{10V_O}{R_1} = 0$$

และ $-V_O \frac{(C_1 R_1 s + 10K_m V_C)}{K_m R_1 V_C} = \frac{V_i}{R_1}$

\therefore ทรานสเฟอว์ฟังก์ชันจะได้

$$\frac{V_O}{V_i} = \frac{-K_m V_C}{(C_1 R_1 s + 10K_m V_C)} \quad (2.49)$$

ถ้าเอา $10K_m V_C$ หาค่าตลอดจะได้

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-1/10}{1 + \frac{C_1 R_1 s}{10K_m V_C}} \quad (2.50)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-K}{1 + s/\omega_o} \quad (2.51)$$

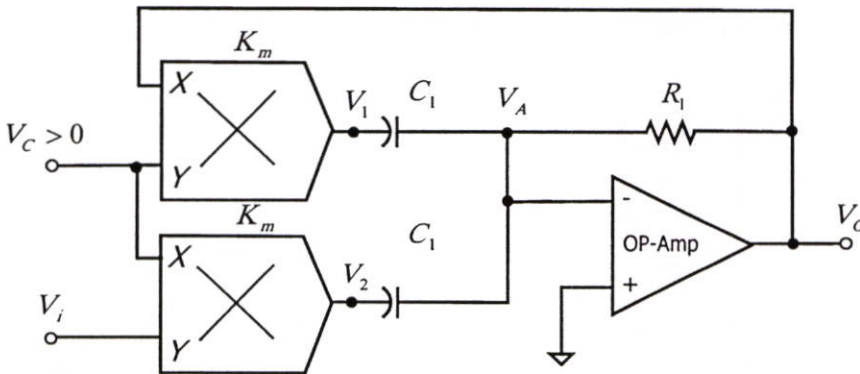
เมื่อนำสมการที่ (2.50) มาเปรียบเทียบกับ (LPF) ในสมการที่ (2.51) พบว่าคล้ายกัน ดังนั้นจะได้

$$\omega_o = \frac{10K_m V_C}{C_1 R_1}$$

หรือ $f_o = \left(\frac{10K_m}{2\pi C_1 R_1} \right) V_C$ (2.52)

(9) วงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่านที่ปรับค่าได้ (Tunable High-pass filter)

ในภาพที่ 2.25 แสดงการนำวงจรคูณต่อร่วมกับออปแอมป์จัดเป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน จากวงจรพบว่าเอาท์พุทของวงจรคูณจะถูกอนุกรมด้วยตัวเก็บประจุ C_1 โดยตัวเก็บประจุ C_1 จะเป็นตัวกรองความถี่ที่ได้จากเอาท์พุทของวงจรคูณ ซึ่งสามารถวิเคราะห์ค่าเอาท์พุทได้ดังนี้



ภาพที่ 2.25 แสดงวงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่านที่ปรับค่าได้

ที่ออปแอมป์หาสมการได้จาก KVL

$$V_A - C_1 V_1 s - C_1 V_2 s - \frac{V_o}{R_1} = 0 \quad (2.53)$$

$$\text{ที่เอาที่พหุทวงจรคูณมีค่า} \quad V_1 = K_m V_o V_C \quad (2.54)$$

$$\therefore \quad V_2 = K_m V_i V_C \quad (2.55)$$

แทนค่าสมการ(2.54)(2.55) ในสมการที่ (2.53) จะได้

$$-C_1 K_m V_o V_C s - C_1 K_m V_i V_C s - \frac{V_o}{R_1} = 0$$

$$\text{หรือ} \quad -V_o \frac{(C_1 K_m R_1 V_C s + 1)}{R_1} = C_1 K_m V_C V_i s$$

\therefore ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันจะได้

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-C_1 K_m R_1 V_C s}{C_1 K_m R_1 V_C s + 1}$$

$$\text{และ} \quad \frac{V_o}{V_i} = -\frac{1}{1 + \frac{1}{C_1 K_m R_1 V_C s}} \quad (2.56)$$

จะได้

$$\omega_o = \frac{1}{C_1 R_1 K_m V_C}$$

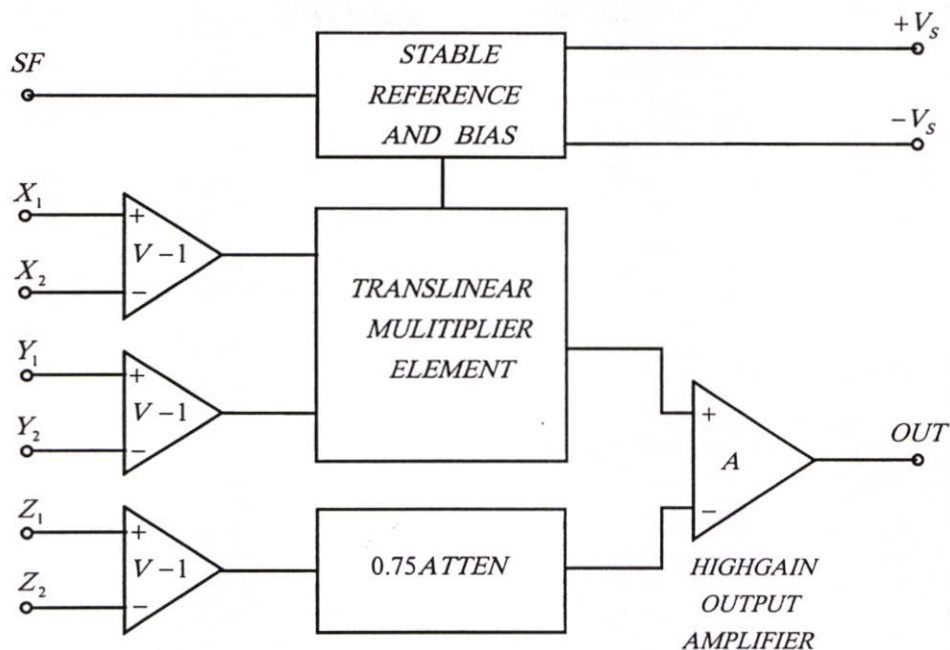
$$\text{หรือ} \quad f_o = \left(\frac{1}{2\pi C_1 R_1 K_m} \right) \frac{1}{V_C} \quad (2.57)$$

2.4.4 วงจรคูณและวงจรรหารที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

ในวงจรรอเวลาที่ออกแบบในวิทยานิพนธ์นี้จะประกอบไปด้วยกลุ่มวงจรมอดูลเล็กที่ทำหน้าที่แตกต่างกัน กลุ่มวงจรมอดูลเล็กนี้จะเรียกว่าวงจรร้อยจะเป็นแบบวงจรที่แน่นอน เช่น วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน วงจรคูณ วงจรรหาร และวงจรรวมสัญญาณดังได้กล่าวไว้แล้วในตอนต้น แต่สำหรับในหัวข้อนี้จะได้กล่าวถึงวงจรคูณและวงจรรหารที่นำมาใช้ในการออกแบบวงจร ซึ่งนับว่าเป็นส่วนสำคัญวงจรมอดูลหนึ่ง และ ณ ที่นี้จะขอกกล่าวโครงสร้างและคุณสมบัติของวงจรคูณเบอร์ AD534 พอสังเขป

(1) โครงสร้างของวงจรคูณเบอร์ AD534

ในภาพที่ 2.26 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรคูณเบอร์ AD534 จะพบว่าที่อินพุตมีวงจรมอดูลแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่เหมือนกัน 3 วงจร ซึ่งจะทำหน้าที่เปลี่ยนค่าแรงดันเป็นกระแสเมื่อปรับชดเชย (Offset) ให้มีค่าเป็นศูนย์ และค่ากระแสที่เกิดจากให้อินพุต X และ Y นั้นจะอาศัยการคูณในหลักการของ กิลเบิร์ต (Gilbert's) [3-4] โดยมีค่าคงที่ (Scale factor) อยู่ที่ 10 Volts และค่าความแตกต่างระหว่าง XY / SF และ Z จะขึ้นอยู่กับค่า



ภาพที่ 2.26 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรมัลติพลายเออร์ AD534

ซึ่งค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชันทั่วไปของวงจรมัลติพลายเออร์ AD534 คือ

$$V_{OUT} = A \left(\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{SF} - (Z_1 - Z_2) \right) \quad (2.58)$$

เมื่อ

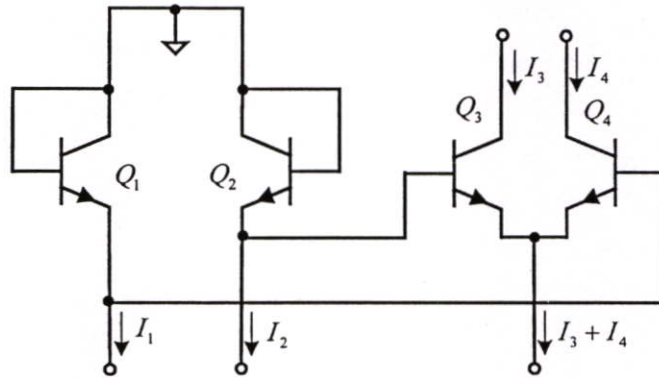
A = Open loop gain of output amplifier.

X, Y, Z = Input Voltage

SF = Scale factor จะมีค่า 10 V และสามารถปรับลดได้ถึง 3 V

(2) วงจรภายในของวงจรมัลติพลายเออร์ AD534

วงจรมัลติพลายเออร์ AD534 เป็นวงจรมัลติพลายเออร์แบบ Four-quadrant multiplier มีอินพุตทั้งหมด (X, Y , และ Z) เป็นดิฟเฟอเรนเชียล เอาท์พุตมีพีแอนด์แอสซิมเมตริกสูง ใช้หลักการของ Variable Transconductance หรือ Current rationing method ซึ่งเป็นหัวใจของหลักการนี้คือวงจร “Linearized Transconductance” ซึ่งประกอบด้วยคู่ของ Q_1 และ Q_2 จะถูกต่อเสมือนเป็นไดโอด และคู่ของ Q_3 และ Q_4 จะให้การเปลี่ยนแปลงค่าของ Transconductance หรือ (Variable Transconductance) ดังภาพที่ 2.27



ภาพที่ 2.27 แสดงวงจรภายในของวงจรคูณ

จากภาพที่ 2.27 โดยพิจารณา $I_B \cong 0, \because \beta \gg 1$ จะได้

$$\text{จาก} \quad V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (2.59)$$

$$\text{จากภาพจะได้} \quad V_{BE1} + V_{BE4} = V_{BE2} + V_{BE3}$$

$$\text{หรือ} \quad V_{BE3} - V_{BE4} = V_{BE1} - V_{BE2} \quad (2.60)$$

แทนค่าสมการ (2.59) ใน (2.60) จะได้

$$\frac{I_{C3}}{I_{C4}} = \frac{I_{C1}}{I_{C2}}$$

หรือ

$$\frac{I_3}{I_4} = \frac{I_1}{I_2} \quad (2.61)$$

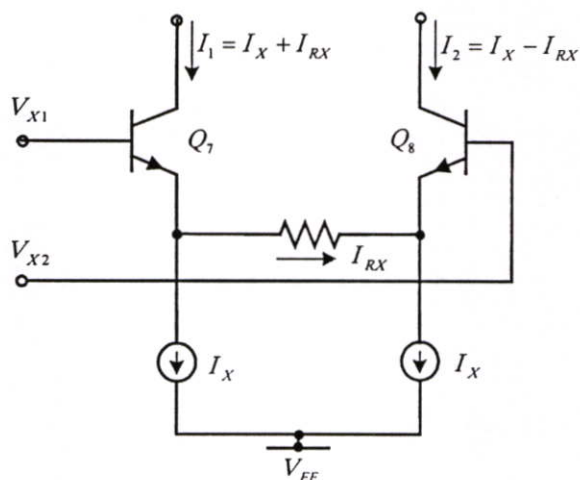
จากสมการ (2.61) สามารถย้ายได้

$$I_2 I_3 - I_1 I_4 = 0$$

$$\text{หรือ} \quad 2(I_2 I_3 - I_1 I_4) = 0$$

เพิ่ม $I_1 I_3$ และ $I_2 I_4$ ทั้งสองข้างจะได้

$$\begin{aligned} I_1 I_3 + I_2 I_3 - I_1 I_4 - I_2 I_4 &= I_1 I_3 + I_1 I_4 - I_2 I_3 - I_2 I_4 \\ \text{จะได้} \quad (I_3 - I_4)(I_1 + I_2) &= (I_1 - I_2)(I_3 + I_4) \\ I_3 - I_4 &= \frac{(I_1 - I_2)(I_3 + I_4)}{I_1 + I_2} \end{aligned} \quad (2.62)$$



ภาพที่ 2.28 แสดงวงจรภายในของวงจรคู่ส่วนอินพุท

จากภาพที่ 2.28 เมื่อพิจารณากระแสจะได้

$$I_1 = I_X + I_{RX} \quad (2.63)$$

$$I_2 = I_X - I_{RX} \quad (2.64)$$

เอาสมการ (2.63) - (2.64) จะได้

$$I_1 - I_2 = 2I_{RX} \quad (2.65)$$

เอาสมการ (2.63) + (2.64) จะได้

$$I_1 + I_2 = 2I_X \quad (2.66)$$

เมื่อ

$$I_{RX} = \frac{V_{E1} - V_{E2}}{R_X} \quad (2.67)$$

แทนค่าสมการ (2.67) ใน (2.65) จะได้

$$I_1 - I_2 = 2 \left(\frac{V_{E1} - V_{E2}}{R_X} \right) \quad (2.68)$$

แต่

$$\begin{aligned} V_{E1} - V_{E2} &= (V_{X1} - V_{BE1}) - (V_{X2} - V_{BE2}) \\ &= (V_{X1} - V_{X2}) - (V_{BE1} - V_{BE2}) \end{aligned}$$

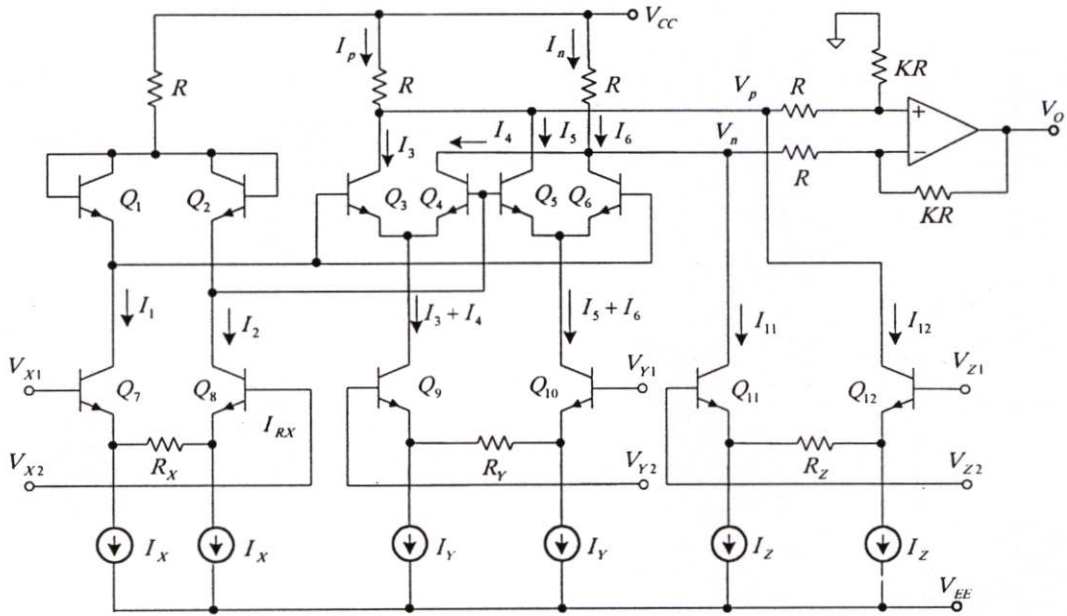
$$\therefore V_{E1} - V_{E2} = (V_{X1} - V_{X2}) - V_T \ln \frac{I_1}{I_2} \quad (2.69)$$

แทนค่าสมการ (2.64) ใน (2.63) จะได้

$$I_1 - I_2 = \frac{2}{R_X}(V_{X1} - V_{X2}) - \frac{2V_T}{R_X} \ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right)$$

ถ้า $I_1 \cong I_2$ และ V_T มีค่าน้อยมากจะพบว่า

$$I_1 - I_2 = \frac{2}{R_X}(V_{X1} - V_{X2}) \quad (2.70)$$



ภาพที่ 2.29 แสดงวงจรภายในของวงจรคูณเบอร์ AD534 ที่สมบูรณ์

จากภาพที่ 2.29 จะได้ว่า

$$I_9 = I_3 + I_4 \quad (2.71)$$

แทนสมการ (2.65) (2.66) และ (2.71) ในสมการ (2.62) จะได้ว่า

$$I_3 - I_4 = \frac{(2I_{RX})(I_9)}{2I_X}$$

$$I_3 - I_4 = \frac{I_{RX}I_9}{I_X} \quad (2.72)$$

และ

$$I_{RX} = \frac{V_{X1} - V_{X2}}{R_X} \quad (2.73)$$

แทนค่าสมการ (2.73) ใน (2.72) จะได้ว่า

$$I_3 - I_4 = \frac{(V_{X1} - V_{X2})I_9}{R_X I_X} \quad (2.74)$$

จากภาพ $I_{10} = I_5 + I_6$ จะได้ว่า

$$I_6 - I_5 = \frac{(V_{X1} - V_{X2})I_{10}}{R_X I_X} \quad (2.75)$$

และที่ Q_9, Q_{10} คิดเหมือนกับสมการ (2.70) จะได้

$$I_{10} - I_9 = \frac{2}{R_Y} (V_{Y1} - V_{Y2}) \quad (2.76)$$

ถ้านำสมการ(2.75) - (2.74) จะได้

$$\frac{(V_{X1} - V_{X2})}{R_X I_X} [I_{10} - I_9] = (I_4 + I_6) - (I_3 + I_5) \quad (2.77)$$

แทนค่าสมการ (2.76) ใน (2.77) จะได้

$$(I_4 + I_6) - (I_3 + I_5) = \frac{2(V_{X1} - V_{X2})(V_{Y1} - V_{Y2})}{R_X R_Y I_X} \quad (2.78)$$

และในทำนองเดียวกันที่ Q_{11}, Q_{12} คิดเหมือนกับสมการ (2.70) จะได้

$$I_{12} - I_{11} = \frac{2}{R_Z} (V_{Z1} - V_{Z2}) \quad (2.79)$$

ที่ V_n จะได้

$$V_{CC} - V_n = i_n R = (I_4 + I_6 + I_{11})R \quad (2.80)$$

ที่ V_p จะได้

$$V_{CC} - V_p = i_p R = (I_3 + I_5 + I_{12})R \quad (2.81)$$

นำสมการ (2.80) - (2.81) จะได้

$$V_p - V_n = R[(I_4 + I_6) - (I_3 + I_5) - (I_{12} - I_{11})] \quad (2.82)$$

และที่ ออปแอมป์จะพบว่าเป็นวงจรถิฟเฟอร์เรนเซียลแอมป์ซึ่งสมการเอาท์พุทจะได้

$$V_o = K(V_p - V_n) \quad (2.83)$$

แทนค่าสมการ (2.82) ใน (2.83) จะได้

$$V_o = KR[(I_4 + I_6) - (I_3 + I_5) - (I_{12} - I_{11})] \quad (2.84)$$

แทนค่าสมการ(2.78) (2.79) ใน (2.84) จะได้

$$V_o = KR \left[\frac{2(V_{X1} - V_{X2})(V_{Y1} - V_{Y2})}{R_X R_Y I_X} - \frac{2}{R_Z} (V_{Z1} - V_{Z2}) \right]$$

หรือ

$$V_o = \left(\frac{2KR}{R_X R_Y I_X} \right) (V_{X1} - V_{X2})(V_{Y1} - V_{Y2}) - \frac{2KR}{R_Z} (V_{Z1} - V_{Z2})$$

เมื่อ

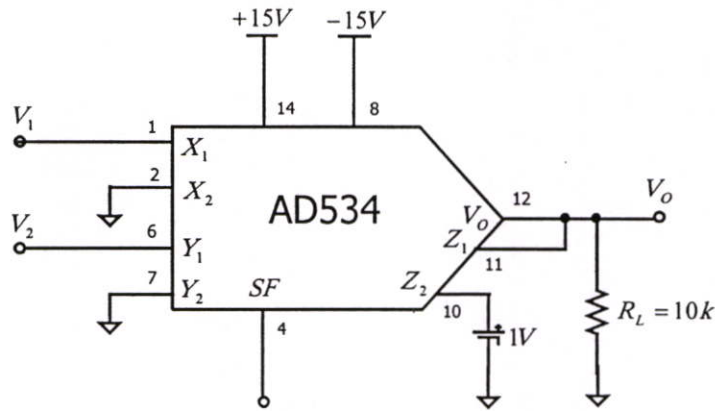
$$\left(\frac{2KR}{R_x R_y I_x} \right) = \frac{1}{SF}$$

$$\left(\frac{2KR}{R_z} \right) = 1$$

จะได้

$$V_o = \frac{(V_{x1} - V_{x2})(V_{y1} - V_{y2})}{SF} - (V_{z1} - V_{z2})$$

(3) วงจรคูณที่ใช้ปรับค่าชดเชย



ภาพที่ 2.30 แสดงวงจรคูณเบอร์ AD 534 ที่ปรับค่าชดเชย

จากภาพที่ 2.30 วงจรคูณที่สามารถปรับค่าชดเชยได้ โดยปรับค่าแรงดันที่อินพุตของ Z_2 ซึ่งจะทำให้ค่าแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงจากสมการ (2.58) เป็นสมการเอาต์พุตของวงจรคูณ และในรูปแบบที่พิจารณาวงจรคูณ AD534 มักจะนิยมใช้สัญญาณทางอินพุตดังนี้

V_1 ที่ X_1 ให้ X_2 ลง GND (ground)

V_2 ที่ Y_1 ให้ Y_2 ลง GND (ground)

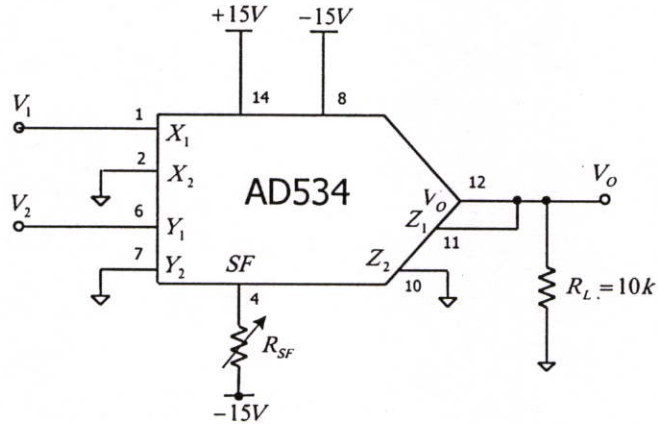
SF จะถูกปล่อยไว้ จะมีค่า = 10V

Z_1 ต่อเข้ากับ V_o ให้ Z_2 ลง GND (ground)

$$\therefore V_o = \frac{(V_1 - 0)(V_2 - 0)}{10} - (0 - 1V)$$

$$V_o = \frac{V_1 V_2}{10} + 1V \quad (2.85)$$

(4) วงจรคูณที่ใช้ปรับค่า SF (Scale factor)



ภาพที่ 2.31 แสดงวงจรคูณที่ปรับค่า SF (Scale factor)

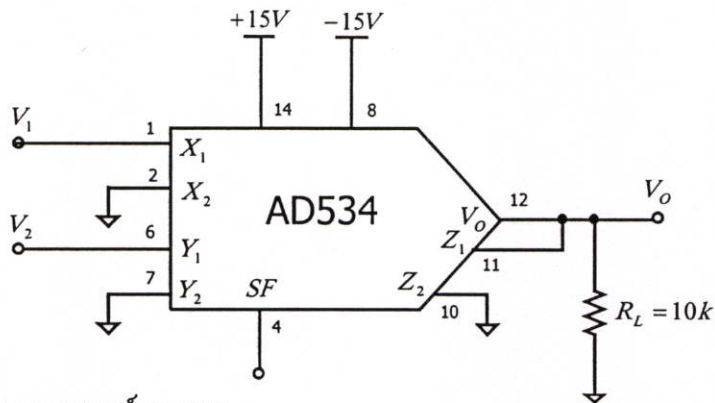
จากภาพที่ 2.31 จะพบว่าค่าสมการเอาต์พุตจะมีค่า

$$V_o = \frac{V_1 V_2}{10 - SF} \tag{2.86}$$

เมื่อ

$$R_{SF} = 5.4 K\Omega \left(\frac{SF}{10 - SF} \right)$$

(5) วงจรคูณที่ใช้ในวิทยานิพนธ์



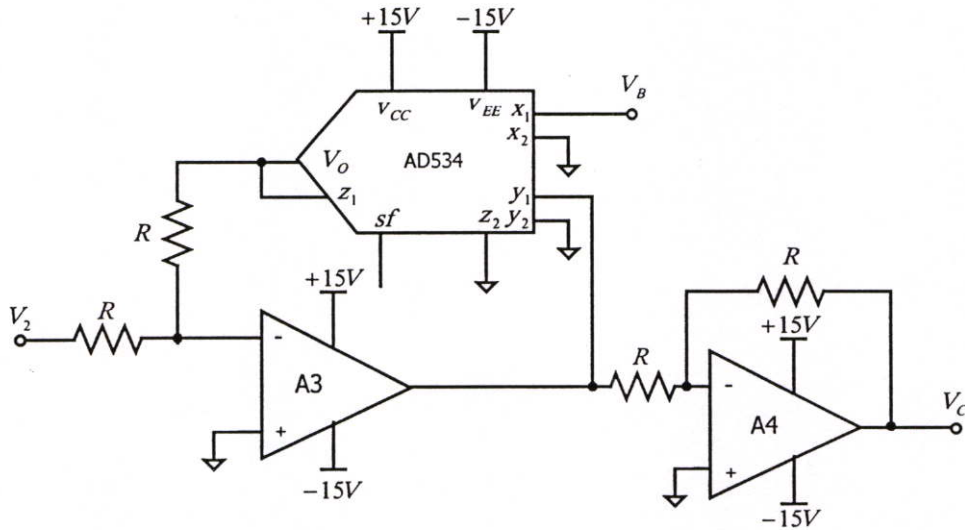
ภาพที่ 2.32 แสดงวงจรคูณเบอร์ AD534

จากภาพที่ 2.32 จะพบว่าค่าสมการเอาต์พุตจะมีค่า

$$V_o = \frac{V_1 V_2}{10} \tag{2.87}$$

(6) วงจรทาร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

การใช้วงจรควบคุมทำหน้าที่เป็นวงจรทาร์นั้น จากภาพที่ 2.33 จะเห็นว่ามีการใช้ออปแอมป์ร่วมด้วย ซึ่งเป็นหลักการเหมือนเดิมตามที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 2.43



ภาพที่ 2.33 แสดงวงจรทาร์ในวิทยานิพนธ์ที่ใช้วงจรควบคุม AD534 ร่วมกับออปแอมป์

จากภาพที่ 2.33 แสดงวงจรทาร์จะได้อัตราขยายแรงดันที่เอาท์พุท (V_C) จะมีค่า

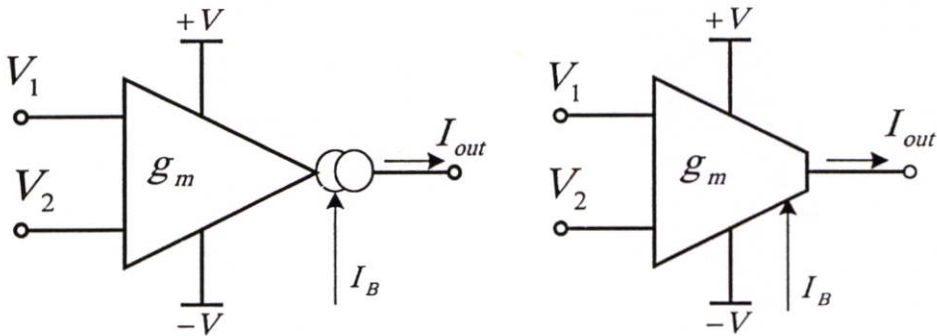
$$V_C = K_D \frac{V_2}{V_B} \quad (2.89)$$

2.5 วงจรทรานคอนดักเตอร์

ในปัจจุบันการประมวลผลสัญญาณในโหมดกระแสได้มีบทบาทอย่างมาก เนื่องจากการประมวลผลในโหมดกระแสมีข้อดีว่าการประมวลผลในโหมดแรงดันหลายประการ จึงพยายามที่จะทำการออกแบบวงจรควบคุมการแปลงสัญญาณหนึ่ง ไปสู่อีกสัญญาณหนึ่งที่เป็นคุณลักษณะของฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรมันๆ เช่น วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส (Voltage Controlled Current Source) [1] เป็นต้น ซึ่งจะพบว่ามีความถี่ (bandwidth) ที่กว้างกว่า ค่าความกว้าง (dynamic range) ที่สูงขึ้น และที่สำคัญใช้แรงดันไฟเลี้ยงที่ต่ำ การประมวลผลในโหมดกระแสมีอยู่หลายชนิด ซึ่งสามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้หลายด้าน เช่น วงจรขยายสัญญาณ วงจรกรองสัญญาณ วงจรความต้านทานเสมือน วงจรควบคุมการเลื่อนเฟส เป็นต้น สำหรับในส่วนนี้จะขอแนะนำ วงจรทรานคอนดักเตอร์แบบต่างๆ และหลักการพื้นฐาน

2.5.1 หลักการทำงานของวงจรถานคอนดักเตอร์[3]

Operational Amplifier หรือ Op-Amp ถือเป็นวงจรถายชนิดหนึ่งที่น่าิยมใช้ในการสร้างวงจรถายที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งคือสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานด้านวงจรถิสกริตได้ แต่ในปัจจุบันได้มีการนำวงจรถายอีกชนิดหนึ่งซึ่งมีหลักการมาจากออปแอมป์ซึ่งเป็นที่น่าิยมใช้กันมากคือวงจรถายทรานคอนดักแตนซ์ (Operational Transconductance Amplifier) หรือ OTA โดยจะให้เอาต์พุตเป็นกระแสจากอินพุตที่เป็นแรงดันหรือเป็นวงจรถายที่ทำหน้าที่เปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแส เป็นอุปกรณ์ที่มีค่าแบนด์วิธสูงกว่าออปแอมป์ธรรมดาทั่วไปจัดได้ว่าเป็นอุปกรณ์ประเภท active element แบบ VCCS (Voltage Controlled Current Source) ซึ่งแสดงสัญลักษณ์ของวงจรถายดังภาพที่ 2.34



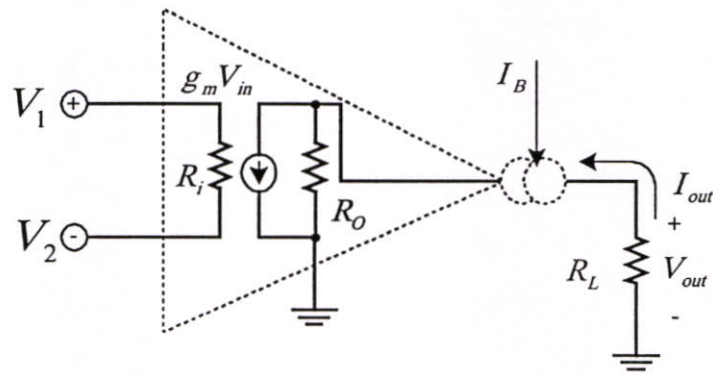
ภาพที่ 2.34 แสดงสัญลักษณ์ของวงจรถานคอนดักเตอร์

จากภาพที่ 2.34 สัญลักษณ์ของตัวทรานคอนดักเตอร์ ที่ประกอบด้วยขั้วอินพุตสามขั้วและเอาต์พุตหนึ่งขั้ว ซึ่งสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุต (V_{in}) และกระแสเอาต์พุต (I_{out}) ดังนี้

$$I_{out} = g_m(V_1 - V_2) \quad (2.90)$$

สำหรับวงจรถานคอนดักเตอร์ หรือทรานคอนดักแตนซ์ ในทางอุดมคตินั้นจะมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์เป็นอนันต์ และมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เป็นอนันต์ด้วย ส่วนค่า g_m ซึ่งถูกเรียกค่านี้อาทรานคอนดักแตนซ์ปกติจะมีค่าน้อยมาก และจะถูกควบคุมจากกระแส I_B เขียนเป็นสมการความสัมพันธ์ของค่า g_m กับ I_B ได้ดังสมการที่ (2.2) และภาพที่ 2.2 เป็นวงจรเทียบเท่าทางอุดมคติของทรานคอนดักแตนซ์

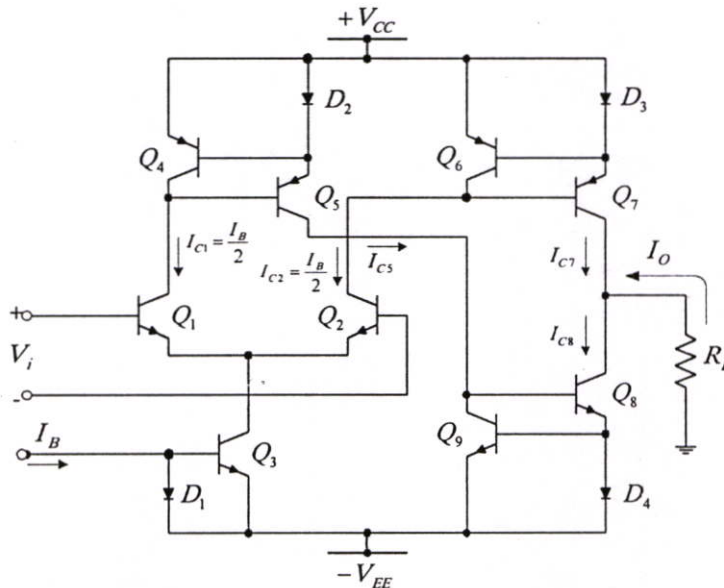
$$g_m = KI_B \quad (2.91)$$



ภาพที่ 2.35 แสดงวงจรเทียบเคียงทางอุดมคติของทรานคอนดักแตนซ์

จากภาพที่ 2.35 กระแส I_B คือกระแสไบอัสที่ใช้ควบคุมค่า ทรานคอนดักแตนซ์ (g_m) ของตัวทรานคอนดักเตอร์ ซึ่งค่าความสัมพันธ์ระหว่าง g_m และ I_B คือค่า g_m ดังสมการที่ 2.92 ซึ่งจะกล่าวต่อไป

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (2.92)$$



ภาพที่ 2.3 แสดงวงจรแบบพื้นฐานของทรานคอนดักเตอร์

จากภาพที่ 2.36 แสดงโครงสร้างพื้นฐานเบื้องต้นของทรานคอนดักเตอร์สำหรับการวิเคราะห์ จะสมมุติฐานว่าค่าอัตราขยายกระแส (h_{FE}) ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรมีค่าสูงมากๆ และค่ากระแสเบสของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกระแสของคอลเลกเตอร์ ซึ่งวิเคราะห์สมการได้ดังนี้

จากรูปค่ากระแส I_C ของทรานซิสเตอร์จะมีค่า

$$I_C = I_S e^{qV_{BE}/KT} \quad (2.93)$$

เมื่อ

$$I_S = \text{Reverse Saturation Current}$$

จากสมการ (2.92) เขียนใหม่ได้

$$V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right)$$

เมื่อ

$$V_T = \frac{K_T}{q}$$

ดังนั้นที่อินพุทของทรานคอนคัตเตอร์จะได้

$$\begin{aligned} V_i &= V_{BE1} - V_{BE2} \\ &= V_T \left[\ln \frac{I_{C1}}{I_S} - \ln \frac{I_{C2}}{I_S} \right] \\ V_i &= V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \end{aligned} \quad (2.94)$$

จากสมการ (2.94) สามารถขยายค่าได้

$$\ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \cong \frac{I_{C1} - I_{C2}}{I_{C2}} \quad (2.95)$$

แทนค่าจากสมการ (2.95) ในสมการ (2.94) จะได้

$$V_i = V_T \left(\frac{I_{C1} - I_{C2}}{I_{C2}} \right) \quad (2.96)$$

ที่ทรานซิสเตอร์ Q2 จะพบว่าค่าของกระแสที่คอลเลกเตอร์ (I_{C2}) มีค่า

$$I_{C2} = \frac{I_B}{2} \quad (2.97)$$

แทนค่า (2.97) ลงในสมการ (2.96) จะได้

$$V_i = V_T \frac{(I_{C1} - I_{C2})}{I_B/2} \quad (2.98)$$

แต่เนื่องจากเป็นวงจรสะท้อนกระแสที่ CM1, CM2, และ CM3 ทำให้ได้ค่ากระแสเป็น

$$\begin{aligned} I_{C1} &= I_{C4} = I_{C5} = I_{C8} \\ I_{C1} &= I_{C8} \end{aligned} \quad (2.99)$$

และ

$$I_{C2} = I_{C6} = I_{C7}$$

$$\therefore I_{C2} = I_{C7} \quad (2.100)$$

แทนค่าสมการ (2.99)(2.100) ใน (2.98) จะได้

$$V_i = V_T \frac{(I_{C8} - I_{C7})}{I_B / 2} \quad (2.101)$$

และที่เอาต์พุตจะได้

$$I_O = I_{C2} - I_{C7} \quad (2.102)$$

แทนสมการ(2.102)ใน (2.101) จะได้

$$V_i = \frac{V_T I_O}{I_B / 2}$$

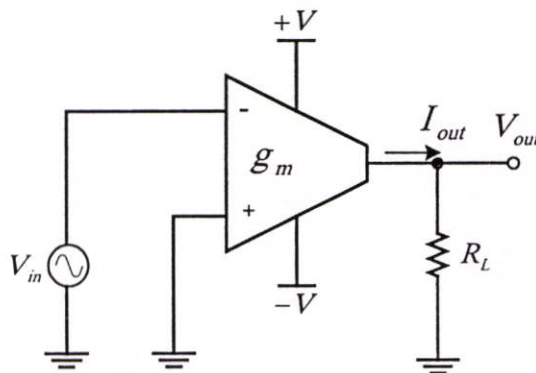
ดังนั้น

$$I_O = \left(\frac{I_B}{2V_T} \right) V_i = (g_m) V_i \quad (2.103)$$

2.4.2 วงจรพื้นฐานของทรานคอนดักเตนซ์

เนื่องจากทรานคอนดักเตนซ์ มีลักษณะเป็นวงจรที่มีรูปแบบคล้าย Op-Amp เพียงแต่ให้ค่าเอาต์พุตเป็นกระแสเท่านั้น จึงสามารถนำไปประยุกต์กับวงจรประมวลผลสัญญาณได้หลายชนิดซึ่งจะขอแนะนำวงจรพื้นฐานที่สำคัญ ๆ เช่น

(1) วงจรขยายแบบกลับขั้ว (Inverting Amplifier) ดังแสดงในภาพที่ 2.37

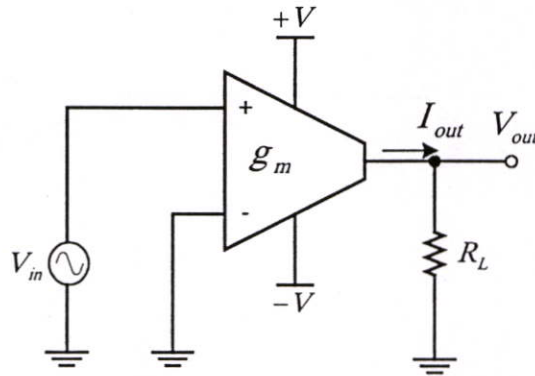


ภาพที่ 2.37 แสดงวงจรขยายกลับขั้วโดยใช้ทรานคอนดักเตนซ์

จากภาพที่ 2.37 สามารถแสดงสมการฟังก์ชันถ่ายโอนจะได้เป็น

$$H_{(s)} = \frac{V_O}{V_{in}} = -g_m R_L \quad (2.104)$$

(2) วงจรขยายไม่กลับขั้ว (Non-inverting amplifier) ดังแสดงในภาพที่ 2.38

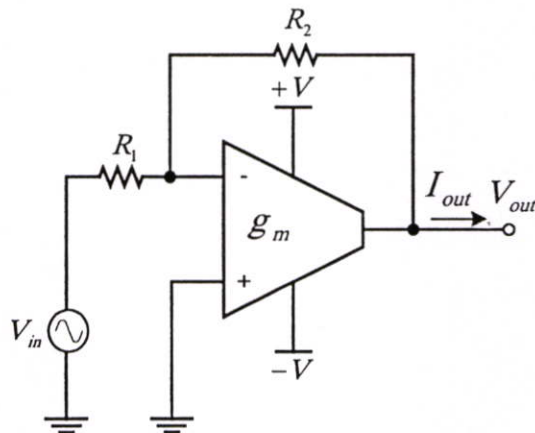


ภาพที่ 2.38 แสดงวงจรขยายไม่กลับขั้วโดยใช้ทรานคอนดักแตนซ์

จากรูปที่ 2.38 สามารถแสดงสมการฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้

$$H(s) = \frac{V_o}{V_{in}} = g_m R_L \quad (2.105)$$

(3) วงจรขยายกลับขั้วที่มีการป้อนกลับ (Inverting amplifier with feedback) เป็นวงจรขยายที่มีการป้อนกลับจากเอาต์พุตไปยังอินพุต ดังแสดงวงจรในภาพที่ 2.39



ภาพที่ 2.39 แสดงวงจรกลับขั้วที่มีการป้อนกลับโดยใช้ทรานคอนดักแตนซ์

จากภาพที่ 2.39 แสดงสมการฟังก์ชันถ่ายโอนได้เป็น

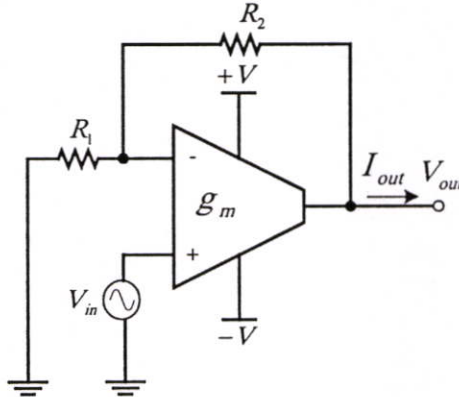
$$H(s) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 - g_m R_2}{1 + g_m R_1} \quad (2.106)$$

แต่ถ้า g_m มีค่ามาก ๆ พอสรุปได้ดังนี้

$$H(s) = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.107)$$

(4) วงจรขยายไม่กลับขั้วที่มีการป้อนกลับ (Non-inverting Amplifier with feedback)

เป็นวงจรขยายที่มีการป้อนกลับจากเอาต์พุตดังแสดงในภาพที่ 2.40



ภาพที่ 2.40 แสดงวงจรขยายไม่กลับขั้วที่มีการป้อนกลับ

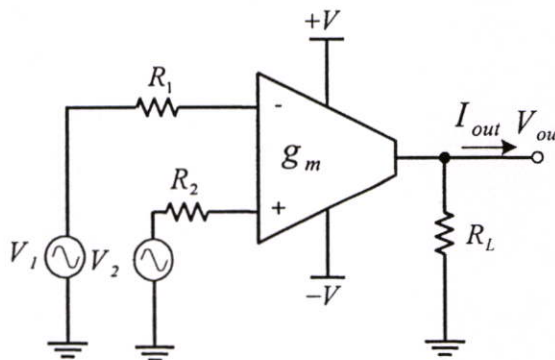
จากภาพที่ 2.40 สามารถแสดงสมการฟังก์ชันถ่ายโอนได้เป็น

$$H(s) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{g_m(R_1 + R_2)}{1 + g_m R_1} \quad (2.108)$$

แต่ถ้า g_m มีค่ามาก ๆ พอสรุปได้ดังนี้

$$H(s) = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.109)$$

(5) วงจรขยายผลต่าง (Differential Amplifier) เป็นวงจรขยายพื้นฐานของทรานคอนคัคแตนซ์ โดยมีอินพุตของทรานคอนคัคแตนซ์ คือผลต่างของสัญญาณ V_1 และ V_2 ดังแสดงในภาพที่ 2.41

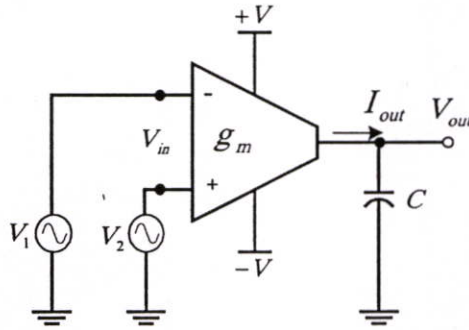


ภาพที่ 2.41 แสดงวงจรขยายผลต่างโดยใช้ทรานคอนคัคแตนซ์

จากภาพที่ 2.41 สามารถแสดงสมการฟังก์ชันถ่ายโอนได้เป็น

$$H(s) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_o}{V_1 - V_2} = g_m R_L \quad (2.110)$$

(6) วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสีย (Lossless integrator) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เหมือนเป็นวงจรกรองสัญญาณ (Filter) ซึ่งมีช่วงการตอบสนองความถี่ที่กว้าง ซึ่งภายในวงจรจะประกอบไปด้วยทรานคอนดักแตนซ์และตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่เหมือนเป็นโหลด ดังแสดงในภาพที่ 2.42

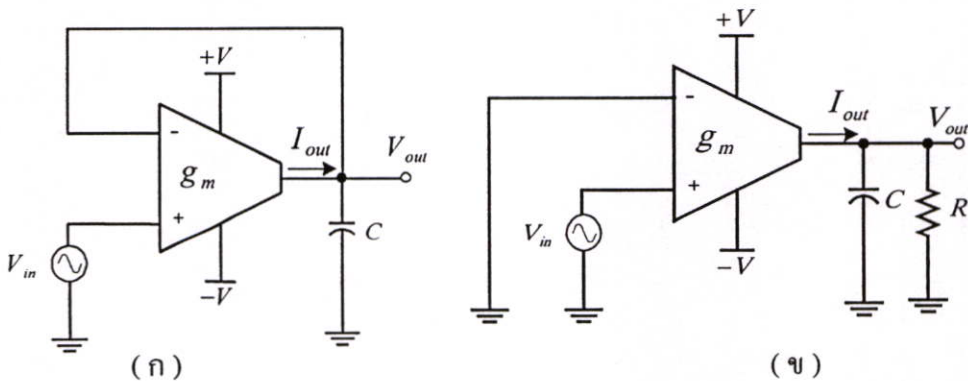


ภาพที่ 2.42 แสดงวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสีย

จากภาพที่ 2.42 ถ้ากำหนดให้ $s = j\omega$ สมการฟังก์ชันถ่ายโอนจะได้เป็น

$$H(s) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_o}{V_1 - V_2} = \frac{g_m}{Cs} \quad (2.111)$$

(7) วงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสีย (Lossy Integrator) [16] เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เหมือนเป็นวงจรกรองสัญญาณ (Filter) ซึ่งจะมีช่วงการตอบสนองความถี่ที่กว้าง วงจรจะประกอบไปด้วยทรานคอนดักแตนซ์และตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่เหมือนโหลด วงจรชนิดนี้จะมีโครงสร้างอยู่สองแบบคือ ชนิดที่มีการป้อนกลับ และชนิดที่ไม่มีการป้อนกลับดังแสดงในภาพที่ 2.43 (ก) และ (ข)



ภาพที่ 2.43 แสดงวงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสียที่มีการป้อนกลับและไม่มีการป้อนกลับ

จากภาพที่ 2.43 (ก) แสดงวงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสียที่มีการป้อนกลับ ถ้ากำหนดให้ $s = j\omega$ สมการฟังก์ชันถ่ายโอนจะได้เป็น

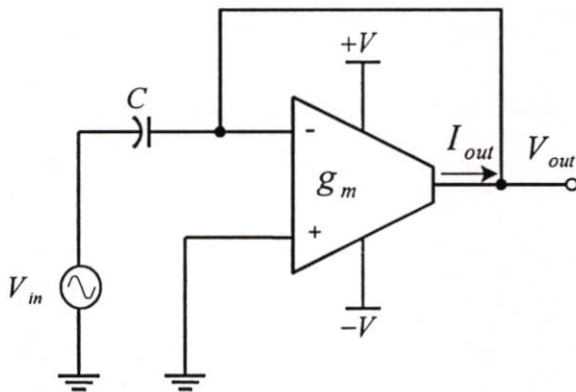
$$\frac{g_m}{Cs}(V_{in} - V_o) = V_o \tag{2.112}$$

$$H(s) = \frac{(g_m/C)}{s + (g_m/C)} \tag{2.113}$$

จากภาพที่ 2.43 (ข) แสดงวงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสียที่ไม่มีมีการป้อนกลับ สมการฟังก์ชันถ่ายโอนจะได้เป็น

$$H(s) = \frac{1}{\left(\frac{1}{g_m}\right)R + \left(\frac{Cs}{g_m}\right)} = \frac{g_m R}{CRs + 1} \tag{2.114}$$

(8) วงจรดิฟเฟอเรนเชียล (Differentiator circuit) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เสมือนวงจรกรองสัญญาณ (Filter) ประเภทวงจรกรองสัญญาณความถี่สูง (High-pass filter) เช่นเดียวกับวงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสีย ซึ่งวงจรประกอบไปด้วยทรานคอนดักแตนซ์และตัวเก็บประจุ ดังแสดงวงจรในภาพที่ 2.44



ภาพที่ 2.44 แสดงวงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่ใช้ทรานคอนดักแตนซ์

จากภาพที่ 2.44 สมการฟังก์ชันถ่ายโอนจะได้เป็น

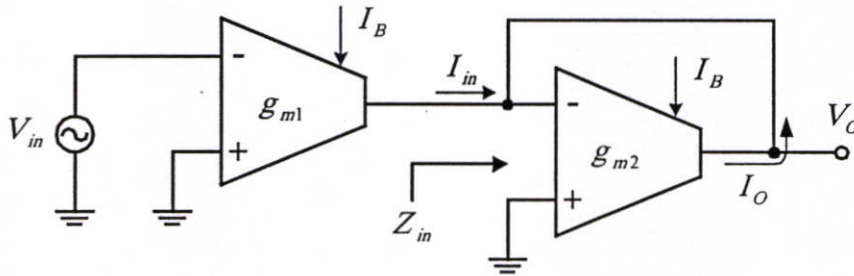
$$H(s) = \frac{Cs}{Cs + g_m} \tag{2.115}$$

2.4.3 การประยุกต์ใช้งาน

ทรานคอนดักเตอร์หรือโอทีเอ เป็นวงจรสำเร็จที่ได้มีการพัฒนาและผลิตออกมาจำหน่ายในท้องตลาดหลายเบอร์ด้วยกัน เช่น LM3080 LM13600 LM13700A CA3280 เป็นต้น และสามารถที่จะหาซื้อได้ง่าย และคุณสมบัติโดยทั่วไปของโอทีเอ จะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นกระแส และมีความต้านทานอินพุตสูง อีกทั้งยังสามารถที่จะควบคุมอัตราขยายกระแสได้ด้วยกระแสควบคุมจากภายนอก ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานได้ดี

(1) วงจรขยายสัญญาณที่ใช้โอทีเอเป็น โหลด ที่มีลักษณะการต่อแบบคู่ Darling Pair ดังภาพที่ 2.12 จะพบว่าไม่มีการใช้อุปกรณ์ประเภทพาสซีฟแต่การปรับอัตราขยายสามารถกำหนดได้จากค่า g_{m1} และ g_{m2} โดยอัตราขยายจะมีลักษณะเพิ่มขึ้นเป็นแบบทวีคูณสองเท่าซึ่งจะพบว่าโอทีเอตัวที่สองกระทำตัวเป็น โหลด ให้กับ โอทีเอตัวที่หนึ่ง ดังนั้นค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของโอทีเอตัวที่สองก็จะเสมือน โหลดของวงจรมีค่าดังสมการที่ (2.116)

$$R_L = Z_{in} = \frac{1}{g_{m2}} \quad (2.116)$$

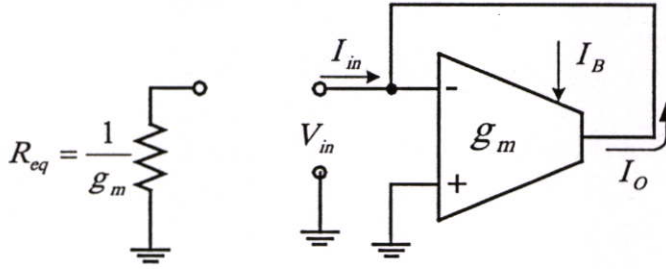


ภาพที่ 2.45 แสดงวงจรขยายสัญญาณที่ใช้โอทีเอเป็น โหลด

สมการฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (2.117)

$$H(s) = \frac{V_O}{V_{in}} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \quad (2.117)$$

(2) วงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ที่ปรับค่าได้ (Electronically variable grounded resistor) เป็นการสร้างวงจรเลียนแบบความต้านทานที่มีขั้วด้านหนึ่งต่อกับกราวด์ เป็นวงจรที่เหมาะสมที่จะนำไปผลิตเป็นวงจรรวมได้อีกแบบหนึ่งโดยแสดงวงจรในภาพที่ 2.46 จะเป็นแบบ Positive Resistance และในภาพที่ 2.47 จะเป็นแบบ Negative Resistance



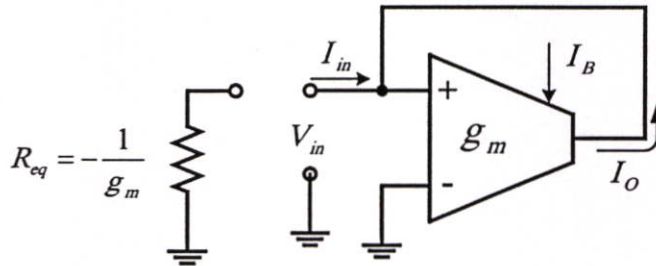
ภาพที่ 2.46 แสดงวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ที่ปรับค่าได้ แบบบวก

จากภาพที่ 2.46 สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ของกระแสอินพุตและเอาต์พุตได้

$$I_{in} = -I_O = g_m(0 - V_{in}) = -g_m V_{in}$$

ดังนั้น

$$R_{eq} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{1}{g_m} = \frac{2V_T}{I_B}$$



ภาพที่ 2.47 แสดงวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ที่ปรับค่าได้แบบลบ

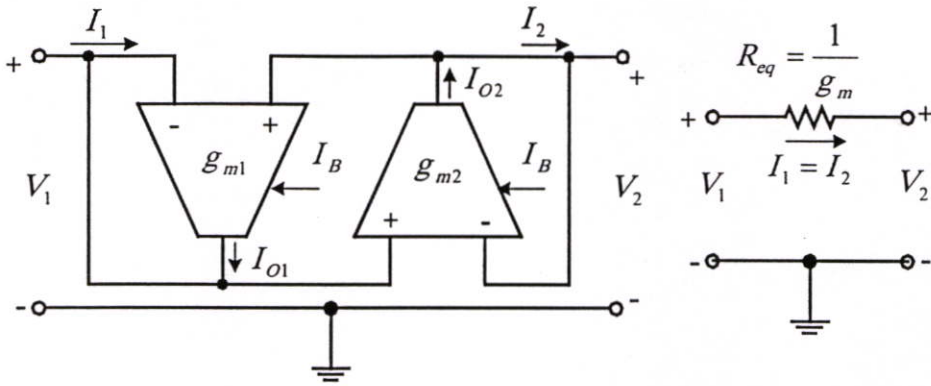
จากภาพที่ 2.47 สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ของกระแสอินพุตและเอาต์พุตได้

$$I_{in} = -I_O = g_m(V_{in} - 0) = g_m V_{in}$$

ดังนั้น

$$R_{eq} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{1}{g_m} = \frac{2V_T}{I_B} \quad (2.118)$$

(3) วงจรความต้านทานแบบลอยตัวที่ปรับค่าได้ (Electronically variable floating resistor) เป็นการสร้างวงจรเลียนแบบความต้านทานที่ไม่มีขั้วต่อกับกราวด์ เป็นวงจรที่เหมาะสมที่จะนำไปผลิตเป็นวงจรรวมได้อีกแบบหนึ่งโดยแสดงวงจรดังภาพที่ 2.48 จะเป็นชนิด Positive Resistance และในภาพที่ 2.49 จะเป็นชนิด Negative Resistance



ภาพที่ 2.48 แสดงวงจรความต้านทานแบบลอยตัวที่ปรับค่าได้ชนิดแบบบวก

จากภาพที่ 2.48 ถ้าให้ $V_1 > V_2$ จะได้

$$I_1 = -I_{O1} = -g_{m1}(V_2 - V_1) = g_{m1}(V_1 - V_2) \quad (2.119)$$

และได้

$$I_2 = I_{O2} = g_{m2}(V_1 - V_2) = g_{m2}(V_1 - V_2) \quad (2.120)$$

สมการ (2.119) = (2.120) จะได้

$$I_1 = I_2 = g_{m1}(V_1 - V_2) = g_{m2}(V_1 - V_2)$$

เมื่อให้

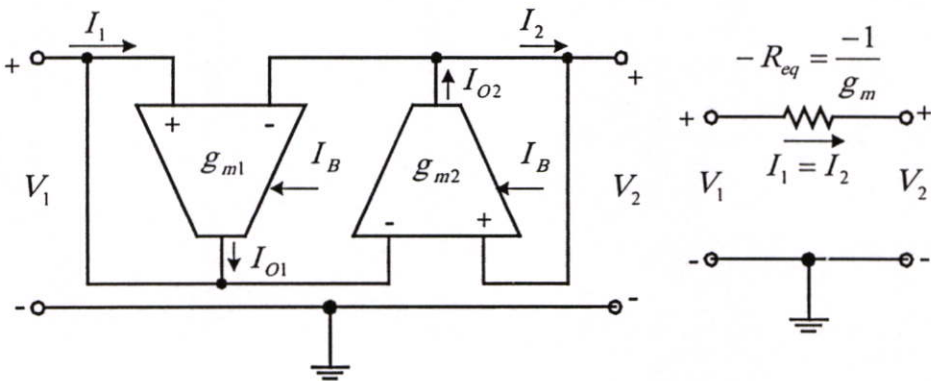
$$g_{m1} = g_{m2} = g_m \quad ; \quad I_1 = I_2 = I$$

จะได้

$$I = g_m(V_1 - V_2)$$

หรือ

$$R_{eq} = \frac{(V_1 - V_2)}{I} = \frac{1}{g_m} = \frac{2V_T}{I_B}$$



ภาพที่ 2.49 แสดงวงจรความต้านทานแบบลอยตัวที่ปรับค่าได้ชนิดแบบลบ

จากภาพที่ 2.49 ถ้าให้ $V_1 > V_2$ จะได้

$$I_1 = -I_{O1} = -g_{m1}(V_1 - V_2) \quad (2.121)$$

และได้

$$I_2 = I_{O2} = g_{m2}(V_2 - V_1) = -g_{m2}(V_1 - V_2) \quad (2.122)$$

สมการ (2.121) = (2.122) จะได้

$$I_1 = I_2 = -g_{m1}(V_1 - V_2) = -g_{m2}(V_1 - V_2)$$

เมื่อให้

$$g_{m1} = g_{m2} = g_m \quad ; \quad I_1 = I_2 = I$$

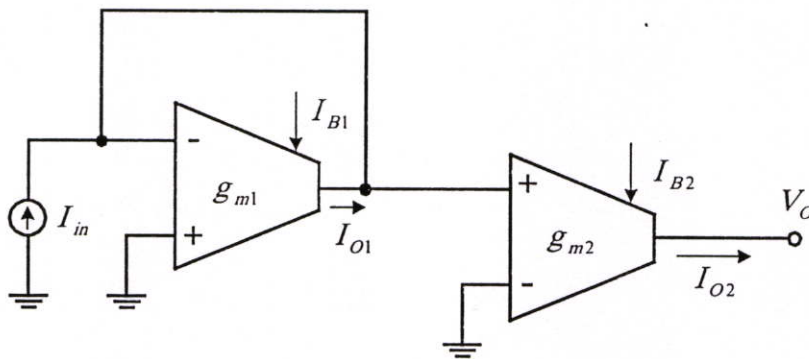
จะได้

$$I = -g_m(V_1 - V_2)$$

หรือ

$$R_{eq} = \frac{-(V_1 - V_2)}{I} = \frac{-1}{g_m} = \frac{-2V_T}{I_B}$$

(4) วงจรที่มีอัตราขยายทางกระแส (Current Gain)



ภาพที่ 2.50 แสดงวงจรที่มีอัตราขยายทางกระแสของทรานคอนคัตแดนซ์

จากภาพที่ 2.50 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{ที่ OTA1} \quad I_{in} = -I_{O1} = -g_{m1}(0 - V_1) = g_{m1}V_1 \quad (2.123)$$

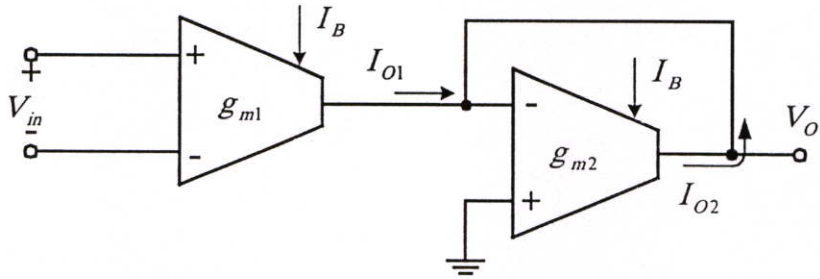
$$\text{ที่ OTA2} \quad I_O = I_{O2} = g_{m2}(V_1 - 0) = g_{m2}V_1 \quad (2.124)$$

เอาสมการที่ (2.123)หาร(2.124) จะได้

$$\frac{I_O}{I_{in}} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \quad (2.125)$$

จากสมการที่ (2.125) จะเห็นว่าผลไม่ขึ้นกับค่า V_T (Temperature Independent)

(5) วงจรที่มีอัตราขยายทางแรงดัน (Voltage Gain)



ภาพที่ 2.51 แสดงวงจรที่มีอัตราขยายทางแรงดันของทรานคอนดักแตนซ์

จากภาพที่ 2.51 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

ที่ OTA1 $I_{O1} = g_{m1}V_{in}$ (2.126)

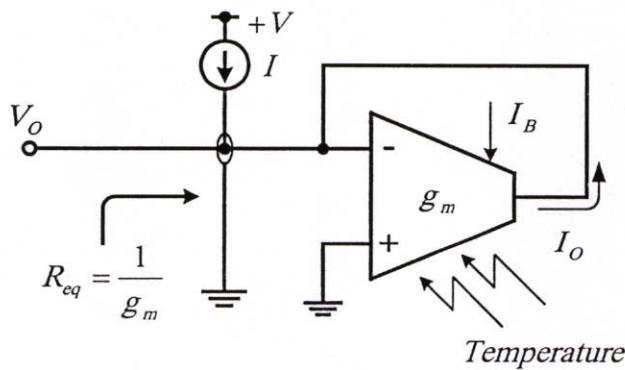
ที่ OTA2 $I_{O1} = -I_{O2} = -g_{m2}(0 - V_o) = g_{m2}V_o$ (2.127)

เอาสมการที่ (2.126)หาร(2.127) จะได้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} = \frac{I_{B1}}{I_{B2}} \quad (2.128)$$

จากสมการที่ (2.128) จะเห็นว่าผลไม่ขึ้นกับค่า V_T (Temperature Independent)

(6) วงจรตรวจจับอุณหภูมิ (Temperature Sensor)



ภาพที่ 2.52 แสดงวงจรตรวจจับอุณหภูมิของทรานคอนดักแตนซ์

ค่าสมการ V_o ที่ได้อคือ

$$V_o = I(R_{eq}) = \frac{I}{g_m} = \frac{I(2V_T)}{I_B}$$

หรือ

$$V_o = \frac{2KT}{q} \left(\frac{I}{I_B} \right)$$

แทนค่าจะได้

$$V_o = (1.725 \times 10^{-4}) \left(\frac{I}{I_B} \right) T$$

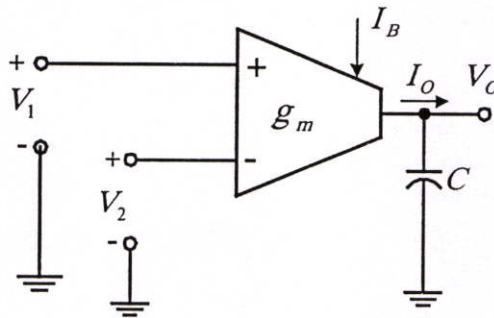
เมื่อ

$$K = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$$

$$q = 1.6 \times 10^{-19} \text{ coulomb (C)}$$

$$T = \text{อุณหภูมิเป็นของกิลวิน (K)}$$

(7) วงจรขยาย Differential-input Integrator



ภาพที่ 2.53 แสดงวงจรขยาย Differential-input Integrator

สมการที่เอาที่พหุ V_o จะได้

$$CV_o s = I_o = g_m(V_1 - V_2)$$

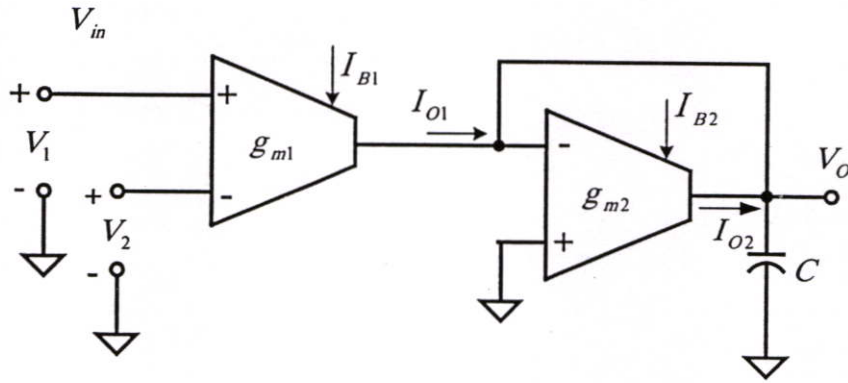
หรือ

$$V_o = \frac{g_m}{Cs} (V_1 - V_2)$$

\therefore

$$V_o = \frac{g_m}{C} \int (V_1 - V_2) dt$$

(4) วงจร Differential-input of Low-pass Filter



ภาพที่ 2.54 แสดงวงจร Differential-input of Low-pass Filter

จากภาพที่ 2.54 ค่าสมการที่เอาท์พุทจากการ Take node จะได้ที่เอาท์พุท

$$CV_Os = I_{O1} + I_{O2} = g_{m1}(V_1 - V_2) + g_{m2}(0 - V_O)$$

ได้

$$(Cs + g_{m2})V_O = g_{m1}(V_1 - V_2)$$

หรือ

$$\frac{V_O}{(V_1 - V_2)} = \frac{g_{m1}}{g_{m2} + Cs} = \frac{\frac{g_{m1}}{g_{m2}}}{1 + \frac{Cs}{g_{m2}}}$$

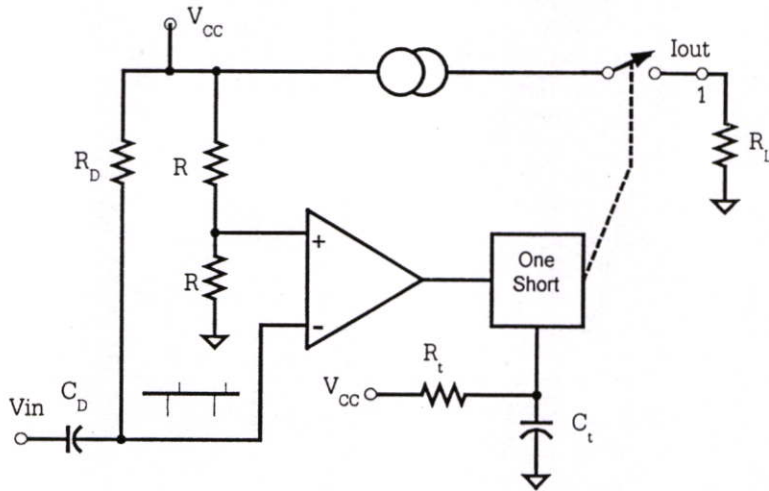
ดังนั้นวงจรเป็น Low-pass filter มี $\omega_o = \frac{g_{m2}}{C}$

2.6 วงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (Frequency to Voltage Converter)

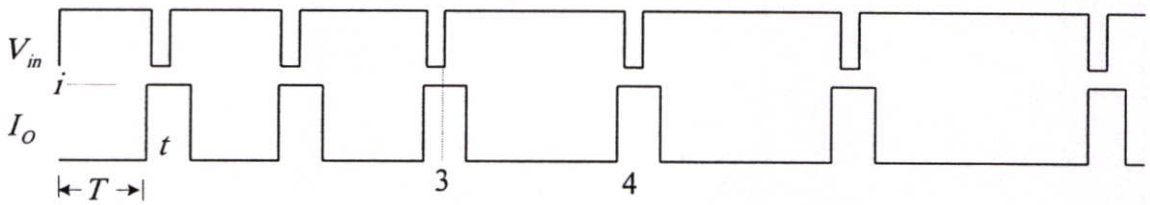
วงจรเปลี่ยนความถี่เป็นค่าแรงดัน (FVC) เป็นวงจรที่สำคัญอีกวงจรหนึ่งซึ่งจะพบว่ามีการนำไปประยุกต์ใช้งานด้านการควบคุมและเครื่องมือวัดต่างๆ เช่น การแปลงสัญญาณแรงดันสัญญาณอนาล็อก (Analog) จาก sensor ให้อยู่ในรูปของความถี่ในรูปสัญญาณดิจิทัลเพื่อป้องกันปัญหาอันเกิดจากรบกวนของสัญญาณที่เกิดขึ้นในสายส่งสัญญาณ ดังนั้นจำเป็นต้องแปลงสัญญาณความถี่กลับมาเป็นค่าแรงดันหรือกระแสที่เป็นค่าเฉลี่ย (Average) และจากการสำรวจพบว่าจะมีไอซีเบอร์ต่างที่มีอยู่ตามท้องตลาดหลายเบอร์ด้วยกัน เช่น LM 331, VFC100 AD652, AD537 และ AD654 หรือในหลักการของ CMS-F/V ซึ่งล้วนมีจุดประสงค์เดียวกันคือการปรับเปลี่ยนค่าความถี่ให้เป็นแรงดัน ดังจะกล่าวต่อไป

2.6.1 หลักการของวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน

จากภาพที่ 2.55 เป็น Block Diagram ของวงจรแปลงสัญญาณความถี่เป็นสัญญาณแรงดันค่าความต้านทาน R_D ที่ต่อระหว่าง V_{CC} กับ $-Comp$ ทำให้มีศักย์บวกสูงกว่า $+Comp$ เพื่อให้ One - Short time และ Switched Current Source หยุดทำงานเนื่องจากค่า C_D มีค่าต่ำ



ภาพที่ 2.55 แสดงบล็อกการทำงานของ FVC



ภาพที่ 2.56 แสดงสัญญาณแรงดันอินพุตกับกระแสเอาต์พุตของ FVC

สัญญาณอินพุตเมื่อผ่าน C_D จะกลายเป็นสัญญาณ Spike สัญญาณซีกบวกจะถูกตัดทิ้งด้วย Diode สัญญาณที่ได้จะเป็นซีกลบผ่านเข้าที่ขา $-Comp$ ทำให้ศักย์ไฟบวกลดลงต่ำกว่าที่ขา $+Comp$ ดังนั้น Comparator จะทรักให้ One-Short time ต่อวงจร Switched Current Source จ่ายกระแส I_{out} ผ่านไปที่โหลดอย่างต่อเนื่องตามการ ทรัก จึงได้จากกระแส Pulse ที่มี Pulse Width และความถี่เท่ากับอินพุตที่ V_{out} และมีแรงดันตกคร่อมที่โหลด

ความเร็วในการจ่ายกระแส I_{out} สามารถหาได้จากสมการ

$$t = 1.1R_tC_t$$

และกระแสที่จ่ายให้โหลด

$$i = \frac{2.09V}{R_S}$$

เนื่องจากกระแสที่จ่ายให้โหลด เฉพาะ Spike ที่เป็นซีกลบเท่านั้น จึงคิดกระแส I_{out} เป็นกระแส I_{av} และ แรงดัน V_{av} ฉะนั้นจะได้

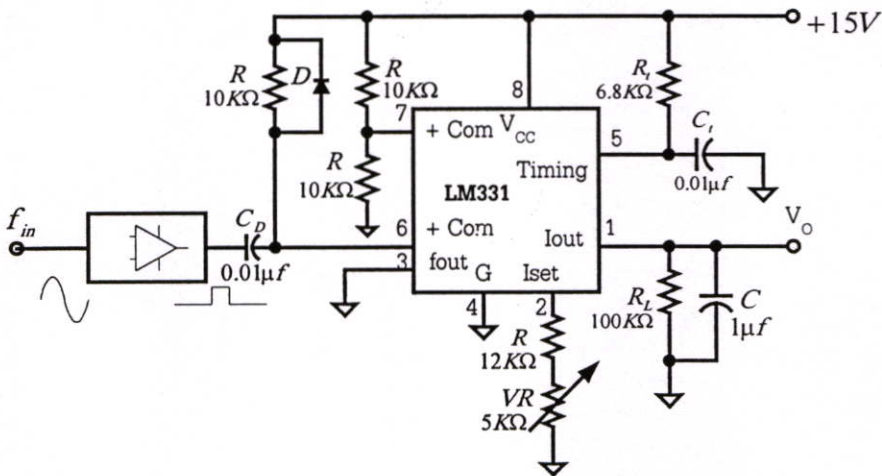
$$\begin{aligned} I_{out} &= \frac{i \cdot t}{T} \\ &= 2.09 \frac{(1.1R_t C_t)}{R_S T} \end{aligned}$$

ค่าแรงดัน เมื่อ

$$\begin{aligned} V_O &= I_{out} R_L \\ V_O &= 2.09(1.1R_t C_t) \left(\frac{R_L}{R_S} \right) f_{in} \end{aligned} \quad (2.129)$$

2.6.2 วงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันในงานวิจัย

วงจรเปลี่ยนความถี่ให้เป็นแรงดันแบบอนาลอกเป็นวงจรที่ให้แรงดันเอาต์พุตเป็นสัดส่วนโดยตรงกับอินพุต จากภาพที่ 2.57 เป็นไอซีเบอร์ LM 331 ทำหน้าที่เปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (FVC : Frequency to Voltage Converter) จากภาพขา 3 เป็นขา f_{out} จะไม่ใช้จึงต่อลง Ground และในขาที่ 1 คือ I_{out} จะเป็นสัญญาณออกคือ V_O ซึ่งมาจาก Switched Current Source ในขา + Com ขา 7 ของ Comparator ต่ออยู่กับแรงดันอ้างอิง (Reference Voltage) ขาที่ 6 เป็น -Com สำหรับป้อนความถี่ (f_{in}) ให้กับ LM 331

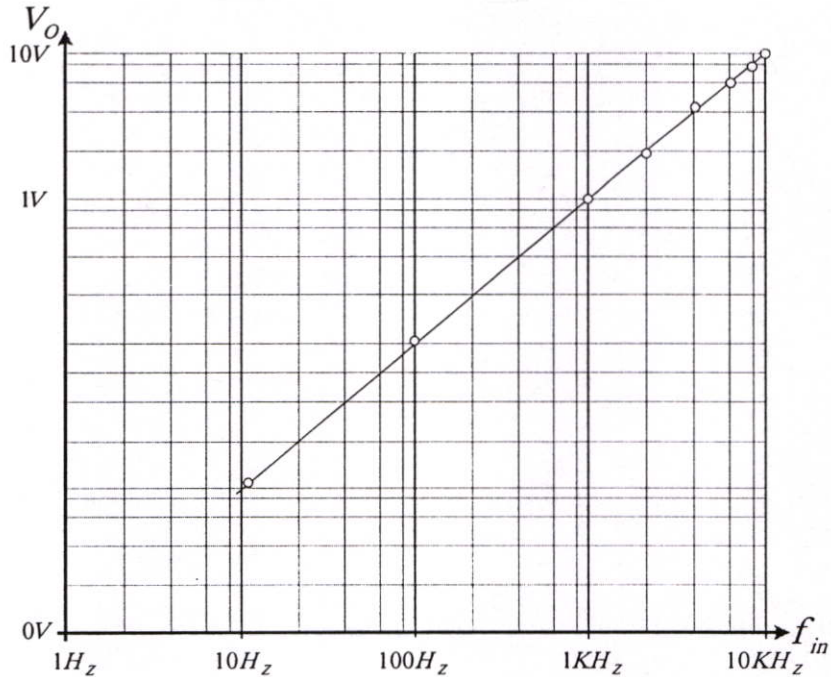


ภาพที่ 2.57 แสดงวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน

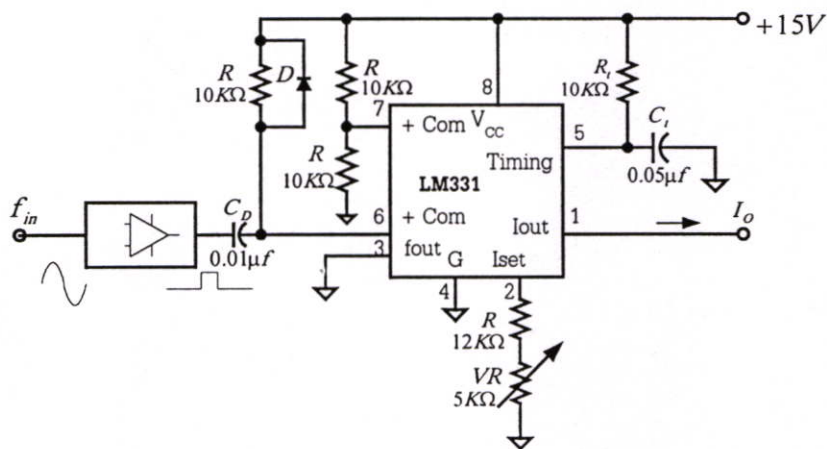
จากภาพที่ 2.57 ได้กำหนดค่าคงที่ K_f ของวงจรไว้ที่ $K_f = 10^{-3} V / H_z$ ซึ่งทำให้ค่าแรงดัน V_O ดังสมการ

$$V_O = K_f * f_{in} \quad (2.130)$$

จากการทดลองโดยการปรับเปลี่ยนค่าความถี่จาก $5H_z$ ไปจนถึง $10kHz$ ที่แรงดันอินพุตประมาณ $5V_{p-p}$ แล้ววัดค่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรด้วยดิจิตอลมัลติมิเตอร์ ซึ่งผลที่ได้มีความเป็นเชิงเส้นอยู่พอสมควรในช่วง $10H_z$ ขึ้นไปดังภาพที่ 2.58



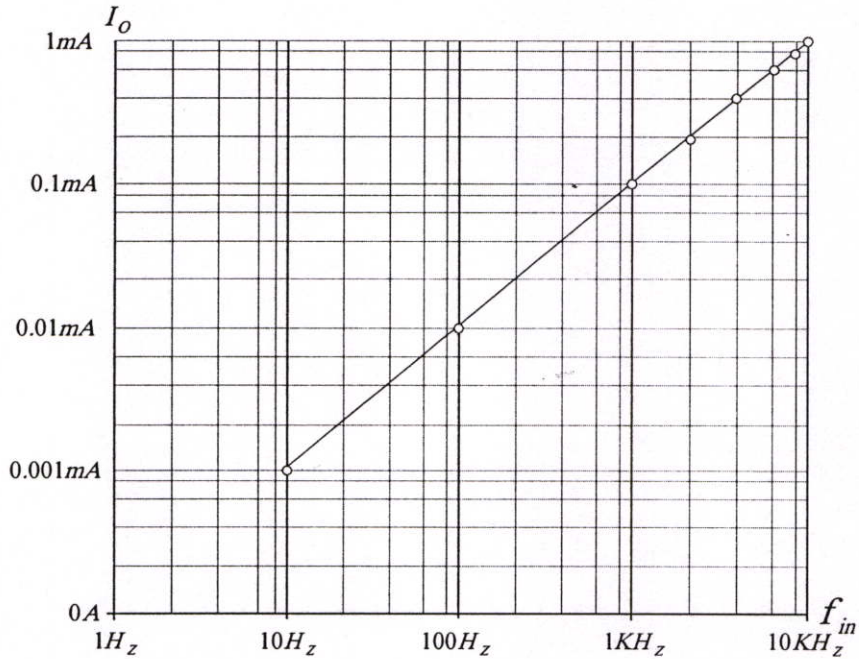
ภาพที่ 2.58 แสดงผลการทดลองวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน



ภาพที่ 2.59 แสดงวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นกระแส

จากภาพที่ 2.59 เป็นการปรับปรุงวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันให้มีค่าเป็นกระแสคือ (I_o) เพื่อที่จะนำไปใช้กับวงจรเลื่อนเฟสแบบวิธีกระแสควบคุม จากการทดลองในภาพที่ 2.60 สามารถหาได้จากสมการ (2.129) ได้กำหนดค่าความต้านทาน (R_t) ไว้ $= 10K\Omega$ และตัวเก็บประจุ (C_t) $= 0.05\mu f$ เพื่อให้ค่าคงที่ (K_f) $= 10^{-3}$ ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการกระแสเอาต์พุต (I_o) ได้

$$I_o = K_f * f_{in} \quad (2.130)$$



ภาพที่ 2.60 แสดงผลการทดลองวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นกระแส

2.7 บทสรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอหลักการที่เกี่ยวข้อง ซึ่งเป็นการกล่าวถึงหลักการของวงจรเลื่อนเฟสที่เป็นวงจรเน็ทเวิร์กที่ใช้ตัวต้านทาน (R) และตัวเก็บประจุ (C) ค่าสมการทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของวงจรในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะแสดงถึงคุณสมบัติของวงจรกรองในแต่ละชนิด ตลอดจนสมการทรานสเฟอ์ฟังก์ชันและสมการค่ามุมเฟส

ในส่วนของวงจรคูณและวงจรหาร วงจรมอดูเลตแบบต่างๆ และการประยุกต์ใช้วงจรคูณในลักษณะอื่นๆ และวงจรทรานคอนคัคเตอร์ ทั้งนี้รวมถึงสมการทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของวงจรมันๆ และในหัวข้อสุดท้ายเป็นวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันและวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นกระแสพร้อมแสดงวงจรและผลการทดลองจริง

บทที่ 3

นิยามและข้อกำหนดในการออกแบบวงจรเลื่อนเฟส

3.1 บทนำ

เพื่อที่จะได้ใช้เป็นแนวทางในการศึกษา และทำความเข้าใจถึงรูปแบบ และหลักการของวงจรต่างๆ ตามที่ได้นำเสนอไว้แล้วนั้น ส่วนที่จะทำให้วงจรที่ออกแบบขึ้นตามหลักการ และวิธีการดังกล่าวสามารถที่จะควบคุมได้ จากค่าของพารามิเตอร์ของวงจรที่อยู่ในรูปของการ โอนย้ายด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ทั้งสิ้น ซึ่งในที่นี้จะเป็นการนำเสนอในรูปแบบของวงจรเลื่อนเฟสที่มีการปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ที่ใช้การควบคุมในรูปกระแสและแรงดัน

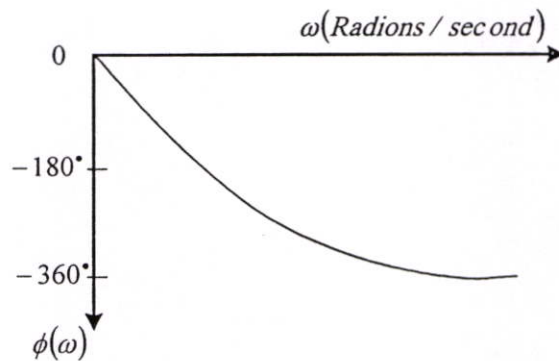
3.2 นิยามและคำจำกัดความการปรับค่ามุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

3.2.1 นิยามวงจรเลื่อนเฟส[6] [12]

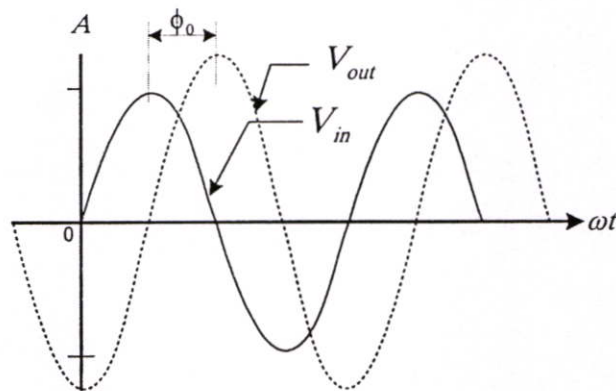
วงจรเลื่อนเฟสหรือวงจร ALL-Pass Filter หรือที่เรียกว่าวงจร Phase- Shift เป็นวงจรกรองความถี่ ที่ให้ความสำคัญไปแถบใดแถบหนึ่งในย่านที่ต้องการ โดยทำการเปลี่ยนหรือเลื่อนเฟสจากการกำหนดผลที่ต้องการ ความถี่ที่เลื่อนในช่วงลบจะสมมูลกับการหน่วงทางเวลาช่วงบวกมันจะทะลุผ่านตลอดวงจรกรองความถี่ วงจร ALL-Pass Filter มันจะให้ความสำคัญที่ทะลุผ่านตลอดมีค่าเท่ากับช่วงเวลาน่วงของวงจรการเลื่อนเฟส หรือเวลาน่วงของมันจะอยู่ในภาพทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่จะแปรเปลี่ยนกับความถี่ เท่ากับขนาดที่เหลืออยู่เดิมซึ่งมีค่ามากกว่าค่าที่ใช้งานในย่านความถี่นั้น

ค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชันเป็นอัตราส่วนทางแรงดันเอาต์พุตต่อแรงดันอินพุต V_{out}/V_{in} ที่ ω_0 (หรือในรูปของความถี่, H_z) ค่าเฟสเลื่อนไปมีค่าเป็นลบจะเขียนได้ว่า $\phi(\omega_0) = -\phi_0^\circ$ ดังนั้นที่ ω_0 เฟสของแรงดันอินพุต V_{in} จะมีค่ามากกว่าแรงดันเอาต์พุต V_{out} อยู่ ϕ_0° ดังนั้นถ้ารูปสัญญาณทั้งสอง ที่จะแสดงออกให้เห็นพร้อมในเวลาเดียวกัน รูปคลื่นอินพุตที่เข้ามาเป็นค่า Peaks มีมุมต่างเฟสอยู่ ϕ_0° ก่อนที่รูปคลื่นเอาต์พุตที่เข้ามาถึง จะทำให้สัญญาณมีความต่างเฟสกัน โดยสัญญาณอินพุตจะนำหน้าสัญญาณเอาต์พุตอยู่ ϕ_0° ดังนั้นความแตกต่างระหว่างเวลาเป็นวินาทีกับช่วงความสูง หรือช่วงที่ลดลงของสัญญาณอินพุต และในขณะที่เป็นช่วงเพิ่มของขอดคลื่นของรูปคลื่นเอาต์พุต โดยขนาดของแอมพลิจูดของทั้งสองรูปคลื่นจะถูกนำมาพล็อตในภาพแกนเวลา คือเป็นเวลาทีหน่วง ซึ่งเราจะหาการเลื่อนเฟสที่ $-\phi_0^\circ$ จะคิดการเลื่อนเฟสที่ $360^\circ - \phi_0^\circ$ ดังตัวอย่างถ้ารูปสัญญาณอินพุตนำหน้ารูปสัญญาณเอาต์พุตอยู่ 270° ($\phi = -\phi_0^\circ = -270^\circ$) หรืออาจพูดได้อีกนัยหนึ่งว่ารูปสัญญาณอินพุตนำหน้าอยู่ -90° ($\phi = -\phi_0^\circ = +90^\circ$) ซึ่งในกรณีนี้รูปคลื่นเอาต์พุตจะนำหน้าอยู่ 90°

การตอบสนองทางขนาด ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจร ALL-Pass Filter ในทางอุดมคติแล้ว จะมีค่าคงที่ทุกๆ ความถี่ และในการนำมาประยุกต์ใช้กับงาน จะมีค่าคงที่ใกล้เคียงกับย่านที่ใช้งาน การตอบสนองทางเฟส โดยปกติจะแสดงได้ดังภาพที่ 3.1 ซึ่งพล็อตค่าตั้งแต่ $0 \geq \phi \geq -360^\circ$ ค่านี้จะได้จากการบวกหรือการคูณของมุม 360° ภาพที่ 3.2 นี้จะแสดงถึงรูปสัญญาณเอาต์พุตจะล่าหลังกว่ารูปสัญญาณอินพุต (หรือรูปสัญญาณอินพุตจะนำหน้ารูปสัญญาณเอาต์พุต) เท่ากับ ϕ_0 ถ้าให้แกนทางแนวนอนเป็นแกนเวลา(วินาที) ความแตกต่างของยอดคลื่นทุกๆ ช่วงจะเป็นค่าของเวลาที่หน่วง



ภาพที่ 3.1 แสดงการตอบสนองทางเฟส



ภาพที่ 3.2 แสดงความแตกต่างทางเฟสของสัญญาณ

3.2.2 คำจำกัดความการปรับค่ามุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

จากหลักการที่ได้นำเสนอไปแล้วนั้นซึ่งพอให้คำจำกัดความของคำว่า การปรับค่ามุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ คือเป็นการเปลี่ยนค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร ซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์ของวงจรมันๆ โดยที่สามารถปรับเปลี่ยนได้ด้วยการใช้กระแสไบอัสหรือใช้แรงดันไบอัส จากภายนอกที่เข้ามาควบคุม อาจจะเป็นค่ากระแส (I_B) ในวิธีการที่ใช้กระแสควบคุมค่าพารามิเตอร์ (g_m) และค่าแรงดัน (V_B) ในวิธีที่ใช้แรงดันควบคุมดังกล่าว

3.3 เปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียระหว่างวงจรเลื่อนเฟสวิธีอื่นๆ

3.3.1 ข้อดีของวงจรเลื่อนเฟสแบบวิธีใหม่ [1]

- (1) นำวงจรเลื่อนเฟสไปประยุกต์ใช้งานได้กว้างขวางมากกว่า
- (2) เมื่อนำเอาวงจรเลื่อนเฟส ทั้งแบบแรงดันและกระแสควบคุมไปประยุกต์ใช้งานแล้ว วงจรสามารถทำการเชื่อมต่อ (Interface) กับไมโครคอมพิวเตอร์ได้โดยตรง โดยค่าแรงดันและกระแสที่ใช้ควบคุมจะ ได้จากการส่งข้อมูลจากไมโครคอมพิวเตอร์ผ่านวงจร D/A (Digital to analog Converter) ซึ่งสามารถควบคุมได้อย่างอัตโนมัติปราศจากมนุษย์ควบคุมได้เป็นอย่างดี และเป็นผลให้วงจรสามารถปฏิบัติงานได้ตลอดเวลา ซึ่งจะแตกต่างไปจากวงจรเลื่อนเฟสแบบเดิม มักจะพบว่าอุปกรณ์ที่ใช้ในการปรับค่าของพารามิเตอร์ของวงจรจะเป็นอุปกรณ์ประเภทพาสซีฟ เป็นส่วนใหญ่ เช่น ปรับค่าจากค่าของความต้านทาน (R) ค่าของตัวเก็บประจุ (C) และค่าของตัวอินดักเตอร์ (L) เป็นต้น ซึ่งอุปกรณ์เหล่านี้มักจะมีขนาดใหญ่ และการปรับแต่งค่าแรงดันและกระแสควบคุมต้องอาศัยวิธีการ น่าจะไม่สะดวกสำหรับในการปรับแต่งในวิธีนี้
- (3) มีความแม่นยำ ความละเอียด และความรวดเร็วในการควบคุมการทำงาน ได้ดีกว่าระบบเดิม
- (4) สามารถควบคุมการเปลี่ยนแปลงค่าที่ต้องการได้แบบเชิงเส้น เมื่อการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของวงจรมีความเป็นเชิงเส้นกับค่าแรงดันและกระแสที่ใช้ในการควบคุม
- (5) เหมาะสมที่จะออกแบบเป็นวงจรรวมเพื่อให้วงจรมีขนาดเล็กสะดวกต่อนำไปใช้งาน

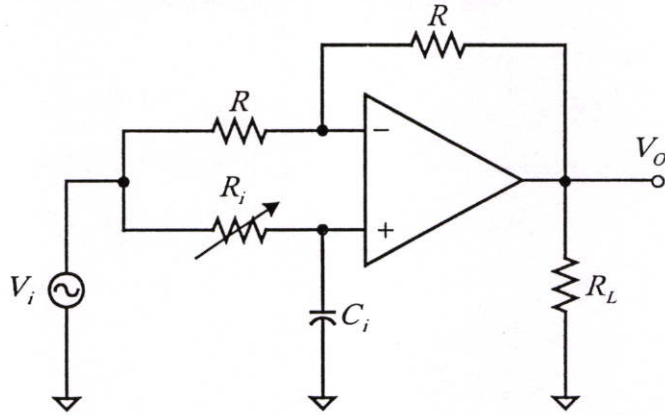
3.3.2 ข้อเสียของวงจรเลื่อนเฟสแบบวิธีใหม่

- (1) วงจรเลื่อนเฟสที่ใช้ในวิทยานิพนธ์จะมีหลักการและโครงสร้างที่ซับซ้อนและใช้อุปกรณ์ในการออกแบบมากกว่าแบบเดิม แต่ทั้งนี้จะขึ้นอยู่กับ การออกแบบด้วย
- (2) เนื่องจากวงจรมีความซับซ้อน และอุปกรณ์ที่นำมาใช้จึงทำให้ราคาที่ใช้ในผลิตจึงมีราคาแพงมากกว่าระบบเดิม
- (3) วงจรที่ออกแบบส่วนใหญ่เน้นการออกแบบจากอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟและวงจรรวม

3.4 ภาพแบบเดิมของวงจรเลื่อนเฟสที่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้

โดยหลักการกล

ในวงจรเลื่อนเฟสที่นำเสนอนี้เป็นวงจรเลื่อนเฟสที่ใช้โอเพอร์เรชันเนลแอมพลิไฟเออร์และอุปกรณ์เป็นตัวความต้านทาน (R) และตัวเก็บประจุ (C) นำมาใช้เป็นอุปกรณ์หลักและจะพบเห็นได้ทั่วไป ดังภาพที่ 3.4 เป็นวงจรเลื่อนเฟสแบบเดิมที่ใช้อปแอมป์ ซึ่งจะทำงานในลักษณะแรงดัน



ภาพที่ 3.4 แสดงวงจรเลื่อนเฟสที่ใช้ร่วมกับออปแอมป์แบบ First-Order

จากภาพที่ 3.4 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการทรานสเฟอร์ฟังก์ชันวงจรจะได้

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1 - j\omega C_i R_i}{1 + j\omega C_i R_i} \quad (3.1)$$

ซึ่งจะได้

$$\phi = -2 \tan^{-1}(\omega C_i R_i) \quad (3.2)$$

เมื่อ

ϕ = คือค่ามุม (degrees)

f = คือความถี่ (H_z)

R_i = คือความต้านทาน (Ω)

C_i = คือตัวเก็บประจุ (Farads)

จากสมการที่ (3.2) จะพบว่าค่ามุมเฟสที่เลื่อนไปนั้นจะขึ้นกับค่าของความต้านทานและความถี่ที่ป้อนเข้าอินพุตด้วย

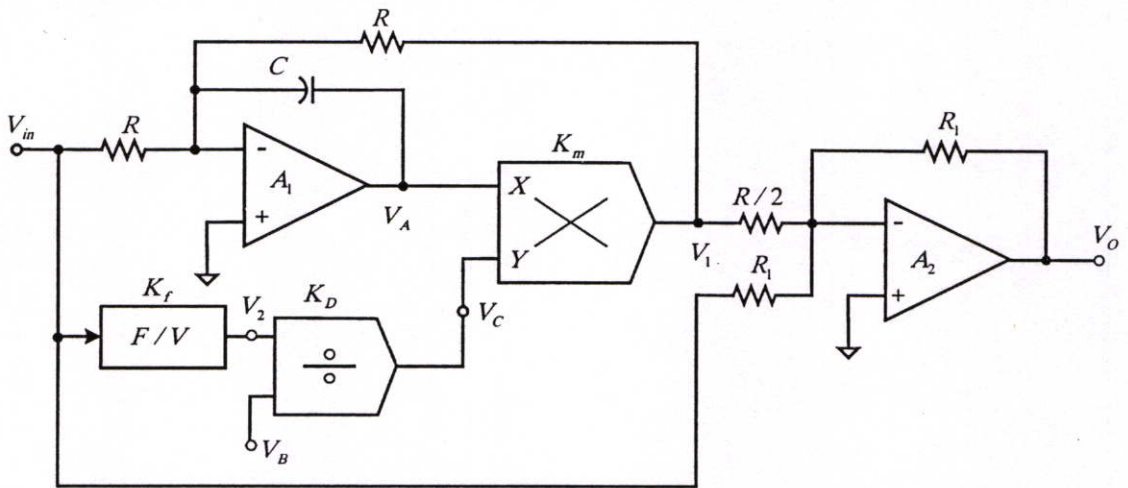
3.5 ภาพแบบใหม่ในการออกแบบวงจรเลื่อนเฟสไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้

วิธีกระแสหรือแรงดันควบคุม

จากวงจรเลื่อนเฟสแบบเดิมที่นำเสนอไปแล้วนั้น จะทำงานลักษณะของแรงดัน ซึ่งผลการตอบสนองทางด้านความถี่ของวงจรค่อนข้างจำกัด รวมทั้งไม่สามารถที่จะควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ สำหรับวงจรเลื่อนเฟสแบบใหม่ที่ได้ออกแบบขึ้นมาจะทำงานในลักษณะของแรงดันให้ความถี่ผ่านตลอด โดยใช้วงจรคูณ วงจรหาร วงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน และอุปกรณ์พาสซีฟ R, C ซึ่งทำให้วงจรสามารถทำงานที่มีประสิทธิภาพสูงขึ้นจากแบบเดิม และยังสามารถปรับเลื่อนค่ามุมเฟส (ϕ) ของ

สัญญาณได้ ทำให้การควบคุมการทำงานมีความสะดวก และมีความละเอียดแม่นยำมากขึ้น โดยนำไปใช้งานร่วมกับคอมพิวเตอร์แต่ในหัวข้อนี้ขอเสนอวิธีใช้แรงดันควบคุม และวิธีใช้กระแสควบคุมนั้นจะมีหลักการคล้ายเพียงแต่ปรับเปลี่ยนค่าแรงดันเป็นกระแส ซึ่งจะแทนวงจรรด้วย OTA โดยจะทำให้วงจรปรับเปลี่ยนค่าทรานคอนดักแตนซ์ (g_m) ของวงจร

จากภาพที่ 3.5 ออปแอมป์ตัวที่ 1 และวงจรถูกจะทำหน้าที่เป็นวงจกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) เกิดขึ้นที่เอาต์พุต V_1 โดยมีค่าแรงดัน V_C เป็นแรงดันควบคุมความถี่คัทออฟ (Cut-off Frequency) โดยรวมกับอุปกรณ์พาสซีฟ (Passive) คือตัวความต้านทาน (R) และตัวเก็บประจุ (C) ซึ่งสามารถเขียนสมการทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่จุดนี้ได้ดังสมการที่ (3.3)



ภาพที่ 3.5 แสดงวงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้วิธีอเล็กทรอนิกส์

$$\frac{V_1(s)}{V_{in}(s)} = \frac{-1}{1 + \frac{sCR}{K_m V_C}} \quad (3.3)$$

และที่ V_C ค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชันก็จะได้

$$\frac{V_1(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1 - \frac{sCR}{K_m V_C}}{1 + \frac{sCR}{K_m V_C}} \quad (3.4)$$

จากสมการ (3.4) จะได้ค่ามุม

$$\phi = -2 \tan^{-1} \left[\frac{2\pi f_{in} CR}{K_m V_C} \right] \quad (3.5)$$

จากสมการที่ (3.5) พบว่าค่าของมุมที่ได้ขึ้นกับความถี่ของสัญญาณและค่าของแรงดัน V_C ซึ่งสามารถนำไปใช้ในการปรับเปลี่ยนค่ามุมได้ แต่ไม่แปรเปลี่ยนโดยตรงกับค่ามุม ซึ่งจะเห็นว่าสิ่งที่ต้องแก้ไขคือต้องหาวิธีทำให้วงจรไม่ขึ้นกับค่าความถี่ และสามารถปรับเปลี่ยนค่ามุม (ϕ) ได้โดยตรงจะถือว่าได้ตามวัตถุประสงค์นั่นคือการแทนวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน (FVC) เพื่อนำไปชดเชยค่าความถี่ที่เกิดขึ้นในสมการที่ (3.5) และเพิ่มวงจรหาร (Division Circuit) เข้าไปในวงจรเพื่อเป็นวงจรหารแรงดัน (Voltage division) ในสมการที่ (2.89) เพื่อที่จะให้สามารถปรับค่าอัตราขยายแรงดันได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยวิธีการใช้แรงดันไบอัส V_B ซึ่งจะทำให้วงรดังกล่าวสามารถปรับเปลี่ยนมุมได้โดยตรงกับค่าแรงดัน

เมื่อพิจารณาวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันจะได้สมการ

$$V_2 = K_f f_{in} \quad (3.6)$$

และที่วงจรหารจะได้

$$V_C = K_D \frac{V_2}{V_B} \quad (3.7)$$

และเมื่อแทนสมการ (3.6) ใน (3.7) จะได้

$$V_C = \frac{K_D K_f f_{in}}{V_B} \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.8) แล้วพบว่ามีความถี่รวมอยู่เรานำไปแทนในสมการที่ (3.5) จะได้ค่ามุมเฟส (ϕ) ที่ไม่ขึ้นกับความถี่และยังสามารถปรับเปลี่ยนค่ามุมได้โดยตรงกับค่าแรงดันไบอัส V_B ดังในสมการที่ (3.9)

$$\phi = -2 \tan^{-1} \left[\frac{2\pi C R V_B}{K_m K_D K_f} \right] \quad (3.9)$$

3.6 บทสรุป

จากการที่ได้นำเสนอให้เห็นถึงคำจำกัดความการเลื่อนเฟส และการปรับค่ามุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และในหลักการวงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะเห็นว่าวงจรสามารถปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของวงจรได้ทั้งสองแบบ พร้อมทั้งได้แสดงการเปรียบเทียบข้อดี และข้อเสียของวงจรพบว่ารูปแบบวงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่มีข้อได้เปรียบ ที่มากกว่าการเลื่อนเฟสแบบเดิมโดยทั่วไปอยู่มาก ทำให้มีความมั่นใจว่าน่าจะเป็นวงจรที่ได้รับความสนใจและเลือกใช้ในการออกแบบร่วมกับวงจรอื่นๆ มากขึ้น

บทที่ 4

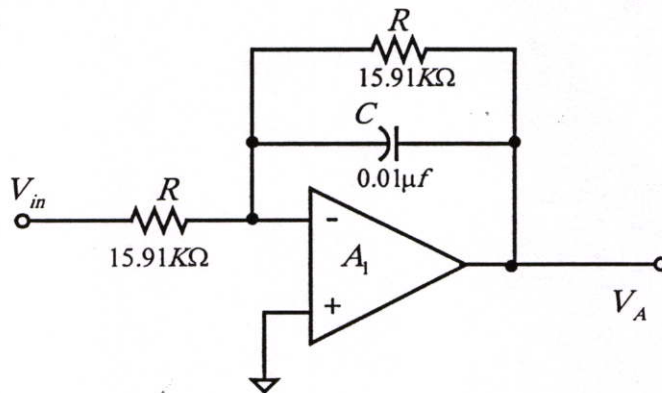
วงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่สามารถปรับค่ามุมได้ โดยใช้แรงดันควบคุม

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการเสนอวงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมด้วยวิธีแรงดันควบคุม เป็นวงจรเลื่อนเฟสแบบใหม่ที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่าง ๆ ได้ เช่น ด้านควบคุม ด้านสื่อสาร อื่นๆ เป็นต้น ในการออกแบบวงจรเลื่อนเฟสนี้เป็นการนำเอาวงจรคูณ มาใช้ร่วมกับโอเพอร์ชันแนลแอมพลิไฟเออร์ (Op-amp) ตัวเก็บประจุ (C) และตัวความต้านทาน (R) เป็นวงจรกรองความถี่ผ่านตลอด (All-pass Filter) ที่สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้ยังมีวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (FVC) วงจรหาร (Division) โดยใช้แรงดัน $\pm 15V$ และในบทนี้จะแสดงถึงวิธีการเลื่อนเฟสในสัญญาณชาน์เท่านั้น จากคุณสมบัติการทำงานทางความถี่สูงของวงจรเลื่อนเฟสแบบนี้จะอยู่ที่วงจรเปลี่ยนถี่เป็นแรงดัน ซึ่งตอนท้ายของบทนี้จะแสดงผลการทดลองจากวงจรที่ออกแบบไว้

4.2 การออกแบบและการวิเคราะห์ห้วงจร

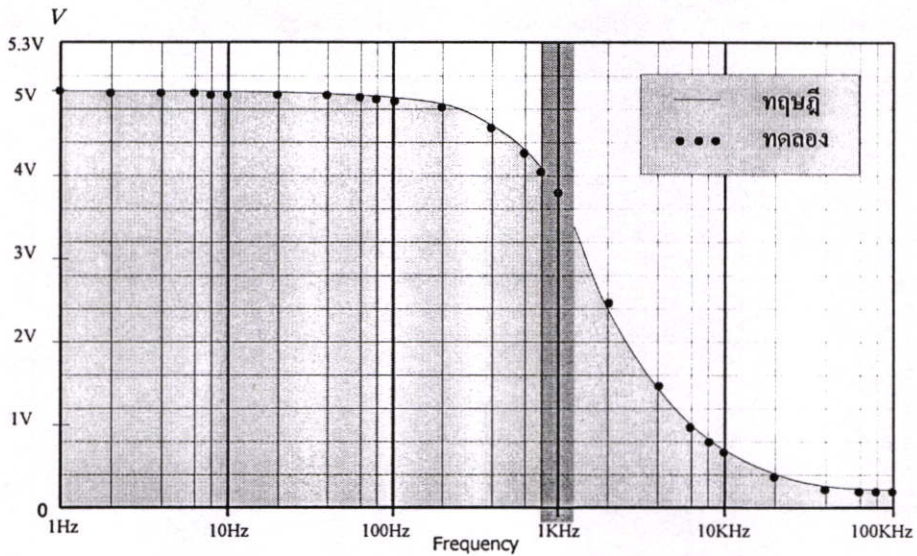
ในการออกแบบวงจรเลื่อนเฟสแบบใหม่นี้ได้มีพื้นฐานมาจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จากภาพที่ 4.1 ซึ่งพบว่าคุณสมบัติของวงจรมีข้อจำกัดทางความถี่และไม่สามารถควบคุมปรับค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยแรงดัน สิ่งที่สำคัญคือต้องอิสระไม่ขึ้นตรงกับความถี่



ภาพที่ 4.1 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากภาพที่ 4.1 ค่าความถี่คัตออฟของวงจรคือ

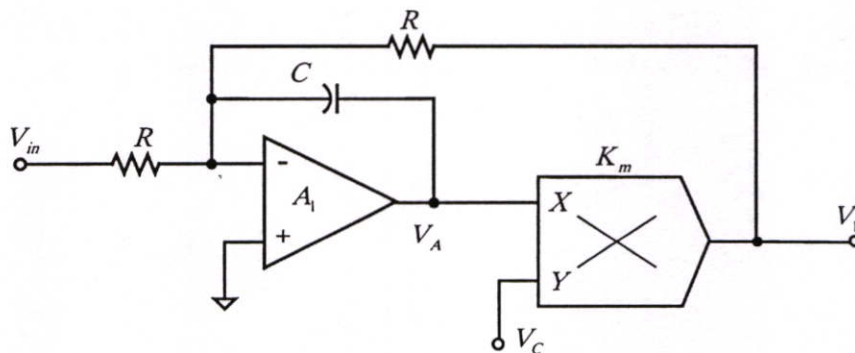
$$f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$



ภาพที่ 4.2 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากภาพที่ 4.2 เป็นผลการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จากการทดลองใช้วงจรในรูปที่ 4.1 จะพบมีความใกล้เคียงกับทางทฤษฎี และมีค่าความถี่คัตออฟ (Cut-off frequency) ของวงจรประมาณที่ 1 KHz

และในภาพที่ 4.3 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่สามารถปรับความถี่คัตออฟได้ซึ่งวงจรจะทำงานในโหมดแรงดัน โดยใช้วงจรควบคุมควมอัตรายายแรงดัน ประสงค์หลักเพื่อจะนำแรงดันมาควบคุมค่าความถี่คัตออฟ (Cut-off frequency) ของวงจร



ภาพที่ 4.3 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่สามารถปรับความถี่คัตออฟได้

จากภาพที่ 4.3 เราสามารถวิเคราะห์ห้วงจรจะได้

ที่ Op-amp ขาลบของ A1

$$-\frac{V_{in}}{R} - CV_A s - \frac{V_1}{R} = 0 \quad (4.1)$$

และที่วงจรมุมจะได้

$$K_m V_A V_C = V_1$$

เมื่อกำหนดให้

K_m คือค่าคงที่ของวงจรมุม

ฉะนั้น

$$V_A = \frac{V_1}{K_m V_C} \quad (4.2)$$

แทนค่าสมการที่ (4.2) ในสมการ (4.1) จะได้

$$-\frac{V_{in}}{R} - \frac{CV_1s}{K_m V_C} - \frac{V_1}{R} = 0 \quad (4.3)$$

$$\therefore \frac{V_{in}}{R} = -V_1 \left[\frac{CRs + K_m V_C}{K_m V_C R} \right]$$

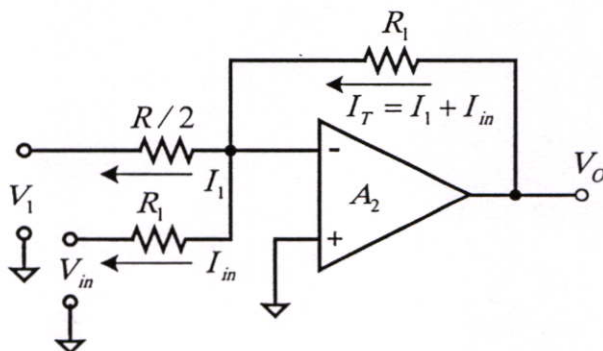
ซึ่งค่าของทรานสเฟอร์ฟังก์ชันจะได้

$$\frac{V_1}{V_{in}} = -\frac{K_m V_C}{K_m V_C + CRs} \quad (4.4)$$

หรือ

$$V_1 = \frac{-1}{1 + \frac{CRs}{K_m V_C}} V_{in} \quad (4.5)$$

จากสมการที่ (4.5) จะพบว่าสมการดังกล่าวยังมีค่าของความถี่อยู่แต่สามารถปรับค่าความถี่คัตออฟได้ด้วยค่าแรงดันไบอัส (V_C) อีกทั้งผลการตอบสนองทางความถี่สูงก็ยังเป็นจุดที่จะต้องแก้ไขให้วงจรมีความสามารถตอบสนองความถี่ตามที่ต้องการ โดยออกแบบวงจรรวมสัญญาณแบบกลับขั้วเพื่อมากแก้ไขผลการตอบสนองของวงจรมุมดังภาพที่ 4.4



ภาพที่ 4.4 แสดงวงจรรวมสัญญาณ

จากภาพที่ 4.4 สามารถวิเคราะห์วงจรจะได้
ที่อินพุท (V_1) จะได้

$$I_1 = \frac{V_1}{R/2} \quad (4.6)$$

และอินพุท (V_{in}) จะได้

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R} \quad (4.7)$$

แต่ที่ (V_o) จะมีค่า

$$V_o = -(I_T R) \quad (4.8)$$

พบว่า $I_T = I_1 + I_{in}$ แทนค่าในสมการที่ (4.8) จะได้

$$V_o = -(I_1 + I_{in})R \quad (4.9)$$

แทนค่าสมการ (4.6) และ (4.7) ใน (4.9) จะได้

$$V_o = -\left(2\frac{V_1}{R} + \frac{V_{in}}{R}\right)$$

จะได้

$$V_o = -2V_1 + V_{in} \quad (4.10)$$

แทนค่าจากสมการที่ (4.5) ใน (4.10) จะได้

$$V_o = -\left(\frac{2}{1 + \frac{CRs}{K_m V_C}} + 1\right)V_{in}$$

และ

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2 - \left(1 + \frac{CRs}{K_m V_C}\right)}{1 + \frac{CRs}{K_m V_C}}$$

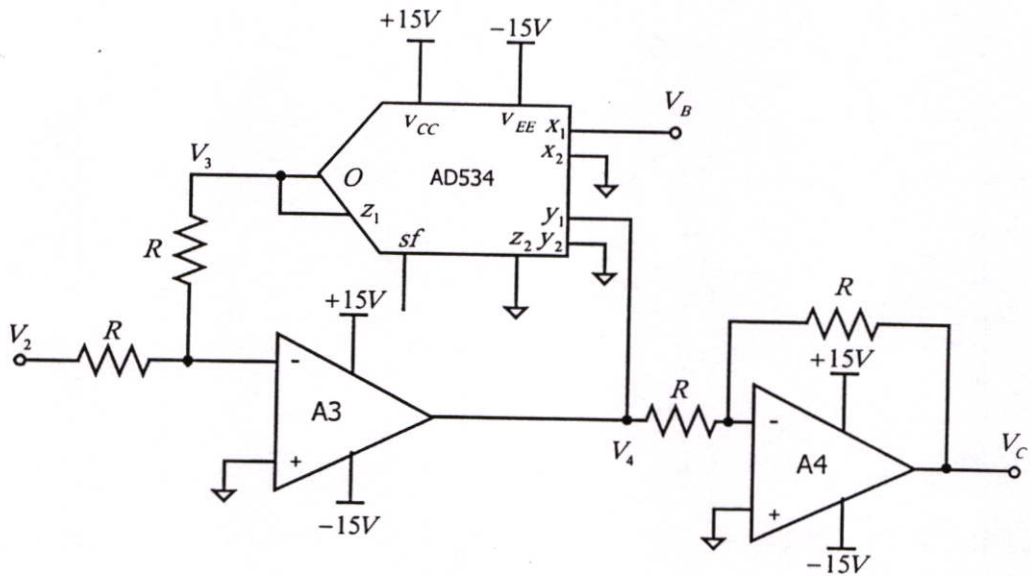
จะได้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 - \frac{CRs}{K_m V_C}}{1 + \frac{CRs}{K_m V_C}} \quad (4.11)$$

จากสมการที่ (4.11) จะพบว่าเป็นสมการทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรความถี่ผ่านตลอด
(All-Pass Filter) ดังนั้นสามารถหามุมการเลื่อนเฟส (ϕ) จะได้

$$\phi = -2 \tan^{-1} \left[\frac{2\pi f_{in} CR}{K_m V_C} \right] \quad (4.12)$$

จากสมการที่ (4.12) เราจะพบว่าในสมการยังมีค่าความถี่ (f_{in}) อยู่แสดงว่าวงจรเลื่อนเฟสนี้ค่าของมุมเฟสมีผลต่อความถี่และค่าของแรงดันไบอัส (V_C) ก็มีส่วนทำให้ค่ามุมเฟสของสัญญาณเปลี่ยนแปลงได้ ซึ่งสามารถนำไปใช้งานในการปรับเปลี่ยนค่ามุมได้ แต่จะไม่ใช่เป็นเชิงเส้นกับค่ามุม แต่เมื่อพิจารณาในสมการที่ (4.12) สิ่งที่จะต้องแก้ไขคือจะต้องขจัดค่าความถี่ (f_{in}) ที่อยู่ในสมการออกไป และหาวิธีทดแทนด้วยวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (FVC) ดังในภาพที่ 2.57 และวงจรหารดังภาพที่ 4.5



ภาพที่ 4.5 แสดงวงจรหารที่ปรับปรุงจากวงจรคูณเบอร์ AD534

จากภาพที่ 4.5 เป็นวงจรหารที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ ซึ่งจะพบว่าวงจรจะประกอบไปด้วยวงจรคูณ โอเปอร์เรชันแนลแอมป์ (Op-Amp) และความต้านทาน โดยวงจรจะทำงานในโหมดของแรงดัน เราสามารถหาอัตราขยายแรงดันที่สามารถปรับค่ามุมเฟสได้จากแรงดันไบอัส (V_B) มีค่าดังนี้

จากกฎของ KCL จะได้ $\sum I = 0$

ที่ (Op-Amp) A3 พบว่า

$$\frac{V_2}{R} + \frac{V_3}{R} = 0 \quad (4.13)$$

แต่
เมื่อ

$$V_3 = K_D V_4 V_B \quad (4.14)$$

K_D = ค่าคงที่ของวงจรหาร (Division)

แทนค่าสมการ (4.14) ใน (4.13) จะได้

$$V_4 = -\left(\frac{1}{K_D}\right) \frac{V_2}{V_B} \quad (4.15)$$

และที่ (Op-Amp) A4 เป็นวงจรถ่ายสัญญาณแบบกลับขั้วโดยมีอัตราขยายเป็น -1 ดังนั้นจะได้ค่าสมการที่ใหม่เป็นแรงดัน V_C ดังสมการที่ (4.16)

$$V_C = K_D \frac{V_2}{V_B} \quad (4.16)$$

สำหรับค่าความถี่ (f_{in}) ที่ได้แทนวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (FVC) จากการทดลองพบว่ามีความเป็นเชิงเส้นระหว่างความถี่กับแรงดันดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ซึ่งจะถูกกำหนดด้วยค่าคงที่ (K_f) เพื่อเป็นผลในการชดเชยกับทางความถี่ที่ถูกเปลี่ยนแปลง ณ ที่แรงดัน V_2 กับผลจากการปรับค่ามูมเฟส คือค่าแรงดันไบอัส V_B ซึ่งสามารถเขียนสมการสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่กับแรงดันของวงจรที่จุด V_2 คือ

$$V_2 = K_f f_{in} \quad (4.17)$$

แทนค่าสมการ (4.17) ใน (4.16) จะได้

$$V_C = \frac{K_D K_f f_{in}}{V_B} \quad (4.18)$$

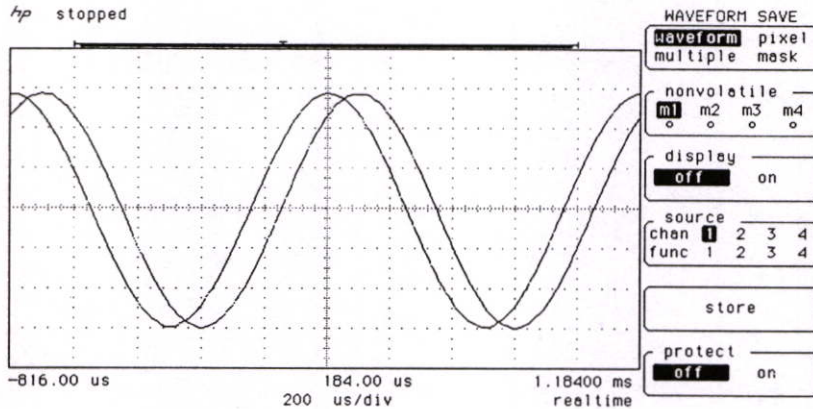
ในสมการที่ (4.18) ถ้านำไปแทนในสมการที่ (4.12) จะได้ค่ามูมเฟส (ϕ) ที่ไม่ขึ้นกับความถี่และยังสามารถปรับเปลี่ยนค่ามูมได้โดยตรงกับค่าแรงดันไบอัส (V_B) ดังสมการที่ (4.19)

$$\phi = -2 \tan^{-1} \left[\frac{2\pi C R V_B}{K_m K_D K_f} \right] \quad (4.19)$$

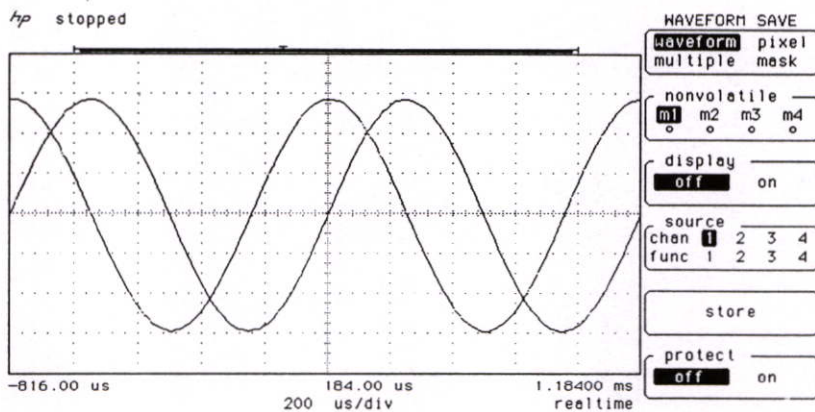
4.3 การทดสอบและผลการทดลอง

เพื่อเป็นการเปรียบเทียบและพิสูจน์ในหลักการที่ได้นำเสนอไว้ของสมการที่ (4.19) โดยนำวงจรในภาพที่ 3.5 ไปทำการทดลองจริง และเลือกใช้อุปกรณ์ $R = 15.91k\Omega$, $R_1 = 10k\Omega$, $C = 0.01\mu f$ วงจรคูณเบอร์ AD534 ออปแอมป์เบอร์ LF351 วงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันเบอร์ LM331 และกำหนดค่าคงที่ของวงจรถ่าย $K_m = 0.1V^{-1}$ ค่าคงที่ของวงจรถ่าย $K_D = 10V$ และค่าคงที่ของวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน $K_f = 10^{-3} V/H_z$ โดยป้อนแรงดันอินพุทไว้ที่ $5V_{p-p}$

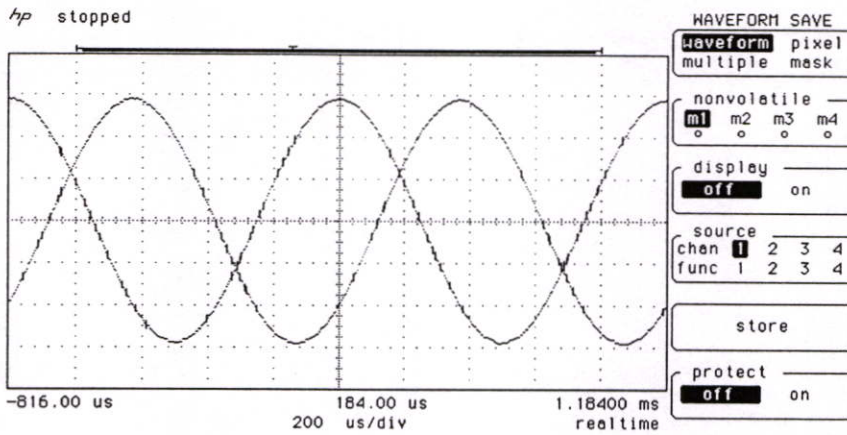
จากภาพที่ 4.6 เป็นผลการทดลองที่ได้จากการวัดสัญญาณเอาต์พุต (V_o) ของวงจรเลื่อนเฟส ซึ่งเป็นผลจากการปรับค่าแรงดันไบอัส (V_B) ที่ $1V$ และป้อนความถี่ (f_{in}) ที่ $1KHz$ จะได้ค่ามุมต่างเฟส $= 90^\circ$ และเมื่อทดลองปรับค่าแรงดันไบอัสพบว่าสามารถเลื่อนเฟสได้จาก 0° ถึง 180° และในขณะที่แอมป์ลิจูดของสัญญาณทางอินพุตเท่ากับสัญญาณด้านเอาต์พุตตลอดย่านความถี่



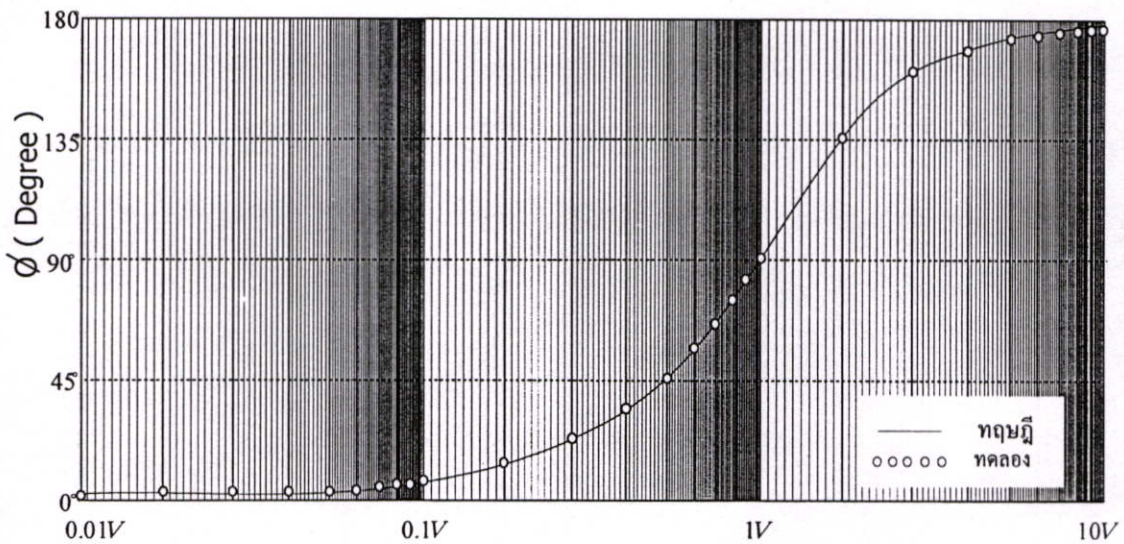
ภาพที่ 4.6 แสดงผลการทดลองของวงจรเลื่อนเฟสที่ค่ามุม (ϕ) = 45° ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุต เมื่อใช้สัญญาณความถี่ (f_{in}) $1KHz$ และค่าแรงดันไบอัส (V_B) ที่ $.5V$



ภาพที่ 4.7 แสดงผลการทดลองของวงจรเลื่อนเฟสที่ค่ามุม (ϕ) = 90° ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุต เมื่อใช้สัญญาณความถี่ $1KHz$ และค่าแรงดันไบอัส (V_B) ที่ $1V$

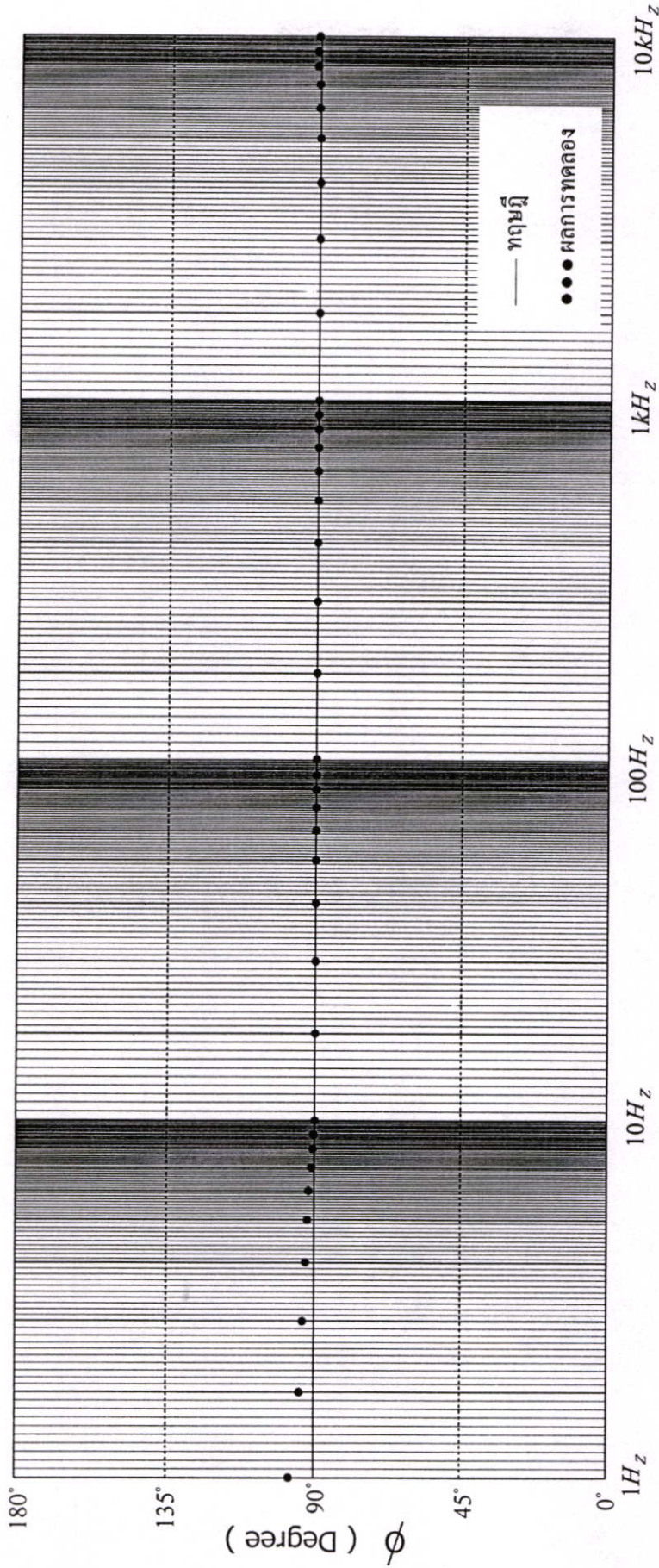


ภาพที่ 4.8 แสดงผลการทดลองของวงจรเลื่อนเฟสที่ค่ามุม (ϕ) = 135° ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุต เมื่อใช้สัญญาณความถี่ 1KHz และค่าแรงดันไบอัส (V_B) ที่ 2V



ภาพที่ 4.9 แสดงผลการทดลองความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันไบอัส V_B กับค่ามุม ϕ

จากรูปที่ 4.9 เป็นผลการทดลองความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันไบอัส V_B กับค่ามุม ϕ ที่ความถี่ 1KHz โดยทำการปรับค่าแรงดันไบอัส V_B ตั้งแต่ 0.01V ไปจนถึง 10V ซึ่งจะพบว่าที่ค่าแรงดันต่ำๆ มีการเปลี่ยนแปลงค่ามุมเฟสน้อยมาก



ภาพที่ 4.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ (f_m) กับมุมเฟส (ϕ) เมื่อไบอัส $V_B = 1\text{V}$

4.3 บทสรุป

วงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ด้วยวิธีแรงดันควบคุมในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้แสดงถึงวิธีการวิเคราะห์หาสมการจากคุณสมบัติของวงจรและผลการทดลองที่เปรียบเทียบกับทางทฤษฎี ซึ่งการปรับค่ามุมเฟส (ϕ) ของวงจรสามารถทำงานได้โดยการปรับค่าแรงดันไบอัส B และได้ค่าแรงดันในลักษณะความเป็นเชิงเส้นของวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันเพื่อป้อนให้กับวงจรหาร ซึ่งเป็นการปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ เป็นผลทำให้วงจรมีความสามารถชดเชยความถี่และยังสามารถปรับค่ามุมได้ตั้งแต่ 0° ถึง 180° และคุณสมบัติอีกข้อหนึ่งของวงจรคืออัตราขยายของวงจรมีค่าเท่ากับ 1 ตลอดย่านการเลื่อนเฟส จากคุณสมบัติดังกล่าวนี้ทำให้วงจรเหมาะสมที่จะนำไปใช้งานในทางปฏิบัติต่อไป

บทที่ 5

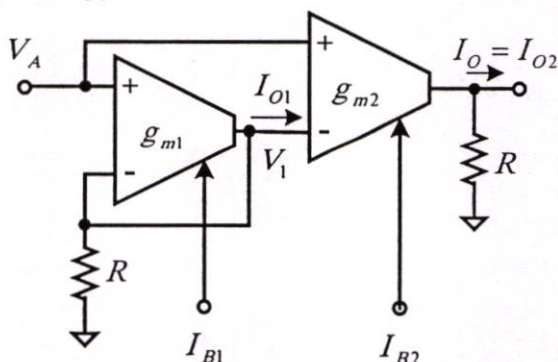
วงจรถ่ายโอนเฟสไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้ โดยวิธีกระแสควบคุม

5.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการเสนอวงจรถ่ายโอนเฟสไม่ขึ้นกับความถี่ด้วยวิธีกระแสควบคุมได้ถูกพัฒนาจากวิธีเดิมที่ใช้แรงดันควบคุม ด้วยเหตุผลที่ว่าในช่วงปฏิบัติการที่โหมดกระแสจะทำได้กว้างกว่าโหมดแรงดัน เพราะกระแสสามารถใช้งานได้ดีตั้งแต่ค่าต่ำๆ จนถึงค่าสูง เช่น ค่าที่เป็น นาโนแอมป์ (nA) ไปจนถึงค่าที่เป็น มิลลิแอมป์ (mA) จะเห็นได้ว่ามีช่วงปฏิบัติการที่กว้างประมาณ 6 decades (10^6 เท่า) ในขณะที่โหมดแรงดันเริ่มจากค่ามิลลิโวลต์ (mV) ไปจนถึงค่าที่เป็น โวลต์ (V) จะมีช่วงปฏิบัติการที่กว้างประมาณ 3 decades (10^3 เท่า) [1] โดยใช้ OTA จำนวน 2 ตัว อุปกรณ์แอคทีฟ โอเปอร์เรชั่นแนลแอมพลิไฟเออร์ (Op - Amp) และตัวต้านทาน (R) เป็นวงจรถ่ายโอนเฟสผ่านตลอด (ALL pass filter) ที่สามารถปรับค่ามุมเฟส (ϕ) ได้ ด้วยการไบอัสกระแส (I_{B1}) และสามารถชดเชยความถี่ได้ด้วยวงจรถ่ายโอนเฟสเป็นกระแส จากผลของการทดลองจะพบว่าสามารถปรับเลื่อนความถี่ได้จาก $0-180^\circ$ ซึ่งตอนท้ายของบทจะได้อธิบายผลการทดลองต่อไป

5.2 การออกแบบและการวิเคราะห์วงจร

จากภาพที่ 5.1 วงจรถ่ายโอนเฟสเป็นกระแสแบบใช้โอทีเอคือ g_{m1} และ g_{m2} สำหรับกระแส I_{B1}, I_{B2} จะเป็นกระแสควบคุมค่าพารามิเตอร์คือค่า g_m ของโอทีเอ ซึ่งจะมีเท่ากับ $I_B / 2V_T$ เมื่อ V_T คือค่าอุณหภูมิ [9] การทำงานของวงจรถ่ายโอนเฟสสามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อให้แรงดัน V_A จะมีกระแสไหลผ่านระหว่างขา (+) และขา (-) ของโอทีเอผ่านความต้านทาน (R) เกิดแรงดันตกคร่อมที่ (R) คือ V_1 ถ้าเปลี่ยนเป็นกระแสจะได้ $I = V_1 / R$ หรือ เป็นกระแส I_{O1} ในขณะเดียวกันแรงดัน V_1 และ V_A จะทำให้ g_{m2} เปลี่ยนเป็นกระแส I_{O1} หรือ I_{O2}



ภาพที่ 5.1 แสดงวงจรถ่ายโอนเฟสเป็นกระแสที่ปรับอัตราขยายด้วยกระแส

ด้วยโอทีเอทั้งสองคือ g_{m1} และ g_{m2} นี้สามารถแปรค่าความนำ (g_m) ได้โดยการให้ไบอัส กระแส I_{B1}, I_{B2} ด้วยนี้จึงทำให้ค่ากระแสเอาท์พุท (I_O) ถูกขยายตามค่าการไบอัสให้มีค่ามากหรือน้อย I ได้ จึงเรียกกวงจรมีว่าวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งสามารถวิเคราะห์สมการได้ดังนี้[9][18]

จาก Node V_1

$$I = \frac{V_1}{R} = I_{O1} \quad (5.1)$$

และที่ g_{m1} จะได้กระแส

$$I_{O1} = g_{m1}(V_A - V_1) \quad (5.2)$$

แทนค่าสมการ (5.2) ใน (5.1) จะได้

$$\begin{aligned} \frac{V_1}{R} &= g_{m1}(V_A - V_1) \\ \left(\frac{1}{R} + g_{m1}\right)V_1 &= g_{m1}V_A \\ V_1 &= \left[\frac{g_{m1}R}{1 + g_{m1}R}\right]V_A \end{aligned} \quad (5.3)$$

ที่ g_{m2} ค่ากระแส I_O จะมีค่า

$$I_O = I_{O2} = g_{m2}(V_A - V_1) \quad (5.4)$$

แทนค่าสมการ (5.3) ใน (5.4) จะได้

$$\begin{aligned} I_O &= g_{m2}V_A \left[1 - \frac{g_{m1}R}{1 + g_{m1}R}\right] \\ I_O &= g_{m2}V_A \left[\frac{1}{1 + g_{m1}R}\right] \end{aligned}$$

หรือ

$$I_O = \left[\frac{g_{m2}}{1 + g_{m1}R}\right]V_A \quad (5.5)$$

จากสมการที่ (5.5) จะเห็นว่าแรงดันที่ V_1 จะมีค่าใกล้เคียง V_A ถ้าปรับค่า $g_{m1}R \gg 1$ ค่าที่จะได้คือ

$$1 + g_{m1}R = 1 + \frac{I_{B1}}{2V_T}R \cong g_{m1}R$$

จากสมการที่ (5.3)สามารถเขียนใหม่จะได้

$$V_1 = \left[\frac{g_{m1}R}{g_{m1}R} \right] V_A \cong V_A$$

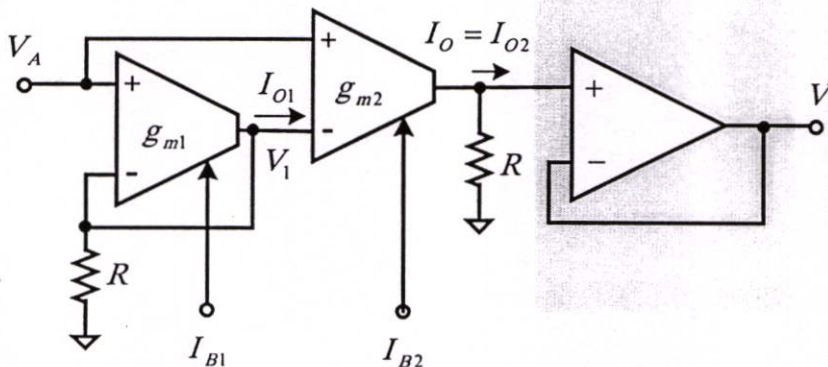
และในสมการที่ (5.5) ก็สามารถเขียนใหม่จะได้

$$I_O \cong \left[\frac{g_{m2}}{g_{m1}R} \right] V_A \quad (5.6)$$

เมื่อ $g_m = I_B / 2V_T$ แทนค่าในสมการ (5.6)จะได้

$$I_O \cong \left[\frac{I_{B2}}{I_{B1}R} \right] V_A \quad (5.7)$$

จากสมการที่ (5.7) เป็นสมการอัตราขยายทางกระแสซึ่งจะเห็นว่า I_O สามารถที่จะควบคุมให้มีอัตราขยายเป็นจำนวนเท่าใดก็ได้โดยการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ (g_m) หรือการไบอัส (I_B) และจะพบว่าไม่มีผลในเรื่องอุณหภูมิอีกด้วย และเพื่อปรับให้เป็นอัตราขยายแรงดันที่จุด V_A และ V_1 จากภาพที่ 5.1 โดยเพิ่มตัวความต้านทาน (R) และ Buffer amplifier (ซึ่งมีอัตราขยาย $\cong 1$) ดังภาพที่ 5.2 ที่ค่าของ V_1 จะได้ค่าสมการดังนี้



ภาพที่ 5.2 แสดงวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่เพิ่ม Buffer amplifier

เมื่อพิจารณาที่ V_1 จะได้

$$V_1 = I_O R$$

จะได้

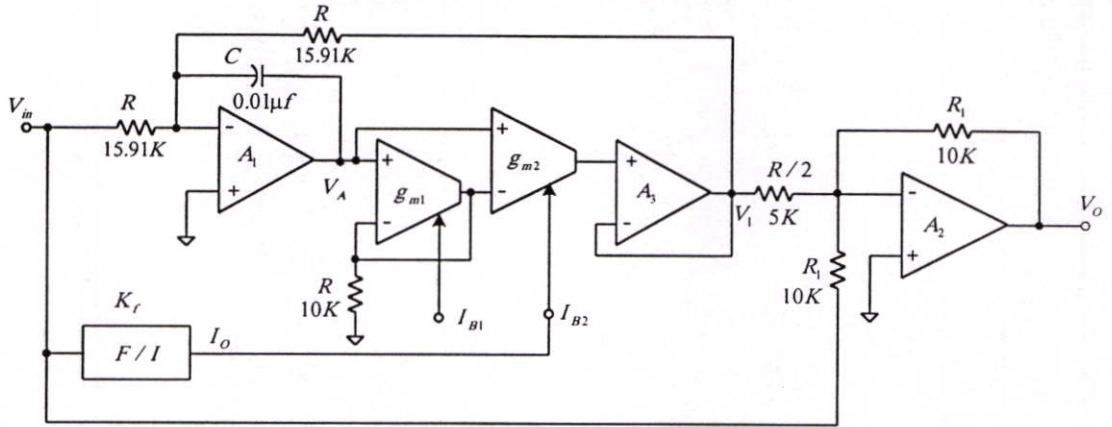
$$V_1 = \left(\frac{I_{B2}}{I_{B1}} \right) V_A$$

หรือ

$$V_A = \alpha V_1 \quad (5.8)$$

กำหนดให้ค่า

$$\alpha = \frac{I_{B1}}{I_{B2}} \quad (5.9)$$



ภาพที่ 5.3 แสดงวงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้ด้วยวิธีกระแสควบคุม

จากภาพที่ 5.3 เป็นวงจรที่ปรับปรุงจากวงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้ด้วยวิธีแรงดันควบคุม ที่ใช้วงจรคูณและออป-แอมป์ในบทที่ 4 มาเป็นแบบวิธีกระแสควบคุมที่ใช้ OTA 2 ตัว เป็นตัวปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ และออป-แอมป์ ทำหน้าที่เป็น buffer amplifier ซึ่งเราสามารถวิเคราะห์ห้วงจรได้

จากออป-แอมป์ A1 จะได้

$$-\frac{V_{in}}{R} - CV_A s - \frac{V_1}{R} = 0 \quad (5.10)$$

แทนค่าสมการที่ (5.8) ใน (5.10) จะได้

$$V_1 = \frac{-1}{1 + \alpha CRs} V_{in} \quad (5.11)$$

และจากภาพที่ 5.3 ค่าเอาต์พุต (V_o) ออปแอมป์ A_2 จะพบว่า

$$V_o = -(2V_1 + V_{in}) \quad (5.12)$$

แทนค่าสมการที่ (5.11) ใน (5.12) จะได้

$$V_o = \left[\frac{1 - \alpha CRs}{1 + \alpha CRs} - 1 \right] V_{in} \quad (5.13)$$

จากสมการที่ (5.13) จะพบว่าเป็นสมการทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรวมที่ผ่านตลอด (All-pass filter) ดังนั้นสามารถหาสมการเฟส (ϕ) จะได้ว่า

$$\phi = -2 \tan^{-1} \left(2\pi f_{in} RC \frac{I_{B1}}{I_{B2}} \right) \quad (5.14)$$

จากสมการที่ (5.14) พบว่าค่าของสมการยังมีค่าความถี่ (f_{in}) อยู่แสดงว่าวงจรเลื่อนเฟสนี้ค่าของมุมเฟสมีผลต่อความถี่และค่าของกระแสไบอัส I_{B1}, I_{B2} สามารถนำไปใช้ในการปรับเลื่อนค่ามุมเฟสได้แต่ไม่เป็นเชิงเส้นกับค่ามุม สิ่งที่ต้องขจัดคือความถี่ (f_{in}) และวงจรถดแทนคือวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นกระแสได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 2

จากสมการที่ (2.130) พิจารณาได้จากวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นกระแสจะได้

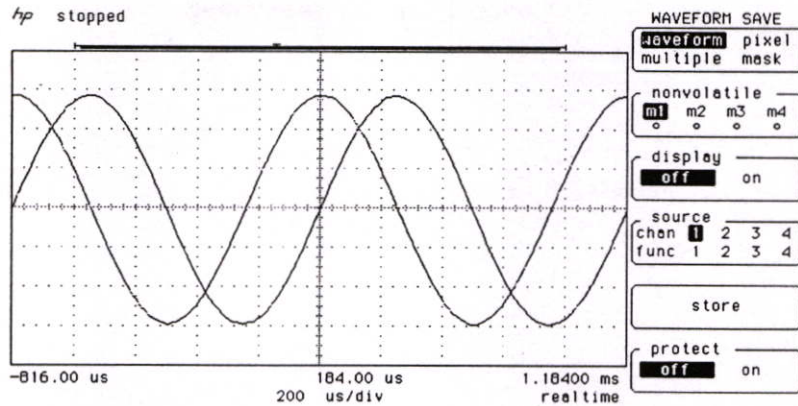
$$I_O = I_{B2} = K_f f_{in} \quad (5.15)$$

แทนค่าสมการที่ (5.15) ใน (5.14) จะได้ว่า

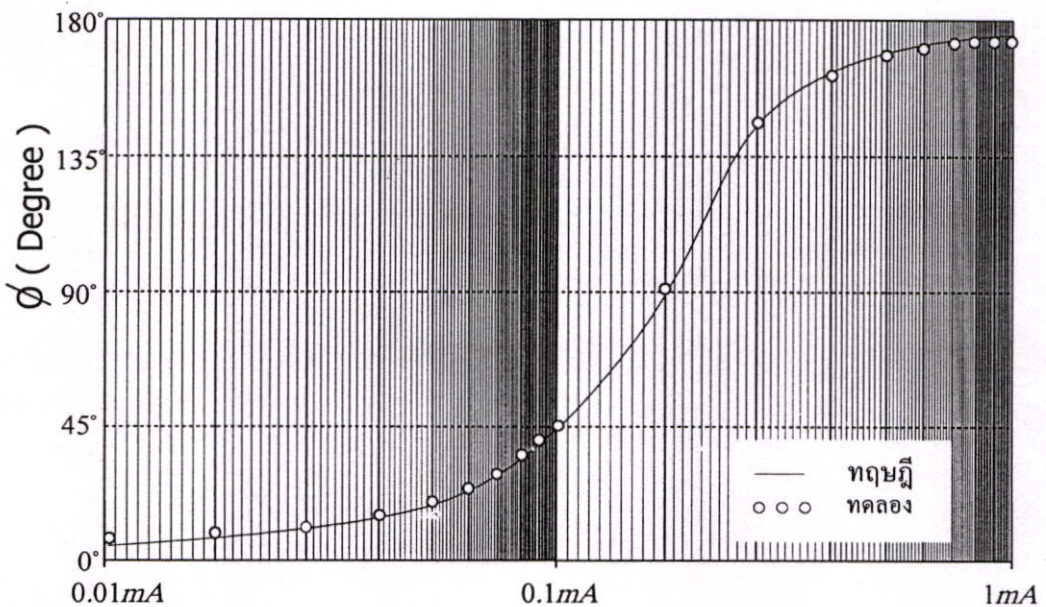
$$\phi = -2 \tan^{-1} \left(\frac{2\pi R C I_{B1}}{K_f} \right) \quad (5.16)$$

5.3 การทดสอบและผลการทดลอง

จากการผลการวิเคราะห์ในสมการที่ (5.16) ได้นำมาทดลองวงจรจริงโดยใช้วงจรในภาพที่ 5.3 และเลือกใช้อุปกรณ์ $R = 15.91k\Omega$ $R_1 = 10k\Omega$, $C = 0.01\mu f$ วงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันเบอร์ LM331 และค่าคงที่ของวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน $K_f = 10^{-3} A / H_z$ โดยป้อนแรงดันอินพุทไว้ที่ $5V_{p-p}$ วงจรทรานคอนคัคเตอร์ (OTA) เบอร์ LM3080 อุปกรณ์ร่วมใช้เช่นเดียวกันกับวิธีแรงดันควบคุม โดยป้อนกระแส $I_{B1} = 0.01mA$ ถึง $I_{B1} = 1mA$ ตามลำดับ และใช้แหล่งจ่ายแรงดัน $\pm 15V$ สัญญาณอินพุทเป็นไซน์ขนาด $5V_{p-p}$ แล้วทำการวัดสัญญาณด้วยออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) ของ Hewlett Packard รุ่น 5450A ซึ่งสายสัญญาณโพรบมีอัตราการลดทอนสัญญาณ 10 เท่า ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ (Digital Multimeter) ของ Hewlett-Packard รุ่น 34401 A และเครื่องกำเนิดสัญญาณ (Function / Arbitrary waveform Generator) ของ Hewlett-Packard รุ่น 33120A

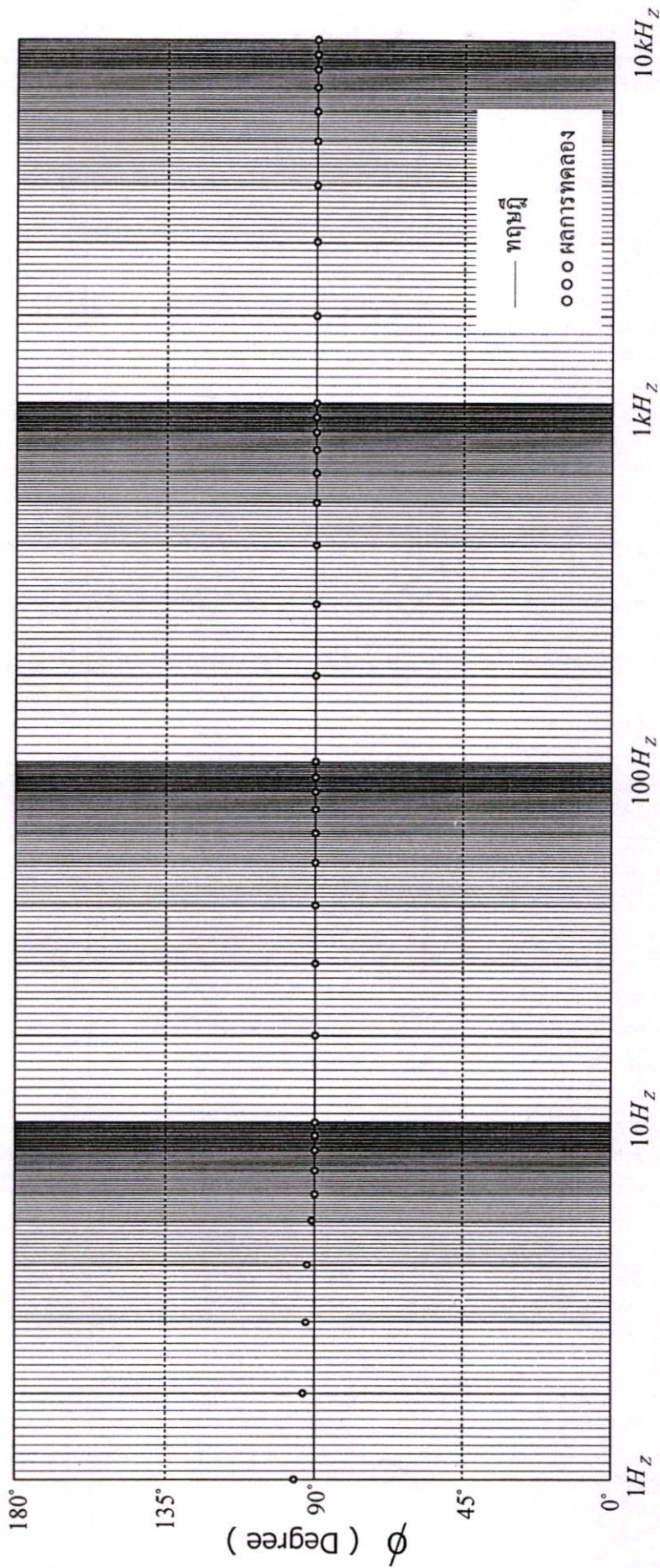


ภาพที่ 5.4 แสดงผลการทดลองของวงจรเลื่อนเฟสที่ค่ามุม (ϕ) = 90° ระหว่าง สัญญาณอินพุตและ สัญญาณเอาต์พุต เมื่อใช้ความถี่ (f_{in}) = 1KHz เมื่อค่ากระแสไบอัส (I_{B1}) = 0.2mA



ภาพที่ 5.5 แสดงผลทดลองการหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัส (I_{B1}) กับค่ามุมต่างเฟส (ϕ) ที่ความถี่ 1KHz

จากภาพที่ 5.5 เป็นผลการทดลองความสัมพันธ์ระหว่างกระแส (I_{B1}) กับค่ามุมต่างเฟส (ϕ) โดยปรับค่ากระแสไบอัส (I_{B1}) ได้ตั้งแต่ 0.01mA ไปจนถึง 1mA และใช้ความถี่ 1KHz ซึ่งพบว่าผลการทดลองในช่วงกระแสต่ำๆ จาก 0.01mA ลงไปจะมีผลต่อมุมเฟสน้อยมาก



ภาพที่ 5.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ (f_{in}) กับมุมเฟส (ϕ) เมื่อใช้กระแส $I_{BI} = 0.2mA$

จากภาพที่ 5.6 เป็นผลทดลองความเป็นเชิงเส้นระหว่างการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัส (I_{B1}) กับค่ามุมเฟส (ϕ) ของวงจรถ่ายเฟสที่ได้ออกแบบมานี้ จากการทดลองได้ปรับเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสจาก $0.01mA$ ไปจนถึง $1mA$ ซึ่งผลที่อ่านได้จากสโคป (Oscilloscope) และดิจิตอลมัลติมิเตอร์ (Digital multimeter) เทียบกับทางทฤษฎีในสมการที่ (5.15) และในภาพที่ 5.3 เป็นการทดสอบถึงการเปลี่ยนแปลงของมุมเฟส (ϕ) กับความถี่ (f_m) ที่กระแสไบอัส $I_{B1} = 0.2mA$ โดยปรับความถี่ที่อินพุตจาก $1Hz$ ไปจนถึง $10kHz$ จะพบว่าในช่วงความถี่ตั้งแต่ $5Hz$ ขึ้นไปเป็นช่วงที่มีความเสถียรมากขึ้น

5.1 บทสรุป

จากบทนี้ได้แสดงวิธีการใช้วงจรถ่ายเฟสคอนดัคเตอร์ (OTA) ทำวงจรถ่ายเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ด้วยที่สามารถควบคุมการเลื่อนเฟสด้วยการปรับค่ากระแสไบอัส ซึ่งเป็นกระแสควบคุมค่าพารามิเตอร์ (g_m) ของวงจรถ่ายเฟสคอนดัคเตอร์ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ $I_B / 2V_T$ เป็นผลทำให้เกิดอัตราขยายทางกระแสที่เอาต์พุต โดยมีกระแส I_{B1} สำหรับปรับค่ามุมเฟส (ϕ) และ I_{B2} สำหรับชดเชยค่าของความถี่ (f) เมื่อนำเอาวงจรถ่ายเฟสเป็นกระแส ตามหลักการปรับค่าด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งวงจรถ่ายเฟสสามารถทำงานสอดคล้องกับทางทฤษฎี ทำให้มีความมั่นใจว่าวงจรถ่ายเฟสนี้จะเป็นวงจรถ่ายเฟสที่ได้รับความสนใจและเลือกใช้ในการออกแบบร่วมกับวงจรรวมอื่นๆ ได้

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 บทสรุปผลการวิจัย

วงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ทั้ง 2 แบบ ที่ได้นำเสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์ เป็นวงจรเลื่อนเฟสที่ได้ทำการพัฒนาทั้งแบบวิธีกระแสและแรงดันควบคุม การออกแบบวงจรจะใช้หลักการการถ่ายโอน (Transfer function) ในการเลื่อนเฟสสัญญาณ จากการทำงานทั้งสองวิธีจะใช้การไบอัส กับวงจรซึ่งได้กล่าวรายละเอียดไว้ใน บทที่ 4 บทที่ 5 วงจรทั้งหมดที่ได้ออกแบบล้วนนำเสนอให้เห็นถึงการออกแบบวงจรในรูปแบบที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์นั้นหมายความว่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรจะถูกควบคุมภายใต้การเลือกใช้แหล่งจ่ายกระแสคงที่จากภายนอกที่ไบอัสให้กับวงจรทั้งสองแบบ ซึ่งในการควบคุมค่าพารามิเตอร์ของวงจรแบบวิธีกระแสควบคุมจะให้ข้อได้เปรียบและข้อดีกว่าแบบวิธีแรงดันควบคุมหลายประการ เช่น มีช่วงปฏิบัติการที่กว้างกว่าประมาณ 6 decades ขณะที่การใช้วิธีแรงดันควบคุมจะมีช่วงปฏิบัติการที่ ประมาณ 3 decades และข้อได้เปรียบอีกข้อหนึ่งในกรณีที่มีการเชื่อมต่อกับไมโครคอมพิวเตอร์เพื่อควบคุมการทำงานวงจรที่ได้ออกแบบขึ้นจะพบว่าการถ่ายโอนข้อมูลจะอยู่ในรูปกระแสเป็นส่วนใหญ่ ดังนั้นวงจรเลื่อนเฟสนี้จึงเป็นความก้าวหน้าในหลักการแนวทางใหม่ที่จะทำให้วงจรมีประสิทธิภาพ มีความละเอียดแม่นยำและความเร็วสูงเหมาะสำหรับการนำไปใช้งานจริง

บทที่ 2 จะแสดงถึงหลักการเลื่อนเฟสแบบพาสซีฟแบบพื้นฐาน วงจรรองความถี่ต่ำผ่านวงจรคูณและการประยุกต์การใช้งาน วงจรทรานคอนคัคเตอร์ (OTA) วงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (FVCs) แรงดันเป็นกระแส และสมการวิเคราะห์

บทที่ 3 คำนิยามที่เกี่ยวข้องกับวงจรเลื่อนเฟส ข้อดีข้อเสียของวงจรเลื่อนเฟสทั้งแบบเดิมและแบบใหม่ ตลอดจนแสดงภาพรวมของวงจรเลื่อนเฟสแบบเดิมและแบบใหม่

บทที่ 4 วงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ด้วยวิธีแรงดันควบคุมโดยใช้วงจรคูณ และโอเปอร์เรชันแนลแอมพลิไฟเออร์มาทำเป็นวงจรความถี่ผ่านตลอดที่สามารถปรับค่ามุมได้ และวงจรหารจะควบคุมค่าพารามิเตอร์ของวงจรเมื่อมีได้รับการไบอัสด้วยแรงดัน (V_B) และแรงดันจากการเปลี่ยนค่าความถี่เป็นแรงดัน จากการทดลองวงจรสามารถเลื่อนเฟสจาก 0° ถึง 180° รวมทั้งแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตมีค่าคงที่ตลอดย่านความถี่

บทที่ 5 วงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ด้วยวิธีกระแสควบคุมที่ใช้วงจรถานคอนดัคเตอร์ และโอเปอร์เรชันแนลแอมพลิไฟเออร์ มาทำเป็นวงจรมาทำเป็นวงจรรวมที่ผ่านตลอดที่สามารถปรับค่ามุมได้ นอกจากนี้ จะควบคุมค่าพารามิเตอร์ของวงจรเมื่อมีได้รับการไบอัสด้วยกระแส (I_{BI}) และค่ากระแสจากการเปลี่ยนค่าความถี่เป็นกระแส จากการทดลองวงจรสามารถเลื่อนเฟสจาก 0° ถึง 180° รวมทั้งแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตมีค่าคงที่ตลอดย่านความถี่

6.2 ข้อเสนอแนะในงานวิจัย

ในการวิจัยของวงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ทั้งแบบวิธีแรงดันควบคุมและแบบกระแสควบคุม จากการทดลองทั้งระบบพบว่าในการเปลี่ยนแปลงค่ามุมในแต่ละครั้งจะมีช่วงหน่วงเวลาการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน ที่ใช้การเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันจากค่าของตัวเก็บประจุและความต้านทาน ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพในการเปลี่ยนแปลงค่ามุมตามไปด้วย และในทางความถี่ก็เช่นกัน

บรรณานุกรม

- [1] เกียรติศักดิ์ คมวัชระ . “การออกแบบและประยุกต์ใช้วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยอาศัยหลักการทำงานของวงจรรวม”. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต. กรุงเทพฯ : บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2540
- [2] วันชัย รวีรุจา. “ การออกแบบและสังเคราะห์วงจรถอดฟังก์ชันโดยหลักการวงจรรวม ”. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต. กรุงเทพฯ : บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2535
- [3] ศิริวัฒน์ ลิ้มไพบูลย์. “วงจรถอดเฟสโดยใช้กระแสชนิดความถี่ผ่านตลอดและวงจรถอดสัญญาณรูปซายน์”. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต. กรุงเทพฯ : บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2540.
- [4] R.Mauro., ” Engineering Electronics : a Practical Approach”, Prentice-Hall, Inc., 1988.
- [5] Robert L. Boylestad., “ Introductory Circuit Analysis”, Macmillan Publishing Company., 1990
- [6] นิกธ สุขุดมตันติ., “ วงจรกรองความถี่ต่ำแบบบัตเตอร์เวิร์ท-เงินเนอร์ไรซ์เบสเสดโพลิโนเมียล “ , วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต. กรุงเทพฯ : บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2534.
- [7] D.C. Soo and R. G. Meyer., “ A four- quadrant NMOS Analog Multiplier “, *IEEE J. Solid-State Circuit.*, Vol SC-17., pp.1174-1178, Dec., 1982
- [8] K. Dejhan., P. Prommce and F. Cheevasuvit., “A single power supply CMOS four-quadrant Analog Multiplier”, Proc, Regional. Symposium on Telecommunications Electronics Circuits and Systems : RESTECS ‘ 96 Bangkok, Thailand, 6-8 July, 1996.
- [9] W. Surakamponorn, V. Riewruja, K. Kumwachara, C. Surawatpunya and K. Anuntahirunrat, “Temperature-Insensitive Voltage-to-Current Converter and Its Applications,” *IEEE Trans. Instrument. Measure.*, vol.48,no.6,pp.1270-1277, Dec.1990.
- [10] David A. Bell., “ Operational Amplifiers Applications, Troubleshooting and Designs”, Prentice-Hall International, Inc., 1990.
- [11] Floyd ., “ Basic Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits”, Macmillan Publishing Company., 1994.
- [12] John L. Hilburn and David E. Johnson “Manual of Active filter design “ McGRAW-HILL Book Company., 1973.

- [13] Robert F. Coughlin and Robert S. Villanucci "Introductory Operational Amplifiers and Linear Ics Theory and Experimentation" Prentice-Hall International, Inc., 1990.
- [14] ปราโมทย์ วาดเขียน "การประยุกต์ใช้งานโอทีเอ" วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต. กรุงเทพฯ : บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2534.
- [15] J. E. Kardontchik, "Introduction to the Design of Transconductance Capacitor Filter", Kluwer Academic Publisher., 1992.
- [16] M. H. Malvar., "Electronically Controlled Active Filter with Transconductance Amplifier", *IEE Trans, Circuit Syst.*, Vol. CAS-29, pp.336-346., 1982
- [17] R. Boylestad and L. Nashelsky., "Electronics Devices and Circuit Theory", Prentice-Hall International, Inc., 1992.
- [18] เสน่ห์ ไมตรีจิตร และคณะ., "การประยุกต์ใช้ OTA ในวงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่" การประชุมวิชาการมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38., 2542.

ภาคผนวก

การประชุมวิชาการ
ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21



21st Electrical Engineering Conference
(EECON-21)

วันที่ 12-13 พฤศจิกายน 2541

ณ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

อ.สุบสวัสดิ์ 48 เขตบางกอก กรุงเทพมหานคร

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
KING MONKUT'S UNIVERSITY OF TECHNOLOGY (KMU)

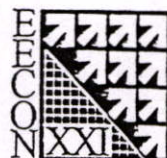
ดำเนินการจัดการประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี



การประชุมวิชาการ
ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21



21st Electrical Engineering Conference (EECON-21)

วันที่ 12-13 พฤศจิกายน 2541
ณ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
ถ.สุขสวัสดิ์ 48 เขตทุ่งครุ กรุงเทพมหานคร

ดำเนินการจัดการประชุมโดย
ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

วงจรถ่ายเฟสไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

Electronically Tunable Phase-Shifter With Frequency Compensation

*นายพนธ์ ไนตรีจิตร **ศ.ดร.ภิกษุศรัทธา คมวัชร *รศ.วิทยา ทิพย์สุวรรณพร

*นักศึกษาระดับปริญญาโท คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

**อาจารย์ประจำ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ถ.จลของกรุง ลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นงานนำเสนอถึง หลักการของวงจรถ่ายเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ ทำให้ค่ามุมของวงจรถ่ายเฟส สามารถปรับเปลี่ยนเป็นเชิงเส้นได้โดยใช้แรงดันควบคุมค่ามุมที่เปลี่ยนแปลง และภายในวงจรได้นำเสนอวิธีการชดเชยค่าความถี่ในย่าน 5 Hz-10 kHz โดยใช้วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน ทำให้วงจรไม่ขึ้นกับความถี่ เพื่อเป็นยืนยันตามหลักการนำเสนอสามารถนำไปใช้งานจริง ได้มีการทดลองกับวงจรจริง ผลการทำงานที่ได้ มีความใกล้เคียงและสอดคล้องกับหลักการที่ได้นำเสนอไว้

Abstract

This paper proposed the electronically tunable phase-shifter with frequency compensation. The angle value of circuit can be adjusted by the DC bias voltage and linearity dependent on the phase-shifter angle. In this circuit method, we proposed the frequency compensation by using the frequency to voltage (F/V). The experimental shows quite good performance of frequency compensation in the 5 Hz to 10 kHz frequency range.

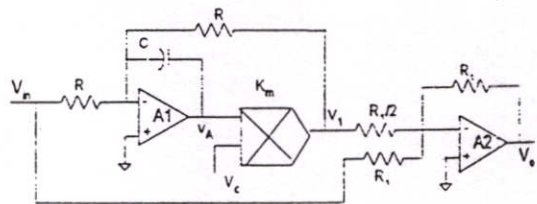
1. บทนำ

วงจรถ่ายเฟสเป็นวงจรที่มีความสำคัญวงจรหนึ่งที่สามารถนำไปใช้งานในการชดเชยมุมของสัญญาณให้สามารถนำหน้า (lead) หรือล่าหลัง (lag) จากเดิมได้หรือนำไปประยุกต์ใช้งานในวงจรกำเนิดคลื่นสัญญาณไซน์ (Sinusoidal wave) [1] และใช้งานในวงจรที่การต่างๆ อีกมากมาย ในการออกแบบวงจรถ่ายเฟสสามารถที่จะออกแบบจตุรกรณ ได้หลายแบบ อาทิ เช่น การใช้ไบโพลาร์ (Bipolar) ทรานซิสเตอร์ [2] วงจรถ่ายพานกระแส (current conveyor) [3] อปป์แอมป์ (Operational Amplifier) [3] หรือ โอทีเอ (Operational transconductance Amplifier) [4] เป็นต้น แต่อย่างไรก็ตามจากการทดลองต่างๆ ที่ได้กล่าวมา ค่ามุมของวงจรถ่ายเฟสที่เกิดขึ้นนั้นจะขึ้นตรงกับค่าความถี่อีกทีหนึ่ง ทำให้ไม่สะดวกในการนำไปประยุกต์ใช้งาน ใน

บทความนี้จะเป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรถ่ายเฟสที่ไม่ขึ้นตรงกับความถี่ และยังสามารถที่จะปรับเปลี่ยนค่ามุมที่ต้องการได้ โดยการ ใช้แรงดันควบคุมค่ามุมและมีความเป็นเชิงเส้นกับค่ามุมที่จะเปลี่ยนแปลงอีกด้วย ดังนั้นจะเห็นได้ว่าวงจรที่ได้ออกแบบขึ้นมีความเหมาะสมที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับไมโครคอมพิวเตอร์ (Micro-Computer) ได้เนื่องจากว่าวงจรนี้เป็นรูปแบบของการใช้แรงดันควบคุมค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรซึ่งจัดว่าเป็นรูปแบบของการปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronically tunable)

2. หลักการทำงาน

2.1 วงจรถ่ายเฟสที่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 1 วงจรถ่ายเฟสที่ขึ้นกับความถี่

จากรูปที่ 1 ออปป์แอมป์ A1 และวงจรถ่ายเฟสจะทำหน้าที่เป็นวงจรถ่ายความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter) เกิดขึ้นที่ เอาท์พุท V1 โดยมีค่าแรงดัน Vc เป็นตัวควบคุมค่าความถี่คัทออฟ (Cut-off frequency) ควบคู่กับอุปกรณ์พาสซีฟ (Passive) R และ C ดังแสดงอัตราส่วน $V_1(s)/V_m(s)$ ในสมการ (1)

$$\frac{V_1(s)}{V_m(s)} = \frac{-1}{1 + \frac{sCR}{K_m I_c}} \tag{1}$$

และที่ Vo จะได้

$$V_o(s) = -(2V_1(s) + V_m(s)) \tag{2}$$

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21 พ.ศ. 2541

แทน(1)ใน(2)ได้

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1 - \frac{sCR}{K_m V_C}}{1 + \frac{sCR}{K_m V_C}} \quad (3)$$

จากสมการ(3)จะพบว่าค่ามุมที่ได้ (ϕ) มีค่าเป็น

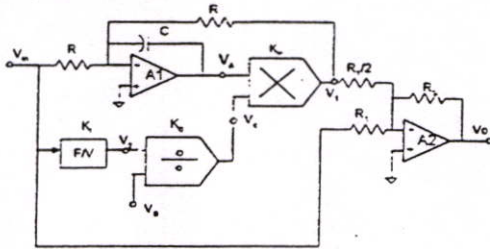
$$\phi = -2 \tan^{-1} \left[\frac{2\pi f_{in} CR}{K_m V_C} \right] \quad (4)$$

เมื่อ K_m = ค่าคงที่ของวงจรถูก

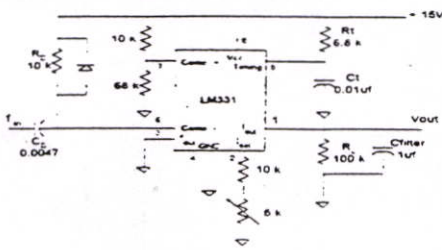
จากสมการ(4)พบว่าค่าของมุมที่ได้ขึ้นกับความถี่ของสัญญาณและค่าของแรงดัน V_C สามารถนำไปใช้ในการปรับเปลี่ยนค่ามุมได้แต่ไม่เป็นเชิงเส้นกับค่ามุมซึ่งจะเห็นว่า จากที่ได้พิจารณาสมการ (4) ถึงที่จะต้องการแก้ไขคือต้องหาวิธีทำให้วงจรไม่ขึ้นกับความถี่และสามารถปรับเปลี่ยนค่า ϕ ได้โดยตรงกับแรงดันจึงจะถือว่าวงจรเหมาะสมที่จะนำไปใช้งานดังหลักการต่อไป

2.2 วงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่ที่สามารถปรับค่ามุมได้

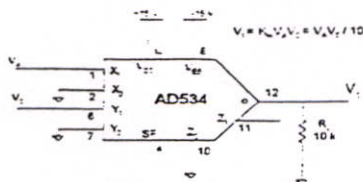
ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 2 วงจรเลื่อนเฟสที่ไม่ขึ้นกับความถี่



รูปที่ 3 วงจรภายใน F.V เบอร์ LM331



รูปที่ 4 วงจรของ เบอร์ AD534

จากรูปที่ 2 โดยแทนวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันหรือวงจร F V ที่ให้นำไปชดเชยค่าความถี่ที่เกิดขึ้น ในสมการที่ (4) และเพิ่มวงจรรหาร (Division circuit) เข้าไปในวงจรเพื่อสร้างวงจรเป็นวงจรรหารแรงดัน (Voltage division) ที่สามารถปรับค่าอัตราขยายแรงดันได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้แรงดันไบอัส V_B เพื่อทำให้วงจรดังกล่าวสามารถปรับเปลี่ยนมุมได้โดยตรงกับค่าแรงดัน

ดังนั้นพิจารณาที่วงจร F/V จะได้

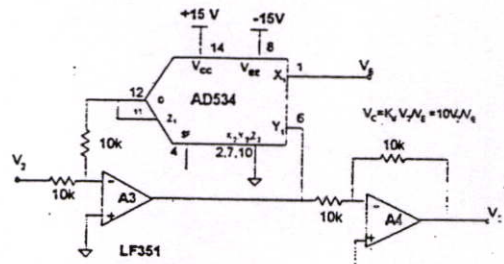
$$V_2 = K_f f_{in} \quad (5)$$

K_f = ค่าคงที่ของวงจร F/V

และที่ วงจรหารจะได้วงจรอัตราขยายแรงดันที่สามารถปรับค่าได้จาก V_B มีค่าดังนี้

$$V_C = K_d \frac{V_2}{V_B} \quad (6)$$

K_d = ค่าคงที่ของวงจรรหาร



รูปที่ 5 วงจรหารที่ปรับปรุงจากวงจรถูก เบอร์ AD534

แทน(5) ใน (6) จะได้

$$V_C = \frac{K_d \cdot K_f f_{in}}{V_B} \quad (7)$$

ดังนั้นในสมการที่ (7) ถ้านำไปแทนในสมการที่ (4) เราจะได้ค่านมุม (ϕ) ที่ไม่ขึ้นกับความถี่และยังสามารถปรับเปลี่ยนค่ามุมได้โดยตรงกับแรงดันไบอัส V_B ดังนี้

แทนสมการ(7)ใน(4)

$$\phi = -2 \tan^{-1} \left[\frac{2\pi C R V_f}{K_m K_d K_f V_B} \right] \quad (8)$$

3.การทดสอบและผลการทดลอง

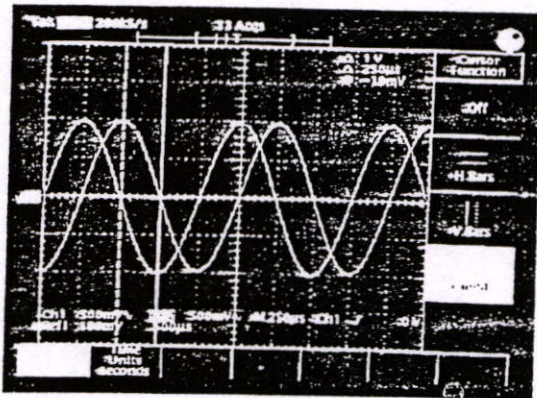
เพื่อเป็นการเปรียบเทียบหลักการของวงจรรูปที่ 2 กับตามฎี ในสมการที่ (8) ได้นำวงจรไปทดลองจริง โดยเลือกใช้ $V_{cc} = -15V$.

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21 พ.ศ. 2541

$V_{EE} = -15\text{ V}$, $R = 15.91\text{ k}\Omega$, $R_1 = 10\text{ k}\Omega$, $C = 0.01\ \mu\text{F}$, $K_m = 0.1\text{ V}^{-1}$, $K_f = 10^{-3}\text{ V}\cdot\text{s}^{-1}$ และ $K_d = 10\text{ V}$ เมื่อเลือกใช้ออปแอมป์ A1, A2, A3 และ A4 เบอร์ LF351, วงจรคูณ เบอร์ AD534 และวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน เบอร์ LM331 ดังนั้นจะได้ค่าตามที่กำหนดค่าต่าง ๆ ในสมการ (8) เป็น

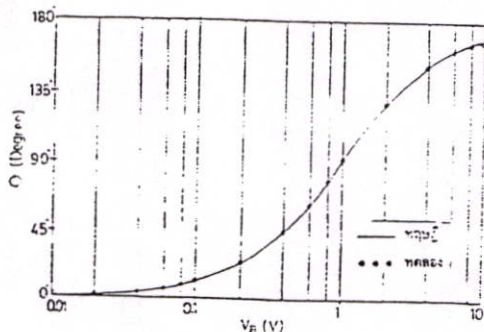
$$\phi = -2 \tan^{-1} \left(\frac{I_B}{I_1} \right) \quad (9)$$

จากรูปที่ 6 เป็นผลการทดลอง โดยเลือกใช้ V_{in} สัญญาณซาวทึ่ ความถี่ 1 kHz ที่มีขนาด 1 V_{p-p} ป้อนเข้าตัววงจร รูปที่ 2 โดยวงจรเลือกใช้ $V_B = 1\text{ V}$ ทำให้สัญญาณ V_{in} นำหน้า V_o และมีความต่างเฟสเกิดขึ้นเป็น 90° ซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ (9)



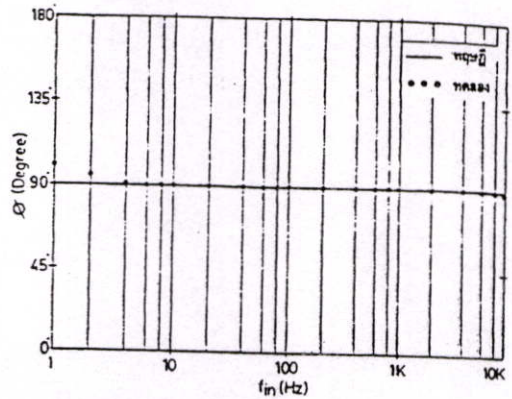
รูปที่ 6 ความต่างเฟสของสัญญาณทั้งสองเมื่อใช้ $V_B = 1\text{ V}$

รูปที่ 7 เป็นการทดลองถึง ความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดัน V_B ทำให้ค่า ϕ จากวงจรเลื่อนที่ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่า V_B โดยการเลือกใช้ค่า V_B จาก 0.01 V จนถึง 10 V



รูปที่ 7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า V_B กับ ϕ ในสมการ (9)

รูปที่ 8 เป็นการทดลองถึงการเปลี่ยนแปลงความถี่อินพุตจาก 1 Hz จนถึง 10 kHz ขณะที่กำหนดให้ $V_B = 1\text{ V}$ คงที่ เพื่อทดสอบ จะเห็นว่ามุม ϕ ไม่มีผลต่อความถี่



รูปที่ 8 ความสัมพันธ์ระหว่าง f_{in} กับ ϕ เมื่อ $V_B = 1\text{ V}$

4. บทสรุป

จากการทดลองจริงเมื่อเปรียบเทียบกับหลักการที่ได้มาเสนอพบว่าผลการทดลองเป็นตามที่ได้ออกมาซึ่งค่าของความถี่ไม่ขึ้นกับมุมของวงจรเลื่อนเฟส และวงจรยังสามารถปรับค่ามุมได้โดยใช้แรงดัน V_B ซึ่งมีความเป็นเชิงเส้นกับค่ามุม ส่วนกรณีที่ต้องการให้วงจรสามารถปฏิบัติงานความถี่ได้สูงกว่านี้จะต้องเลือกใช้วงจร FV ที่สามารถตอบสนองต่อความถี่ได้มากกว่า 10 kHz ด้วย หรืออาจจะต้องออกแบบวงจรใหม่ตามหลักการรูปที่ 2 ภายใต้การออกแบบวงจรรวมโดยใช้อุปกรณ์โพลาร์หรือฟลิป ฟล็อป ดังนั้นหลักการในรูปที่ 2 นี้เป็นเพียงการนำเสนอให้เห็นถึงความเป็นไปได้เท่านั้นยังไม่เน้นถึงการนำเอาวงจรไปใช้ในย่านความถี่สูง

เอกสารอ้างอิง

- [1] R.Boylestad and L.Nashelsky, Electronic Devices and Circuit Theory, Prentice Hall, pp.759-762,1992
- [2] S.Pookaiyaudom, K.Dejhan, C.Watanachaiprateep, "An integrable electronically variable phase shifter," Proceeding of the IEEE, Vol.67, No.1, pp.183-185,1979.
- [3] A.M. Soliman, "Generation of Current Conveyor-Based All-Pass Filter: From Op Amp-Based Circuit," IEEE Transaction on Circuit and System : Analog and Digital Signal Processing, vol.44, no.4, 1997.
- [4] T.TsuKutani, M.Ishida, S.Tsuiki and Y. Fukui, "Versatile current mode biguad filter using multiple-current output OTAs", INTJ. Electronics, vol.80,no.4 pp.533-541,1996.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ นายเสน่ห์ ไมตรีจิตร เกิดวันที่ 30 ตุลาคม 2499 วุฒิการศึกษาที่สำเร็จครุศาสตรบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สถานที่สำเร็จการศึกษา สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขต เทเวศร์ ปีที่สำเร็จการศึกษา 2531 ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์