

วงจรฟังก์ชันอนาล็อก ชนิดทรานส์ลิเนียร์คลาส AB
TRANSLINEAR CLASS AB ANALOG FUNCTION CIRCUITS

กงศักดิ์ อนันตหิรัญรัตน์
KONGSAK ANUNTAHIRUNRAT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-648-779-3

วงจรฟังก์ชันอนาล็อก ชนิดทรานส์ลิเนียร์คลาส AB

TRANSLINEAR CLASS AB ANALOG FUNCTION CIRCUITS

กงศักดิ์ อนันตหิรัญรัตน์

KONGSAK ANUNTAHIRUNRAT

เลขหน้.....
เลขทะเบียน..... 43248
วัน, เดือน, ปี..... 8 ส.ค. 2545

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-648-779-5

TRANSLINEAR CLASS AB ANALOG FUNCTION CIRCUITS

KONGSAK ANUNTAHIRUNRAT

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

2002

ISBN 974-648-779-5

COPYRIGHT 2002

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรฟังก์ชันอนาล็อกชนิดทรานส์ลิเนียร์คลาส AB
นักศึกษา	นาย กงศักดิ์ อนันตหิรัญรัตน์
รหัสประจำตัว	38061003
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2545
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ศ.ดร. วัลลภ สุระกำพลธร

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการพัฒนาแนวทางในการออกแบบวงจรแบบใหม่โดยการประยุกต์ใช้ทรานส์ลิเนียร์รูป ในการสร้างวงจรไม่เป็นเชิงเส้นที่มีช่วงการทำงานของวงจรแบบพลวัตและมีความกว้างแถบกว้าง ได้พัฒนาวงจรที่ความถี่ขึ้นมามีด้วยกันสามวงจรคือ วงจรแรกเป็นการใช้คุณสมบัติของวงจรทรานส์ลิเนียร์รูปใน CCCII แหล่งจ่ายกระแสคงที่ วงจรสะท้อนกระแสและตัวต้านทาน ส่วนวงจรที่สองและสามเป็นการใช้คุณสมบัติของวงจรทรานส์ลิเนียร์รูปใน CCCII แหล่งจ่ายกระแสคงที่และตัวต้านทานเท่านั้น วงจรที่ได้นำเสนอนี้สามารถที่จะทวีความถี่สัญญาณขาเข้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ มีผลตอบสนองทางความถี่ที่สูงและความผิดเพี้ยนต่ำ อีกทั้งยังสามารถปรับเปลี่ยนการทำงานของวงจรให้เป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นได้ โดยการปรับค่าความต้านทานภายนอก นอกจากนี้ได้พัฒนาวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบใช้ OTA เป็นพื้นฐานซึ่งมุ่งเน้นการออกแบบวงจรโดยอาศัยหลักการของวงจรรวม ที่มีคุณลักษณะเด่นกว่าวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสโดยทั่วไปแบบเดิมคือ มีการชดเชยผลของอุณหภูมิรอบข้างและขีดจำกัดแรงดันผลต่างของสัญญาณขาเข้าได้ปรับปรุงให้ดีขึ้น มีความละเอียดแม่นยำ สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้กว้างขวาง เช่น วงจรแปลงผันกลับความต้านทานแบบเทียบกราวด์ วงจรอินสทรูเมนต์แอมพลิฟายเออร์ วงจรโพรเซสเซอร์และวงจรคุณสัญญาณอนาล็อก เพื่อเป็นการยืนยันทฤษฎีทั้งหมดในวิทยานิพนธ์นี้ ได้ทำการทดลองโดยต่อวงจรบนโปรโตบอร์ดและเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

Thesis Title	Translinear class AB analog function circuits
Student	Mr. Kongsak Anuntahirunrat
Student ID.	38061003
Degree	Doctor of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2002
Thesis Advisor	Prof. Dr. Wanlop Surakamponorn

ABSTRACT

This thesis is concerned with development of circuit concepts and new design aimed at using translinear loops to realize nonlinear circuits that have wide dynamic range and wide bandwidth. Sinusoidal frequency doubler circuits have been developed, where three design strategies are proposed. First, the implementation scheme uses translinear bipolar second-generation current-controlled conveyors (CCCII) together with current sources and current mirrors. Second, the circuit consists of four CCCII with resistors as the only external components. Third, the circuit consists of three CCCII with resistors as the only external components. The proposed circuits can efficiently double frequencies of sinusoidal signals and have good high frequency response with low harmonic distortion. In addition, They can be adapted to work as a full-wave rectifier by adjustment of an external resistor. Moreover, a new design to improving performance features of a voltage-to-current (V/I) converter circuit is proposed, which is based on an Operational Transconductance Amplifier (OTA) integrated circuit. The V/I transconductance gain is insensitive to temperature and the input differential voltage swing limitation of the OTA integrated circuit is alleviated. New circuits for the temperature-insensitive general-grounded resistance converter, instrumentation amplifier, electronically tunable gyrator, and analogue multiplier are presented. To confirm the work ability of all theories made in this thesis, prototype circuits were constructed on prototype boards. Experimental results showing the performance of the proposed circuits are presented. Simulation results using PSPICE program are also presented and compared with the experimental results.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จได้ดีด้วยความช่วยเหลือจากอาจารย์และบุคคลหลายท่านดังนี้

ศาสตราจารย์ ดร. วัลลภ สุระกำพลธร อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาและชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาดังกล่าว อย่างเต็มที่ ตลอดจนการฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำงานวิจัยและพัฒนาได้อย่างมีประสิทธิภาพ ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. จเร สุรวุฒินันท์ปัญญา ที่ได้ให้คำปรึกษาและชี้แนะแนวทางในการทำวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. วันชัย ธีรวิฑู และผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. เกียรติศักดิ์ คมวัชระ ที่ได้ให้คำปรึกษาและชี้แนะแนวทางในการทำวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบพระคุณ คุณพรพรหม สีนุตพงษ์ พี่ที่ให้การสนับสนุนและให้กำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบคุณ คุณเฉลิมภรณ์ ฟองสมุทร ที่ช่วยตรวจทานวิทยานิพนธ์ คุณเอื้อพร ตั้งสุวรรณ ที่เป็นธุระจัดพิมพ์วิทยานิพนธ์นี้และภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม ที่ได้กรุณาเอื้อเพื่อให้ใช้สถานที่ตลอดจนเครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในการทดลองและจัดทำวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบคุณคณะวิศวกรรมศาสตร์ โครงการ ReCCIT และ JICA ที่ให้การสนับสนุนในการเดินทางไปประชุมวิชาการยังต่างประเทศ ตลอดจนเครื่องมือต่างๆที่ใช้ในการทดลองและจัดทำวิทยานิพนธ์นี้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	X
สารบัญรูป.....	XI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัย.....	3
1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้นกลุ่มวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 วงจรสะท้อนกระแส.....	5
2.2.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	5
2.2.1ก วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน.....	5
2.2.1ข วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุด.....	7
2.2.1ค วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบพื้นฐาน.....	7
2.2.1ง ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสแบบไบโพลาร์.....	8
2.3 หลักการเบื้องต้นและทฤษฎีของวงจรถานส์ลิเนียน์รูป (Basic Principles and Theory of Translinear Loop Circuit)	8
2.3.1 หลักการทั่วไป (General Principles)	10
2.3.1.1 หลักการทรานส์ลิเนียน์ (The Translinear Principle).....	10
2.4 วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสโดยใช้ทรานส์ลิเนียน์รูป.....	12
2.4.1 วงจรสายพานกระแสยุคที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสหรือ CCCII.....	12
2.4.1ก คุณสมบัติของวงจร CCCII.....	13

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4.1ข การทำงานของ CCCII+ และ CCCII-.....	15
2.4.1ค สมรรถนะของวงจร.....	16
2.4.2 วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิ โดยใช้ OTA.....	17
2.4.2ก คุณสมบัติของวงจร OTA.....	17
2.4.2ข การทำงานของวงจรขยาย OTA.....	20
2.4.2ค หลักการเบื้องต้นวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้น กับผลของอุณหภูมิ.....	21
2.4.2ง การปฏิบัติงานของวงจร.....	24
2.5 เทคนิควิธีการตรวจจับสนะของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า.....	27
2.6 บทสรุป.....	28
บทที่ 3 การประยุกต์ใช้ทรานส์ลีนีเยอร์รูปออกแบบวงจรไม่เป็นเชิงเส้น.....	30
3.1 บทนำ.....	30
3.2 หลักการเบื้องต้น.....	31
3.3 วงจรทวีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยการใช้ CCCII และวงจรสะท้อน กระแส.....	33
3.3.1 ก วงจรทวีความถี่สัญญาณไซน์.....	35
3.3.1 ข วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....	36
3.3.2 สมรรถนะของวงจรทวีความถี่.....	37
3.3.2.1 การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานของวงจร.....	37
3.3.2.2 การวิเคราะห์หาความต้านทานขาเข้าและความต้านทานขาออก.....	37
3.3.2.3 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน.....	38
3.3.2.4 การวิเคราะห์หาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของวงจร.....	40
3.3.3 ผลการทดลองวงจรทวีความถี่ และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....	41
3.3.4 การเลียนแบบการทำงานของวงจรทวีความถี่ และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดย ใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSPICE	43
3.3.4.1 วงจรทวีความถี่.....	43

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3.4.1ก ทดสอบคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจร.....	43
3.3.4.1ข ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร.....	44
3.3.4.1ค ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราว ณ ความถี่ที่สูงขึ้น.....	45
3.3.4.1ง แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรวีความถี่.....	45
3.3.4.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....	46
3.3.4.2ก ทดสอบคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจร.....	46
3.3.4.2ข ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร.....	47
3.3.4.2ค ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ความถี่ที่สูงขึ้น.....	47
3.4 วงจรวีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยการใช้ CCCII 4 ตัวและตัวต้านทาน.....	48
3.4.1 ก วงจรวีความถี่สัญญาณชานัน์.....	50
3.4.1 ข วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....	51
3.4.2 สมรรถนะของวงจรวีความถี่.....	52
3.4.2.1 การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติการของวงจร.....	52
3.4.2.2 การวิเคราะห์หาความต้านทานขาเข้า และความต้านทานขา ออก.....	53
3.4.2.3 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการ.....	53
3.4.3 ผลการทดลองวงจรวีความถี่ และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....	55
3.4.4 การเลียนแบบการทำงานของวงจรวีความถี่ และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSPICE	56
3.4.4.1 วงจรวีความถี่.....	57
3.4.4.1ก ทดสอบคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจร.....	57
3.4.4.1ข ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร.....	57
3.4.4.1ค ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราว ณ ความถี่ที่สูงขึ้น.....	58
3.4.4.1ง แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรวีความถี่.....	59
3.4.4.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....	59
3.4.4.2ก ทดสอบคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจร.....	59
3.4.4.2ข ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร.....	60
3.4.4.2ค ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราว ณ ความถี่ที่สูงขึ้น.....	61

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.5 วงจรทวิความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยการใช้ CCCII 3 ตัว.....	61
3.5.1ก วงจรทวิความถี่สัญญาณชานซ์.....	64
3.5.1ข วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....	65
3.5.2 สมรรถนะของวงจรทวิความถี่.....	65
3.5.2.1 การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานของวงจร.....	65
3.5.2.2 การวิเคราะห์หาความต้านทานขาเข้าและความต้านทานขา ออก.....	66
3.5.2.3 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน.....	67
3.5.3 ผลการทดลองวงจรทวิความถี่ และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....	68
3.5.4 การเลียนแบบการทำงานของวงจรทวิความถี่ และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSPICE	70
3.5.4.1 วงจรทวิความถี่.....	70
3.5.4.1ก ทดสอบคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจร.....	70
3.5.4.1ข ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร.....	70
3.5.4.1ค ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราว ณ ความถี่ที่สูงขึ้น.....	71
3.5.4.1ง แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรทวิความถี่.....	72
3.5.4.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....	72
3.5.4.2ก ทดสอบคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจร.....	72
3.5.4.2ข ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร.....	73
3.5.4.2ค ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ความถี่ที่สูง ขึ้น.....	74
3.6 บทสรุปเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรทวิความถี่และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ทั้งสามแบบกับแบบเดิม.....	74
บทที่ 4 การประยุกต์ใช้งานวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิ.....	77
4.1 การประยุกต์ใช้งาน.....	77
4.1.1 วงจรสายพานกระแสยุคที่สอง (CCII).....	77
4.1.2 วงจรแปลงกลับความต้านทานแบบเทียบกราวด์.....	78

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.1.3 วงจรขยายอินสทรูเมนต์.....	80
4.1.4 วงจรไจเรเตอร์แบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronically Tunable Gyrator)	83
4.1.5 วงจรคูณอนาล็อก (Analog Multiplier).....	86
4.2 ผลการทดลองและผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรถ่วง.....	88
4.3 บทสรุป.....	92
4.3.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรถ่วงเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิกับแบบเดิม.....	92
บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะการทำวิจัย.....	93
5.1 บทสรุป.....	93
5.2 ข้อเสนอแนะการทำวิจัย.....	94
5.2.1 วงจรทวิความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยการใช้ CCCII.....	94
5.2.2 วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส โดยการใช้วงจรถ่วงโอทีเอ ที่มีการลดผลของอุณหภูมิขึ้นภายในวงจรถ่วง.....	94
เอกสารอ้างอิง.....	95
ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดัน V_{BA} กับกระแส I_{in} ของ วงจรทรานส์ลิเนียร์แบบคลาส AB.....	99
ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_o กับแรงดัน V_{in} และค่าความนำถ่ายโอน g_m ของวงจรถ่วงความแตกต่าง.....	102
ภาคผนวก ค. การวิเคราะห์หาค่ากระแสขาออกของวงจรถ่วงเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส แบบที่ไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิ.....	106
ภาคผนวก ง. การวิเคราะห์หาค่าเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของกระแสขาออกของวงจรถ่วงเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส.....	109
ภาคผนวก จ. การวิเคราะห์หาค่าผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถ่วงเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิ.....	112

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

ภาคผนวก จ. การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{in} กับกระแส I_2 และ I_4 ของวงจรทรานส์ลีนีเยร์แบบคลาส AB.....	114
ภาคผนวก ช. การประมาณค่าอนุกรมกำลัง (Power series) ของ $\sqrt{1+k_1 \sin^2 \omega t}$	117
ภาคผนวก ซ. การวิเคราะห์หาค่าผลตอบสนองทางความถี่ ของวงจรทวิความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยใช้ CCCII กับวงจรสะท้อนกระแส.....	119
ภาคผนวก ฌ. การวิเคราะห์หาค่าผลตอบสนองทางความถี่ ของวงจรทวิความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยใช้ CCCII 4 ตัว กับตัวต้านทาน.....	123
ภาคผนวก ฎ. การวิเคราะห์หาค่าผลตอบสนองทางความถี่ ของวงจรทวิความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยใช้ CCCII 3 ตัว กับตัวต้านทาน.....	127
ภาคผนวก ฏ. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์	130
ประวัติผู้เขียน.....	154

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรที่ความถี่กับแบบเดิม.....	75
3.2 เปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นกับแบบเดิม.....	76
4.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิกับแบบเดิม.....	92

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	วงจระสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน.....6
2.2	วงจระสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบพื้นฐาน.....7
2.3	วงจระไดโอดบริดจ์ทรานส์ลิเนียร์รูป.....10
2.4	วงจระขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์รูป.....13
2.5	สัญลักษณ์ของ CCCII.....14
2.6	วงจระสมมูลของ CCCII.....14
2.7	วงจระ CCCII+.....16
2.8	วงจระสมมูลทางอุดมคติของ OTA.....17
2.9	สัญลักษณ์ของ OTA.....17
2.10	วงจระขยายความแตกต่าง.....18
2.11	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสขาออก I_o กับค่าแรงดันที่ขาเข้า V_{in}19
2.12	วงจระพื้นฐานของ OTA.....20
2.13	วงจระแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิ.....22
2.14	แสดงวงจระทรานส์ลิเนียร์รูปภายในของส่วนขาเข้าวงจระแปลงผันแรงดันเป็นกระแส.....22
2.15	วงจระพื้นฐานของวงจระทรานส์ลิเนียร์คลาส AB.....27
3.1	วงจระขยายคลาส AB แบบพหุพหุ.....31
3.2	แสดงวงจระภายในของ CCCII.....32
3.3	สัญลักษณ์ของ CCCII32
3.4	หลักการออกแบบวงจระที่นำเสนอ.....33
3.5	แสดงวงจระทวิความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยการใช้ CCCII และวงจระสะท้อนกระแส.....34
3.6	วงจระสมมูลของวงจระรูปที่ 3.5 ในการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน.....39
3.7	แสดงวงจระสมมูลของวงจระรูปที่ 3.5.....40
3.8	ผลการทดลองของวงจระทวิความถี่.....42
3.9	แสดงผลการทดลองวงจระเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....43
3.10	แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของวงจระทวิความถี่.....44
3.11	แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจระทวิความถี่.....44

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.12	แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรทวีความถี่ ณ ความถี่ที่สูงขึ้น.....45
3.13	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรทวีความถี่.....45
3.14	แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....46
3.15	แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....47
3.16	แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ณ ความถี่ที่สูงขึ้น.....47
3.17	วงจรทวีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยการใช้ CCCII 4 ตัวและตัวต้านทาน.....48
3.18	แสดงวงจรสมมูลที่ใช้วิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของวงจรรูปที่ 3.17.....54
3.19	ผลการทดลองของวงจรทวีความถี่.....55
3.20	แสดงผลการทดลองวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....56
3.21	แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของวงจรทวีความถี่.....57
3.22	แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรทวีความถี่.....58
3.23	แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรทวีความถี่ ณ ความถี่ที่สูงขึ้น.....58
3.24	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรทวีความถี่.....59
3.25	แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....60
3.26	แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....60
3.27	แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ณ ความถี่ที่สูงขึ้น.....61
3.28	วงจรทวีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยการใช้ CCCII 3 ตัว.....61
3.29	วงจรสมมูลที่ใช้วิเคราะห์หาความถี่ตอบสนองของวงจรรูปที่ 3.28.....67
3.30	แสดงผลการทดลองของวงจรทวีความถี่.....68
3.31	แสดงผลการทดลองวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....69
3.32	แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของวงจรทวีความถี่.....70
3.33	แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรทวีความถี่.....71
3.34	แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรทวีความถี่ ณ ความถี่ที่สูงขึ้น.....71
3.35	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรทวีความถี่.....72
3.36	แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....73
3.37	แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....73
3.38	แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ณ ความถี่ที่สูงขึ้น.....74
4.1	อุปกรณ์สองพอร์ทอิมพีแดนซ์ ZL ต่ออยู่ที่ พอร์ท 2.....78

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.2	วงจรแปลงกลับความต้านทานแบบเทียบกราวด์.....79
4.3	วงจรขยายอินสทรูเมนต์.....80
4.4	(ก) VCCS 2 ตัวที่ต่อขนานแบบกลับกัน (ข) ไจเรเตอร์มีตัวเก็บประจุต่ออยู่ที่พอร์ท 2.....83
4.5	วงจรไจเรเตอร์แบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์.....84
4.6	วงจรคุณสมบัติสัญญาณนอก.....87
4.7	แสดงค่าความคลาดเคลื่อนของ I_z เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ.....88
4.8	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของ วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส.....89
4.9	แสดงคุณลักษณะของวงจรแปลงกลับค่าความต้านทานของวงจรรูปที่ 4.2.....89
4.10	แสดงค่าของความต้านทานแปลงกลับขณะที่แปรค่ากระแสไบแอส IB.....90
4.11	แสดงการทำงานของวงจรคุณสมบัติสัญญาณนอกเป็นฟังก์ชันของวงจรทวีความถี่91
4.12	แสดงการพล็อตค่าที่คาดหวังและค่าที่ได้จากการวัดของผลการทดลอง.....91
ก.1	วงจรขยายคลาส AB แบบพหุขพล.....99
ข.1	วงจรขยายความแตกต่าง.....102
ค.1	วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิ.....106
จ.1	แสดงวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสที่ไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิ.....112
ฉ.1	วงจรขยายคลาส AB แบบพหุขพล.....114
ช.1	แสดงวงจรสมมูลที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่.....119
ช.2	แสดงวงจรสมมูลของวงจรสะท้อนกระแสที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่.....122
ณ.1	แสดงวงจรสมมูลที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่.....123
ญ.1	แสดงวงจรสมมูลที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่.....127

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์ในการออกแบบวงจรทางด้านกระบวนการสัญญาณอนาล็อก ได้มีการพัฒนาให้เจริญก้าวหน้าไปเป็นอย่างมาก โดยเฉพาะอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ หลายชนิด ได้ถูกนำมาสร้างเป็นวงจรต่างๆ มากมาย โดยเริ่มจากระบบสุญญากาศ (Vacuum Tube) มาเป็นสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) ที่มีลักษณะเป็นดิสครีท (Discrete) และมาเป็นรูปแบบวงจรรวม (Integrated Circuit) หรือที่เรียกว่าไอซี (IC) ในการออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกก็เช่นกัน ได้มีการนำเสนอการออกแบบวงจรโดยใช้หลักการใหม่ๆ ขึ้นมา เพื่อให้สามารถนำวงจรไปประยุกต์ใช้งานได้ง่าย หรือออกแบบปรับปรุงแก้ไขวงจรที่มีอยู่แล้วให้มีราคาถูกมีคุณสมบัติและประสิทธิภาพในการทำงานตลอดจนให้ค่าความละเอียดความแม่นยำในการทำงานดียิ่งขึ้น และมีผลตอบสนองต่อความถี่ในการปฏิบัติงานที่สูงตามไปด้วย อีกทั้งมีการพยายามคิดค้นให้วงจรสามารถใช้กำลังไฟฟ้าน้อยลง และใช้จำนวนอุปกรณ์ภายในวงจรที่ออกแบบขึ้นให้น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เพื่อให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างดี

วงจรที่มีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก เป็นวงจรหนึ่งที่มีความสำคัญสำหรับการประมวลผลสัญญาณแบบอนาล็อก จากอดีตจนถึงปัจจุบันได้มีผู้แนะนำเสนอการออกแบบและพัฒนาขึ้นมาอย่างต่อเนื่อง จึงได้มีการพัฒนาการออกแบบวงจรโดยใช้อุปกรณ์หลากหลายชนิดมากขึ้น เช่น ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Transistor) [1] ซีมอส (CMOS Transistor) [2] ออปแอมป์ (Operation Amplifier หรือ Op-Amp) [3] วงจรที่มีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นได้มีผู้พยายามนำเสนอกันอย่างกว้างขวาง จุดมุ่งหมายเพื่อให้ได้วงจรที่มีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่มีคุณสมบัติและประสิทธิภาพในการทำงาน ตลอดจนมีความละเอียดความแม่นยำในการทำงานและผลตอบสนองทางความถี่สูง อุณหภูมิแวดล้อมมีผลต่อวงจรน้อยที่สุด อีกทั้งเพื่อให้ได้วงจรที่ใช้อุปกรณ์น้อยที่สุด

วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส (Voltage to Current Converter) เป็นวงจรที่มีการประยุกต์ใช้งานกันอย่างกว้างขวางในงานการวัดคุณสมบัติสัญญาณอนาล็อกและในระบบอิเล็กทรอนิกส์ โดยมีพื้นฐานการใช้อุปกรณ์คือ โอเปอเรชันทรานส์คอนดักแตนซ์แอมพลิไฟเออร์ (Operational Transconductance Amplifier) หรือที่เรียกย่อๆว่า OTA ซึ่งเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อีกชนิดหนึ่งที่

น่าสนใจ เนื่องจาก OTA เป็นอุปกรณ์ที่ทำงานในรูปของสัญญาณขาเข้าเป็นแรงดันและสัญญาณขาออก อยู่ในรูปของกระแส ค่าความนำถ่ายโอน (Transconductance) ของอุปกรณ์ OTA สามารถปรับค่าได้กว้าง และยังสามารถพัฒนาให้แปรค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งตัว OTA เองมีผลตอบสนองทางความถี่ที่กว้าง

ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรที่มีความถี่และวงจรรีจิงกระแสแบบเต็มคลื่นสำหรับสัญญาณขนาดเล็กอีกวิธีหนึ่ง โดยใช้วงจรถานส์ลิเนียร์รูปแบบผสม (Mixed Translinear Loop) แบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ NPN หนึ่งคู่ และ PNP หนึ่งคู่ และเป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสโดยใช้ OTA ซึ่งวงจรถแปลงผันแรงดันเป็นกระแสที่นำเสนอนี้ จะมีช่วงปฏิบัติการและผลตอบสนองทางความถี่ที่กว้างและผลการทำงานของวงจรไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ อีกทั้งวงจรยังมีความยืดหยุ่นสูง โดยสามารถปรับเปลี่ยนคุณลักษณะของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากการศึกษาค้นคว้าและวิจัย การออกแบบวงจรที่มีความถี่และวงจรรีจิงกระแสแบบเต็มคลื่น สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก โดยใช้อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ เช่น ซิมอส ออป-แอมป์ ไดโอด จะพบว่าวงจรถที่มีความถี่และรีจิงกระแสแบบเต็มคลื่นสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก ที่ออกแบบโดยใช้อุปกรณ์ต่าง ๆ เหล่านี้ จะต้องพัฒนาแนวทางในการปรับเปลี่ยนการใช้อุปกรณ์ จึงได้กำหนดวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์เอาไว้ดังนี้คือ

1. เพื่อศึกษาค้นคว้าวิจัยหาวิธีและแนวทางการออกแบบวงจรไม่เป็นเชิงเส้นแบบใหม่ เพื่อช่วยขจัดปัญหาและข้อจำกัดที่เกิดจากการออกแบบวงจร
2. เพื่อที่จะสามารถนำเอาวงจรที่ได้ออกแบบขึ้นดังกล่าว ไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพ
3. จำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรมีน้อย

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวิธีการตรวจจับกระแสของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าของ CCCII และคุณสมบัติของวงจรถานส์ลิเนียร์ คลาส เอ บี จากวงจรภายในของ CCCII เป็นพื้นฐานในการทำงานซึ่งการทำงานของวงจรจะทำงานในโหมดการทำงานของกระแส ซึ่งจะเป็นผลดีต่อ ความถี่ปฏิบัติการ และขนาดของสัญญาณขาเข้าที่

เล็กลงได้ สำหรับการออกแบบวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสโดยการใช้อุปกรณ์ OTA เป็นหลัก ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่นิยมใช้ ข้อเด่นของ OTA กล่าวคือมีความกว้างแถบ กว้างกว่าออปแอมป์ และค่าอัตราขยายความนำถ่ายโอน g_m มีค่าความเป็นเชิงเส้นมากกว่า 4 ดีเซค และมีความเหมาะสมที่จะทำเป็นวงจรรวมแบบโมโนลิทิก การทำงานของ OTA สัญญาณขาเข้าจะอยู่ในรูปของแรงดันและสัญญาณขาออกจะอยู่ในรูปของกระแส ซึ่งวงจรที่ออกแบบจะมีคุณสมบัติดังนี้ มีช่วงปฏิบัติงานและผลตอบสนองต่อความถี่ที่กว้าง ผลการทำงานของวงจรไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ และข้อดีอีกประการหนึ่งของการทำงานโดยใช้ OTA คือ ค่าความนำถ่ายโอนของตัว OTA สามารถปรับค่าได้กว้างและยังสามารถแปรค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ จึงทำให้วงจรมีความยืดหยุ่นในการที่จะปรับแต่งคุณสมบัติของวงจรได้

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัย

หลักการและทฤษฎีที่ใช้ในงานวิจัยนี้เป็นการประยุกต์ใช้งานการออกแบบวงจรแบบไม่เป็นเชิงเส้นที่จะเป็นประโยชน์ในงานการวัดและควบคุม งานด้านการสื่อสารโทรคมนาคม หลักการของวงจรทรานส์ลิเนียร์มีความสามารถในการแสดงความสัมพันธ์ในการเปลี่ยนรูปสัญญาณเชิงพีชคณิต การปฏิบัติงานของวงจรพบว่าคุณสมบัติของวงจรมีความสัมพันธ์ในลักษณะที่เป็นเชิงเส้นระหว่างค่าความนำถ่ายโอนกับกระแสในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เทคนิคของวงจรทรานส์ลิเนียร์สามารถนำไปสร้างวงจรไม่เป็นเชิงเส้นและฟังก์ชันในการคำนวณได้ด้วยวงจรง่ายๆ และการปฏิบัติงานอยู่ในโหมดการทำงานของกระแส การทำงานไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิและความเหมาะสมกับกระบวนการสัญญาณอนาล็อกที่มีความเร็วสูง วงจรไม่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิและกระบวนการ มีความแม่นยำสูง มีช่วงปฏิบัติการทำงานกว้าง สามารถนำไปใช้งานในฟังก์ชันต่าง ๆ ได้มาก มีความเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมชิพเดี่ยว การวิเคราะห์วงจรใช้หลักการของทรานส์ลิเนียร์ในการคำนวณ ซึ่งมีผลดีในหลายๆด้านอีกทั้งสามารถที่จะพัฒนางานวิจัยให้ก้าวหน้าขึ้นไป และแนวคิดที่ใช้ได้มาจากการค้นคว้าจากบทความที่ได้รับการตีพิมพ์ทั้งในประเทศและนานาชาติ

ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_C กับ V_{BE} นั้น นับว่าเป็นข้อสำคัญมากของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$I_C = I_S \left(\exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right) \quad (1.4.1)$$

ซึ่ง I_S คือค่ากระแสอิ่มตัว (Saturation Current) และ V_T คือแรงดันความร้อน (Thermal Voltage) มีค่าเท่ากับ kT/q หรือประมาณ 25.8 มิลลิโวลต์ ที่อุณหภูมิ 300 เคลวิน ในทางปฏิบัติเทอมของพจน์ “-1” ในวงเล็บสามารถตัดทิ้งได้ จะมีผลก็ต่อเมื่อวงจรทำงานที่กระแสต่ำๆ หรือที่อุณหภูมิสูงๆ และเมื่อทำการหาอนุพันธ์ของสมการที่ (1.4.1) จะได้

$$\frac{\delta I_C}{\delta V_{BE}} = g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad (1.4.2)$$

1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท และภาคผนวกอีก 11 ภาค โดยในแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำจะเป็นการกล่าวถึงความจำเป็นและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัยและหลักการใหม่ในการทำวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีการทำงานของกลุ่มวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส วงจรสะท้อนกระแส หลักการทรานส์ลิเนียร์ คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสยุคที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส หรือ CCCII หลักการทำงานของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส โดยใช้ทรานส์ลิเนียร์รูปและวิธีการตรวจจับกระแสจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรทวีความถี่และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยใช้วงจรสายพานกระแสยุคที่สองแบบที่ควบคุมได้ด้วยกระแสเป็นหลัก และวิธีการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจรทางทฤษฎีและปฏิบัติ โดยการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice และการทดลองต่อวงจรจริง เพื่อยืนยันสมรรถนะการทำงานของวงจร

บทที่ 4 กล่าวถึงการนำเอาวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสไปประยุกต์ใช้งาน และการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรทั้งทางทฤษฎีและปฏิบัติ โดยการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice และการทดลองต่อวงจรจริง เพื่อยืนยันสมรรถนะการทำงานของวงจร

บทที่ 5 เป็นบทส่งท้าย ซึ่งเป็นการสรุปผลงานที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งได้นำเสนอแนวทางในการวิจัยและพัฒนาต่อไป

บทที่ 2

ทฤษฎีเบื้องต้นกลุ่มวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส

2.1 บทนำ

ในแวดวงอุตสาหกรรมสารกึ่งตัวนำที่ผ่านมาได้มีความพยายามคิดค้นสร้างอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ที่ราคาถูก คุณภาพดี และมีความคล่องตัวในการประยุกต์ใช้ เช่น วงจรสะท้อนกระแส วงจรสายพานกระแสยุคที่สองแบบควบคุมด้วยกระแส (Second-Generation Current Controlled Conveyor) เรียกย่อๆ ว่า CCCII และวงจรสายพานกระแสแบบใช้ OTA ในการประมวลผลและฟังก์ชันสัญญาณอนาล็อกจะได้คุณสมบัติที่ดีถ้ามีการจัดการในรูปของกระแส เช่น ความเร็ว แลกกว้าง และความแม่นยำ ดังนั้นในการออกแบบและประยุกต์ใช้งานของกลุ่มวงจรเหล่านี้ในงานวิจัยนี้จึงใช้วิธีการในโหมดกระแส (Current Mode)

2.2 วงจรสะท้อนกระแส

วงจรสะท้อนกระแสเป็นวงจรร้อยที่มีคุณสมบัติทางไฟฟ้า คือ ความต้านทานจุดเข้าของสัญญาณต่ำและมีความต้านทานจุดออกสูง จากคุณสมบัตินี้ทำให้วงจรสะท้อนกระแสได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในงานต่าง ๆ เป็นอย่างมาก เช่น ภาควิชาการกำลังของระบบเซอร์โวมอเตอร์ ภาควิชาการกำลังในเครื่องขยายเสียง ภาควิชาสัญญาณส่วนหน้าของเครื่องมือวัด ใช้เป็นโหลดของวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กในวงจรรวม และใช้เป็นวงจรส่งผ่านกระแส เป็นต้น

2.2.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

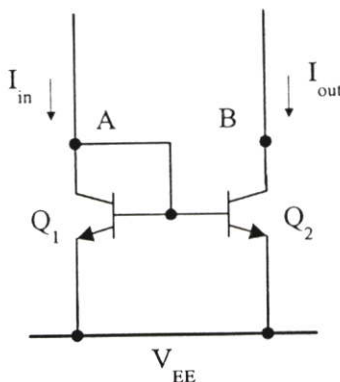
2.2.1ก วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 2.1 ถ้าทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีความสมพียงกันทุกประการ ความสัมพันธ์ของกระแสจุดเข้า I_{in} และกระแสจุดออก I_{out} สามารถหาได้ดังนี้ ผลรวมกระแสที่จุด A จะได้

$$I_{in} - I_{C1} - \frac{2I_{C1}}{\beta} = 0 \quad (2.2.1)$$

และเนื่องจากทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 สมพงษ์กันทุกประการ ดังนั้นจากสมการที่ (2.2.1) จะได้

$$I_{out} = I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{in}}{1 + \frac{2}{\beta}} = \left[1 - \frac{2}{\beta + 2} \right] I_{in} \quad (2.2.2)$$



รูปที่ 2.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

สำหรับความต้านทานต่อสัญญาณขนาดเล็กที่จุดเข้า r_{in} จะมีค่าประมาณเท่ากับค่าความต้านทานของทรานซิสเตอร์ Q_1 ที่ต่ออยู่ในรูปของไดโอด ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ [4]

$$r_{in} = \frac{V_T}{I_{in}} \quad (2.2.3)$$

โดยที่ V_T มีค่าเท่ากับ kT/q เมื่อ k หรือ ค่าคงที่ของ Boltzmann = $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$, q หรือ ประจุ = $1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$ และ T เป็นค่าอุณหภูมิสัมบูรณ์มีหน่วยเป็นองศาเคลวิน ซึ่งที่อุณหภูมิ 27°C จะได้ค่า V_T ประมาณ 26 mV

ส่วนความต้านทานจุดออกต่อสัญญาณขนาดเล็ก r_o จะมีค่าประมาณเท่ากับความต้านทานระหว่างขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 และสัปดาห์อื่น ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ [4]

$$r_o = \frac{V_A}{I_{out}} \quad (2.2.4)$$

โดยที่ V_A คือค่าแรงดันจุดเริ่ม (Early Voltage)

2.2.1ข วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุด

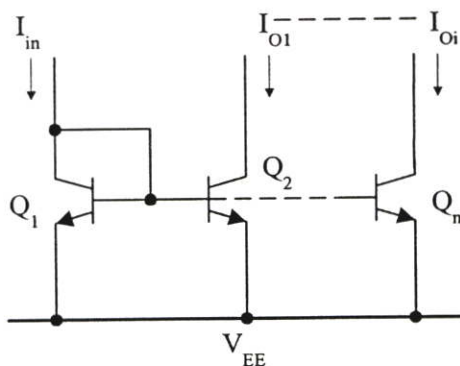
วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดโดยทั่วไปจะใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานและแบบ Wilson ส่วนวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดจะไม่นิยมใช้ เนื่องจากค่าผิดพลาดระหว่างกระแสจุดเข้าและกระแสจุดออกจะมีค่าสูงเมื่อเทียบกับวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson และวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน แต่สำหรับความต้านทานจุดออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson และแบบพื้นฐานจะมีค่าที่ต่ำกว่าแบบคาสโคดแต่ก็มีค่าความต้านทานจุดออกอยู่ในช่วงเมกะโอห์ม ($M\Omega$) [5]

2.2.1ค วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบพื้นฐาน

รูปที่ 2.2 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบพื้นฐาน ถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพียงกันทุกประการจะสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก I_{oi} และกระแสจุดเข้า I_{in} ได้ดังนี้

$$I_{in} - I_{C1} - (n+1)\frac{I_{C1}}{\beta} = 0 \quad (2.2.5)$$

เมื่อ n คือจำนวนจุดออกของวงจร และ $I_{o1} = I_{o2} = \dots = I_{oi}$ เมื่อ i คือลำดับที่ของจุดออก ดังนั้นจะได้ว่า



รูปที่ 2.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบพื้นฐาน

$$I_{oi} = \frac{\beta}{\beta + (n+1)} I_{in} = \left[1 - \frac{n+1}{\beta + n+1} \right] I_{in} \quad (2.2.6)$$

สำหรับความต้านทานจุดออกของวงจรจะมีค่าเหมือนกับความต้านทานจุดออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

2.2.1ง ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสแบบไบโพลาร์

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสแบบไบโพลาร์จะสามารถหาได้จากคุณสมบัติทางความถี่ของอัตราขยายกระแส β ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งสามารถที่จะเขียนได้ดังนี้ [6]

$$\beta(s) = \frac{\beta_0}{1 + Ts} \quad (2.2.7)$$

และ $T = \frac{\beta_0}{\omega_T}$

โดยที่ β_0 คืออัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ที่สัญญาณไฟตรง และ ω_T คือความถี่ที่ทำให้ค่า β ของทรานซิสเตอร์มีค่าเท่ากับหนึ่ง ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสจะสามารถหาได้จากการแทนค่า β ด้วย $\beta(s)$ ในสมการที่ (2.2.7) ดังนั้นจากสมการที่ (2.2.2) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 2.1 จะหาได้ดังนี้

$$I_{out}(s) = \left[\frac{\beta_0}{\beta_0 + 2 + 2Ts} \right] I_{in}(s) = \left[1 - \frac{2}{\beta_0 + 2} \right] \left[\frac{1}{1 + \frac{2Ts}{(\beta_0 + 2)}} \right] I_{in}(s) \quad (2.2.8)$$

กรณีที่ $\beta_0 \gg 2$ จะได้ว่า

$$I_{out}(s) = \left[1 - \frac{2}{\beta_0} \right] \left[\frac{1}{1 + \frac{2}{\omega_T} s} \right] I_{in}(s) \quad (2.2.9)$$

ซึ่งจะได้ว่าผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 2.2.1 จะมีค่าประมาณ $\omega_T/2$

2.3 หลักการเบื้องต้นและทฤษฎีของวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูป (Basic Principles and Theory of Translinear Loop Circuit)

คำว่า “ทรานส์ลิเนียร์ Translinear” ได้มีการนำเสนอขึ้นในปี ค.ศ. 1975 [7] โดย กิลเบิร์ต Gilbert โดยให้คำนิยามไว้ดังนี้ วงจรทรานส์ลิเนียร์คือวงจรที่มีขาเข้าและขาออกอยู่ในรูปกระแส ซึ่ง

ฟังก์ชันเกิดจากอัตราส่วนคงที่ของค่าความนำถ่าย โอน ต่อกระแสในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งผลที่ได้มีความแน่นอนเบื้องต้น ไม่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ และ เปลี่ยนแปลงรูปแบบของฟังก์ชันทางพีชคณิตได้

จากคำนิยามสังเกตได้ว่าทรานส์ลิเนียร์ มาจากคำ 2 คำ คือ **Transconductance** **Linear** ตัวอย่างของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีคุณสมบัติดังกล่าวคือไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งอัตราส่วนของค่าความนำถ่าย โอนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ มีความสัมพันธ์กันเป็นเชิงเส้น และ สอดคล้องกันกับความสัมพันธ์แบบเอ็กโพเนนเชียลระหว่างกระแสกับแรงดัน แสดงเป็นสมการได้ดังนี้ [8]

$$q = \frac{dI}{dv} = aI \quad (2.3.1)$$

และโดย a คือค่าคงที่ของสัดส่วน ทำการอินทิเกรตสมการดิฟเฟอเรนเชียล ได้

$$\int \frac{1}{I} dI = a \int dv$$

$$\ln I = aV + c$$

$$I = b \exp(aV) \quad (2.3.2)$$

ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีกระแสคอลเล็กเตอร์เป็นไปตามลักษณะดังกล่าว ในย่านที่กว้างขยายออกไปถึง 8 ดีเซค ดังนั้นจึงเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีความเหมาะสมเป็นอย่างมากในการนำไปสร้างเป็นวงจรทรานส์ลิเนียร์ ในทางปฏิบัติยานของกระแสปฏิบัติการณ์ที่ความถี่ต่ำๆเกิดการลดลงโดยสาเหตุจากอัตราขยายกระแสลดลง และที่ความถี่ค่าสูงๆ เกิดจากผลของความต้านทานภายในของตัวอุปกรณ์

เนื่องจากสัญญาณอยู่ในรูปของกระแสและแรงดันที่โหนดเป็นค่าล็อกการที่มของกระแสสัญญาณแรงดันในวงจรทรานส์ลิเนียร์จะมีค่าน้อยและมีความน่าสนใจรองลงไป ค่าความจุที่โหนดจะมีผลเล็กน้อยต่อความเร็วในการทำงานของวงจร ดังนั้นวงจรทรานส์ลิเนียร์จะมีความสามารถในการทำงานที่แถบกว้าง มีค่ากว้างในการนำวงจรทรานส์ลิเนียร์ไปประยุกต์ใช้งานจึงมีความน่าเชื่อถือ (Reliable) ทนทาน (Robust) และคล่องตัว (Versatile) คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรทรานส์ลิเนียร์ มีดังนี้ [9]

1. วงจรไม่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิและกระบวนการ
2. มีความแม่นยำสูง

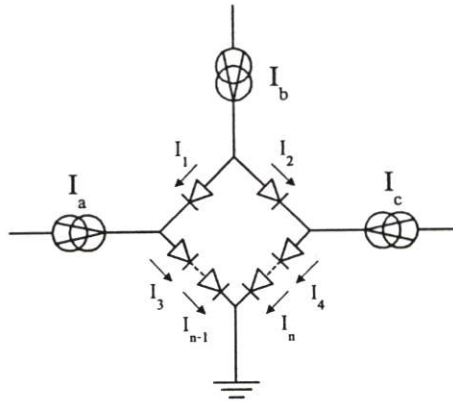
3. มีช่วงปฏิบัติการทำงานกว้าง
4. สามารถนำไปใช้งานในฟังก์ชันต่าง ๆ ได้มาก
5. มีความเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมชิพเดียว

2.3.1 หลักการทั่วไป (General Principles)

โดยทั่วไปโครงข่ายไฟฟ้าจะมีผลที่เกิดจากพฤติกรรมความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแส ระดับของค่าอิมพีแดนซ์มีความสำคัญต่อฟังก์ชันกระบวนการของสัญญาณในการออกแบบ วงจรที่ใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ การไบแอสให้ทรานซิสเตอร์ทำงาน เป็นการปรับค่าอิมพีแดนซ์ การแทนอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นโดยรูปแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นด้วยสัญญาณขนาดเล็ก สำหรับไบโพลาร์เป็นแหล่งจ่ายกระแสควบคุมด้วยกระแส (Current-Control Current-Source)

2.3.1.1 หลักการทรานส์ลิเนียร์ (The Translinear Principle)

ในรูปโคที่เกิดจากอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ พี-เอ็น จำนวน n ตัว เช่น รูปที่ 2.3 ถ้าอุปกรณ์ทุกตัวได้รับการไบแอสตรง ผลรวมของแรงดันที่รอยต่อ V_{Fk} จะมีค่ารวมกันเป็นศูนย์



รูปที่ 2.3 วงจรไดโอดบริดจ์ทรานส์ลิเนียร์รูป

$$\sum_{k=1}^{k=n} V_{Fk} = 0 \quad (2.3.3)$$

ซึ่งโดยปกติรอยต่อนี้จะเป็นแรงดันระหว่างขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในรูป และกระแสที่เกิดขึ้นที่แต่ละรอยต่อเป็นกระแสคอลเล็กเตอร์ I_{Ck} สามารถแทน V_{Fk} ด้วยค่าที่ได้จากสมการแรงดันระหว่างขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

$$\sum_{k=1}^{k=n} V_T \ln \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} = 0 \quad (2.3.4)$$

ซึ่งกระแส I_S ที่เพิ่มขึ้นที่แต่ละรอยต่อ นั้นอาจมาจากสาเหตุของพื้นที่รอยต่อมีขนาดแตกต่างกัน หรืออาจจะเป็นอุปกรณ์ต่างชนิดกัน เช่น เป็นทรานซิสเตอร์แบบ เอ็นพีเอ็น (NPN) และ พีเอ็นพี (PNP) แรงดันความร้อน V_T ที่เกิดขึ้นในทุกเทอม เราสามารถที่จะประมาณได้ว่ามีค่าเท่ากันทุกรอยต่อซึ่งจริง ๆ แล้วอาจจะไม่จริงเสมอไปก็ได้ แต่ในวงจรทรานส์ลิเนียร์สามารถที่จะชดเชยได้

$$\sum_{k=1}^{k=n} \ln \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} = 0 \quad (2.3.5)$$

โดยสรุปแล้วอนุกรมของเทอมลอการิทึม สามารถที่จะเขียนอยู่ในรูปของผลคูณ และจาก $\ln 1 = 0$ สมการที่ (2.3.5) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\prod_{k=1}^{k=n} \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} = 1 \quad (2.3.6)$$

ในทางปฏิบัติ วงจรจะทำงานด้วย $\frac{I_C}{I_S} \gg 1$ ตัวอย่าง เช่น กระแสคอลเล็กเตอร์มีค่าเท่ากับ 100 pA ค่าอัตราส่วนจะมีค่าเป็น 10,000 ดังนั้นผลคูณยังคงมีค่าเป็นหนึ่งยังคงรับกระแสการทำงานอยู่ต่อไป เงื่อนไข 2 ประการที่พบ คือ

1. จะต้องมีจำนวนของรอยต่อเป็นจำนวนคู่ในทรานส์ลิเนียร์รูป
2. จะต้องมีจำนวนของรอยต่อในทิศทางตามเข็มนาฬิกา (CW) และในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา (CCW) เท่ากัน

ในทางปฏิบัติจำนวนของรอยต่อไม่มีความสำคัญเท่ากับความแตกต่างของชนิดอุปกรณ์ เป็นสิ่งที่จะต้องให้ความสนใจในการสังเคราะห์วงจรทรานส์ลิเนียร์รูป จะเกิดความแตกต่างของอุณหภูมิปฏิบัติการ เนื่องจากกระแสอิมิต ดังนั้นตอนนี้เราจะสมมติให้อุปกรณ์ทั้งหมดเป็นชนิดเดียวกัน มีความแตกต่างเฉพาะขนาดพื้นที่ของอิมิตเตอร์

โดยการปรับสมการที่ (2.3.6) ใหม่ ให้เกิดสัดส่วนที่สมดุล สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\prod_{CW} \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} = \prod_{CCW} \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} \quad (2.3.7)$$

ในงานการออกแบบวงจร กระแสอิมิตัวทั้งหมดในรูปทรานส์ลิเนียร์ จะเป็นสัดส่วนต่อขนาดพื้นที่ของอิมิตเตอร์ กระแสอิมิตัว I_S จะเปลี่ยนแปลง เมื่อพื้นที่อิมิตเตอร์เปลี่ยนความยาว (l) หรือความกว้าง (w)

จากสมการที่ (2.3.7) แทนค่ากระแส I_{Sk} โดยส่วนประกอบของ $A_k I_{Sk}$ ซึ่ง A_k คือ ขนาดของพื้นที่อิมิตเตอร์และ J_{Sk} คือความหนาแน่นของกระแสอิมิตัว เนื่องจากสมการด้านซ้ายมือและสมการด้านขวามือ มีค่าเท่ากันดังนั้นแม้ว่ารอยต่อจะต่างชนิดกัน ก็สามารถใช้ได้

$$\prod_{CW} \frac{I_{Ck}}{A_k} = \prod_{CCW} \frac{I_{Ck}}{A_k} \quad (2.3.8)$$

อัตราส่วนของ $\frac{I_{Ck}}{A_k}$ เป็นค่าความหนาแน่นของกระแสอิมิตเตอร์ สามารถเขียนโดยหลักการของทรานส์ลิเนียร์ในรูปแบบที่ย่อได้ดังนี้

$$\prod_{CW} J = \prod_{CCW} J \quad (2.3.9)$$

2.4. วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสโดยใช้ทรานส์ลิเนียร์รูป

วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส เป็นวงจรที่มีการประยุกต์ใช้งานกันอย่างกว้างขวางในงานการวัดคุณสมบัติของอนุภาคและในระบบอิเล็กทรอนิกส์การควบคุม ตัวอย่างเช่น ในงานการออกแบบวงจรกรองความถี่ (Filter Circuits) วงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator Circuits) วงจรขยายอินสทรูเมนต์ (Instrument Amplifier Circuits) และวงจรไจเรเตอร์ (Gyrator Circuits) [10]-[14] โดยเฉพาะวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบที่ใช้ CCCII และ OTA ในรูปของวงจรรวม ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่นิยมใช้

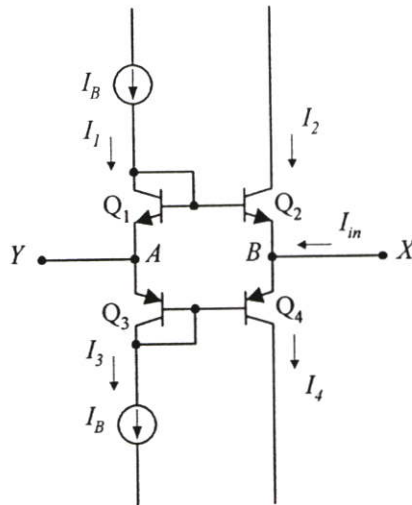
2.4.1. วงจรสายพานกระแสยุคที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสหรือ CCCII

วงจรสายพานกระแสได้ถูกพัฒนาและนำเสนอขึ้นในปี ค.ศ.1968 โดย K. C. Smith และ A. Sedra [15] ได้เป็นผู้กำเนิดแนวความคิดวงจรขึ้นใหม่ที่เรียกว่า วงจรสายพานกระแสยุคแรก (First-Generation Current Conveyor) หรือ CCI ต่อมาในปี ค.ศ.1970 โดย K. C. Smith และ A. Sedra [16] ได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสยุคที่สอง (Second-Generation Current Conveyor) หรือ CCII พร้อมทั้งแสดงการนำเอา CCII ไปประยุกต์ใช้งานต่าง ๆ มากมาย ทำให้ CCII ได้รับความสนใจและนิยมนำมาใช้งานกันมากมายจนถึงปัจจุบันนี้ พร้อมทั้งได้มีการปรับปรุงและพัฒนาสร้างวง

จร CCII โดยได้มีการนำเสนอ CCII ในรูปแบบต่าง ๆ ด้วยกัน เช่น วงจรสายพานกระแสแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronically Tunable Current Conveyor) หรือ ECCII [17] และวงจรสายพานกระแสที่สร้างขึ้นโดยวิธีของ A. Fabre [18]-[19] โดยการใช้วงจรทรานส์ลิเนียน์รูปมาต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งได้เรียกชื่อวงจร CCII ลักษณะแบบนี้ว่า วงจรสายพานกระแสยุคที่สองซึ่งควบคุมได้ด้วยกระแส (Second-Generation Current Controlled Conveyor) ซึ่งเขียนแทนด้วย CCCII และวงจรสายพานกระแสแบบนี้จะสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้ เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรกรองความถี่[20]-[24]

2.4.1ก คุณสมบัติของวงจร CCCII

วงจร CCCII ได้ถูกนำเสนอโดย A. Fabre [25] โครงสร้างของวงจรจะอาศัยหลักการพื้นฐานของวงจรขยายคลาส AB เป็นหลัก โดยมีจุด A และจุด B ของวงจรในรูปที่ 2.4 เป็น



รูปที่ 2.4 วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียน์รูป

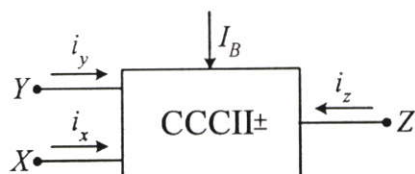
พอร์ท Y และพอร์ท X ตามลำดับ ซึ่งวงจร CCCII จะแบ่งออกได้เป็น 2 แบบคือ CCCII แบบบวก หรือ CCCII+ และ CCCII แบบลบ หรือ CCCII- โดยสัญลักษณ์และวงจรสมมูลของ CCCII แสดงในรูปที่ 2.5 และ 2.6 ตามลำดับ ซึ่งวงจร CCCII จะมีคุณสมบัติคล้ายคลึงกับวงจร CCII แต่จะแตกต่างกันตรงที่เมื่อใช้กระแสไบแอสป้อนให้กับวงจร CCCII ที่มีค่าไม่สูงมากนัก จะทำให้เกิดค่าความต้านทานแฝงปรากฏขึ้น (Parasitic Resistance) หรือค่าความต้านทานภายในเกิดขึ้นที่พอร์ท X ของวงจรสายพานกระแส ค่าความต้านทาน R_x นี้จะมีค่าแปรผกผันกับค่ากระแสไบแอสจากภายนอกและจะแปรผันตรงกับอุณหภูมิรอบข้าง ซึ่งถ้าคิดในข้อเสียค่าความต้านทานนี้ก็จะสร้างขีดจำกัดให้กับวงจร CCCII แต่ถ้าคิด

ในข้อดีก็จะพบว่าค่าความต้านทานภายในที่แฝงอยู่ที่พอร์ท X ของ CCCII นี้ก็น่าจะนำไปใช้ประโยชน์ได้ โดยค่าความต้านทาน R_X นี้จะมีค่าเท่ากับ (ภาคผนวก ก.)

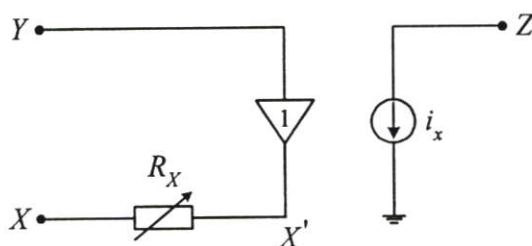
$$R_X = \frac{V_T}{2I_B} \quad (2.4.1)$$

เมื่อ

V_T คือ แรงดันความร้อน (Thermal Voltage)



รูปที่ 2.5 สัญลักษณ์ของ CCCII



รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลของ CCCII

จากรูปที่ 2.6 เมื่อพิจารณาวงจร CCCII จากจุด Y ถึงจุด X' จะได้ความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ของวงจร CCCII นี้ ซึ่งจะมีคุณสมบัติเหมือนกับ CCII คือ

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_{x'} \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.4.2)$$

แต่เมื่อพิจารณารวมค่าความต้านทานภายใน R_X ด้วยแล้ว จากจุด Y ถึงจุด X จะสามารถแสดงความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ในรูปทั่วไปของ CCCII ได้ดังนี้

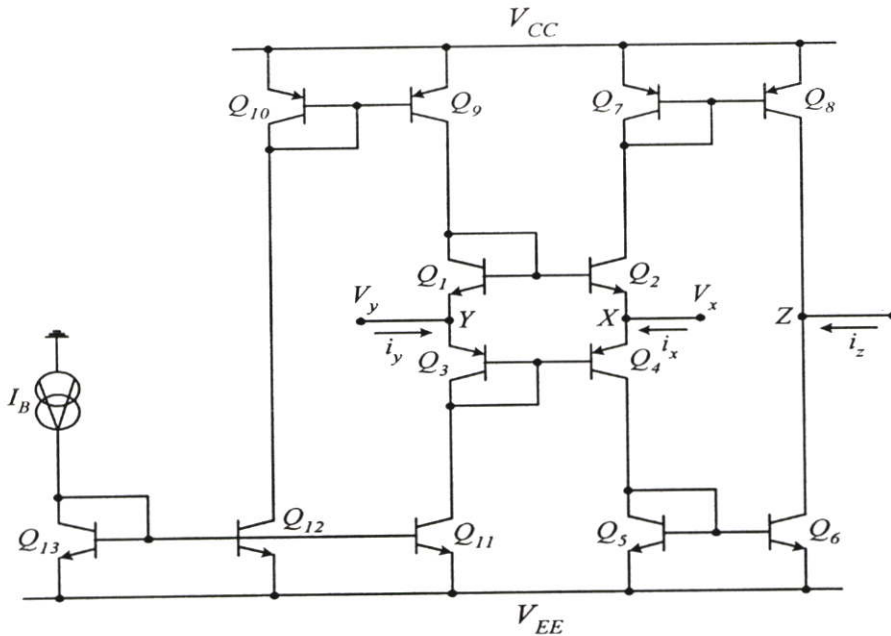
$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_X & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.4.3)$$

จากสมการที่ (2.4.3) ที่ค่า h_{32} จะเห็นว่ามีความหมายแสดงเป็นค่าบวกและลบ ซึ่งเครื่องหมายนี้จะแสดงถึงความสัมพันธ์ของทิศทางกระแสไหลของกระแส i_z เมื่อเปรียบเทียบกับทิศทางของกระแส i_x โดยเครื่องหมายเป็นบวกจะแสดงถึงว่าทิศทางกระแสไหลของกระแส i_z กับกระแส i_x มีทิศทางกระแสไหลของกระแสทิศทางเดียวกันเรียกว่า CCCII+ และถ้าเครื่องหมายเป็นลบจะแสดงถึงทิศทางกระแสไหลของกระแส i_z กับกระแส i_x มีทิศทางกระแสตรงกันข้ามหรือสวนทางกันเรียกว่า CCCII- ส่วนค่า h_{22} จะเป็นค่าความต้านทานภายในที่พอร์ท X ของวงจรสายพานกระแส ซึ่งจะเห็นได้ว่า ค่าความต้านทาน R_X นี้ จะขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิรอบข้างและสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการแปรค่ากระแสไบแอส I_B ซึ่งเป็นกระแสไบแอสจากภายนอก

2.4.1x การทำงานของ CCCII+ และ CCCII-

การทำงานของวงจร CCCII+ ในรูปที่ 2.7 จะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 เป็นวงจรทรานส์ลิเนียร์รูปแบบคลาส AB กระแส I_B เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ทรานซิสเตอร์ Q_{11} ถึง Q_{13} เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก จะทำการสะท้อนกระแสจาก I_{C13} ซึ่งมีค่าเท่ากับ I_B ไปยัง I_{C12} หลังจากนั้นจะมีการสะท้อนกระแสอีกครั้งจาก $I_{C12} = I_{C10} = I_B$ ไปยัง I_{C9} โดยวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ ที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_9 และ Q_{10} โดยมีอัตราการสะท้อนกระแสของวงจรสะท้อนกระแสทั้งสองมีค่าเป็นหนึ่งเท่า กระแส I_{C9} นี้จะเป็นกระแสไบแอสให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 มีค่าเท่ากับ $I_{C9} = I_B$ และกระแสอีกส่วนหนึ่งจาก Q_{13} จะถูกสำเนาออกมาจากวงจรสะท้อนกระแสอีกส่วนหนึ่ง ซึ่งจะมีการสะท้อนกระแส $I_{C13} = I_B$ ไปยัง I_{C11} ซึ่ง $I_{C11} = I_{C13}$ เป็นกระแสไบแอสให้ทรานซิสเตอร์ Q_3 มีค่าเท่ากับ I_B เมื่อกำหนดใช้กระแสไบแอส I_B ที่มีค่าน้อยให้กับวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์รูป จะมีความต้านทานแฝงปรากฏเกิดขึ้นที่พอร์ท X โดยที่ค่า R_X จะมีค่าในสมการที่ (2.4.1) โดยเมื่อนำกระแสจากภายนอกป้อนเข้าสู่พอร์ท X จะทำให้เกิดแรงดันขึ้นที่พอร์ท X ซึ่งค่าแรงดัน V_x จะมีค่าเท่ากับ $V_y + i_x R_X$ และค่าความต้านทานที่พิจารณาเข้าไปยังพอร์ท Y จะมีค่าสูงมาก ทำให้ไม่สามารถมีกระแสไหลผ่านได้ ดังนั้นจะได้ว่า $i_y = 0$ ส่วนกระแส $i_z = i_x$ นั้นสามารถพิจารณาได้จาก ถ้าสมมติว่าขณะนั้นมีกระแส i_x ไหลเข้าที่พอร์ท X จะเกิดมีค่ากระแสไหลผ่าน Q_4 เท่ากับ i_x ต่อจากนั้นกระแส i_x ก็จะไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแสแบบบวกที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_5 และ Q_6 ด้วยอัตราการสะท้อนกระแสเป็นหนึ่งเท่า ดังนั้นกระแส $I_{C5} = i_x$

จะถูกสะท้อนไปยัง I_{C6} ซึ่งกระแส I_{C6} นี้จะไปปรากฏขึ้นที่พอร์ท Z โดยมีทิศทางกรไหลของกระแสเข้าที่พอร์ท Z เป็นกระแส i_z ส่วนในกรณีที่ค่ากระแส i_x ไหล ออกจากพอร์ท X จะเกิดกระแส i_x ไหลผ่าน Q_2 ต่อจากนั้นกระแส i_x ก็จะไปไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_7 และ Q_8 ด้วยอัตราการสะท้อนกระแสเป็นหนึ่งเท่า ซึ่งกระแส $I_{C7} = I_{C8} = i_x$ นี้จะปรากฏขึ้นที่พอร์ท Z มีทิศทางกรไหลของกระแสออกจากพอร์ท Z ทำให้เกิดกระแส i_z



รูปที่ 2.7 วงจร CCCII+

2.4.1ค สมรรถนะของวงจร

การทำงานของวงจรสายพานกระแสแบบควบคุมด้วยกระแสที่ได้อธิบายผ่านมาในหัวข้อที่ 2.4.1 นั้น ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวจะมีคุณสมบัติในทางอุดมคติ สำหรับในทางปฏิบัติค่าความนำถ่ายโอน g_m ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวจะมีค่าไม่เป็นอนันต์และทรานซิสเตอร์แต่ละตัวไม่สมพงษ์กัน เป็นผลให้สมรรถนะของวงจรไม่เป็นไปตามต้องการ การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรสายพานกระแสแบบควบคุมด้วยกระแส จะใช้วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กแทน และจะใช้วงจรสายพานกระแสแบบบวกในรูปที่ 2.4.4 เป็นหลัก

เมื่อพอร์ท Y ของ CCCII+ ต่อลงกราวด์และพอร์ท X เป็นขาเข้าของวงจรในรูปที่ 2.7 กระแสขาออก $I_z(t) = i_x(t)$ จะได้ว่า

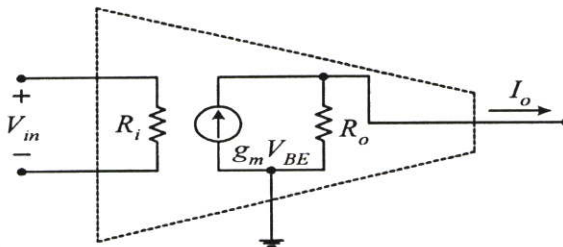
$$I_{out}(t) = \frac{2I_B}{V_T} V_{in}(t) = \frac{1}{R_x} V_{in}(t) \quad (2.4.4)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.4.4) แสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานทางด้านขาเข้าของ สัญญาณขนาดเล็กนั้นจะมีค่าเปลี่ยนไปตามกระแสไบแอสของวงจร ซึ่งค่าความต้านทานดังกล่าวนี้ สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในวงจรที่มีการปรับค่าในเชิงอิเล็กทรอนิกส์ได้

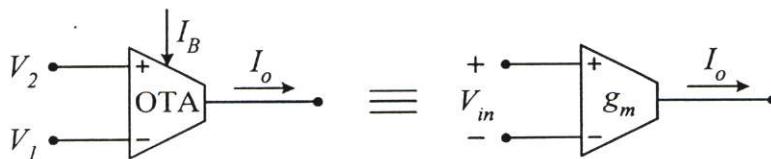
2.4.2. วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิ โดยใช้ OTA

วงจรรขยายความนำถ่ายโอน จัดเป็นวงจรรขยายอีกชนิดหนึ่ง ซึ่งทำหน้าที่แปลงผันแรงดันเป็นกระแส จัดได้ว่าเป็นอุปกรณ์แอกทีฟ ที่มีการทำงานในลักษณะโวลต์เตจคอนโทรลเลอร์ เร็นท์ซอร์ซ (Voltage Controlled Current Source: VCCS) อัตราการเปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้าเรียกว่า ค่าความนำถ่ายโอน (Transconductance) หรือ g_m โดยทั่วไป OTA จะสร้างขึ้นจากสารกึ่งตัวนำ ซึ่งอยู่ในรูปแบบของวงจรรวม และมีคุณสมบัติพื้นฐานคือ (มีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์สูง) ส่วนค่าความนำถ่ายโอนของ OTA สามารถควบคุมได้โดยกระแสไบแอสจากภายนอก สำหรับวงจรมูลทางอุดมคติและ สัญลักษณ์ของ OTA จะแสดงดังในรูปที่ 2.8 และ 2.9 ตามลำดับ

2.4.2ก คุณสมบัติของวงจรรวม OTA

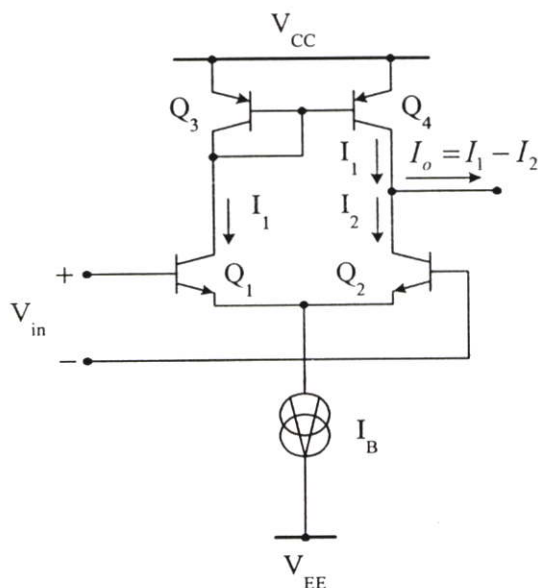


รูปที่ 2.8 วงจรมูลทางอุดมคติของ OTA



รูปที่ 2.9 สัญลักษณ์ของ OTA

วงจรรขยายโอทีเอแบบง่ายที่สุดคือวงจรรขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier) ซึ่งจะประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ 4 ตัว และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 1 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 2.10



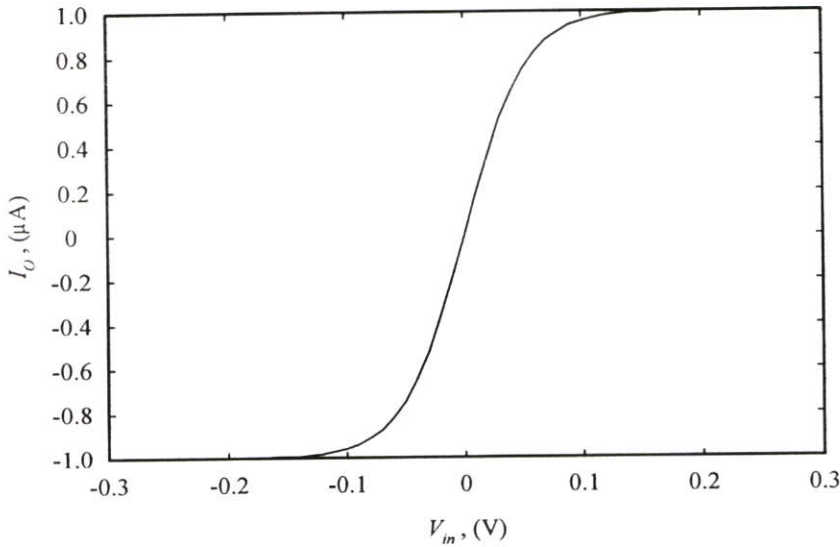
รูปที่ 2.10 วงจรรขยายความแตกต่าง

จากวงจรในรูปที่ 2.10 จะมีทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็นวงจรรขยายความแตกต่างแบบคิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งทำหน้าที่แปลงผันแรงดันเป็นกระแส ส่วนทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 เป็นวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งมีค่าอัตราการสะท้อนกระแสเท่ากับหนึ่ง โดยมีกระแส I_B เป็นกระแสไบแอสให้กับวงจร เมื่อป้อนสัญญาณแรงดันเข้ามาที่ V_{in} จะทำให้เกิดกระแส I_1 และ I_2 ขึ้นที่ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ แล้วกระแส I_1 จะถูกสะท้อนกระแสเนื่องจากวงจรสะท้อนกระแสแบบลบของทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 ไปหักลบออกจากกระแส I_2 ที่เกิดขึ้นที่ทรานซิสเตอร์ Q_2 แล้วได้กระแสออกเป็นกระแส I_O ซึ่งมีค่าเท่ากับ $I_1 - I_2$ ต่อไป

จะพบว่าความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส I_O กับค่าแรงดันที่ขาเข้า V_{in} ของวงจรรขยายความแตกต่างในรูปที่ 2.4.7 มีค่าเป็นดังสมการที่ (2.4.5) (ภาคผนวก ข.)

$$I_O = I_B \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \quad (2.4.5)$$

จากสมการที่ (2.4.5) จะสามารถเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสขาออก I_o กับค่าแรงดันที่ขาเข้า V_{in} ได้ดังในรูปที่ 2.11 จากกราฟจะพบว่าค่าความนำถ่ายโอนจะมีความสัมพันธ์อยู่ในลักษณะของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์โดยในช่วงเชิงเส้นจะอยู่ในช่วงแคบๆ แล้วเข้าสู่ช่วงอิ่มตัว



รูปที่ 2.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสขาออก I_o กับค่าแรงดันที่ขาเข้า V_{in}

จากสมการที่ (2.4.5) สามารถกระจายอนุกรมในเทอมของ $\tanh X$ ได้เป็น

$$\tanh X = X - \frac{1}{3}X^3 + \frac{2}{15}X^5 - \dots \quad (2.4.6)$$

โดยการแทนค่าสมการที่ (2.4.6) ในสมการที่ (2.4.5) จะได้

$$I_o = I_B \left(\frac{V_{in}}{2V_T} \right) - \frac{1}{3} I_B \left(\frac{V_{in}}{2V_T} \right)^3 + \frac{2}{15} I_B \left(\frac{V_{in}}{2V_T} \right)^5 - \dots \quad (2.4.7)$$

จากสมการที่ (2.4.7) ถ้า $V_{in} \ll 1$ ผลคือตั้งแต่เทอมที่สองเป็นต้นไปจะมีค่าน้อยมากๆ ดังนั้นจะได้ว่า $\tanh X \approx X$ จากสมการที่ (2.4.7) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

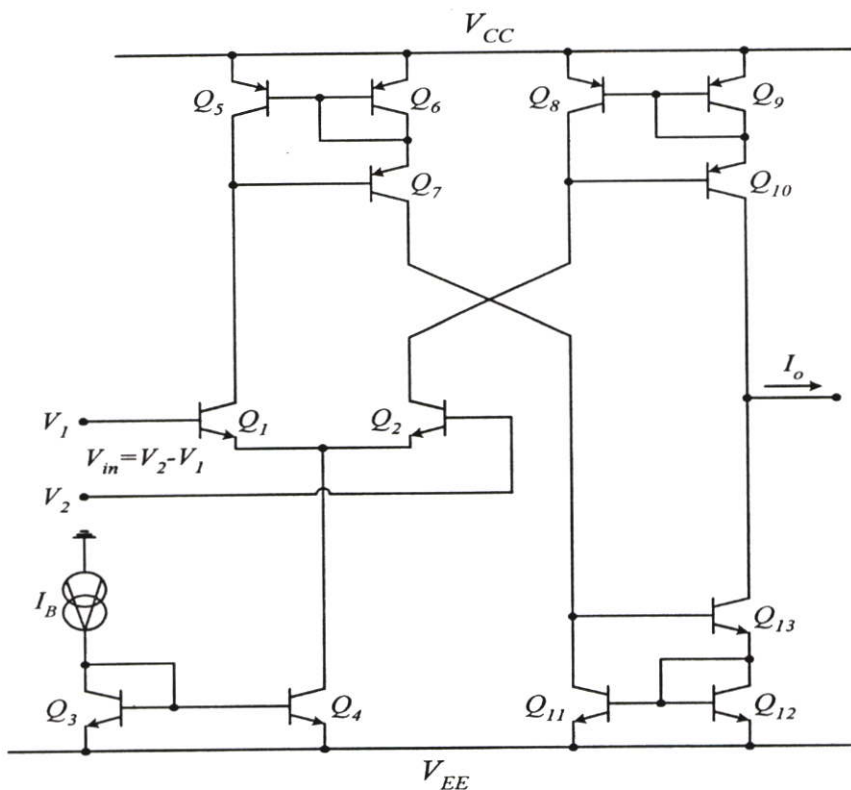
$$I_o = \frac{I_B}{2V_T} V_{in} \quad (2.4.8)$$

หรือ

$$I_o = g_m V_{in} \quad (2.4.9)$$

พบว่าค่า g_m ของวงจรที่เกิดขึ้นสามารถที่จะปรับเปลี่ยนได้จากค่าของกระแส I_B ซึ่งทำให้วงจรดังกล่าวสามารถที่จะควบคุมค่า g_m ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และจะมีค่าแปรเปลี่ยนไปตามอุณหภูมิรอบข้าง

2.4.2ข การทำงานของวงจรขยาย OTA



รูปที่ 2.12 วงจรพื้นฐานของ OTA

สำหรับการทำงานของวงจรขยาย OTA ในรูปที่ 2.12 เราจะกำหนดให้ค่าอัตราขยายกระแส (β) ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าสูงมาก ๆ และกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับกระแสคอลเล็กเตอร์ กระแส I_B เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ คือกระแสไบแอสของ OTA โดยวงจรจะประกอบด้วย ทรานซิสเตอร์ Q_1 กับ Q_2 จะทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความแตกต่างพื้นฐาน หรือวงจรที่ทำหน้าที่แปลงผันแรงดันเป็นกระแส ส่วน

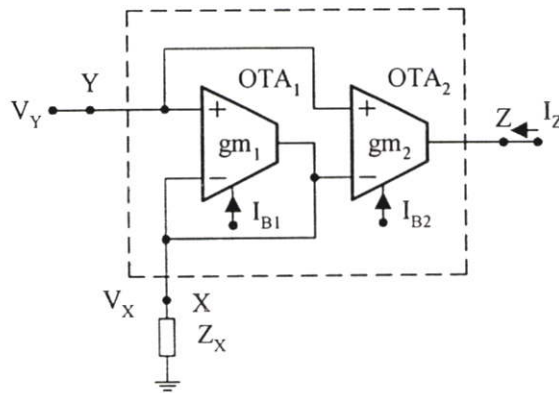
ทรานซิสเตอร์ Q_3 กับ Q_4 จะทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก ซึ่งมีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง โดยจะทำการสะท้อนกระแสคอลเล็กเตอร์จาก I_{C3} ซึ่งมีค่าเท่ากับ I_B ไปยัง I_{C4} ให้มีค่าเท่ากับ I_B ด้วย และกระแส I_B นี้จะแยกไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็น I_{C1} และ I_{C2} ตามลำดับ มีค่าเท่ากับ $\frac{I_B}{2}$ โดยกระแส I_{C2} จะไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_8 ถึง Q_{10} ซึ่งมีอัตราการสะท้อนกระแสเป็นหนึ่งเท่า แล้วจะทำการสะท้อนกระแสจาก I_{C8} ซึ่งมีค่าเท่ากับ I_{C2} ไปยัง I_{C10} โดยกระแส I_{C10} จะมีค่าเท่ากับ I_{C2} ในส่วนกระแส I_{C1} จะไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_5 ถึง Q_7 ดังนั้นกระแส $I_{C5} = I_{C1}$ จะถูกสะท้อนไปยัง I_{C7} หลังจากนั้นจะมีการสะท้อนกระแสอีกครั้งหนึ่ง จาก $I_{C7} = I_{C11} = I_{C1}$ ไปยัง I_{C13} โดยวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_{11} ถึง Q_{13} โดยอัตราการสะท้อนกระแสของวงจรสะท้อนกระแสทั้งสองมีค่าเป็นหนึ่งเท่า กระแส I_{C13} จะมีค่าเท่ากับ I_{C1} ซึ่งจากกระแสที่จุดออกของวงจรโอทีเอกระแส I_O จะมีค่าเท่ากับผลต่างของกระแส I_{C10} กับ I_{C13} ดังนั้นจึงทำให้กระแส I_O มีค่าเท่ากับ $I_{C2} - I_{C1}$ นั่นเอง

โดยข้อเด่นของ OTA กล่าวคือมีแบนด์วิดท์กว้างกว่าออปแอมป์และค่าอัตราขยายความนำถ่ายโอน g_m มีค่าที่มีความเป็นเชิงเส้นมากกว่า 4 ดีเซดและมีความเหมาะสมที่จะทำเป็นวงจรรวมแบบโมโนลิทิก และตัว OTA เองมีความสะดวกต่อการออกแบบเป็นวงจรรองความถี่ แต่อย่างไรก็ตามในการออกแบบโดยใช้อุปกรณ์ OTA มีข้อจำกัดอยู่ 2 ประการ ข้อแรกคือ ข้อจำกัดของอัตราขยายความนำถ่ายโอน g_m จะแปรผกผันต่ออุณหภูมิ ด้วยสาเหตุของคุณลักษณะดังกล่าวของ OTA ที่มีผลกระทบจากอุณหภูมิเป็นอย่างมาก ซึ่งเป็นผลที่ไม่ต้องการในการออกแบบวงจร ส่วนข้อจำกัดข้อที่สองคือภาคขาเข้าของ OTA เป็นคู่ดิฟเฟอเรนเชียล ดังนั้นแรงดันของสัญญาณขาเข้าจะถูกจำกัดไม่เกิน 50mV ในการปฏิบัติงานในช่วงที่เป็นเชิงเส้น ข้อจำกัดดังกล่าวนี้สามารถชดเชยได้ [26]-[29] อย่างไรก็ตาม ความไวต่ออุณหภูมิของอัตราขยายความนำถ่ายโอน g_m สามารถลดลงได้ โดยการชดเชยของ [26] สามารถกำจัดขอบเขตการแกว่งของแรงดันขาเข้า

2.4.2ค หลักการเบื้องต้นวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิ

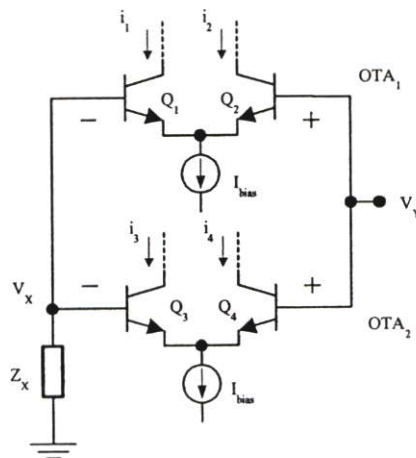
ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงเทคนิคใหม่ในการออกแบบวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิโดยใช้ OTA และขอบเขตการแกว่งของแรงดันขาเข้าก็จะสามารถปรับปรุงให้ดีขึ้นด้วย วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส สามารถปรับย่านที่เป็นเชิงเส้นให้กว้างขึ้นได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับอัตราส่วนของกระแสไบแอส และได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานโดย

นำไปสร้างวงจรแปลงกลับค่าความต้านทานแบบเทียบกราวด์ที่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ วงจรขยายอินสทรูเมนต์แอมพลิฟายเออร์ วงจรจูนไจเรเตอร์และวงจรคุณสมบัติสัญญาณอเนกประสงค์ เป็นต้น



รูปที่ 2.13 วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิ

วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิแสดงดังรูปที่ 2.13 ประกอบด้วย OTA จำนวน 2 ตัว โดยการต่อ OTA ทั้งสองทางด้านขาเข้าและจากรูปที่ 2.12 เป็นวงจรพื้นฐานของวงจรขยาย OTA ทำให้โครงสร้างภายในที่เป็นวงจรดิฟเฟอเรนเชียลชนิดไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นลักษณะของทรานส์ลิเนียร์รูป แสดงดังรูปที่ 2.14 โดยทรานส์ลิเนียร์รูปคือ ผลรวมของแรงดันระหว่างขาเบสกับอิมิตเตอร์ V_{BE} ในรูปของทรานซิสเตอร์ Q_1, Q_2, Q_4 และ Q_3



รูปที่ 2.14 แสดงวงจรทรานส์ลิเนียร์รูปภายในของส่วนขาเข้าวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส

ในการประยุกต์ใช้งานสามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรคูลเป็นในลักษณะการทำงานที่ทวีความถี่ได้ อีกทั้งการทำงานของวงจรเป็นวงจรสายพานกระแสเหมือนกันกับ CCCII มี

ความแตกต่างกันที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟไม่เหมือนกัน แต่โครงสร้างภายในยังเป็นไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เหมือนกัน OTA มีรูปแบบเป็นค่าความต้านทานที่สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ และอิมพีแดนซ์ Z_x ต่อกันอยู่ในรูปแบบของวงจรแบ่งแรงดัน (Voltage Divider Circuit) เพื่อการชดเชยผลของอุณหภูมิที่มีต่ออัตราขยายความนำถ่ายโอน สัญญาณแรงดันที่ตกคร่อม OTA_1 จะเป็นแรงดันขาเข้าให้กับ OTA_2 ถ้ากำหนดให้ V_y เป็นสัญญาณแรงดันขาเข้า V_x เป็นแรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์ Z_x I_z เป็นกระแสขาออก g_{m1} และ g_{m2} เป็นอัตราขยายความนำถ่ายโอนของ OTA_1 และ OTA_2 ตามลำดับ จากการวิเคราะห์ห้วงจรในรูปที่ 2.13 และจาก (ภาคผนวก ค.) จะได้ว่า

พิจารณาที่ OTA_1 ได้ความสัมพันธ์ระหว่าง V_x และ V_y ดังนี้

$$V_x = \frac{g_{m1}Z_x}{1 + g_{m1}Z_x} V_y \quad (2.4.10)$$

และ
$$I_z = g_{m2}(V_y - V_x) \quad (2.4.11)$$

ซึ่ง $g_{m1} = I_{B1}/2V_T$, $g_{m2} = I_{B2}/2V_T$ และ V_T คือแรงดันความร้อน จากการวิเคราะห์หาสัญญาณกระแส I_z ได้เป็น

จากสมการที่ (2.4.10)

$$\begin{aligned} V_x &= \frac{\frac{I_{B1}}{2V_T} Z_x}{1 + \frac{I_{B1}}{2V_T} Z_x} V_y \\ &= \frac{I_{B1}Z_x}{2V_T + I_{B1}Z_x} V_y \end{aligned} \quad (2.4.12)$$

แทนค่าในสมการที่ (2.4.11)

$$I_z = \frac{g_{m2}}{1 + g_{m1}Z_x} V_y \quad (2.4.13)$$

จากสมการที่ (2.4.13) โดยการกำหนดให้ $g_{m1}Z_x \gg 1$ ทำให้สัญญาณกระแสขาออกสามารถประมาณได้ดังนี้

$$I_z \cong \frac{g_{m2}V_y}{g_{m1}Z_x} \quad (2.4.14)$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} I_z &\cong \frac{I_{B2}V_y}{I_{B1}Z_x} \\ &= A_G \frac{V_y}{Z_x} \end{aligned} \quad (2.4.15)$$

ซึ่ง A_G คืออัตราส่วนของกระแสไบแอสระหว่าง I_{B2} และ I_{B1} สมการที่ (2.4.15) แสดงให้เห็นว่าผลของอุณหภูมิที่มีต่ออัตราขยายความนำถ่ายโอน g_{m1} และ g_{m2} สามารถชดเชยได้ นอกจากนี้อัตราส่วนของกระแสไบแอสยังสามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

2.4.2ง การปฏิบัติงานของวงจร

ในทางปฏิบัติงานจริงอาจจะมีการคลาดเคลื่อนจากการทำงานในทางอุดมคติของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส ในวงจรรูปที่ 2.13 อันเนื่องมาจากการใช้งานในช่วงที่มีคุณลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น องค์ประกอบหลักที่ทำให้วงจรมีการปฏิบัติงานที่ไม่เที่ยงตรงมีสาเหตุดังนี้ ข้อแรกเนื่องจากเกิดจากความคลาดเคลื่อนจากการถ่ายโอนจาก V_y ไป V_x และจาก V_y ไป I_z การถ่ายโอนคลาดเคลื่อน (Transfer Error (ε_a)) สามารถเขียนสมการที่ (2.4.10) และ (2.4.13) ใหม่ตามลำดับ ดังนี้

$$V_x = (1 - \varepsilon_a)V_y \quad (2.4.16)$$

เปรียบเทียบกับสมการที่ (2.4.10) ได้

$$(1 - \varepsilon_a) = \frac{g_{m1}Z_x}{1 + g_{m1}Z_x} \quad (2.4.17)$$

$$\varepsilon_a = \frac{1}{1 + g_{m1}Z_x} \quad (2.4.18)$$

เปรียบเทียบกับสมการที่ (2.4.13) และ $g_{m1}Z_x \gg 1$ ได้

$$I_z = \frac{g_{m1}Z_x}{(1 + g_{m1}Z_x)} \times \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \times \frac{V_y}{Z_x} \quad (2.4.19)$$

จากสมการที่ (2.4.17) ถึงสมการที่ (2.4.19) จะได้ว่า

$$I_z = \left(1 - \frac{1}{1 + g_{m1}Z_x}\right) A_G \times \frac{V_y}{Z_x} \quad (2.4.20)$$

$$I_z = \frac{A_G}{Z_x} (1 - \varepsilon_a) V_y \quad (2.4.21)$$

ตัวอย่างเช่น ถ้ากำหนดให้ $g_{m1} = 0.0096 \text{ A/V}$ และ $Z_x = R_x = 10 \text{ k}\Omega$ ค่าความคลาดเคลื่อนจะมีค่าน้อยกว่า 1% โดยค่าความคลาดเคลื่อนนี้สามารถที่จะลดทอนลงได้โดยการเพิ่มค่าของ $g_{m1} Z_x$

องค์ประกอบข้อที่สองคือการที่มีผลกระทบของอุณหภูมิต่ออัตราการขยายความนำถ้ายโอน g_m นั้นมีผลกระทบต่อสัญญาณกระแสขาออก I_z จากวงจรรูปที่ 2.13 และ (ภาคผนวก ง.) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\frac{\delta I_z}{I_z} = \frac{-2V_T}{2V_T + I_{B1}Z_x} \frac{\Delta T}{T} \times 100\% \quad (2.4.22)$$

ซึ่ง T เป็นค่าของอุณหภูมิห้องและ ΔT เป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงไปจากอุณหภูมิห้อง จากสมการที่ (2.4.22) จะเห็นว่าผลกระทบที่เกิดจากอุณหภูมิสามารถที่จะลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของ $I_{B1}Z_x$ ถ้า $V_T = 26 \text{ mV}$ ที่อุณหภูมิห้อง, $I_{B1} = 100 \mu\text{A}$, $R_x = 10 \text{ k}\Omega$ และ $\Delta T = 43^\circ\text{C}$ จะได้ผลของค่าความคลาดเคลื่อนของกระแส I_z เป็น 0.708% และ 15% ในกรณีที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิและไม่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิตามลำดับ

ย่านไดนามิกของสัญญาณแรงดันขาเข้าของวงจรที่นำเสนอมีค่าประมาณอยู่ดังนี้ จากสมการที่ (2.4.10)

$$V_x = \frac{g_{m1}Z_x}{1 + g_{m1}Z_x} V_y = k_1 V_y \quad (2.4.23)$$

k_1 คือเทอมของอัตราการขยายแรงดัน

$$k_1 = \frac{g_{m1}Z_x}{1 + g_{m1}Z_x} = \frac{\frac{I_{B1}}{2V_T}Z_x}{1 + \frac{I_{B1}}{2V_T}Z_x} = \frac{I_{B1}Z_x}{2V_T + I_{B1}Z_x} \quad (2.4.24)$$

ดังนั้นจะได้เทอมส่วนเป็นขอบเขตของแรงคั่นขาเข้า

$$-(2V_T + I_{B1}Z_x) \leq V_{in} \leq (2V_T + I_{B1}Z_x) \quad (2.4.25)$$

ดังนั้นจากสมการ (2.4.25) จะเห็นว่าสามารถปรับค่าของแรงคั่นขาเข้าให้มีย่านการปฏิบัติงานให้เพิ่มมากขึ้นได้ด้วยการเพิ่มค่า $I_{B1}Z_x$ ตัวอย่างเช่นถ้า $I_{B1} = 100\mu\text{A}$ และ $Z_x = R_x = 10\text{k}\Omega$ ค่าของย่านการปฏิบัติงาน V_{in} จะมีค่าประมาณ 1V โดยในกรณีที่ไม่มีกรชดเซยช่วงของการปฏิบัติงาน V_{in} จะถูกจำกัดอยู่ที่ $2V_T$ หรือประมาณ 52mV ณ อุณหภูมิห้อง

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 2.13 ขึ้นอยู่กับความถี่คัทออฟ และค่าความจุแฝงที่พอร์ทขาเข้าและขาออกของ OTA ที่พอร์ท X จาก (ภาคผนวก จ.) สามารถแสดงฟังก์ชันการถ่ายโอนได้ดังนี้

$$\frac{V_x}{V_y} = \left(1 - \frac{1}{1 + g_{m0}Z_x}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c(1 + g_{m0}Z_x)}}\right) \quad (2.4.26)$$

รูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรขยายชนิดโพลเดี่ยวแสดงดังนี้

$$A(s) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \quad (2.4.27)$$

ดังนั้นผลของการป้อนกลับทำให้ตำแหน่งของโพลเลื่อนออกไปทางด้านลบมากขึ้น โดยที่ ω_c คือความถี่สูงสุดของ OTA ที่สามารถปฏิบัติงานได้ (Cutoff Frequency) ผลการตอบสนองทางความถี่ที่ได้มีค่าเพิ่มมากขึ้นเป็น $1 + g_{m0}Z_x$ เท่าของ ω_c ได้เป็น

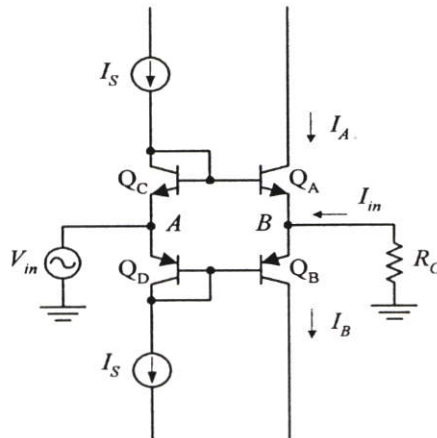
$$\omega_p = \omega_c(1 + g_{m0}Z_x) \quad (2.4.28)$$

2.5 เทคนิควิธีการตรวจจับกระแสของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า

ในงานการวิจัยประยุกต์ใช้วงจรสายพานกระแสออกแบบวงจรถานลอคฟังก์ชันนั้น จะต้องพยายามที่จะใช้วงจรสายพานกระแสให้มีจำนวนน้อยที่สุดเท่าที่สามารถจะเป็นไปได้ แต่ก็ยังเป็นสาเหตุของการเกิดลูปป้อนกลับขึ้นมาเป็นผลให้การปฏิบัติงานของวงจรเลวลง ในงานวิจัยนี้ได้พยายามที่จะยังคงประสิทธิภาพที่ดีของการปฏิบัติงานของวงจรไว้และใช้จำนวนอุปกรณ์น้อย

เทคนิควิธีการตรวจจับกระแสจากแหล่งจ่ายนั้น ทำได้โดยใช้หลักความจริงที่ว่าผลรวมของกระแสจากแหล่งจ่ายที่อุปกรณ์ CCCII นำไปใช้นั้นจะมีค่าเท่ากับสัญญาณกระแสขาออกเทคนิควิธีการตรวจจับกระแสได้ถูกนำเสนอโดย Graeme [30] ในปี ค.ศ. 1973

จากวงจรพื้นฐานของวงจรถานสลีเนียร์คลาส AB ภายในวงจรสายพานกระแส CCCII แสดงดังรูปที่ 2.15 กระแส I_S เป็นกระแสไบแอสตรงที่ได้จากแหล่งจ่ายกระแสที่ I_S เมื่อวงจรได้รับไบแอสกระแสตรงจากแหล่งจ่ายกระแสที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_C และ Q_D นำกระแสทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_A และ Q_B ทำงานอยู่ในย่านแอกทิฟ โดยสัญญาณกระแสขาเข้า I_{in} ได้จากแรงดันขาเข้าแปลงผันเป็นกระแส $I_{in} = \frac{V_{in}}{R_C}$ จากรูปที่ 2.15 ในทรานสลีเนียร์รูปของทรานซิสเตอร์ Q_A และ Q_D จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดัน V_{BE} ของรอยต่อทรานซิสเตอร์จำนวน N รอยต่อ โดยสมมติให้รอยต่อของทรานซิสเตอร์ทำงานที่อุณหภูมิเดียวกัน ขนาดพื้นที่ของอิมิตเตอร์เท่ากัน และทำงานที่เงื่อนไขเดียวกัน โดยการประยุกต์ใช้หลักการของทรานสลีเนียร์ในลูปวงปิด Q_A และ Q_B สามารถแสดงได้ดังนี้ [31]



รูปที่ 2.15 วงจรพื้นฐานของวงจรถานสลีเนียร์คลาส AB

$$I_S^2 = I_A \cdot I_B \quad (2.5.1)$$

โดยการประยุกต์ใช้งานที่สัญญาณกระแสขาเข้า $I_{in} > 0$ สามารถแสดงได้ว่า

$$I_B = \frac{I_{in}}{2} + I_S \left\{ \left(\frac{I_{in}}{2I_S} \right)^2 + 1 \right\}^{1/2} \quad (2.5.2)$$

และ

$$I_A = -\frac{I_{in}}{2} + I_S \left\{ \left(\frac{I_{in}}{2I_S} \right)^2 + 1 \right\}^{1/2} \quad (2.5.3)$$

ถ้า $|I_{in}| \ll I_S$ เมื่อนั้นสมการข้างบนสามารถลดได้เป็น $I_A = I_S - \frac{I_{in}}{2}$ และ $I_B = I_S + \frac{I_{in}}{2}$ และวงจรจะทำงานในคลาสเอโหมค ถ้า $|I_{in}| \gg I_S$ วงจรจะทำงานในคลาสบีโหมค ดังนั้น $I_A = 0$ และ $I_B = I_{in}$ จากเหตุผลดังกล่าว I_A และ I_B สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$I_A = I_S - \delta I_{in} \quad (2.5.4)$$

$$I_B = I_S (1 + \delta) I_{in} \quad (2.5.5)$$

ซึ่ง δ คือการแจกแจงของสัญญาณกระแสขาเข้า I_{in} ดังนี้

$$\delta \cong \frac{1}{2} - \frac{I_S}{I_{in} \left[\left\{ \left(\frac{I_{in}}{2I_S} \right)^2 + 1 \right\}^{1/2} - 1 \right]} \quad (2.5.6)$$

2.6 บทสรุป

ในวงจรรูปใด ๆ ที่มีจำนวนอุปกรณ์ที่เป็นจำนวนคู่ที่มีความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันในรูปของเอ็กโพเนนเชียล ผลคูณของกระแสในทิศทางหนึ่งจะเป็นสัดส่วนกับผลคูณของกระแสในทิศทางตรงกันข้าม และไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ โดยที่อุปกรณ์ทุกตัวทำงาน ณ อุณหภูมิเดียวกัน และกระบวนการผลิตแบบเดียวกัน

ข้อสมมติฐานและเงื่อนไขที่ต้องการของหลักการทรานส์ลิเนียร์สรุปได้ดังนี้

1. อุปกรณ์ที่อยู่ในทรานส์ลิเนียร์รูป จะต้องมีความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการที่ (2.3.9)

2. ความหนาแน่นของกระแส J จะต้องมีค่ามากกว่าความหนาแน่นของกระแสในตัว J_s
3. ในทรานส์ลิตีเรียร์รูปจะต้องมีจำนวนอุปกรณ์เป็นจำนวนคู่ โดยมีจำนวนที่เท่ากันในสองทิศทาง
4. คู่ของอุปกรณ์ที่อยู่ในทรานส์ลิตีเรียร์รูป และทิศทางตรงกันข้ามกันจะต้องมีค่าความหนาแน่นกระแสในตัวเท่ากัน
5. อุปกรณ์ทุกตัวในทรานส์ลิตีเรียร์รูปทำงาน ณ อุณหภูมิเดียวกัน

จากเงื่อนไขดังกล่าวข้างต้น จะเห็นได้ว่าการวิเคราะห์หลักการทรานส์ลิตีเรียร์นั้น ค่า J_s และ V_T ซึ่งเป็นตัวแปรที่มีค่าขึ้นกับอุณหภูมิและกระบวนการในการสร้างสารกึ่งตัวนำ ถ้ากำหนดให้อุปกรณ์ทำงาน ณ อุณหภูมิเดียวกันแล้ว นั้นหมายถึงว่าหลักการทรานส์ลิตีเรียร์มีความเหมาะสมที่จะนำไปใช้ออกแบบสร้างเป็นวงจรรวมเป็นอย่างยิ่ง

วงจร CCCII ซึ่งวงจรภายใน มีวงจรทรานส์ลิตีเรียร์คลาส AB นั้น สามารถที่จะนำไปพัฒนาออกแบบเป็นวงจรแบบไม่เป็นเชิงเส้นที่ใช้ในการปรับสภาพสัญญาณได้โดยการประยุกต์ใช้คุณสมบัติของวงจรทรานส์ลิตีเรียร์คลาส AB มาเป็นพื้นฐานในการออกแบบวงจรที่มีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่สามารถปรับเปลี่ยนหน้าที่การทำงานของวงจรได้โดยการปรับค่าของกระแสไบแอสของ CCCII ด้วยการเปลี่ยนค่าความต้านทานภายนอก

วงจรสายพานกระแสโอทีเอทีได้กล่าวมาแล้วนั้นสามารถที่จะนำมาประยุกต์ใช้งานต่าง ๆ ได้อย่างกว้างขวาง ในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเอาวงจรสายพานกระแสมาประยุกต์ใช้งานวงจรแปลงผันค่าแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิ วงจรแปลงกลับค่าความต้านทานแบบเทียบกราวด์ที่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ วงจรอินสทรูเมนต์แอมพลิฟายเออร์ วงจรจูนโวลเทจเรเตอร์และวงจรคูณสัญญาณอนาล็อก เป็นต้น

บทที่ 3

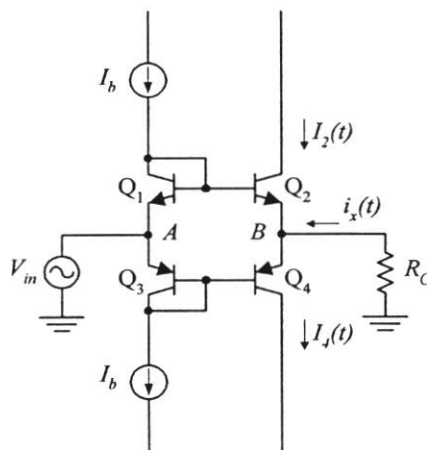
การประยุกต์ใช้ทรานส์ลิเนียร์รูปออกแบบวงจรไม่เป็นเชิงเส้น

3.1 บทนำ

การเสนอหลักการของวงจรทรานส์ลิเนียร์รูปแบบผสม (Mixed Translinear Loop) โดยใช้ อุปกรณ์ชนิดไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ NPN หนึ่งคู่และ PNP หนึ่งคู่ ซึ่งหลักการดังกล่าวได้ถูกนำไปสร้างเป็นวงจรแปลงผันกระแสเป็นกระแส (Current-to-Current Converter) [32] วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส (Voltage-to-Current Converter) [33] วงจรแปลงผันอิมพีแดนซ์แบบลบ (Negative Impedance Converter) [34]-[35] และวงจรสายพานกระแส (Current Conveyor) [36] วงจรทวีความถี่ และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น [37] จุดประสงค์ของวิทยานิพนธ์นี้จะอาศัยหลักการของทรานส์ลิเนียร์รูปแบบผสมนำมาสร้างเป็นวงจรไม่เป็นเชิงเส้น โดยได้ทำการค้นคว้าวิจัยการออกแบบวงจรทวีความถี่และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ซึ่งเป็นวงจรที่มีการประยุกต์ใช้งานกันอย่างกว้างขวางทั้งในด้านการสื่อสาร โทรคมนาคมและในเครื่องมือวัดวิเคราะห์ต่างๆ กล่าวคือใช้ในวงจรตรวจจับค่ายอด (Peak Amplitude Detector) ของสัญญาณชานน์ [38] ใช้ในการแปลงค่า RMS เป็นกระแสตรง [39] หรือเป็นวงจรที่ใช้คูณค่าความถี่ [40] โดยทั่วไปวิธีการสร้างวงจรทวีความถี่เป็นสองเท่า นั้น มี 2 วิธีคือ วิธีหนึ่งจะใช้คุณสมบัติของวงจรจูน LC หรือวงจรคูณเป็นหลัก [41] ในการใช้วงจรจูน LC นั้นจะมีช่วงปฏิบัติการทางความถี่ที่แคบ และไม่เหมาะสมกับการนำมาสร้างเป็นวงจรรวม ส่วนการใช้วงจรคูณนอก จะทำให้เมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวมแล้ว จะมีขนาดใหญ่ และเสียบค่าใช้จ่ายสูงมาก ในส่วนของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยทั่วไปจะใช้ไดโอดในการเรียงกระแส แต่เนื่องจากไดโอดจะทำงานได้ ต้องใช้ศักดาคร่อมตัวไดโอดประมาณ 0.6 โวลต์ เป็นผลทำให้วงจรเรียงกระแสมีค่าความผิดพลาด เมื่อขนาดของสัญญาณขาเข้าที่ป้อนให้มันมีค่าขนาดของสัญญาณต่ำ จึงได้มีการพัฒนา วงจรขึ้นใหม่โดยใช้อุปกรณ์ต่อร่วมกับไดโอด [42] ทำให้สามารถที่จะเรียงกระแสได้ในขณะที่สัญญาณขาเข้ามีขนาดต่ำ ที่ผ่านมาได้มีการเสนอหลักการออกแบบวงจรทวีความถี่และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นไว้บ้าง [43] แต่เป็นการเสนอหลักการโดยการใช้เทคโนโลยี CMOS ที่ผ่านมาได้มีการเสนอวงจรทวีความถี่โดยใช้ไบโพลาร์จันชันทรานซิสเตอร์ [44] และวงจรทวีความถี่โดยใช้หลักการของทรานส์ลิเนียร์ [45] แต่วิธีทั้งสองก็มีข้อเสียเนื่องจากวงจรจะทำงานได้ดีก็ต่อเมื่อให้กระแสไบแอสมีค่าสูงมากๆ เช่น หลายๆ มิลลิแอมป์ ซึ่งไม่เหมาะที่จะนำไปทำเป็นวงจรรวม แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะมีข้อยุ่งยากในการสร้างเนื่องจากวงจรดังกล่าวจำเป็นต้องใช้ทรานซิสเตอร์ที่สมพงษ์กันเป็นจำนวนมาก ต่อมาได้มีการเสนอวงจรทวีความถี่ที่ปราศจากการประมาณค่าทางคณิตศาสตร์ [46] แม้ว่าวงจรจะให้ความเที่ยงตรงมาก แต่เนื่องจากวงจรใช้อุปกรณ์จึงจำกัดด้านความถี่สูงอีกทั้งขาเข้าของวงจรจะต้องอยู่ในรูปของไซน์-โคไซน์ (Sine-Cosine) ซึ่งค่อนข้างจะยุ่งยาก หลังจากนั้นก็ได้มี

การเสนอวงจรทวีความถี่ที่มีความเที่ยงตรงสูง [47] แต่วงจรดังกล่าวแรงดันไฟตรงที่ปรากฏขึ้นที่ขาออกไม่ได้ถูกกำจัดออกไปอีกทั้งวงจรถูกขึ้นอยู่กับอุณหภูมิอยู่มาก นอกจากนี้แล้วในส่วนของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่เสนอโดย [31] [42] [48]-[49] แม้จะมีความเที่ยงตรงสูงแต่เนื่องจากวงจรทั้งหมดใช้โอปแอมป์เป็นองค์ประกอบหลัก ดังนั้นช่วงการปฏิบัติงานจึงถูกจำกัดด้านความถี่สูง วิทยานิพนธ์นี้จะมีการเสนอวงจรในสามรูปแบบโดยวงจรแรกจะใช้เพียงวงจรสายพานกระแสยุคที่ 2 แบบปรับค่าได้ด้วยกระแส (CCCII) และวงจรสะท้อนกระแสที่เป็นชิ้นส่วนชนิดแอกทีฟเท่านั้น ส่วนวงจรแบบที่สองและสามจะใช้เพียง CCCII และตัวต้านทานเท่านั้น วงจรทวีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่ได้ทำการออกแบบ โดยอาศัยคุณสมบัติของหลักการทรานส์ลิเนียร์รูปภายในวงจร CCCII เป็นหลัก วงจรที่ได้พัฒนาขึ้นนี้สามารถที่จะทวีความถี่สัญญาณขาเข้าเป็นสองเท่าได้อย่างมีประสิทธิภาพ และมีช่วงปฏิบัติการทั้งทางด้านขนาดและความถี่ของสัญญาณที่กว้าง ผลพลอยได้จากวงจรทวีความถี่เป็นสองเท่านี้ เมื่อปรับให้กระแสขาเข้าที่ไหลผ่านวงจรให้มีค่ามากขึ้นจากเดิม วงจรทวีความถี่นี้สามารถที่จะทำงานเป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นได้ และการกำหนดค่าของกระแสขาเข้าที่ไหลผ่านวงจรสามารถทำได้โดยการปรับค่าความต้านทานเพียงตัวเดียว

3.2 หลักการเบื้องต้น



รูปที่ 3.1 วงจรขยายคลาส AB แบบพุชพูล

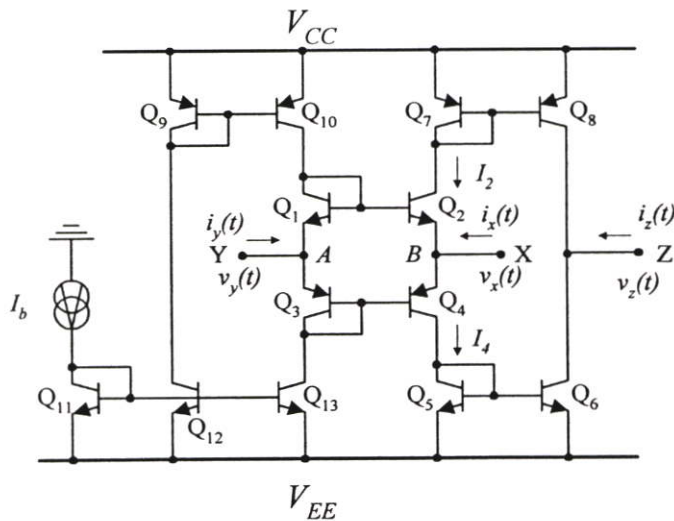
ภายในวงจรสายพานกระแสยุคที่สองแบบที่ควบคุมได้ด้วยกระแส CCCII จะมีวงจรขยายคลาส AB แบบพุชพูล (Class AB Push-Pull Amplifier) แสดงในรูปที่ 3.1 ซึ่งเป็นวงจรทรานส์ลิเนียร์แบบลู่อูเท่าที่ได้เสนอไว้ในเอกสารอ้างอิง [31] จาก(ภาคผนวก ฉ.) จะได้ความสัมพันธ์ของกระแส I_2 , I_4 , I_b และสัญญาณกระแส $i_x(t)$ ดังนี้

$$I_2(t) = \frac{\sqrt{4I_b^2 + i_x^2(t)} - i_x(t)}{2} \quad (3.2.1)$$

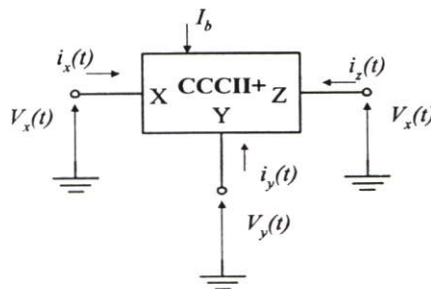
$$I_4(t) = \frac{\sqrt{4I_b^2 + i_x^2(t)} + i_x(t)}{2} \quad (3.2.2)$$

โดยที่สัญญาณแรงดัน V_{in} จะถูกถ่ายทอดไปตกคร่อมตัวความต้านทาน R_C เพื่อเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณกระแส $i_x(t)$ โดยที่ $i_x(t) = \frac{V_{in}}{R_C}$

รูปที่ 3.2 แสดงวงจรภายในของ CCCII โดยการใช้ทรานซิสเตอร์แบบผสมของวงจรรูปที่ 3.1 พอร์ตขาเข้าจุด A ที่มีอิมพีแดนซ์สูง เรียกว่าพอร์ต Y และจุด B เป็นพอร์ต X สัญลักษณะของ CCCII แสดงดังรูปที่ 3.3



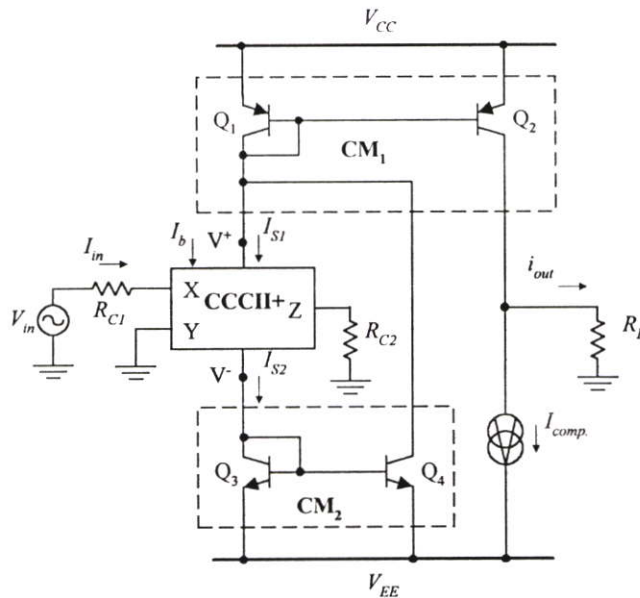
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรภายในของ CCCII



รูปที่ 3.3 สัญลักษณะของ CCCII

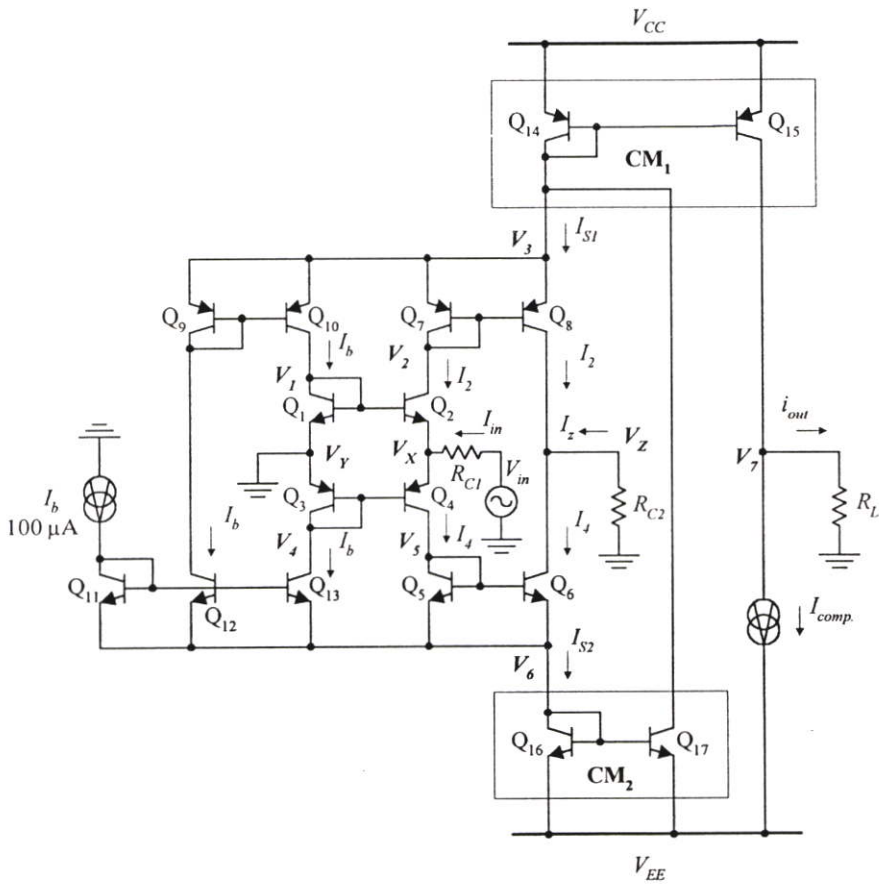
3.3 วงจรทวีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยการใช้ CCCII และวงจรสะท้อนกระแส

การออกแบบโดยอาศัยคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์รูปแบบผสม ของรอยต่อไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์ที่อยู่ภายใน CCCII ร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส วงจรแสดงดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 หลักการออกแบบวงจรที่นำเสนอ

จากรูปที่ 3.4 สัญญาณกระแส I_{S1} และสัญญาณกระแส I_{S2} หมายถึงสัญญาณกระแสที่ได้จากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าบวกและแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้านลบของวงจรสายพานกระแสตามลำดับ สัญญาณแรงดันขาเข้า V_{in} จะถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสขาเข้า I_{in} โดยตัวต้านทาน R_{C1} จากนั้นทำการรวมผลของสัญญาณกระแสที่ได้จากการใช้วงจรสะท้อนกระแส CM_1 และ CM_2 ได้ผลรวมเป็นสัญญาณกระแสขาออก i_{out} ตัวกำเนิดสัญญาณกระแสคงตัว I_{comp} ใช้ในการชดเชยกระแสไฟตรงที่พอร์ทจุดออกของวงจร รูปที่ 3.5 แสดงวงจรที่ออกแบบจากหลักการของบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอรูปที่ 3.4 โดยสมมติให้ทรานซิสเตอร์มีอัตราขยายของกระแสคอมมอนอิมิตเตอร์ $\beta \gg 1$ Q_1 และ Q_2 มีความสมพ้องกัน Q_3 และ Q_4 มีความสมพ้องกัน และวงจรสะท้อนกระแสมีอัตราขยายเป็นหนึ่งหน่วยแล้วจะได้ความสัมพันธ์ของกระแสในวงจร I_b , I_2 , I_4 , I_{in} , I_{S1} และ I_{S2} สามารถแสดงได้ดังนี้ จาก (ภาคผนวก ฉ.) [31]



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรที่มีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยการใช้ CCCII และวงจรสะท้อนกระแส

$$I_2 = \frac{\sqrt{I_{in}^2 + 4I_b^2} - I_{in}}{2} \quad (3.3.1)$$

$$I_4 = \frac{\sqrt{I_{in}^2 + 4I_b^2} + I_{in}}{2} \quad (3.3.2)$$

ซึ่ง

$$I_{S1} = 2I_b + 2I_2 \quad (3.3.3)$$

$$I_{S2} = 3I_b + 2I_4 \quad (3.3.4)$$

วงจรสะท้อนกระแส CM_2 จะทำการสะท้อนสัญญาณกระแส I_{S2} ไปรวมกับสัญญาณกระแส I_{S1} และวงจรสะท้อนกระแส CM_1 จะทำการสะท้อนสัญญาณกระแส $I_{S1} + I_{S2}$ ไปยังจุดออกของวงจร จะได้สัญญาณกระแสขาออก i_{out} จากสมการที่ (3.3.1) ถึง (3.3.4) จะได้ว่า

$$i_{out} = 5I_b + 2\sqrt{I_{in}^2 + 4I_b^2} \quad (3.3.5)$$

3.3.1 ก วงจรทวีความถี่สัญญาณขาเข้า

ถ้าเราให้สัญญาณกระแสขาเข้าขาเข้าเป็น $I_{in} = I_m \sin \omega t$ โดยกำหนดให้ $k_1 = \frac{I_m^2}{4I_b^2}$ และ $|I_{in}| \ll I_b$ แทนค่าลงในสมการที่ (3.3.5) จะได้

$$\begin{aligned} i_{out} &= 5I_b + 4I_b \sqrt{1 + \frac{I_m^2}{4I_b^2} \sin^2 \omega t} \\ &= 5I_b + 4I_b \sqrt{1 + k_1 \sin^2 \omega t} \end{aligned} \quad (3.3.6)$$

จะเห็นว่าสัญญาณกระแสขาออก i_{out} เป็นเทอมที่คิดอยู่ในรูปของรากที่สอง สามารถประมาณค่าโดยใช้อนุกรมกำลัง (Power Series) รายละเอียดดูได้จาก (ภาคผนวก ข.) ดังนั้นสัญญาณกระแสขาออก i_{out} จะได้เป็น

$$i_{out} \cong 5I_b + I_{DC} + I_{2\omega} \cos 2\omega t + I_{4\omega} \cos 4\omega t + \dots \quad (3.3.7)$$

ซึ่ง

$$I_{DC} \cong \left(1 + \frac{1}{4}k_1 - \frac{3}{64}k_1^2 + \frac{5}{256}k_1^3\right) 4I_b \quad (3.3.8 ก)$$

$$I_{2\omega} \cong \left(-\frac{1}{4}k_1 + \frac{1}{16}k_1^2 - \frac{15}{512}k_1^3\right) 4I_b \quad (3.3.8 ข)$$

$$I_{4\omega} \cong \left(-\frac{1}{64}k_1^2 + \frac{3}{256}k_1^3\right) 4I_b \quad (3.3.8 ค)$$

จากสมการที่ (3.3.7) และ (3.3.8) ถ้าเราเลือกให้ $k_I < 0.25$ หรือ $|I_{in}| \ll I_b$ แล้ว เทอมฮาร์มอนิกที่สูงกว่าสองขึ้นไปสามารถตัดทิ้งได้ เพราะฉะนั้นสมการที่ (3.3.7) เขียนใหม่ได้เป็น

$$i_{out} \cong 5I_b + I_{DC} + I_{2\omega} \cos 2\omega t \quad (3.3.9)$$

ซึ่งจะเห็นว่าผลลัพธ์จากการประมาณสัญญาณกระแส i_{out} จะประกอบด้วย สัญญาณกระแสไฟตรง และสัญญาณที่มีความถี่เป็นสองเท่าของความถี่สัญญาณขาเข้า และถ้าค่า $k_I < 0.25$ แล้วจะทำให้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิก (Harmonic Distortion) ระหว่างฮาร์มอนิกที่สอง (Second Harmonic) และฮาร์มอนิกที่สี่ (Fourth Harmonic) มีค่าน้อยกว่า 2 เปอร์เซ็นต์ สำหรับสัญญาณกระแสไฟตรง $5I_b$ ของสมการที่ (3.3.6) และองค์ประกอบสัญญาณ I_{DC} ของสมการที่ (3.3.8ก) สามารถชดเชยได้โดยการใช้แหล่งจ่ายสัญญาณกระแสคงที่ $I_{comp.}$ ซึ่งแหล่งจ่ายสัญญาณกระแสคงที่ $I_{comp.} = 5I_b + I_{DC}$

3.3.1 ข วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

จากสมการที่ (3.3.1) และสมการที่ (3.3.2) ถ้าเรากำหนดให้สัญญาณกระแส $|I_{in}| \gg I_b$ ภายในวงจรทรานส์ลิเนียร์รูปจะทำงานในคลาสบีโหมด นั่นหมายถึงเมื่อมีสัญญาณกระแสขาเข้า ช่วงบวกเข้ามาทรานส์ลิเนียร์รูปของคู่ทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 จะทำงานผลที่ได้คือ

$$I_2 = 0 \quad , \quad I_4 = I_{in} \quad \text{กรณี } I_{in} > 0 \quad (3.3.10ก)$$

และเมื่อสัญญาณกระแสขาเข้าช่วงลบเข้ามาทรานส์ลิเนียร์รูปของคู่ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะทำงานผลที่ได้คือ

$$I_2 = I_{in} \quad , \quad I_4 = 0 \quad \text{กรณี } I_{in} < 0 \quad (3.3.10ข)$$

ดังนั้นสรุปได้ว่าสัญญาณกระแสขาออก จะได้เป็น

$$i_{out} = |I_{in}|$$

นั่นหมายถึงวงจรสามารถทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นได้

3.3.2 สมรรถนะของวงจรวีความถี่

การวิเคราะห์หาความสามารถและขีดจำกัดของวงจรวีความถี่ว่ามีประสิทธิภาพในการทำงานเป็นอย่างไรบ้าง เช่น ช่วงปฏิบัติงานของกระแส ความต้านทานขาเข้าและขาออก ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของวงจรร และช่วงความถี่ปฏิบัติการ ดังนี้

3.3.2.1 การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานของวงจรร

การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานของวงจรวีความถี่นั้น โดยการพิจารณาหาช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรรูปที่ 3.5 โดยใช้คุณสมบัติของวงจรรขยายคลาสเอบี พิจารณาการทำงานของ วงจรรแล้วพบว่าทรานซิสเตอร์ Q_2 และ Q_4 จะสลับกันทำงานและจากการประมาณค่าอนุกรมกำลังของ $\sqrt{1 + k_1 \sin^2 \omega t}$ ค่า k_1 จะต้องมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรร คือ

$$-2I_b \leq I_{in} \leq 2I_b \quad (3.3.11)$$

3.3.2.2 การวิเคราะห์หาความต้านทานขาเข้าและความต้านทานขาออก

การคำนวณหาความต้านทานขาเข้าและความต้านทานขาออกของวงจรวีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นจากวงจรรูปที่ 3.5 ซึ่งจากวงจรรสามารถพิจารณาความต้านทานขาเข้าที่จุด V_x ได้ดังนี้

$$r_{in} = R_{C1} + R_X \quad (3.3.12)$$

ซึ่ง R_X คือค่าความต้านทานที่พอร์ท X ของ CCCII มีค่าเท่ากับ $V_T/2I_b$ ที่อุณหภูมิ 27°C [25] และจากการพิจารณาที่จุดออกของวงจรรจะได้ค่าความต้านทานขาออกของวงจรรดังนี้

$$r_{out} = r_{O15} // r_{O \text{ comp.}} \quad (3.3.13)$$

ซึ่ง r_{O15} คือค่าความต้านทานที่มองเข้าทางขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_{15} ในตัวสะท้อนกระแส CM_1 มีค่าเท่ากับจากสมการที่ (2.2.4) คือ $r_O \cong V_A/I_C$ ส่วน $r_{O \text{ comp.}}$ เป็นค่าความต้านทานขาออกของแหล่งจ่ายกระแสคงที่ซึ่งมีค่าสูงมากดังนั้นจะได้ว่า

$$r_{out} \cong r_{O15} \quad (3.3.14)$$

3.3.2.3 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการ

ในการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการของวงจร โดยการเขียนวงจรสมมูลของวงจรรูปที่ 3.5 แสดงดังรูปที่ 3.6 โดยใช้การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก ซึ่งมีค่าความจุไฟฟ้าแฝง (Stray Capacitance) ที่เกิดขึ้นระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ C_{π} และระหว่างเบสกับคอลเล็กเตอร์ C_{μ} ประกอบอยู่ด้วยซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่กำหนดค่าความถี่ตอบสนองของวงจร จาก(ภาคผนวก ซ.) ได้ฟังก์ชันถ่ายโอน ที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณกระแส i_{out} และ I_{in} ดังนี้

$$\frac{i_z}{I_{in}} \times \frac{i_{out}}{i_z} = \frac{i_{out}}{I_{in}} = \frac{s \left(s + \frac{g_{m8}}{C_{\mu 8}} \right)}{\left\{ s^2 + s \frac{1}{C_{\mu 8} R_{C2}} + \frac{g_{m7}}{C_1 C_{\mu 8} R_{C2}} \right\}} \times \frac{g_{m15}}{s + \frac{g_{m14}}{(C_{\pi 14} + C_{\pi 15})}} \quad (3.3.15)$$

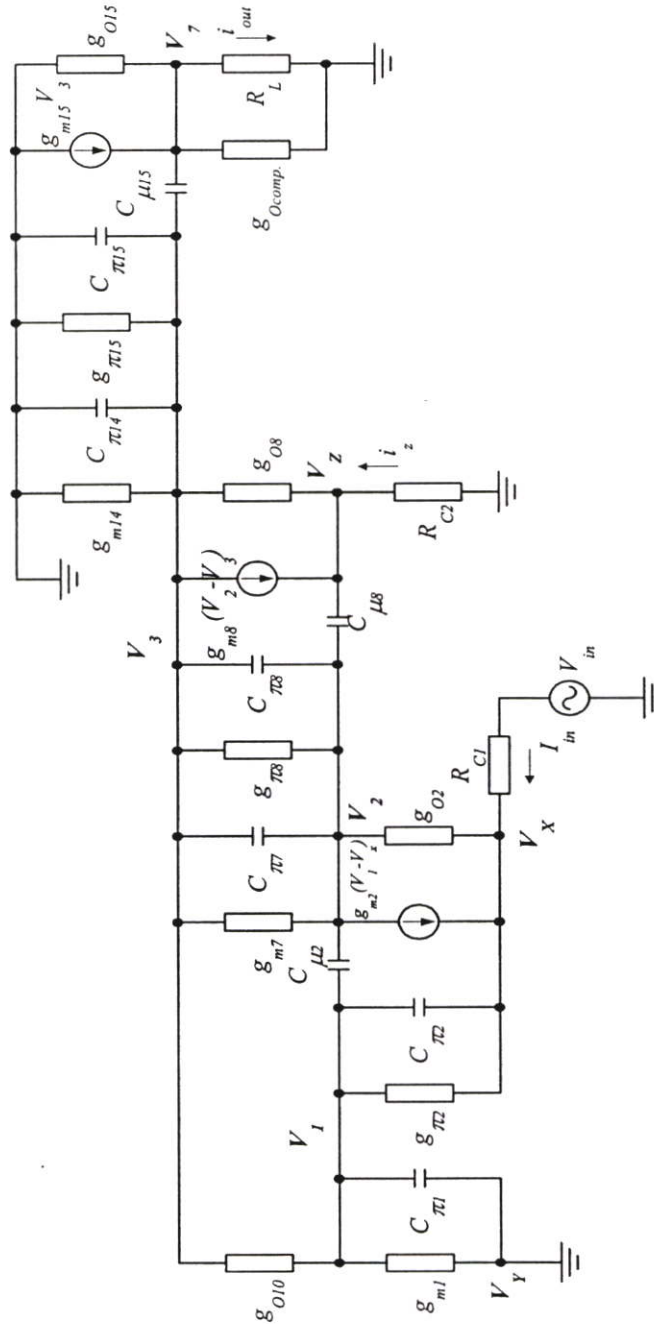
จากสมการที่ (3.3.15) ฟังก์ชันถ่ายโอน เทอมแรกมีค่าตำแหน่งของซีโรจำนวนจริงอยู่สองตัวคือ $-\frac{g_{m8}}{C_{\mu 8}}$ และ 0 เนื่องจากการส่งสัญญาณผ่าน C_{μ} ไปยังพอร์ท Z ซึ่งจะมีผลที่ความถี่สูงดังนั้นจึงสามารถตัดทิ้งได้และมีค่าตำแหน่งของโพล (Pole) อยู่สองตัวคือ ตำแหน่งของโพล p_1 และ p_2 เป็นขีดจำกัดความถี่ที่เกิดจากผลของวงจรทรานส์ติเบียร์คลาส เอบี เมื่อ g_{m7} คือค่าความนำถ่ายโอนของทรานซิสเตอร์ $Q_7, R_{C2} = 5k\Omega, C_{\pi 7}$ และ $C_{\pi 8}$ คือค่าความจุระหว่างเบสและอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_7 และ Q_8 ตามลำดับ, $C_{\mu 2}$ และ $C_{\mu 8}$ คือค่าความจุระหว่างเบสและคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 และ Q_8 ตามลำดับ ถ้ากำหนดให้ $g_{m7} = 3.85 \times 10^{-3} A/V, C_1 = C_{\pi 7} + C_{\pi 8} + C_{\mu 2} + C_{\mu 8} = 29.49 pF, C_{\pi 7} = C_{\pi 8} = 8.06 pF, C_{\mu 2} = 3.64 pF$ และ $C_{\mu 8} = 9.73 pF$ และเมื่อ g_{m14} และ g_{m15} คือค่าความนำถ่ายโอนของทรานซิสเตอร์ Q_{14} และ Q_{15} ตามลำดับ $C_{\pi 14}$ และ $C_{\pi 15}$ คือค่าความจุระหว่างเบสและอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_{14} และ Q_{15} ตามลำดับ ถ้ากำหนดให้ $g_{m14} = g_{m15} = 3.85 \times 10^{-3} A/V$ และ $C_{\pi 14} = C_{\pi 15} = 8.06 pF$ จากสมการที่ (3.3.15) จะได้ค่าความถี่ที่เชิงมุมของวงจрдังนี้ [4]

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m7}}{C_1 C_{\mu 8} R_{C2}}} = 8.25 MHz \quad (3.3.16)$$

ในส่วนของเทอมที่สองมีตำแหน่งของโพลอยู่หนึ่งตัวคือ p_2

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi C_{\pi14} + C_{\pi15}} g_{m14} = 38.03 \text{ MHz} \quad (3.3.17)$$

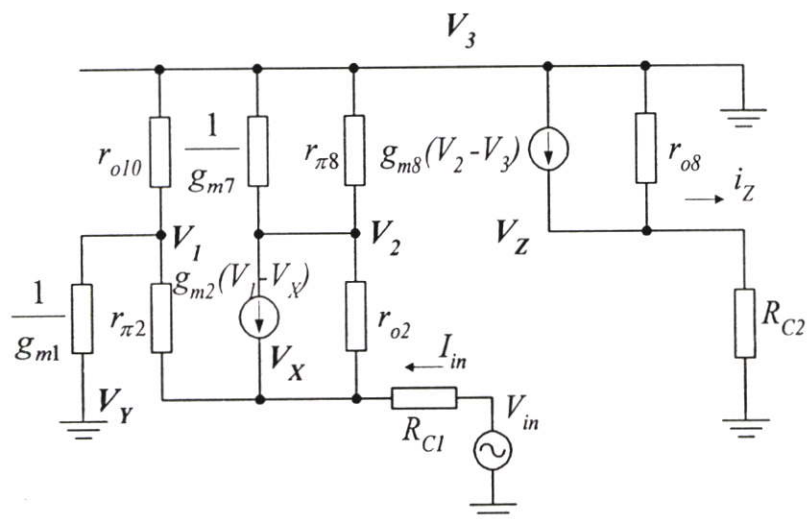
ดังนั้นค่าความถี่ที่เชิงมุมซึ่งเป็นค่าจำกัดสมรรถนะทางความถี่ของวงจรคือความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่แรกคือ $f_{p1} = 8.25 \text{ MHz}$



รูปที่ 3.6 วงจรสมมูลของวงจรรูปที่ 3.5 ในการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการ

3.3.2.4 การวิเคราะห์หาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของวงจร

การวิเคราะห์หาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของวงจรใช้การวิเคราะห์หาโดยการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กลงของวงจรรูปที่ 3.5 แสดงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรสมมูลของวงจรรูปที่ 3.5

จากวงจรใช้ KCL ได้ว่า

ที่ node V_x

$$(g_{\pi 2} + g_{o2} + g_{R_{C1}})V_x - g_{o2}V_2 - g_{m2}(V_1 - V_x) - g_{\pi 2}V_1 = 0 \quad (3.3.22)$$

ที่ node V_2

$$(g_{m7} + g_{\pi 8} + g_{o2})V_2 - g_{o2}V_x = -g_{m2}(V_1 - V_x) \quad (3.3.23)$$

ที่ node V_z

$$(g_{R_{C2}} + g_{o8})V_z + g_{m8}V_2 = 0 \quad (3.3.24)$$

เนื่องจาก $g_m \gg g_{\pi} \gg g_o$

จากสมการที่ (3.3.22) จะได้ว่า

$$(g_{m2} + g_{RC1})V_X - g_{m2}V_1 = 0 \quad (3.3.25)$$

จากสมการที่ (3.3.23) ได้ว่า

$$g_{m7}V_2 + g_{m2}V_1 - g_{m2}V_X = 0 \quad (3.3.26)$$

สมการที่ (3.3.25) บวกกับสมการที่ (3.3.26) ได้ว่า

$$V_2 = -\frac{g_{RC1}}{g_{m7}}V_X$$

แทนค่า V_2 ในสมการที่ (3.3.24) และจากการกำหนดให้ $R_{C1} = R_{C2}$ ได้เป็น

$$(g_{RC2} + g_{o8})V_Z - \frac{g_{m8}g_{RC1}}{g_{m7}}V_X = 0 \quad (3.3.27)$$

$$\frac{i_Z}{i_X} = \frac{g_{m8}}{g_{m7}} \left(\frac{1}{1 + \frac{g_{o8}}{g_{RC2}}} \right) \quad (3.3.28)$$

ดังนั้นค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของวงจรคือ

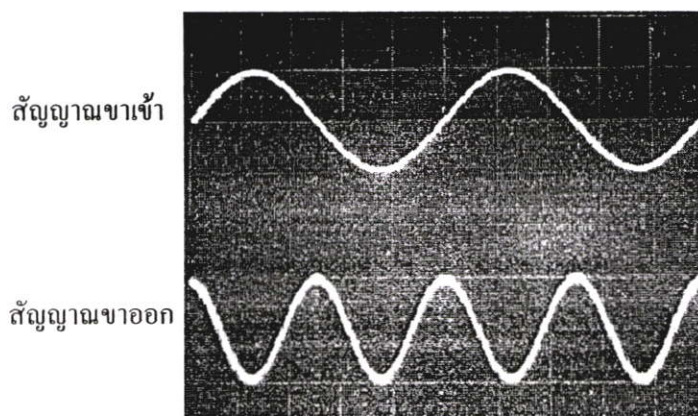
$$\frac{\delta i_Z}{i_X} = \frac{R_{C2}}{r_{o8}} \times 100\% \quad (3.3.29)$$

ถ้ากำหนดให้ $V_A = 100V$ จะได้ $r_{o8} = 1M\Omega$, $R_{C2} = 10k\Omega$ จากสมการที่ (3.3.29) จะได้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของ i_Z มีค่าเท่ากับ 1% เทียบกับค่ากระแส i_X

3.3.3 ผลการทดลองวงจรที่ความถี่ และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

ผลการทดลองจะใช้วงจรในรูปที่ 3.5 เป็นหลักโดยการทดสอบวงจรที่ความถี่ และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นจะใช้ทรานซิสเตอร์แบบตัวเดี่ยว NPN และ PNP เบอร์ 2N3904 และ

2N3906 ตามลำดับ ส่วนตัวคิ่งกระแสคงตัว I_b จะใช้ไอซีเบอร์ LM334 ในกรณีทรานซิสเตอร์แบบตัวเดี่ยวนั้นจะต้องเลือกให้ทรานซิสเตอร์เหล่านี้มีความสมพียงกันมากที่สุด เพื่อให้ผลการทดลองที่ได้เทียบเท่ากับเมื่อวงจรใช้อุปกรณ์ CCCII



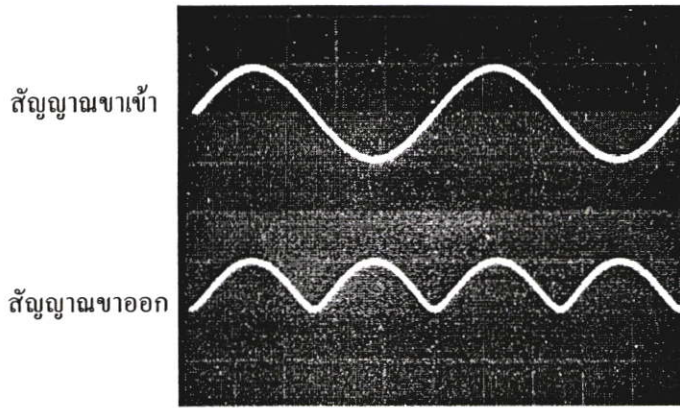
รูปที่ 3.8 ผลการทดลองของวงจรทวีความถี่

ข้างบนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขาเข้าขนาด $1V_{pp}$ ความถี่ 1kHz

ข้างล่างสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขาออกขนาด $0.1V_{pp}$ ความถี่ 2kHz

ในรูปที่ 3.8 เป็นผลของวงจรทวีความถี่ในรูปที่ 3.5 ผลจากการทดสอบจะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณขาออกเป็นสองเท่าของความถี่สัญญาณขาเข้าจากการทดลองโดยการป้อนสัญญาณขาเข้าซึ่งเป็นสัญญาณความถี่ไซน์ 1kHz ขนาดของแรงดันเท่ากับ $1V_{pp}$ และปรับให้ $I_b = 50\mu A$, $R_{C1} = 10k\Omega$, $R_{C2} = 10k\Omega$ ซึ่งจะให้ค่า $k_f = 0.25$ ที่พอร์ท Z ซึ่งเป็นขาออกใช้ $R_L = 2.2k\Omega$ ได้สัญญาณกระแสขาออก $I_{2\omega} = 46\mu A$ จะเห็นว่าสัญญาณความถี่ไซน์ที่ขาออกจะเป็น 2kHz ผลจากการวัดองค์ประกอบความถี่ที่ 4kHz จะได้ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 2kHz เท่ากับ 1.29% แต่จากการคำนวณโดยสมการ (3.3.7) จะได้ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ที่ 4kHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 2kHz เท่ากับ 1.11% จะเห็นว่าค่าที่วัดได้เมื่อเทียบกับค่าที่คำนวณได้มีค่าใกล้เคียงกันมาก ส่วนช่วงความถี่ปฏิบัติการของวงจรการทดสอบจะได้ถึง 50kHz

ในรูปที่ 3.9 จะแสดงผลตอบสนองการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นของวงจรรูปที่ 3.5 โดยกำหนดให้ค่าของความต้านทาน $R_{C1} = 1k\Omega$, $R_{C2} = 1k\Omega$ และ $R_L = 1k\Omega$ และเมื่อป้อนสัญญาณขาเข้าความถี่คลื่นไซน์ 1kHz ขนาดของแรงดัน $1V_{pp}$ ผลที่ได้จากขาออกสอดคล้องกับการจำลองการทำงานของวงจร



รูปที่ 3.9 แสดงผลการทดลองวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น
 ข้างบนสัญญาณขาเข้ารูปคลื่นไซน์ขนาด $1V_{pp}$ ความถี่ 1kHz
 ข้างล่างสัญญาณขาออกขนาด $0.5V_p$

3.3.4 การเลียนแบบการทำงานของวงจรที่ความถี่ และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSPICE

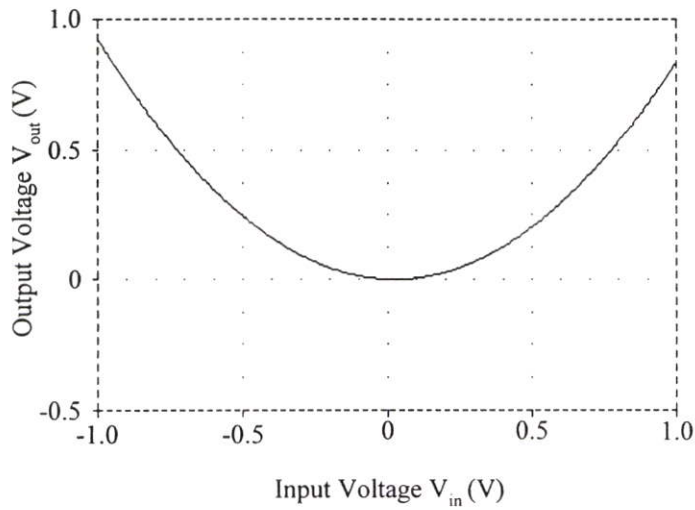
ในหัวข้อนี้จะเป็นการเลียนแบบการทำงานของวงจรในรูปที่ 3.5 ซึ่งรูปแบบของวงจรจะใช้เพียง CCCII วงจรสะท้อนกระแสและตัวต้านทานเท่านั้น ในการเลียนแบบวงจรจะใช้โปรแกรม PSPICE มาช่วยในการวิเคราะห์โดยที่โมเดลของทรานซิสเตอร์ NPN จะใช้เบอร์ 2N3904 และ PNP จะใช้เบอร์ 2N3906 ซึ่งโมเดลดังกล่าวมีอยู่ใน eval.slb ของโปรแกรม PSPICE สามารถเรียกใช้ได้

3.3.4.1 วงจรที่ความถี่

โดยการเลียนแบบการทำงานของวงจรรูปที่ 3.5 กำหนดให้ $V_{CC} = 15$ โวลต์, $V_{EE} = -15$ โวลต์, กระแสไบอัส $I_b = 50\mu A$, $I_{comp.} = 5I_b + I_{DC}$, $R_{C1} = 10k\Omega$, $R_{C2} = 10k\Omega$ และ $R_L = 2.2k\Omega$

3.3.4.1ก ทดสอบคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจร

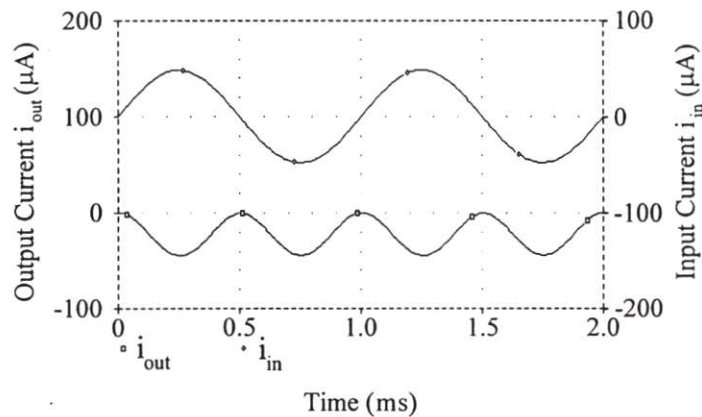
ทำการทดสอบโดยการป้อนสัญญาณเป็นแรงดันไฟตรงจาก -1 โวลต์ ถึง 1 โวลต์ โดยเพิ่มค่าขึ้นครั้งละ 0.005 โวลต์ จากสมการที่ 3.3.6 และ 3.3.8 จะได้ค่ากระแสชดเชยมีค่าเป็น $I_{comp.} = 5I_b + I_{DC}$ จากรูปที่ 3.10 แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของวงจร ณ อุณหภูมิ $27^\circ C$ จะเห็นว่าขาออกที่ได้จะเป็นไปตามกฎกำลังสอง



รูปที่ 3.10 แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของวงจรทวีความถี่

3.3.4.1x ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร

โดยทำการป้อนสัญญาณขาเข้าชานซ์ขนาด $1V_{p-p}$ ที่ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า $I_{comp.} = 5I_b + I_{DC}$ เพื่อกำจัดแรงดันไฟตรงที่เกิดขึ้นที่ขาออกให้หมดไป จากรูปที่ 3.11 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ อุณหภูมิ $27^{\circ}C$ จะเห็นว่าสัญญาณกระแสขาออก i_{out} ที่ได้มีความถี่เป็นสองเท่า และผลจากการคำนวณความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกที่องค์ประกอบความถี่ 4kHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 2kHz มีค่าเท่ากับ 1.1%



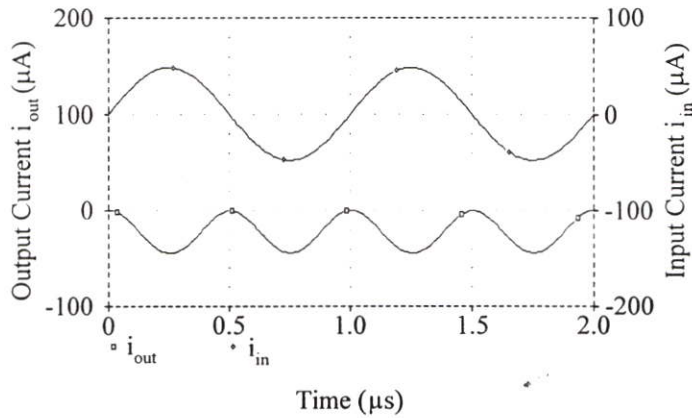
รูปที่ 3.11 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรทวีความถี่

ข้างบนสัญญาณรูปคลื่นชานซ์ขนาด $100\mu A_{p-p}$ ความถี่ 1kHz

ข้างล่างสัญญาณรูปคลื่นชานซ์ขนาด $46\mu A_{p-p}$ ความถี่ 2kHz

3.3.4.1ค ทดสอบผลตอบสนองชั่วครู่ ณ ความถี่ที่สูงขึ้น

โดยทำการป้อนสัญญาณขาเข้าไซน์ ขนาด $1V_{p-p}$ ความถี่ 1MHz จากรูปที่ 3.12 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจร ณ อุณหภูมิ $27^{\circ}C$ ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกที่องค์ประกอบความถี่ 4MHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 2MHz ซึ่งคำนวณได้จากโปรแกรมมีค่าเท่ากับ 1.2%

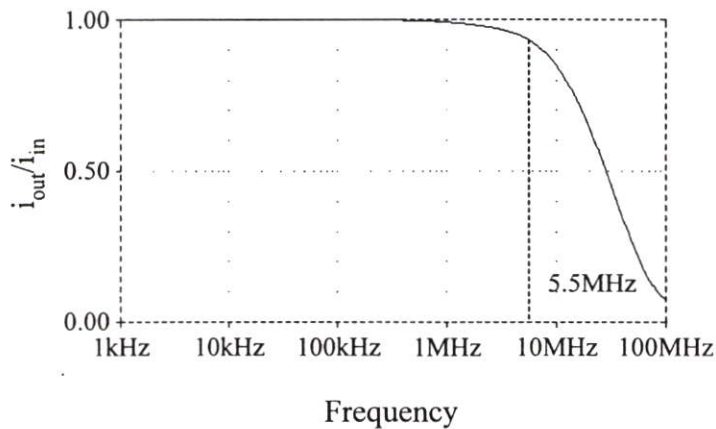


รูปที่ 3.12 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจรที่ความถี่ ณ ความถี่ที่สูงขึ้น

ข้างบนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด $100\mu A_{p-p}$ ความถี่ 1MHz

ข้างล่างสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด $46\mu A_{p-p}$ ความถี่ 2MHz

3.3.4.1ง แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่ความถี่



รูปที่ 3.13 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่ความถี่

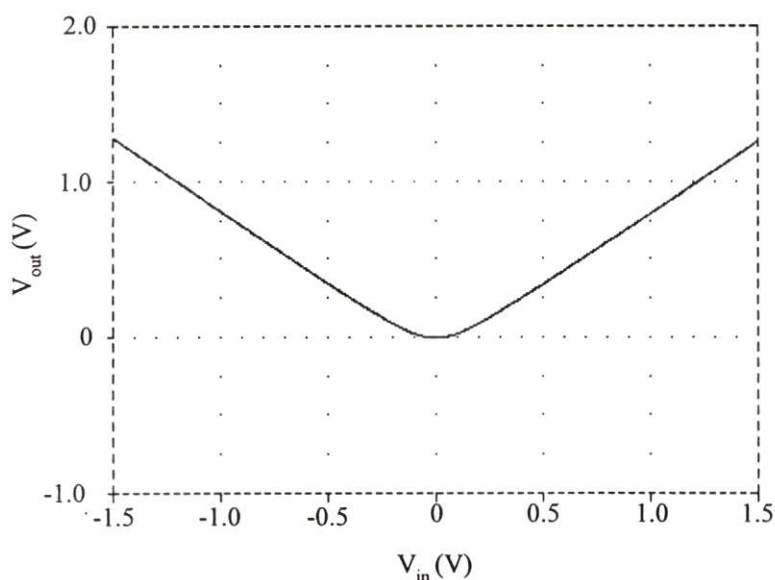
โดยทำการป้อนสัญญาณขาเข้าไซน์ ขนาด $1V_{pp}$ ความถี่ตั้งแต่ 1kHz จนถึง 100MHz จากรูปที่ 3.13 จะเห็นว่าความถี่คutoff ของวงจรมีค่าประมาณ 5.5MHz ซึ่งมีค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการคำนวณในสมการที่ 3.3.17

3.3.4.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

โดยการเขียนแบบการทำงานในรูปที่ 3.5 กำหนดให้ $V_{CC} = 15$ โวลต์, $V_{EE} = -15$ โวลต์ กระแสไบแอส $I_b = 50\mu A$, $I_{comp.} = 5I_b + I_{DC}$, $R_{C1} = 1k\Omega$, $R_{C2} = 1k\Omega$ และ $R_L = 1k\Omega$ เพื่อให้ $|I_{in}| \gg I_b$

3.3.4.2ก ทดสอบคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจร

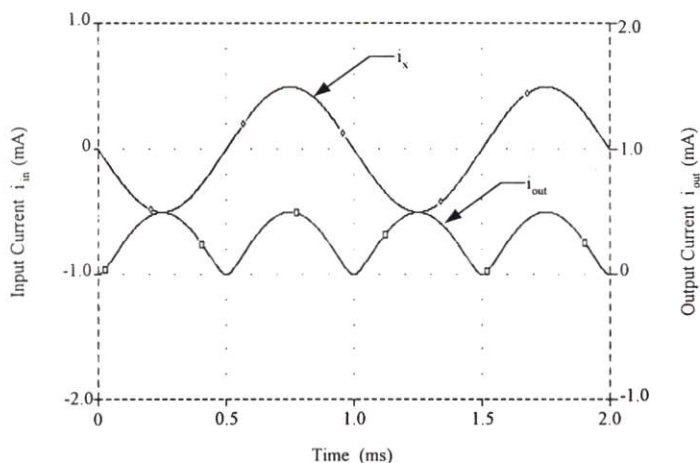
ทำการทดสอบวงจรโดยการป้อนสัญญาณขาเข้าเป็นแรงดันไฟตรงจาก -1.5 โวลต์ ถึง 1.5 โวลต์ เพิ่มค่าขึ้นครั้งละ 0.005 โวลต์ และกำหนดให้ $R_L = 1k\Omega$ จากรูปที่ 3.14 แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของวงจร ณ อุณหภูมิ $27^\circ C$ จะเห็นว่าวงจรให้สัญญาณขาออกอยู่ในรูปของค่าสัมบูรณ์ของสัญญาณขาเข้า ช่วงของสัญญาณขาเข้ามีค่าใกล้ศูนย์ค่าที่ได้มีความคลาดเคลื่อนบ้างเล็กน้อย สาเหตุจากการทำงานในช่วงคลาสบีโหมจะต้องมีแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_3 เท่ากับแรงดัน V_{BE}



รูปที่ 3.14 แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

3.3.4.2ข ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร

โดยการทำการป้อนสัญญาณขาเข้าชานี้ขนาด $2V_{pp}$ ความถี่ 1kHz และให้ $R_L = 1\text{k}\Omega$ จากรูปที่ 3.15 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ อุณหภูมิ 27°C จะเห็นว่ารูปคลื่นของสัญญาณขาออกให้รูปคลื่นที่เป็นสัญญาณเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่ค่อนข้างสมบูรณ์

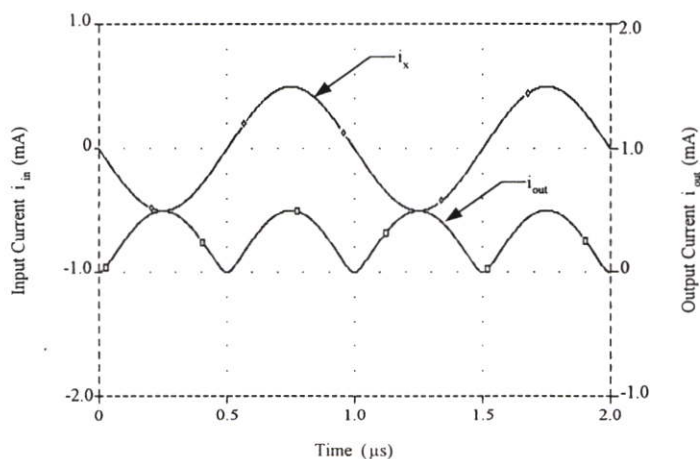


รูปที่ 3.15 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

ข้างบนสัญญาณขาเข้ารูปคลื่นชานี้ขนาด 1mA_{pp} ความถี่ 1kHz

ข้างล่างสัญญาณขาออกขนาด 0.5mA_p

3.3.4.2ค ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ ความถี่ที่สูงขึ้น



รูปที่ 3.16 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ณ ความถี่ที่สูงขึ้น

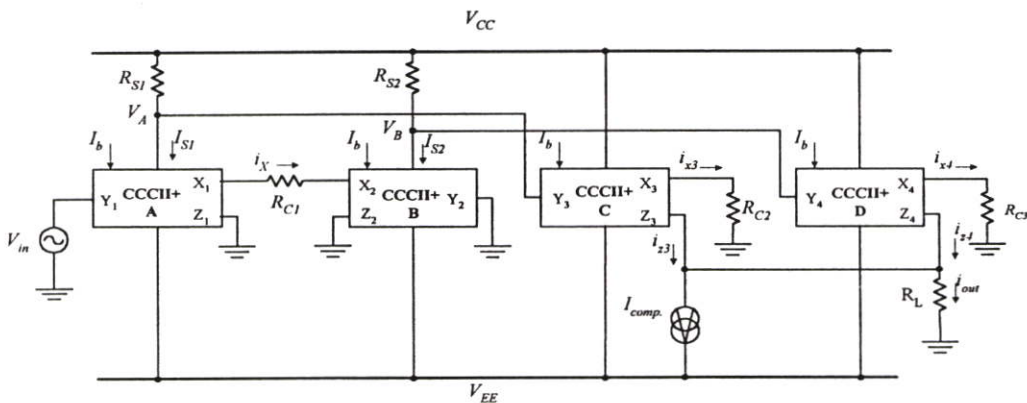
ข้างบนสัญญาณขาเข้ารูปคลื่นชานี้ขนาด 1mA_{pp} ความถี่ 1MHz

ข้างล่างสัญญาณขาออกขนาด 0.5mA_p

โดยทำการป้อนสัญญาณขาเข้าชานซ์ขนาด $1V_{pp}$ ความถี่ 1MHz จากรูปที่ 3.16 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ อุณหภูมิ $27^{\circ}C$ จะเห็นว่าวงจรยังคงทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นได้ดี ถึงแม้ว่าสัญญาณขาออกที่ได้จะผิดเพี้ยนไปบ้างเล็กน้อยก็ตาม

3.4 วงจรทวีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยการใช้ CCCII 4 ตัวและตัวต้านทาน

จากวงจรทวีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นแบบแรกในหัวข้อ 3.3 ใช้เทคนิคการตรวจจับกระแสจากแหล่งจ่ายทั้งบวกและลบ ดังนั้นถ้าในระบบเป็นแบบที่ใช้แหล่งจ่ายเดียวก็จะเป็นปัญหา และสัญญาณขาเข้าของวงจรอยู่ในรูปของกระแส ดังนั้นถ้าสัญญาณในระบบเป็นแรงดันจำเป็นต้องเพิ่มวงจรทำการแปลงผันแรงดันเป็นกระแส จึงได้พัฒนาวงจรแบบที่สองขึ้นมา ซึ่งเป็นวงจรที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟคือ CCCII แต่เพียงอย่างเดียว อีกทั้งยังสามารถรับสัญญาณเป็นแรงดันได้โดยตรง หลักการออกแบบวงจรทวีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโดยการใช้ CCCII 4 ตัวและตัวต้านทานแสดงดังรูปที่ 3.17 โดยการใช้เทคนิคการตรวจจับสัญญาณกระแสจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าบวกของวงจร สัญญาณกระแส I_{S1} และ I_{S2} เป็นกระแสที่ได้จากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าบวกของ CCCII_A และ CCCII_B ตามลำดับ โดยที่สัญญาณกระแส I_2 จากวงจรรูปที่ 3.1 จะเป็นสัญญาณกระแส I_{2A} และ I_{2B} ของ CCCII_A และ CCCII_B ตามลำดับโดยสัญญาณกระแส I_{S1} และ I_{S1} สามารถแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 3.17 วงจรทวีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยการใช้ CCCII 4 ตัวและตัวต้านทาน

$$I_{S1} = 2I_b + 2I_{2A} \quad (3.4.1)$$

$$I_{S2} = 2I_b + 2I_{2B} \quad (3.4.2)$$

สัญญาณแรงดันขาเข้า V_{in} ที่ป้อนให้กับพอร์ท Y_1 ของ CCCII_A จะถูกแปลงผักลับเป็นสัญญาณกระแส i_X โดยตัวต้านทาน R_{C1} มีค่าเป็น

$$i_X = \frac{V_{in}}{R_{C1}} \quad (3.4.3)$$

โดยที่สัญญาณกระแส I_{2A} และ I_{2B} จาก (ภาคผนวก ฉ.) จะได้ความสัมพันธ์ของ I_b , I_{2A} , I_{2B} และสัญญาณกระแส i_X ดังนี้

$$I_{2A} = \frac{\sqrt{4I_b^2 + i_X^2} - i_X}{2} \quad (3.4.4)$$

$$I_{2B} = \frac{\sqrt{4I_b^2 + i_X^2} + i_X}{2} \quad (3.4.5)$$

จากวงจรรูปที่ 3.17 ตัวต้านทาน R_{S1} และ R_{S2} ทำหน้าที่ตรวจจับสัญญาณกระแส I_{S1} และ I_{S2} ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าบวก ตามลำดับ สัญญาณแรงดัน V_A และ V_B เป็นสัญญาณแรงดัน ที่พอร์ท Y_3 และ Y_4 ของ CCCII_C และ CCCII_D ตามลำดับ และด้วยคุณสมบัติของ CCCII สัญญาณแรงดันดังกล่าว จะมีค่าเท่ากับสัญญาณแรงดันที่พอร์ท X_3 และ X_4 ของ CCCII_C และ CCCII_D ตามลำดับด้วยการกำหนดค่าให้ $R_{S1} = R_{S2}$, $R_{C2} = R_{C3}$ และ $R_{X3} = R_{X4} = V_T/2I_b$ โดยที่ R_X คือค่าความต้านทานภายในที่พอร์ท X ของ CCCII และ V_T คือค่าแรงดันความร้อนที่อุณหภูมิห้อง มีค่าประมาณ 26mV จากวงจรรูปที่ 3.17 สัญญาณกระแสขาออก i_{out} ของวงจรสามารถแสดงได้ดังนี้

$$I_{S1} = 2I_b + 2I_{2A} \quad (3.4.6)$$

$$I_{S2} = 2I_b + 2I_{2B} \quad (3.4.7)$$

พิจารณาที่จุด V_A และ V_B โดยการใช้คุณสมบัติของ CCCII และกำหนดให้กระแส i_{X3} และ i_{X4} ไหลออกจากพอร์ท X_3 และ X_4 ตามลำดับดังนั้นได้

$$V_A = V_{Y3} = V_{CC} - I_{S1}R_{S1} = V_{X3} - i_{X3}R_{X3} \quad (3.4.8)$$

$$V_B = V_{Y4} = V_{CC} - I_{S2}R_{S2} = V_{X4} - i_{X4}R_{X4} \quad (3.4.9)$$

$$i_{X3} = i_{Z3} = -\frac{V_{CC} - I_{S1}R_{S1}}{R_{C2} + R_{X3}} \quad (3.4.10)$$

$$i_{X4} = i_{Z4} = -\frac{V_{CC} - I_{S2}R_{S2}}{R_{C3} + R_{X4}} \quad (3.4.11)$$

จากวงจรรูปที่ 3.17 สัญญาณกระแสขาออกคือ ผลรวมของสัญญาณกระแส i_{Z3} และ i_{Z4} ดังนั้นจะได้สัญญาณกระแสขาออกเป็น

$$i_{out} = -(i_{Z3} + i_{Z4}) \quad (3.4.12)$$

กำหนดให้ $R_{S1} = R_{S2}$, $R_{C2} = R_{C3}$, $R_{X3} = R_{X4}$

$$i_{out} = -\frac{2V_{CC} - (I_{S1} + I_{S2})R_{S1}}{R_{C2} + R_{X3}} \quad (3.4.13)$$

จากสมการที่ (3.4.4) ถึงสมการที่ (3.4.7) แทนค่าในสมการที่ (3.4.13) ได้เป็น

$$i_{out} = -2k_1V_{CC} + 4k_1I_bR_{S1} + 2k_1R_{S1}\sqrt{4I_b^2 + i_x^2} \quad (3.4.14)$$

โดยกำหนดให้ $k_1 = \frac{1}{R_{C2} + R_{X3}}$ และ V_{CC} คือแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าบวกจากสมการที่ (3.4.14)

เทอมที่สามแสดงถึงความสัมพันธ์ที่อยู่ในรูปของผลรวมของกำลังสองอยู่ภายในรากที่สองนั้นหมายความว่าความถี่ของสัญญาณกระแสขาออก i_{out} จะมีค่าเป็นสองเท่าของสัญญาณกระแส i_x ซึ่งเป็นสัญญาณกระแสที่ได้จากการแปลงผันแรงดันขาเข้ามาเป็นกระแส

3.4.1 ก วงจรทวีความถี่สัญญาณชายน้

ถ้าเราให้สัญญาณกระแสขาเข้าชายน้เป็น $i_x = I_m \sin \omega t$ และกำหนดให้

$$k_2 = 2k_1V_{CC} - 4k_1I_bR_{S1}, \quad k_3 = \frac{I_m^2}{4I_b^2}, \quad |i_x| \ll I_b \quad \text{แทนค่าลงในสมการที่ (3.4.14) จะได้}$$

$$i_{out} = k_2 - 4I_b k_1 R_{S1} \sqrt{1 + k_3 \sin^2 \omega t} \quad (3.4.15)$$

จะเห็นว่าสัญญาณกระแสขาออก i_{out} เป็นเทอมที่ติดอยู่ในรูปของรากที่สอง สามารถประมาณค่าโดยใช้อนุกรมกำลัง รายละเอียดดูได้จาก (ภาคผนวก ข.) ดังนั้นสัญญาณกระแสขาออก i_{out} จะได้เป็น

$$i_{out} \cong k_2 - I_{DC} + I_{2\omega} \cos 2\omega t + I_{4\omega} \cos 4\omega t + \dots \quad (3.4.16)$$

ซึ่ง

$$I_{DC} \cong 4I_b k_1 R_{S1} \left(1 + \frac{1}{4} k_3 - \frac{3}{64} k_3^2 + \frac{5}{256} k_3^3 \right) \quad (3.4.17ก)$$

$$I_{2\omega} \cong 4I_b k_1 R_{S1} \left(-\frac{1}{4} k_3 + \frac{1}{16} k_3^2 - \frac{15}{512} k_3^3 \right) \quad (3.4.17ข)$$

$$I_{4\omega} \cong 4I_b k_1 R_{S1} \left(-\frac{1}{64} k_3^2 + \frac{3}{256} k_3^3 \right) \quad (3.4.17ค)$$

จากสมการที่ (3.4.16) และสมการที่ (3.4.17) ถ้าเราเลือกให้ $k_3 < 0.25$ แล้ว เทอมฮาร์มอนิกที่สูงกว่าสองขึ้นไปสามารถตัดทิ้งได้ เพราะฉะนั้นสมการที่ (3.4.16) เขียนใหม่ได้เป็น

$$i_{out} \cong k_2 - I_{DC} + I_{2\omega} \cos 2\omega t \quad (3.4.18)$$

ซึ่งจะเห็นว่าผลลัพธ์จากการประมาณสัญญาณกระแส i_{out} จะประกอบด้วย สัญญาณกระแสไฟตรง และสัญญาณที่มีความถี่เป็นสองเท่าของความถี่สัญญาณขาเข้า และถ้าค่า $k_3 < 0.25$ แล้วจะทำให้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิก ระหว่างฮาร์มอนิกที่สอง และฮาร์มอนิกที่สี่ มีค่าน้อยกว่า 2 เปอร์เซ็นต์ ส่วนองค์ประกอบสัญญาณ I_{DC} ของสมการที่ (3.4.17ก) และสัญญาณกระแสไฟตรง k_2 สามารถชดเชยได้โดยการใช้แหล่งจ่ายสัญญาณกระแสคงที่ I_{comp} ซึ่งแหล่งจ่ายสัญญาณกระแสคงที่ I_{comp} กำหนดให้มีค่าเท่ากับ $I_{comp} = k_2 - I_{DC}$

3.4.1 ข วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

จากสมการที่ (3.4.4) และสมการที่ (3.4.5) ถ้าเรากำหนดให้สัญญาณกระแส $|i_x| \gg I_b$ ภายในวงจรทรานส์ลิเนียร์รูปจะทำงานในคลาสบีโหมด นั้นหมายความว่าเมื่อสัญญาณกระแสขา

เข้าช่วงบวกเข้ามาทรานส์ลิเนียร์รูปของคู่ทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 ภายใน $CCCII_A$ จะทำงานผลที่ได้คือ

$$I_{2A} = 0 \quad , \quad I_{2B} = -i_X \quad \text{กรณี } i_X > 0 \quad (3.4.19ก)$$

และเมื่อสัญญาณกระแสขาเข้าช่วงลบเข้ามาทรานส์ลิเนียร์รูปของคู่ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ภายใน $CCCII_A$ จะทำงานผลที่ได้คือ

$$I_{2A} = -i_X \quad , \quad I_{2B} = 0 \quad \text{กรณี } i_X < 0 \quad (3.4.19ข)$$

ดังนั้นสรุปได้ว่าสัญญาณกระแสขาออก i_{out} จะได้เป็น

$$i_{out} = |i_X|$$

นั่นหมายถึงวงจรสามารถทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นได้

3.4.2 สมรรถนะของวงจรทวีความถี่

การวิเคราะห์หาความสามารถและขีดจำกัดของวงจรว่ามีประสิทธิภาพในการทำงานเป็นอย่างไรบ้าง เช่น ช่วงปฏิบัติงานของกระแส ความต้านทานขาเข้าและขาออก ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของวงจร และช่วงความถี่ปฏิบัติการ ดังนี้

3.4.2.1 การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานของวงจร

การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานของวงจรทวีความถี่นั้น โดยการพิจารณาหาช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรรูปที่ 3.17 โดยใช้คุณสมบัติของวงจรขยายคลาสเอบี พิจารณาการทำงานของวงจรแล้วพบว่าทรานซิสเตอร์ Q_2 และ Q_4 จะสลับกันทำงาน และจากการประมาณค่าอนุกรมกำลังของ $\sqrt{1 + k_3 \sin^2 \omega t}$ ค่า k_3 จะต้องมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง ดังนั้นสรุปได้ว่าช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจร คือ

$$-2I_b \leq i_X \leq 2I_b \quad (3.4.20)$$

3.4.2.2 การวิเคราะห์หาความต้านทานขาเข้า และความต้านทานขาออก

การคำนวณหาความต้านทานขาเข้าและความต้านทานขาออกของวงจรที่ความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นจากวงจรรูปที่ 3.17 ซึ่งจากวงจรสามารถพิจารณาความต้านทานขาเข้าที่จุด V_Y ได้ดังนี้

$$r_{in} = r_{O10} // r_{O13} \quad (3.4.21)$$

ซึ่ง r_{O10} และ r_{O13} คือค่าความต้านทานที่มองเข้าทางขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_{10} และ Q_{13} ของพอร์ท Y ในวงจรสายพานกระแส CCCII_A มีค่าเท่ากับ

$$r_O \cong \frac{V_A}{I_C} \quad (3.4.22)$$

ซึ่ง V_A คือ มีค่าประมาณ 100 โวลต์ และ I_C ในวงจรมีค่าเท่ากับ 100 μ A

และจากการพิจารณาที่จุดออกของวงจรจะได้ค่าความต้านทานขาออกของวงจรซึ่งคือค่าความต้านทานจุดออกของวงจรสายพานกระแส CCCII_A ขนานอยู่กับค่าความต้านทานของแหล่งจ่ายกระแสคงที่มีค่าดังนี้

$$r_{out} = R_{Ocomp} // R_{Z3} // R_{Z4} \quad (3.4.23)$$

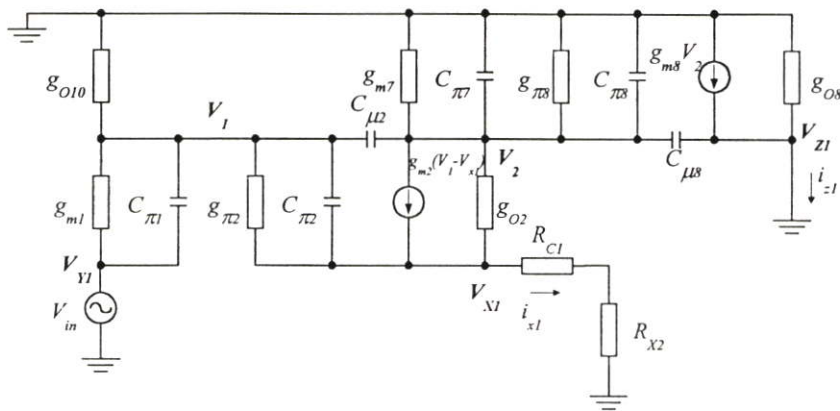
ซึ่ง R_{Z3} และ R_{Z4} คือค่าความต้านทานที่พอร์ท Z ของวงจรสายพานกระแส CCCII_C และ CCCII_D ซึ่งมีค่าเท่ากับ r_{O6} และ r_{O8} ขนานกันคือค่าความต้านทานที่มองเข้าทางขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_6 และ Q_8 ของพอร์ท Z ในวงจรสายพานกระแส CCCII_C และ CCCII_D เนื่องจาก R_{Ocomp} มีค่ามากกว่า R_{Z3} และ R_{Z4} ดังนั้นจากสมการที่ (3.4.23) จะได้ว่า

$$r_{out} \cong R_{Z3} // R_{Z4} = \frac{r_O}{2} \quad (3.4.24)$$

3.4.2.3 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน

ในการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของวงจร โดยการเขียนวงจรสมมูลเพื่อใช้ในการวิเคราะห์แสดงดังรูปที่ 3.18 โดยใช้การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก ซึ่งมีค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างเบสกับอีมีตเตอร์ C_{π} และระหว่างเบสกับคอลเล็กเตอร์ C_{μ} ประกอบอยู่ด้วยซึ่งเป็นส่วน

สำคัญที่กำหนดความถี่ตอบสนองของวงจร จาก(ภาคผนวก ฉ.) ได้ฟังก์ชันถ่ายโอน ที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณกระแสขาออก i_{out} และสัญญาณกระแส i_{X1} ดังนี้



รูปที่ 3.18 แสดงวงจรสมมูลที่ใช้วิเคราะห์หาคความถี่ปฏิบัติการของวงจรรูปที่ 3.17

$$\frac{i_{z1}}{v_{in}} = \frac{1}{(R_{C1} + R_{X2})} \times \frac{\left(1 + s \frac{C_{\pi 1}}{g_{m1}}\right) \left(1 + s \frac{C_2}{g_{m7}}\right)}{1 + s \left(\frac{C_1}{g_{m1}} + \frac{C_2}{g_{m7}}\right) + s^2 \frac{C_2 C_{\pi 1}}{g_{m1} g_{m7}}} \times \frac{g_{m8}}{1 + s \frac{(C_{\pi 7} + C_{\pi 8})}{g_{m7}}} \quad (3.4.25)$$

จากสมการที่ (3.4.25) ฟังก์ชันถ่ายโอน เทอมแรกมีค่าตำแหน่งของซีโรจำนวนจริงอยู่สองตัวคือ $-\frac{g_{m1}}{C_{\pi 1}}$ และ $-\frac{g_{m7}}{C_2}$ เนื่องจากการส่งสัญญาณผ่าน C_{μ} ไปยังพอร์ท Z ซึ่งจะมีผลที่ความถี่สูง ดังนั้นจึงสามารถตัดทิ้งได้และมีค่าตำแหน่งของโพลอยู่สามตัวคือ ตำแหน่งของโพล p_1 และ p_2 เป็นความถี่ที่เกิดจากผลของวงจรทรานส์ลีนีเยร์คลาส เอบี โดยเทอมแรกสามารถแสดงได้ดังนี้ [4]

$$p_1 = -\frac{1}{\left(\frac{C_1}{g_{m1}} + \frac{C_2}{g_{m7}}\right)} \quad (3.4.26)$$

$$p_2 = -\frac{1}{p_1} \frac{g_{m1} g_{m7}}{C_2 C_{\pi 1}} \quad (3.4.27)$$

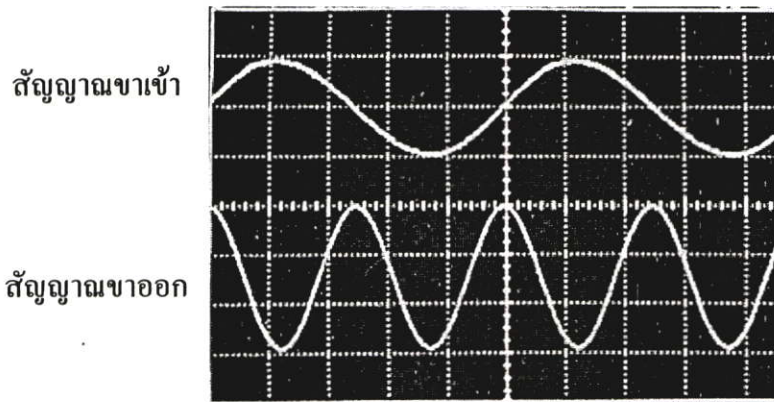
ในส่วนของเทอมที่สองมีค่าตำแหน่งของโพลเป็นความถี่ที่เกิดจากผลของวงจรสะท้อนกระแสอยู่หนึ่งตัวคือ p_3 มีค่าเท่ากับ

$$p_3 = -\frac{g_{m7}}{C_{\pi7} + C_{\pi8}} \quad (3.4.28)$$

เมื่อ g_{m1} , g_{m7} และ g_{m8} คือค่าความนำถ่ายไอออนของทรานซิสเตอร์ Q_1 , Q_7 และ Q_8 ตามลำดับ $C_{\pi7}$ และ $C_{\pi8}$ คือค่าความจุระหว่างเบสและอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_7 และ Q_8 ตามลำดับ $C_{\mu2}$ และ $C_{\mu8}$ คือค่าความจุระหว่างเบสและคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 และ Q_8 ตามลำดับ ถ้า กำหนดให้ $g_{m1} = g_{m7} = g_{m8} = 3.85 \times 10^{-3} A/V$, $C_{\pi7} = C_{\pi8} = 8.06 pF$, $C_{\mu2} = 3.64 pF$, $C_{\mu8} = 9.73 pF$, $C_1 = C_{\pi7} + C_{\pi8} + C_{\mu2} + C_{\mu8} = 29.49 pF$ จากการแทนค่าสมการที่ (3.4.26) สมการที่ (3.4.27) และสมการที่ (3.4.28) จะได้ค่าความถี่ที่เชิงมุมของวงจรซึ่งเป็นค่าจำกัดสมรรถนะทางความถี่ของวงจรคือความถี่เชิงมุมของโพลตัวแรกคือ $f_{p1} = 14.56 MHz$

3.4.3 ผลการทดลองวงจรทวีความถี่ และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

ผลการทดลองจะใช้วงจรในรูปที่ 3.17 เป็นหลักโดยการทดสอบวงจรทวีความถี่ และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นจะใช้ทรานซิสเตอร์แบบตัวเดียว NPN และ PNP เบอร์ 2N3904 และ 2N3906 ตามลำดับ ส่วนตัวคิ่งกระแสแสดกตัว I_b จะใช้ไอซีเบอร์ LM334 ในกรณีทรานซิสเตอร์แบบตัวเดียวนั้นจะต้องเลือกให้ทรานซิสเตอร์เหล่านี้มีความสมพงษ์กันมากที่สุด เพื่อให้ผลการทดลองที่ได้เทียบเท่ากับเมื่อวงจรใช้อุปกรณ์ CCCII



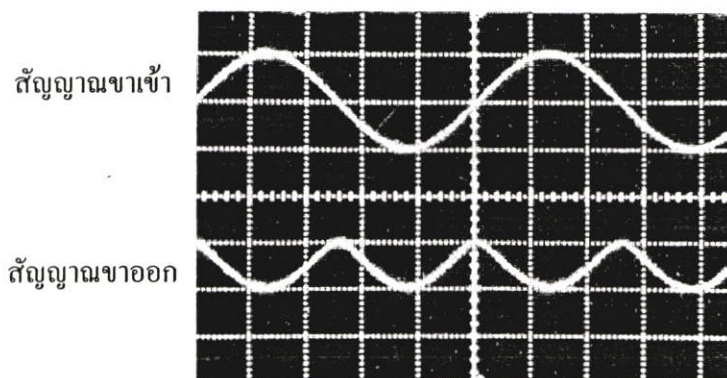
รูปที่ 3.19 ผลการทดลองของวงจรทวีความถี่

ข้างบนสัญญาณขาเข้ารูปคลื่นซายน์ขนาด $1V_{pp}$ ความถี่ 1kHz

ข้างล่างสัญญาณขาออกรูปคลื่นซายน์ขนาด $0.06V_{pp}$ ความถี่ 2kHz

ในรูปที่ 3.19 เป็นผลการทดลองของวงจรทวีความถี่ในรูปที่ 3.17 ผลจากการทดสอบจะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณขาออกเป็นสองเท่าของความถี่สัญญาณขาเข้าจากการทดลองโดยการป้อนสัญญาณขาเข้าซึ่งเป็นสัญญาณความถี่ไซน์ 1kHz ขนาดของแรงดันเท่ากับ $1V_{pp}$ และปรับให้ $I_b = 50\mu A$, $R_{S1} = R_{S2} = 49k\Omega$, โดยแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานตรวจจับสัญญาณกระแส R_S มีค่าเท่ากับ $2V_{CC} - 4V_{BE}$, $R_{C1} = 10k\Omega$, $R_{C2} = R_{C3} = 10k\Omega$ ซึ่งจะให้ค่า $k_f = 0.25$ ที่พอร์ท Z ซึ่งเป็นขาออกใช้ $R_L = 2.2k\Omega$ จะเห็นว่าสัญญาณความถี่ไซน์ที่ขาออกจะเป็น 2kHz ผลจากการวัดองค์ประกอบความถี่ที่ 4kHz จะได้ความผิดพลาดทางฮาร์มอนิกส์ เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 2kHz เท่ากับ 1.23% แต่จากการคำนวณโดยสมการ (3.4.16) จะได้ความผิดพลาดทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ที่ 4kHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 2kHz เท่ากับ 1.15% จะเห็นว่าค่าที่วัดได้เมื่อเทียบกับค่าที่คำนวณได้มีค่าใกล้เคียงกันมาก ส่วนช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรการทดสอบจะได้ถึง 50kHz

ในรูปที่ 3.20 จะแสดงผลตอบสนองการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นของวงจรรูปที่ 3.17 โดยกำหนดให้ค่าของความต้านทาน R_{C1} มีค่าเท่ากับ $1k\Omega$ และเมื่อป้อนสัญญาณขาเข้าความถี่คลื่นไซน์ 1kHz ขนาดของแรงดัน $1V_{pp}$ ผลที่ได้จากขาออกสอดคล้องกับการจำลองการทำงานของวงจร



รูปที่ 3.20 แสดงผลการทดลองวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

ข้างบนสัญญาณขาเข้ารูปคลื่นไซน์ขนาด $1V_{pp}$ ความถี่ 1kHz

ข้างล่างสัญญาณขาออกขนาด $0.5V_p$

3.4.4 การเลียนแบบการทำงานของวงจรทวีความถี่ และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSPICE

ในหัวข้อนี้จะเป็นการเลียนแบบการทำงานของวงจรในรูปที่ 3.17 ซึ่งรูปแบบของวงจรจะใช้เพียง CCCII วงจรสะท้อนกระแสและตัวต้านทานเท่านั้น ในการเลียนแบบวงจรจะใช้โปรแกรม

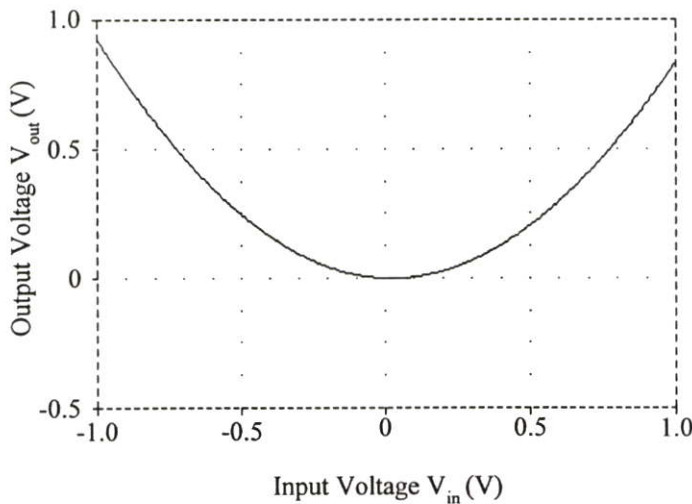
PSPICE มาช่วยในการวิเคราะห์โดยที่โมเดลของทรานซิสเตอร์ NPN จะใช้เบอร์ 2N3904 และ PNP จะใช้เบอร์ 2N3906 ซึ่งโมเดลดังกล่าวมีอยู่ใน eval.slb ของโปรแกรม PSPICE สามารถเรียกใช้ได้

3.4.4.1 วงจรทวีความถี่

โดยการเขียนแบบการทำงานของวงจรรูปที่ 3.17 กำหนดให้ $V_{CC} = 15$ โวลต์, $V_{EE} = -15$ โวลต์, กระแสไบแอส $I_b = 50 \mu\text{A}$, $I_{comp.} = k_2 I_{DC}$, $R_{C1} = 10\text{k}\Omega$, $R_{C2} = R_{C3} = 10\text{k}\Omega$ และ $R_L = 2.2\text{k}\Omega$

3.4.4.1ก ทดสอบคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจร

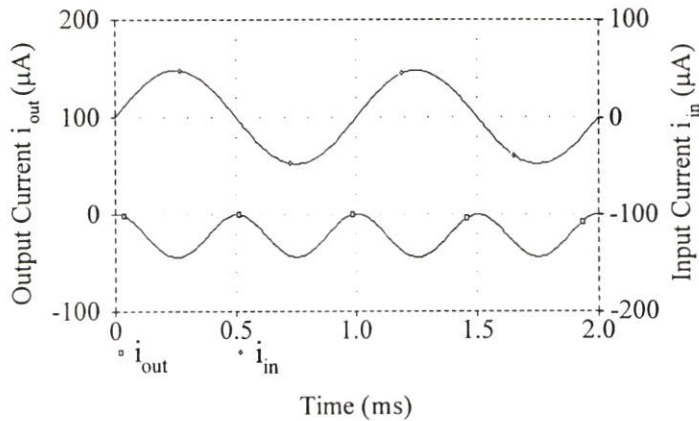
ทำการทดสอบโดยการป้อนสัญญาณเป็นแรงดันไฟตรงจาก -1 โวลต์ ถึง 1 โวลต์ โดยเพิ่มค่าขึ้นครั้งละ 0.005 โวลต์ $I_{comp.} = k_2 I_{DC}$ จากรูปที่ 3.21 แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของวงจร ณ อุณหภูมิ 27°C จะเห็นว่าสัญญาณขาออกที่ได้จะเป็นไปตามกฎกำลังสอง



รูปที่ 3.21 แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของวงจรทวีความถี่

3.4.4.1ข ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร

โดยทำการป้อนสัญญาณขาเข้าชานซ์ $1V_{pp}$ ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า $I_{comp.} = k_2 I_{DC}$ เพื่อจำกัดแรงดันไฟตรงที่เกิดขึ้นที่ขาออกให้หมดไป จากวงจรรูปที่ 3.22 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ อุณหภูมิ 27°C จะเห็นว่าสัญญาณกระแสขาออก i_{out} ที่ได้มีความถี่เป็นสองเท่า และผลจากการคำนวณความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกที่องค์ประกอบความถี่ 4kHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 2kHz มีค่าเท่ากับ 1.1%



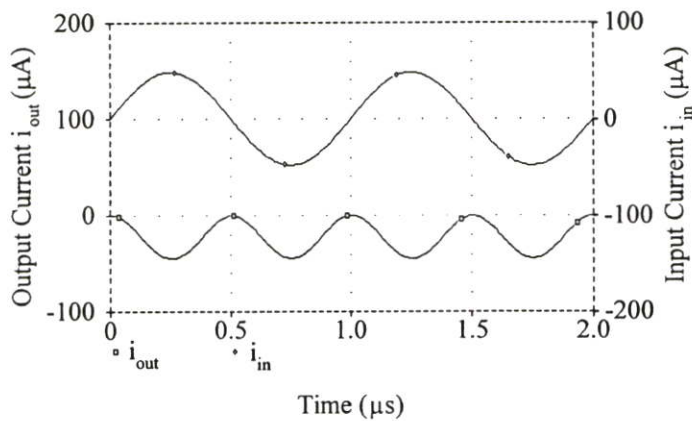
รูปที่ 3.22 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจรที่มีความถี่

ข้างบนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด $100\mu\text{A}_{p-p}$ ความถี่ 1kHz

ข้างล่างสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด $46\mu\text{A}_{p-p}$ ความถี่ 2kHz

3.4.4.1ค ทดสอบผลตอบสนองชั่วครู่ ณ ความถี่ที่สูงขึ้น

โดยทำการป้อนสัญญาณขาเข้าไซน์ ขนาด $1V_{p-p}$ ความถี่ 1MHz จากรูปที่ 3.23 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจร ณ อุณหภูมิ 27°C ค่าความผิดพลาดทางฮาร์มอนิกที่องค์ประกอบความถี่ 4MHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 2MHz ซึ่งคำนวณได้จากโปรแกรมมีค่าเท่ากับ 1.2%



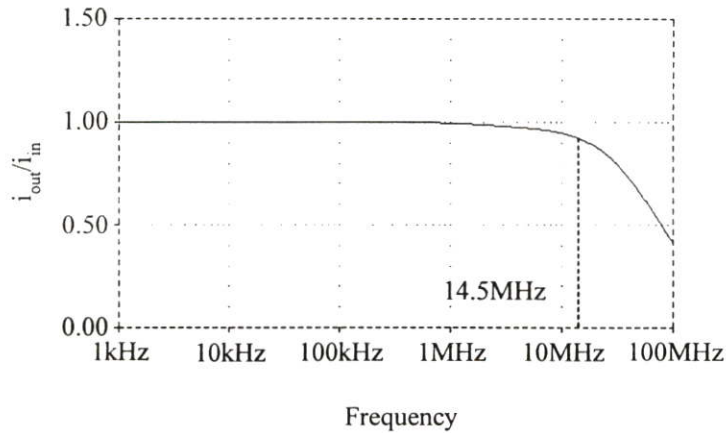
รูปที่ 3.23 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจรที่มีความถี่ ณ ความถี่ที่สูงขึ้น

ข้างบนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด $100\mu\text{A}_{p-p}$ ความถี่ 1MHz

ข้างล่างสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด $46\mu\text{A}_{p-p}$ ความถี่ 2MHz

3.4.4.1ง แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรทวีความถี่

โดยทำการป้อนสัญญาณขาเข้าไซน์ ขนาด $1V_{pp}$ ความถี่ตั้งแต่ 1kHz จนถึง 100MHz จากรูปที่ 3.24 จะเห็นว่าความถี่คัทออฟของวงจรมีค่าประมาณ 14.5MHz ซึ่งมีค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการคำนวณ



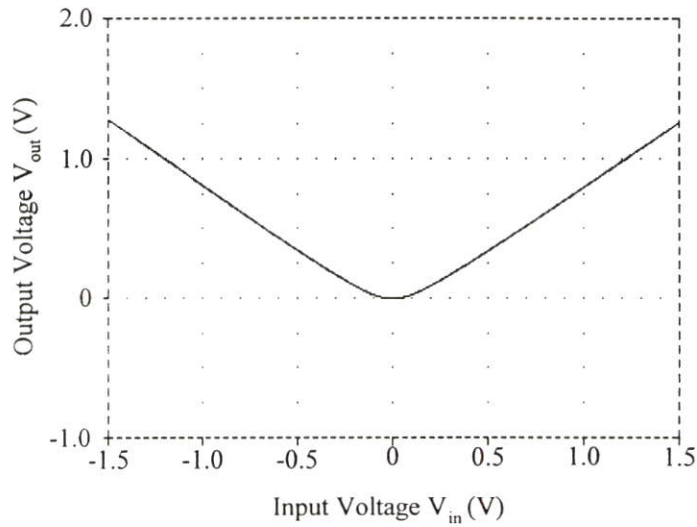
รูปที่ 3.24 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรทวีความถี่

3.4.4.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

โดยการเขียนแบบการทำงานในรูปที่ 3.17 กำหนดให้ $V_{CC} = 15$ โวลต์ $V_{EE} = -15$ โวลต์ กระแสไบแอส $I_b = 50\mu A$, $I_{comp} = k_2 I_{DC}$, $R_{C1} = 1k\Omega$, $R_{C2} = 1k\Omega$, $R_L = 1k\Omega$ เพื่อให้ $|I_{in}| \gg I_b$

3.4.4.2ก ทดสอบคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจร

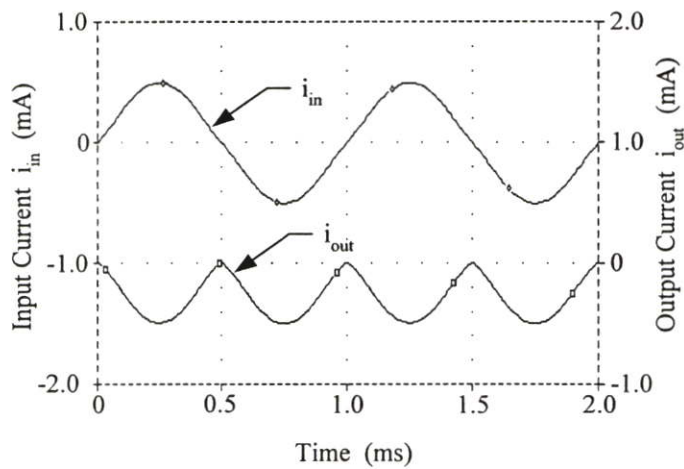
ทำการทดสอบวงจรโดยการป้อนสัญญาณขาเข้าเป็นแรงดันไฟตรงจาก -1.5 โวลต์ ถึง 1.5 โวลต์ เพิ่มค่าขึ้นครั้งละ 0.005 โวลต์ และกำหนดให้ $R_L = 1k\Omega$ จากรูปที่ 3.25 แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของวงจร ณ อุณหภูมิ $27^\circ C$ จะเห็นว่าวงจรให้สัญญาณขาออกอยู่ในรูปของค่าสัมบูรณ์ของสัญญาณขาเข้า ซึ่งค่าที่ได้มีความคลาดเคลื่อนบ้างเล็กน้อย



รูปที่ 3.25 แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

3.4.4.2ข ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร

โดยการทำการป้อนสัญญาณขาเข้าชานี้ขนาด $2V_{pp}$ ความถี่ 1kHz และให้ $R_L = 1k\Omega$ จากรูปที่ 3.26 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ อุณหภูมิ 27°C จะเห็นว่ารูปคลื่นของสัญญาณขาออกให้รูปคลื่นที่เป็นสัญญาณเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่ค่อนข้างสมบูรณ์



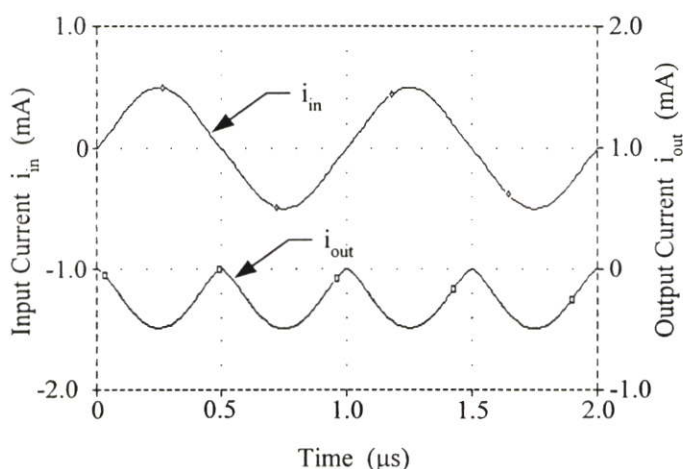
รูปที่ 3.26 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

ข้างบนสัญญาณรูปคลื่นชานี้ขนาด $1mA_{pp}$ ความถี่ 1kHz

ข้างล่างสัญญาณขาออกขนาด $0.5mA_p$

3.4.4.2ค ทดสอบผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจร ฦ ความถี่ที่สูงขึ้น

โดยทำการป้อนสัญญาณขาเข้าชานี้ขนาด $1V_{pp}$ ความถี่ $1MHz$ จากรูปที่ 3.27 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจร ฦ อุณหภูมิ $27^{\circ}C$ จะเห็นว่าวงจรยังคงทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นได้ดี ถึงแม้ว่าสัญญาณขาออกที่ได้จะผิดเพี้ยนไปบ้างเล็กน้อยก็ตาม

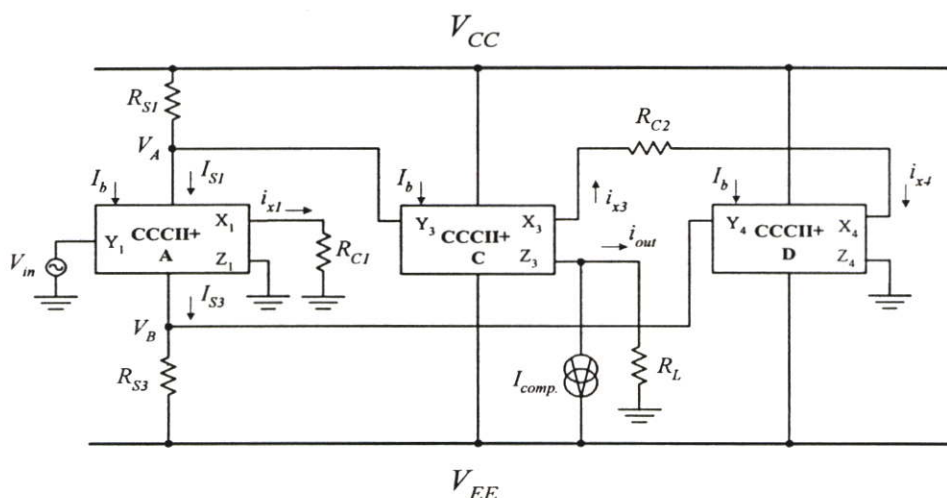


รูปที่ 3.27 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ฦ ความถี่ที่สูงขึ้น

ข้างบนสัญญาณรูปคลื่นชานี้ขนาด $1mA_{pp}$ ความถี่ $1MHz$

ข้างล่างสัญญาณขาออกขนาด $0.5mA_p$

3.5 วงจรทวีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยการใช้ CCCII 3 ตัว



รูปที่ 3.28 วงจรทวีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยการใช้ CCCII 3 ตัว

หลักการออกแบบวงจรที่มีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโดยการใช้ CCCII 3 ตัว และตัวต้านทานแสดงดังรูปที่ 3.28 โดยการใช้เทคนิคการตรวจจับสัญญาณกระแสจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าของวงจร สัญญาณกระแส I_{S1} และ I_{S3} เป็นกระแสที่ได้จากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าบวกและแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้านลบของ CCCII_A โดยที่สัญญาณกระแส I_2 และ I_4 จากวงจรรูปที่ 3.1 จะเป็นสัญญาณกระแส I_{2A} และ I_{4A} ของ CCCII_A ตามลำดับโดยสัญญาณกระแส I_{S1} และ I_{S3} สามารถแสดงได้ดังนี้

$$I_{S1} = 2I_b + 2I_{2A} \quad (3.5.1)$$

$$I_{S3} = 3I_b + 2I_{4A} \quad (3.5.2)$$

สัญญาณแรงดันขาเข้า V_{in} ที่ป้อนให้กับพอร์ท Y_1 ของ CCCII_A จะถูกแปลงผักลับเป็นสัญญาณกระแส i_{X1} โดยตัวต้านทาน R_{C1} มีค่าเป็น

$$i_{X1} = \frac{V_{in}}{R_{C1}} \quad (3.5.3)$$

โดยที่สัญญาณกระแส I_{2A} และ I_{4A} จาก (ภาคผนวก ก.) จะได้ความสัมพันธ์ของ I_b , I_{2A} , I_{4A} และสัญญาณกระแส i_{X1} ดังนี้

$$I_{2A} = \frac{\sqrt{4I_b^2 + i_{X1}^2} - i_{X1}}{2} \quad (3.5.4)$$

$$I_{4A} = \frac{\sqrt{4I_b^2 + i_{X1}^2} + i_{X1}}{2} \quad (3.5.5)$$

จากวงจรรูปที่ 3.28 ตัวต้านทาน R_{S1} และ R_{S2} ทำหน้าที่ตรวจจับสัญญาณกระแส I_{S1} และ I_{S3} ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าบวกและแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้านลบของ CCCII_A ตามลำดับ สัญญาณแรงดัน V_A และ V_B จะเป็นสัญญาณแรงดันที่พอร์ท Y_3 และ Y_4 ของ CCCII_C และ CCCII_D ตามลำดับ และด้วยคุณสมบัติของ CCCII สัญญาณแรงดันดังกล่าว จะมีค่าเท่ากับสัญญาณแรงดันที่พอร์ท X_3 และ X_4 ของ CCCII_C และ CCCII_D ตามลำดับด้วย จากการกำหนดค่าให้ $R_{S1} = R_{S2}$ และ $R_{X3} = R_{X4} = V_T/2I_b$ โดยที่ R_X คือค่าความต้านทานภายในที่พอร์ท X ของ CCCII และ V_T คือค่าแรงดันความร้อนที่

อุณหภูมิห้อง มีค่าประมาณ 26mV จากวงจรรูปที่ 3.28 สัญญาณกระแสขาออก i_{out} ของวงจรสามารถแสดงได้ดังนี้

$$I_{S1} = 2I_b + 2I_{2A} \quad (3.5.6)$$

$$I_{S3} = 3I_b + 2I_{4A} \quad (3.5.7)$$

พิจารณาที่จุด V_A และ V_B โดยการใช้คุณสมบัติของ CCCII และ $V_X = V_Y + i_X R_X$ กำหนดให้กระแส i_{X3} ไหลออกจากพอร์ท X_3 และ $i_{X3} = i_{X4}$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$V_{CC} - I_{S1}R_{S1} = v_{X3} + i_{X3}R_{X3} \quad (3.5.8)$$

$$V_{CC} - I_{S3}R_{S2} = v_{X4} - i_{X3}R_{X4} \quad (3.5.9)$$

กำหนดให้ $R_{S1} = R_{S3}$ และ $R_{X3} = R_{X4}$ จะได้ว่า

$$i_{X3} = i_{Z3} = i_{out} = \frac{(V_{CC} - V_{EE}) - (I_{S1} + I_{S3})R_{S1}}{R_{C2} + 2R_{X3}} \quad (3.5.10)$$

จากสมการที่ (3.5.4) ถึงสมการที่ (3.5.7) แทนค่าในสมการที่ (3.5.10) ได้เป็น

$$i_{out} = k_4(V_{CC} - V_{EE}) - 5k_4I_bR_{S1} - 2k_4R_{S1}\sqrt{4I_b^2 + i_{x1}^2} \quad (3.5.11)$$

โดยกำหนดให้ $k_4 = \frac{1}{R_{C2} + 2R_{X3}}$ V_{CC} และ V_{EE} คือแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าบวกและแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้านลบ ตามลำดับ จากสมการที่ (3.5.11) เทอมที่สามแสดงถึงความสัมพันธ์ที่อยู่ในรูปของผลรวมของกำลังสองอยู่ภายในรากที่สองนั้นหมายความว่าความถี่ของสัญญาณขาออกจะมีค่าเป็นสองเท่าของสัญญาณขาเข้า

3.5.1 ก วงจรทวิความถี่สัญญาณชายน้

ถ้าเราให้สัญญาณกระแสขาเข้าชายน้เป็น $i_{x1} = I_m \sin \omega t$ โดยกำหนดให้ $k_5 = k_4(V_{CC} - V_{EE}) - 5k_4I_bR_{S1}$, $k_6 = \frac{I_m^2}{4I_b^2}$ และ $|i_{x1}| \ll I_b$ แทนค่าลงในสมการที่ (3.5.11) จะได้

$$i_{out} = k_5 - 4I_b k_4 R_{S1} \sqrt{1 + k_6 \sin^2 \omega t} \quad (3.5.12)$$

จะเห็นว่าสัญญาณกระแสขาออก i_{out} เป็นเทอมที่ติดอยู่ในรูปของรากที่สอง สามารถประมาณค่าโดยใช้อนุกรมกำลัง รายละเอียดดูได้จาก (ภาคผนวก ข.) ดังนั้นสัญญาณกระแสขาออก i_{out} จะได้เป็น

$$i_{out} \cong k_5 - I_{DC} + I_{2\omega} \cos 2\omega t + I_{4\omega} \cos 4\omega t + \dots \quad (3.5.13)$$

ซึ่ง

$$I_{DC} \cong 4I_b k_4 R_{S1} \left(1 + \frac{1}{4} k_6 - \frac{3}{64} k_6^2 + \frac{5}{256} k_6^3 \right) \quad (3.5.14ก)$$

$$I_{2\omega} \cong 4I_b k_4 R_{S1} \left(-\frac{1}{4} k_6 + \frac{1}{16} k_6^2 - \frac{15}{512} k_6^3 \right) \quad (3.5.14ข)$$

$$I_{4\omega} \cong 4I_b k_4 R_{S1} \left(-\frac{1}{64} k_6^2 + \frac{3}{256} k_6^3 \right) \quad (3.5.14ค)$$

จากสมการที่ (3.5.13) และสมการที่ (3.5.14) ถ้าเราเลือกให้ $k_6 < 0.25$ แล้ว เทอมฮาร์มอนิกที่สูงกว่าสองขึ้นไปสามารถตัดทิ้งได้ เพราะฉะนั้นสมการที่ (3.5.13) เขียนใหม่ได้เป็น

$$i_{out} \cong k_5 - I_{DC} + I_{2\omega} \cos 2\omega t \quad (3.5.15)$$

ซึ่งจะเห็นว่าผลลัพธ์จากการประมาณสัญญาณกระแส i_{out} จะประกอบด้วย สัญญาณกระแสไฟตรง และสัญญาณที่มีความถี่เป็นสองเท่าของความถี่สัญญาณขาเข้า และถ้าค่า $k_6 < 0.25$ แล้วจะทำให้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิก ระหว่างฮาร์มอนิกที่สอง และฮาร์มอนิกที่สี่ มีค่าน้อยกว่า 2 เปอร์เซ็นต์ ส่วนองค์ประกอบสัญญาณ I_{DC} ของสมการที่ (3.5.14ก) และสัญญาณกระแสไฟตรง k_5

สามารถชดเชยได้โดยการใช้แหล่งจ่ายสัญญาณกระแสคงที่ I_{comp} ซึ่งแหล่งจ่ายสัญญาณกระแสคงที่ I_{comp} กำหนดให้มีค่าเท่ากับ $I_{comp} = k_5 - I_{DC}$

3.5.1 ข วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

จากสมการที่ (3.5.4) และสมการที่ (3.5.5) ถ้าเรากำหนดให้สัญญาณกระแส $|i_{X1}| \gg I_b$ ภายในวงจรทรานส์ลิเนียร์รูปจะทำงานในคลาสบีโหมด นั้นหมายความว่าเมื่อสัญญาณกระแสขาเข้าช่วงบวกเข้ามาทรานส์ลิเนียร์รูปของคู่ทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 จะทำงานผลที่ได้คือ

$$I_2 = 0 \quad , \quad I_4 = -i_{X1} \quad \text{กรณี } i_{X1} > 0 \quad (3.5.16ก)$$

และเมื่อสัญญาณกระแสขาเข้าช่วงลบเข้ามาทรานส์ลิเนียร์รูปของคู่ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะทำงานผลที่ได้คือ

$$I_2 = -i_{X1} \quad , \quad I_4 = 0 \quad \text{กรณี } i_{X1} < 0 \quad (3.5.16ข)$$

ดังนั้นสรุปได้ว่าสัญญาณกระแสขาออก i_{out} จะได้เป็น

$$i_{out} = |i_{X1}|$$

นั่นหมายถึงวงจรสามารถทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นได้

3.5.2 สมรรถนะของวงจรทวิความถี่

การวิเคราะห์หาความสามารถและขีดจำกัดของวงจรว่ามีประสิทธิภาพในการทำงานเป็นอย่างไรบ้าง เช่น ช่วงปฏิบัติงานของกระแส ความต้านทานขาเข้าและขาออก ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของวงจร และช่วงความถี่ปฏิบัติการ ดังนี้

3.5.2.1 การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานของวงจร

การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานของวงจรทวิความถี่นั้น โดยการพิจารณาหาช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรรูปที่ 3.28 โดยใช้คุณสมบัติของวงจรขยายคลาสเอบี พิจารณาการทำงานของวงจรแล้วพบว่าทรานซิสเตอร์ Q_2 และ Q_4 จะสลับกันทำงาน และจากการประมาณค่านุกรมกำลัง

ของ $\sqrt{1 + k_6 \sin^2 \omega t}$ ค่า k_6 จะต้องมีค่าน้อยกว่าหนึ่งคั้งนั้นสรุปได้ว่าช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจร คือ

$$-2I_b \leq i_{x1} \leq 2I_b \quad (3.5.17)$$

3.5.2.2 การวิเคราะห์หาความต้านทานขาเข้าและความต้านทานขาออก

การคำนวณหาความต้านทานขาเข้าและความต้านทานขาออกของวงจรที่ความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นจากวงจรรูปที่ 3.28 ซึ่งจากวงจรสามารถพิจารณาความต้านทานขาเข้าที่จุด V_Y ได้ดังนี้

$$r_{in} = r_{O10} // r_{O13} \quad (3.5.18)$$

ซึ่ง r_{O10} และ r_{O13} คือค่าความต้านทานที่มองเข้าทางขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_{10} และ Q_{13} ของพอร์ต Y ในวงจรสายพานกระแส CCCII_A มีค่าเท่ากับ $r_O \cong \frac{V_A}{I_C}$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$r_{in} = \frac{r_O}{2} \quad (3.5.19)$$

และจากการพิจารณาที่จุดออกของวงจรจะได้ค่าความต้านทานขาออกของวงจรดังนี้

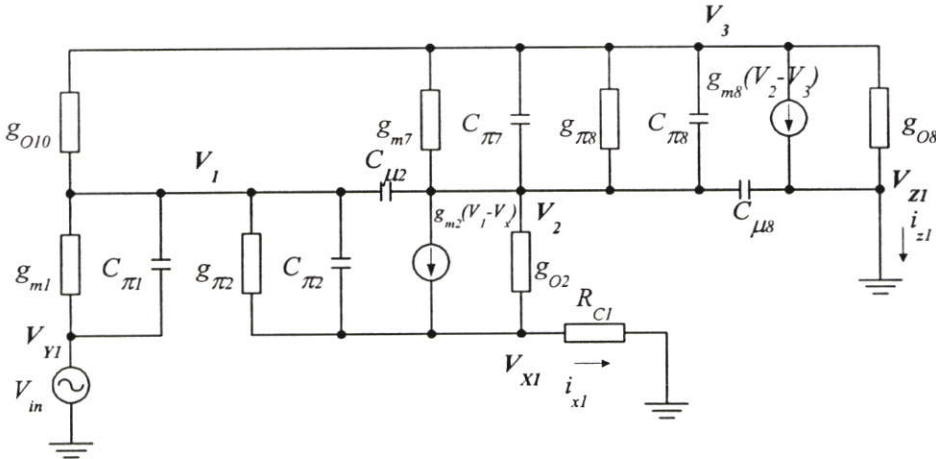
$$r_{out} = R_{Ocomp.} // R_{Z3} \quad (3.5.20)$$

ซึ่ง R_{Z3} คือค่าความต้านทานที่พอร์ต Z ของวงจรสายพานกระแส CCCII_C ซึ่งมีค่าเท่ากับ r_{O6} และ r_{O8} ขนานกันคือค่าความต้านทานที่มองเข้าทางขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_6 และ Q_8 ของพอร์ต Z ในวงจรสายพานกระแส CCCII_C เนื่องจาก $R_{Ocomp.}$ มีค่ามากกว่า R_{Z3} ดังนั้นจากสมการที่ (3.5.20) จะได้ว่า

$$r_{out} \cong R_{Z3} \cong \frac{r_O}{2} \quad (3.5.21)$$

3.5.2.3 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน

ในการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของวงจร โดยการเขียนวงจรสมมูลที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองต่อความถี่แสดงดังรูปที่ 3.29 โดยใช้การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก ซึ่งมีค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างเบสกับอีมิเตอร์ C_{π} และระหว่างเบสกับคอลเล็กเตอร์ C_{μ} ประกอบอยู่ด้วยซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่กำหนดค่าความถี่ตอบสนองของวงจร จาก(ภาคผนวก ญ.) ได้ฟังก์ชันถ่ายโอน ที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณกระแส i_{z1} และ v_{in} ดังนี้



รูปที่ 3.29 วงจรสมมูลที่ใช้วิเคราะห์หาความถี่ตอบสนองของวงจรรูปที่ 3.28

$$\frac{i_{z1}}{v_{in}} = \frac{1}{R_{C1}} \frac{\left(1 + s \frac{C_{\pi 1}}{g_{m1}}\right) \left(1 + s \frac{C_2}{g_{m7}}\right)}{1 + s \left(\frac{C_1}{g_{m1}} + \frac{C_2}{g_{m7}}\right) + s^2 \frac{C_1 C_2}{g_{m1} g_{m7}}} \times \frac{g_{m8}}{1 + s \frac{(C_{\pi 7} + C_{\pi 8})}{g_{m7}}} \quad (3.5.22)$$

จากสมการที่ (3.5.22) ฟังก์ชันถ่ายโอน เทอมแรกมีค่าตำแหน่งของซีโรจำนวนจริงอยู่สองตัวคือ $-\frac{g_{m1}}{C_{\pi 1}}$ และ $-\frac{g_{m7}}{C_2}$ เนื่องจากการส่งสัญญาณผ่าน C_{μ} ไปยังพอร์ท Z ซึ่งจะมีผลที่ความถี่สูง ดังนั้นจึงสามารถตัดทิ้งได้และมีค่าตำแหน่งของโพลอยู่สามตัวคือ ตำแหน่งของโพล p_1 และ p_2 เป็นความถี่ที่เกิดจากผลของวงจรทรานส์ลีเนียร์คลาส เอบี โดยเทอมแรกสามารถแสดงได้ดังนี้ [4]

$$p_1 = -\frac{1}{\left(\frac{C_1}{g_{m1}} + \frac{C_2}{g_{m7}}\right)} \quad (3.5.23)$$

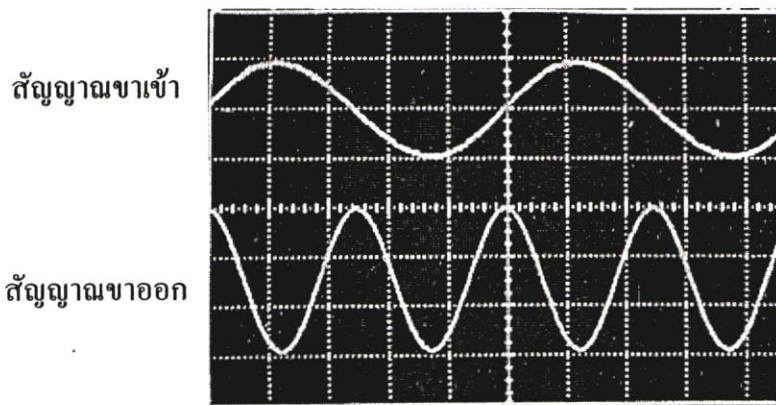
$$p_2 = -\frac{1}{p_1} \frac{g_{m1}g_{m7}}{C_1C_2} \quad (3.5.24)$$

ในส่วนของเทอมที่สองมีตำแหน่งของโพลเป็นความถี่ที่เกิดจากผลของวงจรสะท้อนกระแสอยู่หนึ่งตัวคือ p_3 มีค่าเท่ากับ

$$p_3 = -\frac{g_{m7}}{C_{\pi7} + C_{\pi8}} \quad (3.5.25)$$

เมื่อ g_{m1} , g_{m7} และ g_{m8} คือค่าความนำของทรานซิสเตอร์ Q_1 , Q_7 และ Q_8 ตามลำดับ $C_{\pi7}$ และ $C_{\pi8}$ คือค่าความจุระหว่างเบสและอีมีเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_7 และ Q_8 ตามลำดับ $C_{\mu2}$ และ $C_{\mu8}$ คือค่าความจุระหว่างเบสและคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 และ Q_8 ตามลำดับ ถ้ากำหนดให้ $g_{m1} = g_{m7} = g_{m8} = 3.85 \times 10^{-3} \text{ A/V}$, $C_{\pi7} = C_{\pi8} = 8.06 \text{ pF}$, $C_{\mu2} = 3.64 \text{ pF}$, $C_{\mu8} = 9.73 \text{ pF}$, $C_1 = C_{\pi7} + C_{\pi8} + C_{\mu2} + C_{\mu8} = 29.49 \text{ pF}$ จากการแทนค่าสมการที่ (3.4.23) สมการที่ (3.4.24) และสมการที่ (3.4.25) จะได้ค่าความถี่ที่เชิงมุมของวงจรซึ่งเป็นค่าจำกัดสมรรถนะทางความถี่ของวงจรคือความถี่เชิงมุมของโพลตัวแรกคือ $f_{p1} = 14.56 \text{ MHz}$

3.5.3 ผลการทดลองวงจรทวีความถี่ และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น



รูปที่ 3.30 แสดงผลการทดลองของวงจรทวีความถี่

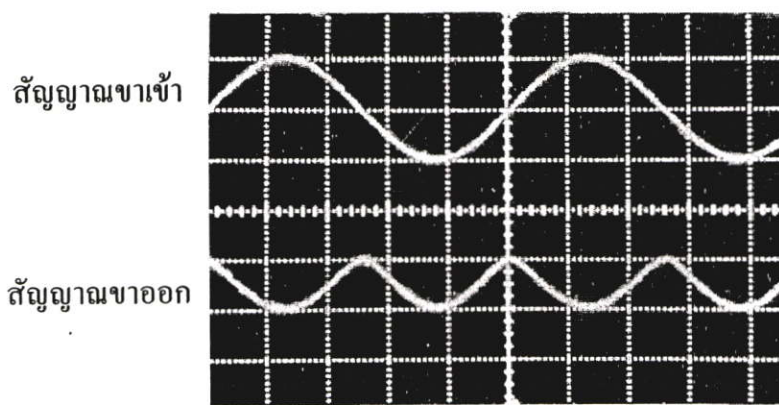
ข้างบนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด $1V_{p-p}$ ความถี่ 1kHz

ข้างล่างสัญญาณขาออกขนาด $0.015V_{p-p}$ ความถี่ 2kHz

ผลการทดลองจะใช้วงจรในรูปที่ 3.28 เป็นหลักโดยการทดสอบวงจรทวีความถี่ และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นจะใช้ทรานซิสเตอร์แบบตัวเดียว NPN และ PNP เบอร์ 2N3904 และ 2N3906 ตามลำดับ ส่วนตัวคิ่งกระแสคงตัว I_b จะใช้ไอซีเบอร์ LM334 ในกรณีทรานซิสเตอร์แบบตัวเดียวนั้นจะต้องเลือกให้ทรานซิสเตอร์เหล่านี้มีความสมพียงกันมากที่สุด เพื่อให้ผลการทดลองที่ได้เทียบเท่ากับเมื่อวงจรใช้อุปกรณ์ CCCII

ในรูปที่ 3.30 เป็นผลของวงจรทวีความถี่ในรูปที่ 3.28 ผลจากการทดสอบจะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณขาออกเป็นสองเท่าของความถี่สัญญาณขาเข้าจากการทดลองโดยการป้อนสัญญาณขาเข้าซึ่งเป็นสัญญาณความถี่ไซน์ 1kHz ขนาดของแรงดันเท่ากับ $1V_{pp}$ และปรับให้ $I_b = 50\mu A$, $R_{S1} = R_{S3} = 18k\Omega$, โดยแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานตรวจจับสัญญาณกระแส R_S มีค่าเท่ากับ $2V_{CC} - 4V_{BE}$, $R_{C1} = 10k\Omega$, $R_{C2} = 10k\Omega$ ซึ่งจะให้ค่า $k_f = 0.25$ ที่พอร์ท Z ซึ่งเป็นขาออกใช้ $R_L = 1k\Omega$ จะเห็นว่าสัญญาณความถี่ไซน์ที่ขาออกจะเป็น 2kHz ผลจากการวัดองค์ประกอบความถี่ที่ 4kHz จะให้ความผิดพลาดเพียงทางฮาร์มอนิกส์ เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 2kHz เท่ากับ 1.36% แต่จากการคำนวณโดยสมการ (3.5.13) จะให้ความผิดพลาดเพียงทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ที่ 4kHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 2kHz เท่ากับ 1.29% จะเห็นว่าค่าที่วัดได้เมื่อเทียบกับค่าที่คำนวณได้มีค่าใกล้เคียงกันมาก ส่วนช่วงความถี่ปฏิบัติการของวงจรการทดสอบจะได้ถึง 50kHz

ในรูปที่ 3.31 แสดงผลตอบสนองการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นของวงจรรูปที่ 3.28 โดยกำหนดให้ค่าของความต้านทาน R_{C1} มีค่าเท่ากับ $1k\Omega$ และเมื่อป้อนสัญญาณเข้าความถี่คลื่นไซน์ 1kHz ขนาดของแรงดัน $1V_{pp}$ ผลที่ได้จากจุดขาออกสอดคล้องกับการจำลองการทำงานของวงจร



รูปที่ 3.31 แสดงผลการทดลองวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

ข้างบนสัญญาณขาเข้ารูปคลื่นไซน์ขนาด $1V_{pp}$ ความถี่ 1kHz

ข้างล่างสัญญาณขาออกขนาด $0.5V_p$

3.5.4 การเลียนแบบการทำงานของวงจรวีความถี่ และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSPICE

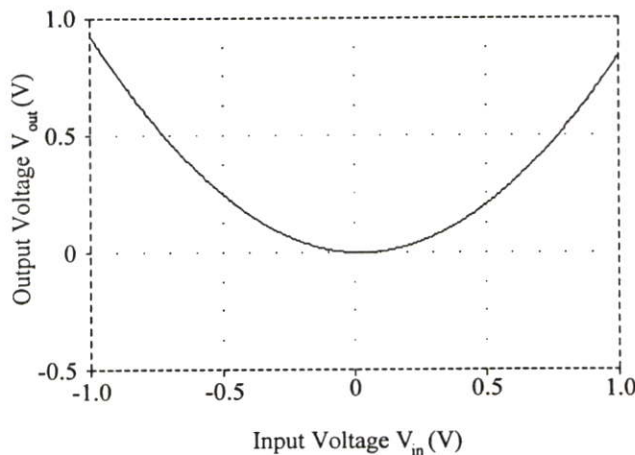
ในหัวข้อนี้จะเป็นการเลียนแบบการทำงานของวงจรรูปที่ 3.28 ซึ่งรูปแบบของวงจรถูกใช้เพียง CCCII วงจรสะท้อนกระแสและตัวต้านทานเท่านั้น ในการเลียนแบบวงจรถูกใช้โปรแกรม PSPICE มาช่วยในการวิเคราะห์โดยที่โมเดลของทรานซิสเตอร์ NPN จะใช้เบอร์ 2N3904 และ PNP จะใช้เบอร์ 2N3906 ซึ่งโมเดลดังกล่าวมีอยู่ใน eval.slb ของโปรแกรม PSPICE สามารถเรียกใช้ได้เลย

3.5.4.1 วงจรวีความถี่

โดยการเลียนแบบการทำงานของวงจรรูปที่ 3.28 กำหนดให้ $V_{CC} = 15$ โวลต์ $V_{EE} = -15$ โวลต์ กระแสไบแอส $I_b = 50 \mu\text{A}$, $I_{comp} = k_5 I_{DC}$, $R_{C1} = 10 \text{k}\Omega$, $R_{C2} = 10 \text{k}\Omega$ และ $R_L = 1 \text{k}\Omega$

3.5.4.1ก ทดสอบคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจรถูก

ทำการทดสอบโดยการป้อนสัญญาณเป็นแรงดันไฟตรงจาก -1 โวลต์ ถึง 1 โวลต์ โดยเพิ่มค่าขึ้นครั้งละ 0.005 โวลต์ $I_{comp} = k_5 I_{DC}$ จากรูปที่ 3.32 แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของวงจรถูก ณ อุณหภูมิ 27°C จะเห็นว่าสัญญาณขาออกที่ได้จะเป็นไปตามกฎกำลังสอง

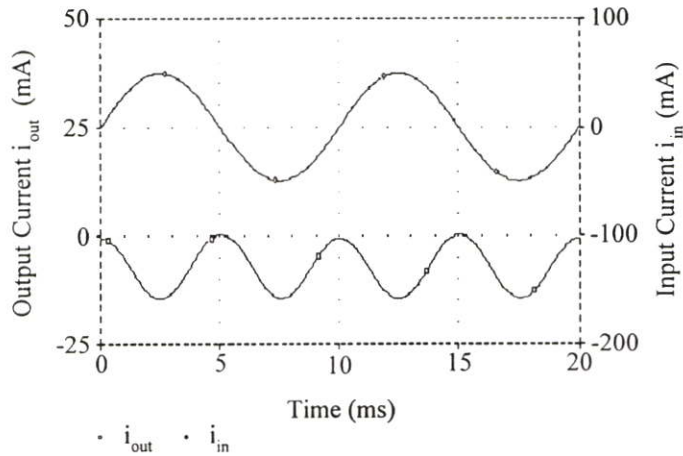


รูปที่ 3.32 แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของวงจรวีความถี่

3.5.4.1ข ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรถูก

โดยทำการป้อนสัญญาณขาเข้าชานซ์ 1V_{pp} ความถี่ 1kHz และกำหนดให้ค่า $I_{comp} = k_5 I_{DC}$ เพื่อกำจัดแรงดันไฟตรงที่เกิดขึ้นที่ขาออกให้หมดไป จากวงจรรูปที่ 3.33 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรถูก ณ อุณหภูมิ 27°C จะเห็นว่าสัญญาณกระแสขาออก i_{out} ที่ได้มีความถี่เป็นสองเท่า และผล

จากการคำนวณความผิดพลาดเพียงทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 4kHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 2kHz มีค่าเท่ากับ 1.1%



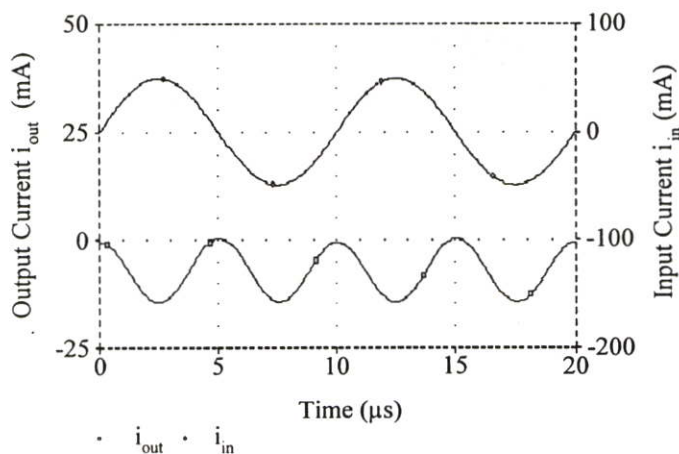
รูปที่ 3.33 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรวัดความถี่

ข้างบนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด $100\mu\text{A}_{p-p}$ ความถี่ 1kHz

ข้างล่างสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด $15\mu\text{A}_{p-p}$ ความถี่ 2kHz

3.5.4.1ค ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราว ณ ความถี่ที่สูงขึ้น

โดยทำการป้อนสัญญาณขาเข้าไซน์ ขนาด 1V_{p-p} ความถี่ 1MHz จากรูปที่ 3.34 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรวัด ณ อุณหภูมิ 27°C ค่าความผิดพลาดเพียงทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 400kHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 2MHz ซึ่งคำนวณได้จากโปรแกรมมีค่าเท่ากับ 1.2%

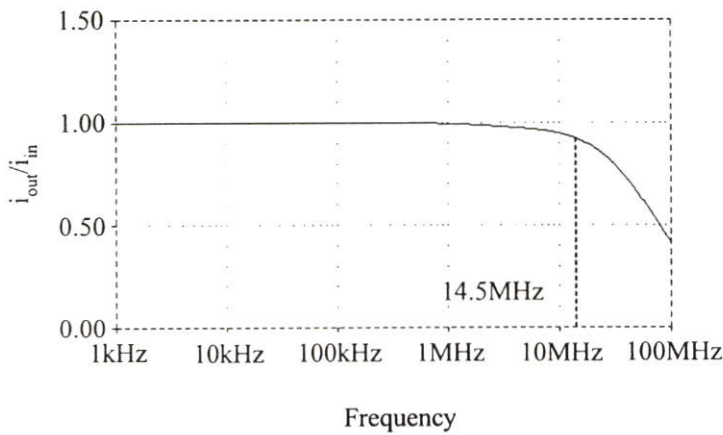


รูปที่ 3.34 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรวัดความถี่ ณ ความถี่ที่สูงขึ้น

ข้างบนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด $100\mu\text{A}_{p-p}$ ความถี่ 1MHz

ข้างล่างสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด $15\mu\text{A}_{p-p}$ ความถี่ 2MHz

3.5.4.1ง แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่ความถี่



รูปที่ 3.35 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่ความถี่

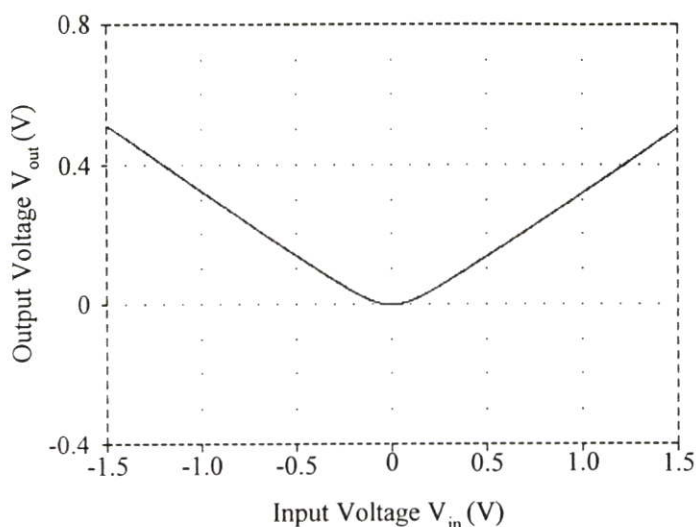
โดยทำการป้อนสัญญาณขาเข้าไซน์ ขนาด $1V_{pp}$ ความถี่ตั้งแต่ 1kHz จนถึง 100MHz จากรูปที่ 3.35 จะเห็นว่าความถี่คัทออฟของวงจรมีค่าประมาณ 14.5MHz ซึ่งมีค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการคำนวณ

3.5.4.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

โดยการเขียนแบบการทำงานในรูปที่ 3.28 กำหนดให้ $V_{CC} = 15$ โวลต์, $V_{EE} = -15$ โวลต์, กระแสไบแอส $I_b = 50\mu A$, $I_{comp.} = k_s I_{DC}$, $R_{C1} = 1k\Omega$, $R_{C2} = 1k\Omega$ และ $R_L = 1k\Omega$ เพื่อให้ $|I_{in}| \gg I_b$

3.5.4.2ก ทดสอบคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจร

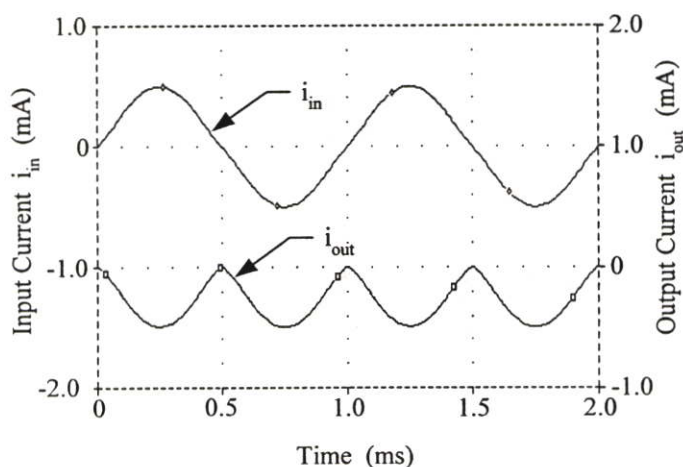
ทำการทดสอบวงจรโดยการป้อนสัญญาณขาเข้าเป็นแรงดันไฟตรงจาก -1.5 โวลต์ ถึง 1.5 โวลต์ เพิ่มค่าขึ้นครั้งละ 0.005 โวลต์ และกำหนดให้ $R_L = 1k\Omega$ จากรูปที่ 3.36 แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของวงจร ณ อุณหภูมิ $27^\circ C$ จะเห็นว่าวงจรให้สัญญาณขาออกอยู่ในรูปของค่าสัมบูรณ์ของสัญญาณขาเข้า ซึ่งค่าที่ได้มีความคลาดเคลื่อนบ้างเล็กน้อย



รูปที่ 3.36 แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

3.5.4.2ข ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร

โดยการทำการป้อนสัญญาณขาเข้าขนาด $1V_{pp}$ ความถี่ 1kHz และให้ $R_L = 1k\Omega$ จากรูปที่ 3.37 จะแสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร ณ อุณหภูมิ $27^{\circ}C$ จะเห็นว่ารูปคลื่นของสัญญาณขาออกให้รูปคลื่นที่เป็นสัญญาณเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่ค่อนข้างสมบูรณ์



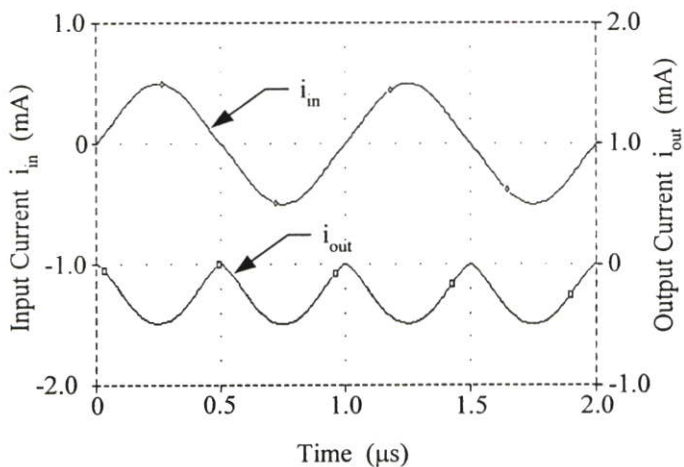
รูปที่ 3.37 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

ข้างบนสัญญาณรูปคลื่นขาเข้าขนาด $1mA_{pp}$ ความถี่ 1kHz

ข้างล่างสัญญาณขาออกขนาด $0.5mA_p$

3.5.4.2ค ทดสอบผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรมหาความถี่ที่สูงขึ้น

โดยทำการป้อนสัญญาณขาเข้าขนาด $1V_{pp}$ ความถี่ $1MHz$ จากรูปที่ 3.38 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรมหาความถี่ $27^{\circ}C$ จะเห็นว่าวงจรมหาความถี่ยังคงทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นได้ดี ถึงแม้ว่าสัญญาณขาออกที่ได้จะผิดเพี้ยนไปบ้างเล็กน้อยก็ตาม



รูปที่ 3.38 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรมหาความถี่เรียงกระแสแบบเต็มคลื่น มหาความถี่ที่สูงขึ้น

ข้างบนสัญญาณรูปคลื่นขาเข้าขนาด $1mA_{pp}$ ความถี่ $1MHz$

ข้างล่างสัญญาณขาออกขนาด $0.5mA_p$

3.6 บทสรุปเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรมหาความถี่ทั้งสามแบบกับแบบเดิม

จากการวิเคราะห์วงจรมหาความถี่ที่ได้พัฒนาขึ้นมาทั้งสามแบบสามารถสรุปคุณสมบัติในแต่ละแบบเปรียบเทียบกับแบบเดิมได้ดังนี้

ตารางที่ 3.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรทวีความถี่กับแบบเดิม

คุณสมบัติ	R_i	R_o	f_{-3dB}	ย่านปฏิบัติการของขาเข้า	สัญญาณขาเข้า	ความผิดเพี้ยน	จำนวนอุปกรณ์	ข้อดี	ข้อเสีย
แบบที่ 1	$R_{Ci}+R_x$	r_o	8.25MHz	$-2I_b \leq i_{in} \leq 2I_b$	สัญญาณกระแส	1.1%	CCCII 1 ตัว CM 2 ตัว แหล่งจ่ายกระแสที่ 1 ตัว R 2 ตัว	จำนวนอุปกรณ์น้อย	-
แบบที่ 2	$r_o/2$	$r_o/4$	14.56MHz	$-2I_b \leq i_{in} \leq 2I_b$	สัญญาณแรงดัน	1.1%	CCCII 4 ตัว แหล่งจ่ายกระแสที่ 1 ตัว R 5 ตัว	1. ใช้เพียง CCCII และตัวต้านทาน 2. ความถี่ปฏิบัติการสูงกว่าแบบแรก	สัญญาณขาออกที่ได้เป็นแรงดันช่วงลบและใช้ CCCII หลายตัว
แบบที่ 3	$r_o/2$	$r_o/2$	14.56MHz	$-2I_b \leq i_{in} \leq 2I_b$	สัญญาณแรงดัน	1.1%	CCCII 3 ตัว แหล่งจ่ายกระแสที่ 1 ตัว R 4 ตัว	1. ใช้ CCCII และตัวต้านทานน้อยกว่าแบบที่ 2 2. ความถี่ปฏิบัติการสูงกว่าแบบแรก	สัญญาณขาออกที่ได้เป็นแรงดันช่วงลบ
Barker, R.W.J [45]	-	-	100kHz	-	สัญญาณกระแส	-	Tr 4 ตัว R 4 ตัว	-	ต้องแปลงต้นกระแสเป็นแรงดันจึงเอาแรงดันไฟตรงออกได้
Ashok, S. [47]	-	-	5MHz	-	สัญญาณแรงดัน	0.2% (ความถี่ขาเข้า 1kHz)	Tr 20 ตัว R 4 ตัว	พื้นที่ของอิมิตเตอร์ไม่จำเป็นต้องเท่ากัน	-
Surakampontr n, W. [3]	R_{in} อนุกรม	R_{out} อนุกรม	50kHz	-	สัญญาณแรงดัน	1.5%	OP-AMP 2 ตัว Tr 4 ตัว R 7 ตัว	-	R ต้องสมพียงกัน
Surakampontr n, W. et al. [1]	-	-	40kHz	-	สัญญาณกระแส	1.55%	CM 3 ตัว ตัว แหล่งจ่ายกระแสที่ 2 ตัว Tr 6 ตัว R 1 ตัว	-	-

ตารางที่ 3.2 เปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรเรขาคณิตกับแบบเดิม

คุณสมบัติ	R_i	R_o	f_{sub}	ย่านปฏิบัติงานของขาเข้า	สัญญาณขาเข้า	ความคิดเทียบ	จำนวนอุปกรณ์	ข้อดี	ข้อเสีย
แบบที่ 1	$R_{Ci}+R_x$	r_o	8.25MHz	$i_{in} \gg I_b$	สัญญาณกระแส	1.1%	CCCII 1 ตัว CM 2 ตัว แหล่งจ่ายกระแสที่ 1 ตัว R 2 ตัว	จำนวนอุปกรณ์น้อย	-
แบบที่ 2	$r_o/2$	$r_o/4$	14.56MHz	$i_{in} \gg I_b$	สัญญาณแรงดัน	1.1%	CCCII 4 ตัว แหล่งจ่ายกระแสที่ 1 ตัว R 5 ตัว	1. ใช้เพียง CCCII และตัวต้านทาน 2. ความถี่ปฏิบัติงานสูงกว่าแบบแรก	สัญญาณขาออกที่ได้เป็นแรงดันช่วงลบและใช้ CCCII หลายตัว
แบบที่ 3	$r_o/2$	$r_o/2$	14.56MHz	$i_{in} \gg I_b$	สัญญาณแรงดัน	1.1%	CCCII 3 ตัว แหล่งจ่ายกระแสที่ 1 ตัว R 4 ตัว	1. ใช้ CCCII และตัวต้านทาน น้อยกว่าแบบที่ 2 2. ความถี่ปฏิบัติงานสูงกว่าแบบแรก	สัญญาณขาออกที่ได้เป็นแรงดันช่วงลบ
Toumazou, C. and Lidgely, F.J. [31]	-	-	1MHz	-	-	-	OP-AMP 3 ตัว CM 2 ตัว	-	-
Barker, R.W.J. and Hart, B.L. [42]	-	-	5MHz	-	สัญญาณแรงดัน	0.2% (ความถี่เข้า 1kHz)	OP-AMP 2 ตัว Tr 8 ตัว	-	-
Surakamponon, W. et al. [1]	-	-	40kHz	-	สัญญาณกระแส	1.55%	CM 3 ตัว แหล่งจ่ายกระแสที่ 2 ตัว Tr 6 ตัว R 1 ตัว	-	-

บทที่ 4

การประยุกต์ใช้งานวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้น กับผลของอุณหภูมิ

4.1 การประยุกต์ใช้งาน

ตัวอย่างของการนำเอาวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้งาน
ในกระบวนการสัญญาณอนาลอกนั้น มีดังต่อไปนี้

4.1.1 วงจรสายพานกระแสยุคที่สอง (CCII)

จากวงจรรูปที่ 2.13 สามารถเขียนโดยสมการเมตริกซ์ ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ g_{m1}Z_x / (1 + g_{m1}Z_x) & 0 & 0 \\ 0 & \pm g_{m2} / g_{m1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (4.1.1)$$

ถ้ากำหนดให้ $g_{m1}Z_x \gg 1$ และจากสมการที่ (2.4.8) วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส สามารถสรุป
ได้ดังนี้

$$i_y = 0 \quad , \quad V_x \cong V_y \quad \text{และ} \quad i_z = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} i_x = \pm A_G i_x \quad (4.1.2)$$

วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส สามารถที่จะนำไปใช้เป็นวงจรสายพานกระแสชนิดปรับ
ค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (ECCII) เนื่องจากอัตราส่วนของการขยาย A_G สามารถที่จะปรับ
เปลี่ยนได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ [51] ส่วนเครื่องหมายบวกและลบในสมการที่ (4.1.2) นั้นแสดง
ถึงวงจรสายพานกระแสชนิดบวกหรือลบ สำหรับแบบลบสามารถที่จะทำได้โดยการสลับตำแหน่ง
การต่อของขาอินพุทบวกและขาอินพุทลบของ OTA₂ โดยให้ขาอินพุทบวกต่อกับจุด X และขา
อินพุทลบต่อกับจุด Y การสร้าง ECCII+ จากวงจรรูปที่ 2.13 องค์กรประกอบหลักที่ทำให้วงจรสาย
พานกระแสเกิดความไม่เที่ยงตรงคือค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่พอร์ท X หรือ r_x จากสมการที่ (4.1.1)
ความสัมพันธ์ระหว่าง V_y และ V_x สามารถเขียนได้ดังนี้

$$V_x = \frac{Z_x}{(r_x + Z_x)} V_y \quad (4.1.3)$$

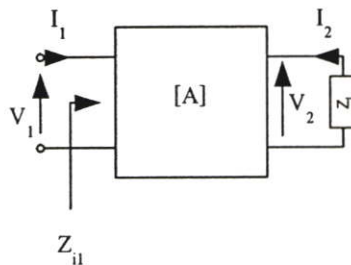
ซึ่ง

$$r_x = \frac{1}{g_{m1}} = \frac{2V_T}{I_{B1}} \quad (4.1.4)$$

แรงดันที่พอร์ท Y จะถ่ายโอนไปยังพอร์ท X อย่างเที่ยงตรงโดยเฉพาะอย่างยิ่งถ้า $r_x \ll Z_x$ ตัวอย่างถ้า $I_{B1} = 1\text{mA}$ หรือ $r_x = 52\Omega$ และ $Z_x = R_x = 10\text{k}\Omega$ จะได้ว่ามีค่าความคลาดเคลื่อนประมาณ 1.3%

4.1.2 วงจรแปลงกลับความต้านทานแบบเทียบกราวด์

วงจรแปลงกลับความต้านทานแบบเทียบกราวด์คือวงจรสองพอร์ทที่มีอิมพีแดนซ์ Z_L ต่ออยู่ที่พอร์ท 2 แสดงดังรูปที่ 4.1 ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ Z_{i1} ที่พอร์ท 1 สามารถแสดงในเทอมของ Z_L และการส่งผ่านเมตริกซ์พารามิเตอร์ a_{ij} $i, j = 1, 2$ ดังนี้



รูปที่ 4.1 อุปกรณ์สองพอร์ทอิมพีแดนซ์ Z_L ต่ออยู่ที่ พอร์ท 2

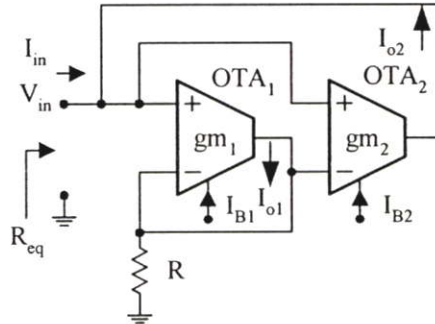
$$Z_{i1} \equiv \frac{V_1}{I_1} = \frac{a_{11}Z_L + a_{12}}{a_{21}Z_L + a_{22}} \quad (4.1.5)$$

ซึ่งกรณีทั่วไป a_{ij} $i, j = 1, 2$ และ Z_L จะเป็นฟังก์ชันของตัวแปรเชิงซ้อน ดังนั้นการส่งผ่านอิมพีแดนซ์ Z_L ไปยังพอร์ท 1 คืออิมพีแดนซ์ Z_{i1} ขึ้นอยู่กับ a_{ij} นั้นมีประโยชน์และน่าศึกษาค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรสามารถแสดงการวิเคราะห์หาได้ดังนี้
พิจารณาที่ OTA₁

$$I_{o1} = g_{m1}(V_{in} - I_{o1}R) \quad (4.1.6)$$

พิจารณาที่ OTA_2

$$I_{o2} = -I_{in} = g_{m2}(V_{in} - I_{o1}R) \quad (4.1.7)$$



รูปที่ 4.2 วงจรแปลงกลับความต้านทานแบบเทียบกราวด์

จากสมการที่ (4.1.6) จะได้

$$I_{o1} = \frac{g_{m1}}{1 + g_{m1}R} V_{in} \quad (4.1.8)$$

จากสมการที่ (4.1.8) แทนค่า I_{o1} ลงในสมการที่ (4.1.7) จะได้

$$\frac{-I_{in}}{V_{in}} = \frac{g_{m2}}{1 + g_{m1}R} \quad (4.1.9)$$

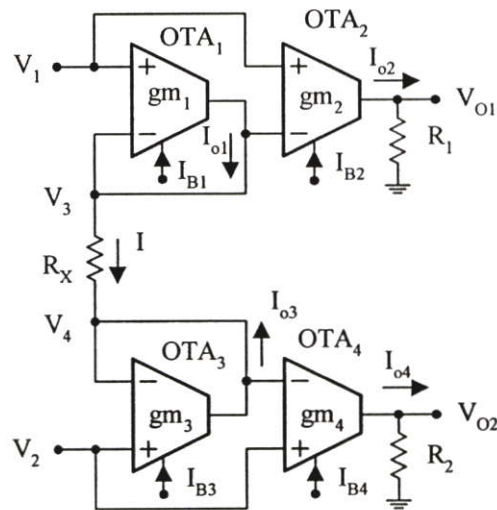
จากสมการที่ (4.1.9) ซึ่ง $g_{m1} = I_{B1}/2V_T$, $g_{m2} = I_{B2}/2V_T$ และ V_T คือแรงดันความร้อน และถ้า $g_{m1}R \gg 1$ จะได้ว่า

$$R_{eq} = -\frac{I_{B1}}{I_{B2}} R \quad (4.1.10)$$

ในกรณีนี้เป็นการจำลองแบบการทำงานของวงจรที่มีค่าความต้านทานต่อลงกราวด์ ซึ่งขนาดของความต้านทานสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับอัตราส่วนของกระแสไบแอส I_{B1}/I_{B2} โดยที่ถ้าสลับขั้วอินพุทของ OTA_2 วงจรจะจำลองการทำงานเป็นค่าความต้านทานแบบลงกราวด์ที่มีค่าเป็นบวก

4.1.3 วงจรขยายอินสทรูเมนต์

วงจรขยายแบบอินสทรูเมนต์เป็นวงจรหนึ่งในกลุ่มวงจรรอนาลอกรฟิงก์ชันที่มีการใช้ในงานขยายสัญญาณจากแหล่งจ่ายสัญญาณที่มีขนาดต่ำมากๆ เช่นจากเทอร์โมคัปเปิ้ล สเตรนเกจ โหลดเซลล์ RTD สัญญาณไฟฟ้าจากร่างกายมนุษย์ เป็นต้น ดังนั้นวงจรขยายที่นำมาใช้งานควรมีความต้านทานจุดเข้าสูงเพื่อที่จะได้ไม่ลดทอนขนาดของสัญญาณจากแหล่งจ่ายสัญญาณ และยังคงมีคุณสมบัติในการลดทอนหรือกำจัดสัญญาณรบกวนได้ดี ซึ่งวงจรขยายแบบอินสทรูเมนต์เป็นวงจรที่มีคุณสมบัติดังกล่าว ในการประยุกต์ใช้นี้เป็นการนำเอา OTA มาทำเป็นวงจรขยายอินสทรูเมนต์แบบที่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ แสดงดังรูปที่ 4.3 โดย OTA_1 และ OTA_3 ต้องมีคุณลักษณะที่มีความสมพงษ์กันอย่างมาก ที่มีจำหน่ายอยู่ในปัจจุบัน เช่น CA3280 หรือ LM13600 ถ้าออกแบบวงจรให้ $g_{m1}R_x \gg 1$, $I_{B1} = I_{B3}$ หรือ $g_{m1} = g_{m3}$ แล้วแรงดันขาออก V_{o1} และ V_{o2} สามารถแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 4.3 วงจรขยายอินสทรูเมนต์

พิจารณาที่ OTA_1

$$I_{o1} = g_{m1}V_1 - g_{m1}V_3 \quad (4.1.11)$$

พิจารณาที่ OTA_2

$$I_{o2} = g_{m2}V_1 - g_{m2}V_3 \quad (4.1.12)$$

พิจารณาที่ OTA_3

$$I_{o1} = g_{m3}V_4 - g_{m3}V_2 \quad (4.1.13)$$

พิจารณาแรงดันตกคร่อม R_x

$$I_{o1}R_x = V_3 - V_4 \quad (4.1.14)$$

แทนค่าสมการที่ (4.1.14) ในสมการที่ (4.1.13)

$$I_{o1}(1 + g_{m3}R_x) = g_{m3}V_3 - g_{m3}V_2 \quad (4.1.15)$$

แทนค่าสมการที่ (4.1.11) ในสมการที่ (4.1.15)

$$V_3 = \frac{(1 + g_{m3}R_x)g_{m1}V_1 + g_{m3}V_2}{(1 + g_{m3}R_x)g_{m1} + g_{m3}} \quad (4.1.16)$$

แทนค่าสมการที่ (4.1.16) ในสมการที่ (4.1.12)

$$I_{o2} = \frac{g_{m2}g_{m3}(V_1 - V_2)}{(1 + g_{m3}R_x)g_{m1} + g_{m3}} \quad (4.1.17)$$

จากกำหนดให้ $g_{m1}R_x \gg 1$ และ $g_{m1} = g_{m3}$ จะได้

$$I_{o2} = \frac{g_{m2}(V_1 - V_2)}{g_{m1}R_x} \quad (4.1.18)$$

แทนค่า $I_{o2} = \frac{V_{o1}}{R_1}$ ในสมการที่ (4.1.18)

$$V_{o1} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \frac{R_1}{R_x} (V_1 - V_2) = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \frac{R_1}{R_x} (V_1 - V_2) \quad (4.1.19)$$

และพิจารณาที่ OTA_1

$$I_{o3} = g_{m1}V_3 - g_{m1}V_1 \quad (4.1.20)$$

พิจารณาที่ OTA₄

$$I_{o4} = g_{m4}V_2 - g_{m4}V_4 \quad (4.1.21)$$

พิจารณาที่ OTA₃

$$I_{o3} = g_{m3}V_2 - g_{m3}V_4 \quad (4.1.22)$$

พิจารณาแรงดันตกคร่อม R_x

$$I_{o3}R_x = V_4 - V_3 \quad (4.1.23)$$

แทนค่าสมการที่ (4.1.23) ในสมการที่ (4.1.20)

$$I_{o3}(1 + g_{m1}R_x) = g_{m1}V_4 - g_{m1}V_1 \quad (4.1.24)$$

แทนค่าสมการที่ (4.1.20) ในสมการที่ (4.1.24)

$$V_4 = \frac{(1 + g_{m1}R_x)g_{m3}V_2 + g_{m1}V_1}{(1 + g_{m1}R_x)g_{m3} + g_{m1}} \quad (4.1.25)$$

แทนค่าสมการที่ (4.1.25) ในสมการที่ (4.1.21)

$$I_{o4} = \frac{g_{m1}g_{m4}(V_1 - V_2)}{(1 + g_{m3}R_x)g_{m3} + g_{m1}} \quad (4.1.26)$$

จากกำหนดให้ $g_{m3}R_x \gg 1$ และ $g_{m1} = g_{m3}$ จะได้

$$I_{o4} = \frac{g_{m4}(V_2 - V_1)}{g_{m3}R_x} \quad (4.1.27)$$

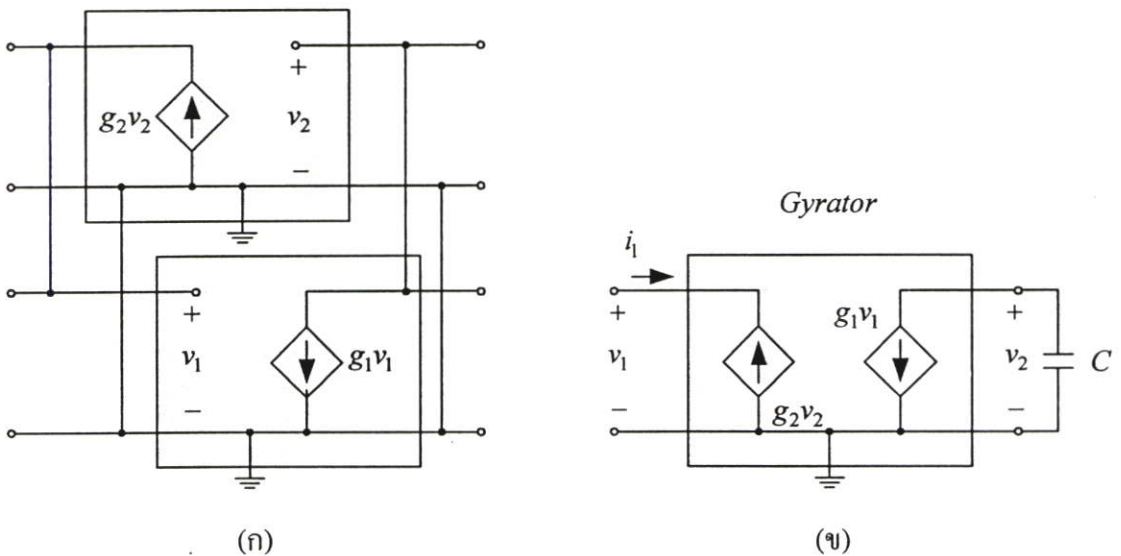
แทนค่า $I_{o4} = \frac{V_{o2}}{R_2}$ ในสมการที่ (4.1.27)

$$V_{o2} = \frac{g_{m4}}{g_{m3}} \frac{R_2}{R_x} (V_2 - V_1) = \frac{I_{B4}}{I_{B3}} \frac{R_2}{R_x} (V_2 - V_1) \quad (4.1.28)$$

จากสมการที่ (4.1.19) และ (4.1.28) แสดงถึงอัตราขยายของวงจรขยายอินสทรูเมนต์ที่สามารถที่จะปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับกระแสไบแอส I_{B2} และ I_{B4} โดยไม่มีผลกระทบต่อความสมดุลของวงจร นอกจากนี้วงจรยังทำให้อัตราขยายคอมมอนโหมดเป็นศูนย์โดยไม่ต้องการค่าความต้านทานที่สมพียงกัน

4.1.4 วงจรไจเรเตอร์แบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronically Tunable Gyrator)

ไจเรเตอร์คือเน็ทเวิร์คสองพอร์ตที่ต่อขนานแบบกลับกันของ VCCS (Voltage Controlled Current Source) แสดงดังรูปที่ 4.4 (ก) และถ้าไจเรเตอร์มีตัวเก็บประจุต่ออยู่ที่พอร์ต 2 แสดงดังรูปที่ 4.4 (ข) แล้ว ที่พอร์ต 1 จะได้ความสัมพันธ์ของ $i-v$ ในรูปของค่าความเหนี่ยวนำ



รูปที่ 4.4 (ก) VCCS 2 ตัวที่ต่อขนานแบบกลับกัน (ข) ไจเรเตอร์มีตัวเก็บประจุต่ออยู่ที่พอร์ต 2

จากรูปที่ 4.4 (ข)

$$v_1 = L \frac{di_1}{dt} \quad (4.1.29)$$

ซึ่ง L คือค่าคงที่ของความเหนี่ยวนำความสัมพันธ์ระหว่าง i_1 และ v_1 โดยที่พอร์ท 2 จะได้ว่า

$$v_2 = -\frac{1}{C} \int_0^t g_1 v_1 dt \quad (4.1.30)$$

โดยสมมติว่า C ที่ $t=0$ ไม่เปลี่ยนแปลง กระแส i_1 คือ

$$i_1 = -g_2 v_2 = \frac{g_1 g_2}{C} \int_0^t v_1 dt \quad (4.1.31)$$

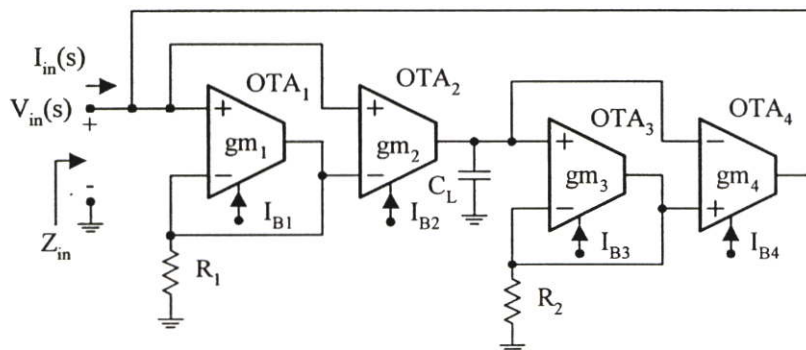
หรือเขียนใหม่ได้เป็น

$$v_1 = \frac{C}{g_1 g_2} \frac{di_1}{dt} \quad (4.1.32)$$

ดังนั้นจะให้ความสัมพันธ์ของ i_1-v_1 ในรูปของค่าความเหนี่ยวนำ โดย L มีค่าเป็น

$$L = \frac{C}{g_1 g_2} \quad (4.1.33)$$

สรุปได้ว่าไจเรเตอร์สามารถจำลองเป็นตัวเหนี่ยวนำโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟและตัวเก็บประจุได้



รูปที่ 4.5 วงจรไจเรเตอร์แบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

การประยุกต์ใช้วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส ในการสร้างเป็นโอมิเตอร์ หรือตัวแปลงกลับอิมพีแดนซ์เช่น วงจรที่มีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ Z_L สามารถที่จะทำการแปลงค่าให้เป็นส่วนกลับได้ หรือ $Z_{in}(s) = \frac{1}{Z_L(s)}$ โอมิเตอร์ใช้ในการจำลองเป็นตัวเหนี่ยวนำได้ แสดงดังรูปที่ 4.5 โดยการนำวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส สองวงจร ถ้าโวลตอิมพีแดนซ์เป็นคาปาซิทีฟรีแอคแตนซ์ หรือ $Z_L = 1/sC_L$ จะได้ $Z_{in}(s)$ กลับเป็นอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ จากการวิเคราะห์วงจร จะได้ว่าพิจารณาที่ OTA_1

$$I_{o1} = g_{m1}(V_{in} - I_{o1}R_1) \quad (4.1.34)$$

พิจารณาที่ OTA_2

$$I_{o2} = g_{m2}(V_{in} - I_{o1}R_1) \quad (4.1.35)$$

พิจารณาที่ OTA_3

$$I_{o3} = g_{m3}(V_{o2} - I_{o3}R_2) \quad (4.1.36)$$

พิจารณาที่ OTA_4

$$-I_{in} = g_{m4}(I_{o3}R_2 - V_{o2}) \quad (4.1.37)$$

จากสมการที่ (4.1.36)

$$I_{o3} = \frac{g_{m3}V_{o2}}{(1 + g_{m3}R_2)} \quad (4.1.38)$$

แทนค่า I_{o3} จากสมการที่ (4.1.38) ในสมการที่ (4.1.37)

$$-I_{in} = \frac{g_{m3}g_{m4}R_2V_{o2}}{(1 + g_{m3}R_2)} - g_{m4}V_{o2} \quad (4.1.39)$$

จากวงจรรูปที่ 4.5

$$V_{o2} = I_{o2} \cdot \frac{1}{sC_L} \quad (4.1.40)$$

แทนค่าสมการที่ (4.1.35) ในสมการที่ (4.1.40)

$$V_{o2} = g_{m2}(V_{in} - I_{o1}R_1) \cdot \frac{1}{sC_L} \quad (4.1.41)$$

แทนค่าสมการที่ (4.1.41) ในสมการที่ (4.1.39)

$$-I_{in} = -\frac{g_{m4}}{(1 + g_{m3}R_2)} \cdot \left(\frac{g_{m2}V_{in}}{sC_L} - \frac{g_{m2}I_{o1}R_1}{sC_L} \right) \quad (4.1.42)$$

แทนค่าสมการที่ (4.1.34) ในสมการที่ (4.1.42)

$$Z_{in}(s) = \frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{g_{m1}g_{m3}}{g_{m2}g_{m4}} R_1 R_2 C_L s \quad (4.1.43)$$

จะเห็นว่าค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรเป็นค่าอินดักทีฟรีแอ็กแตนซ์ด้วยค่าของอินดักแตนซ์

$$L_{eq} = \frac{g_{m1}g_{m3}}{g_{m2}g_{m4}} R_1 R_2 C_L = \frac{I_{B1}I_{B3}}{I_{B2}I_{B4}} R_1 R_2 C_L \quad (4.1.44)$$

แสดงให้เห็นว่าค่าจำลองของตัวเหนี่ยวนำมีความเสถียรภาพต่ออุณหภูมิ

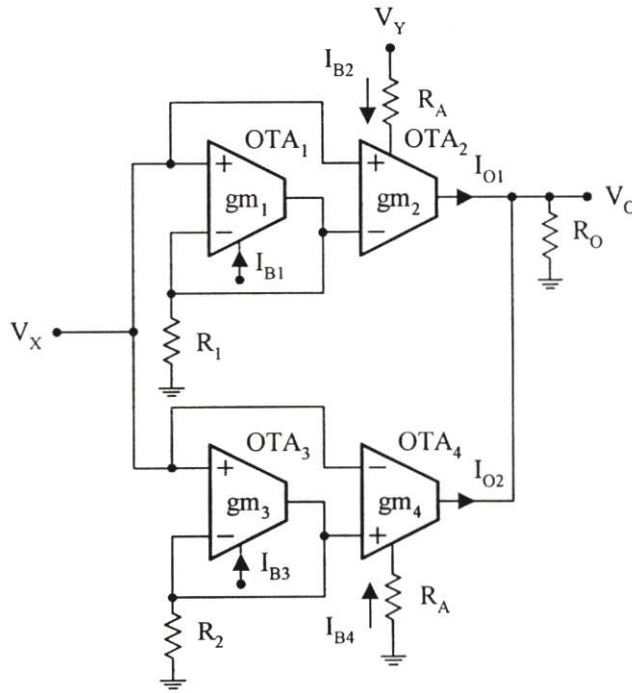
4.1.5 วงจรคูณอนาลอก (Analog Multiplier)

วงจรรูปที่ 4.6 แสดงวงจรคูณสัญญาณอนาลอกแบบที่ใช้ OTA และมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิค่าของกระแสไบแอส I_{B2} และ I_{B4} ให้เป็น

$$I_{B2} = \frac{(V_y + V_{CC} - V_{BE})}{R_A} \quad (4.1.45)$$

และ

$$I_{B4} = \frac{(V_{CC} - V_{BE})}{R_A} \quad (4.1.46)$$



รูปที่ 4.6 วงจรคุณสมบัติสัญญาณนอก

ซึ่ง V_{BE} คือค่าแรงดันระหว่างเบสและอีมีเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์ และสามารถแสดงกระแสขาออก I_{o1} และ I_{o2} ได้ดังนี้

$$I_{o1} = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \frac{V_x}{R_1} = \frac{(V_y + V_{CC} - V_{BE})}{R_A I_{B1}} \frac{V_x}{R_1} \quad (4.1.47)$$

$$I_{o2} = -\frac{I_{B4}}{I_{B3}} \frac{V_x}{R_2} = -\frac{(V_{CC} - V_{BE})}{R_A I_{B3}} \frac{V_x}{R_2} \quad (4.1.48)$$

ถ้าเลือกให้ $I_{B1} = I_{B3}$ และ $R_1 = R_2$ แรงดันขาออกสามารถแสดงได้เป็น

$$\begin{aligned} V_o &= (I_{o1} + I_{o2})R_o = \frac{R_o}{I_{B1}R_1R_A} V_x V_y \\ &= KV_x V_y \end{aligned} \quad (4.1.49)$$

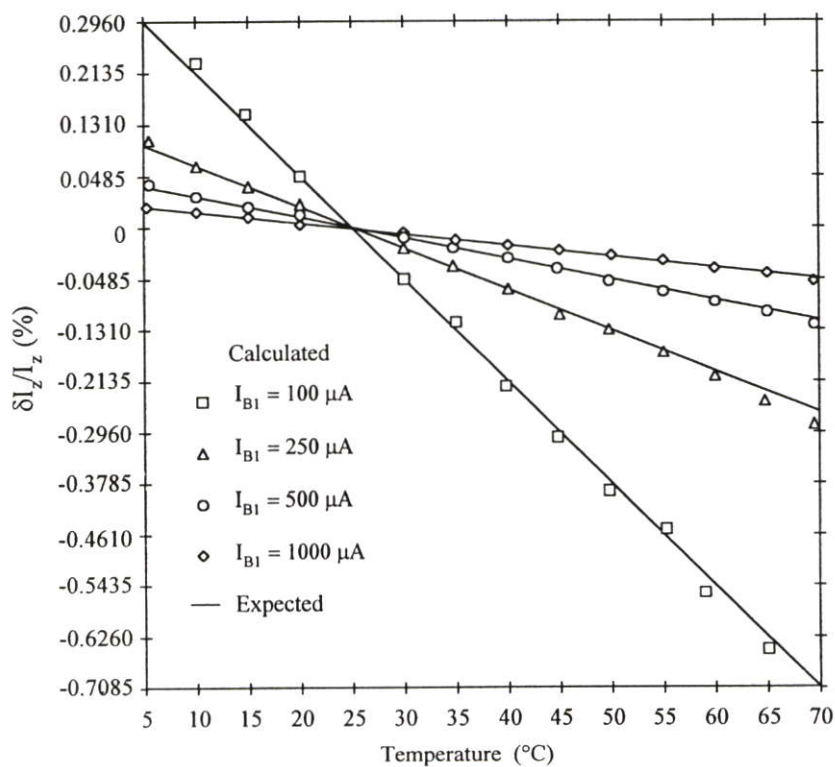
สมการที่ (4.1.49) แสดงว่าวงจรที่นำเสนอสามารถแสดงฟังก์ชันการคูณได้ และมี

$$K = \frac{R_o}{(I_{B1} R_1 R_A)}$$

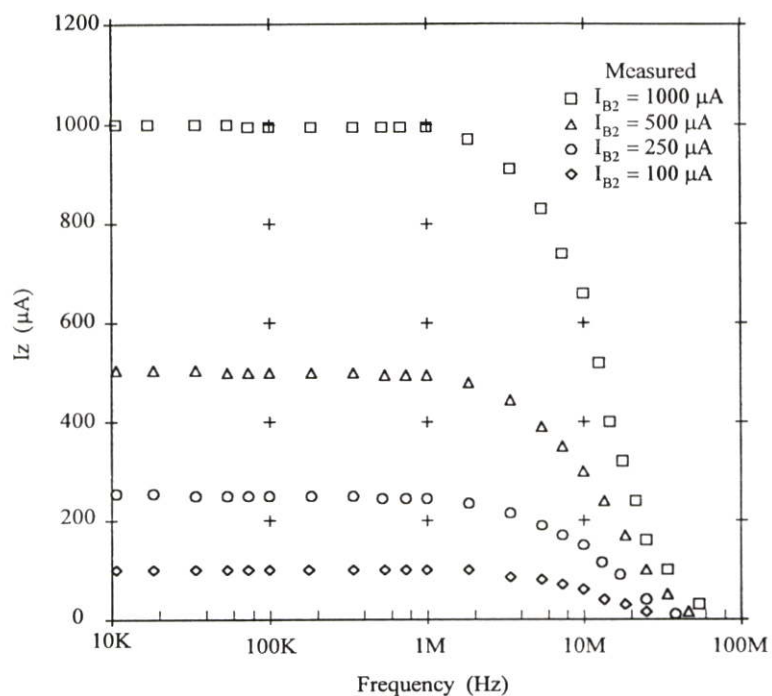
คือค่าคงที่ของการคูณ

4.2 ผลการทดลองและผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร

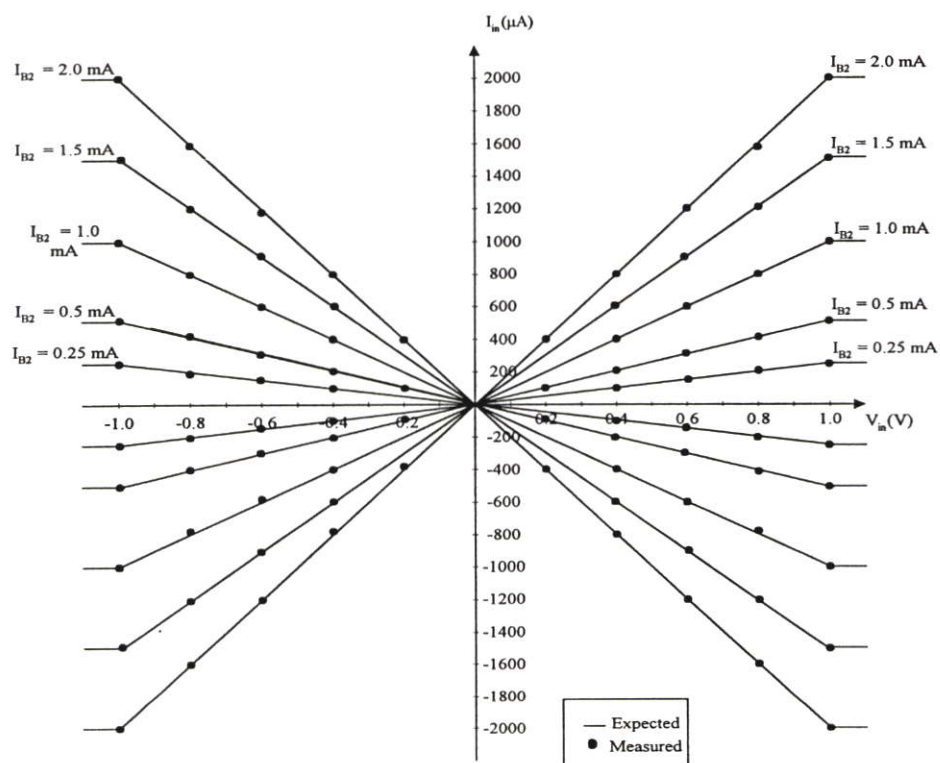
วงจรขยายค่าความนำถ่ายโอนแสดงดังรูปที่ 2.13 ได้ทำการวิเคราะห์ห้วงจรโดยใช้ OTA เบอร์ LM13600 และใช้ตัวต้านทานที่มีเปอร์เซ็นต์ค่าผิดพลาดเป็น 1% โดย $Z_x = R_x = 10k\Omega$ และ $V_y = 0.5V$ ค่าความคลาดเคลื่อนของ I_z เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิไปโดยการเปลี่ยนกระแส I_{B1} แตกต่างกันจำนวน 4 ค่าคือ $100\mu A$, $250\mu A$, $500\mu A$ และ $1mA$ รูปที่ 4.7 แสดงค่าความคลาดเคลื่อนของ I_z เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ โดยอุณหภูมิการทำงานเปลี่ยนแปลงจาก $5^\circ C$ ถึง $70^\circ C$ รูปที่ 4.8 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสที่ $V_y = 1V_{p-p}$ และปรับเปลี่ยนค่าของกระแสไบแอส I_{B2} ความถี่คัทออฟของวงจรที่ได้ประมาณ $2.1MHz$ ซึ่งเป็นไปตามที่คาดหมายไว้



รูปที่ 4.7 แสดงค่าความคลาดเคลื่อนของ I_z เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ



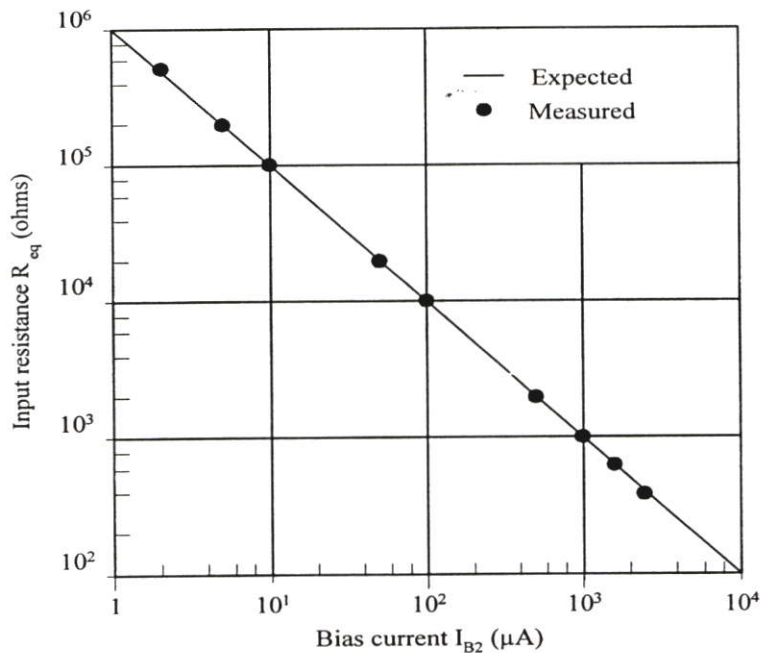
รูปที่ 4.8 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของ วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส



รูปที่ 4.9 แสดงคุณลักษณะของวงจรแปลงกลับค่าความต้านทานของวงจรรูปที่ 4.2

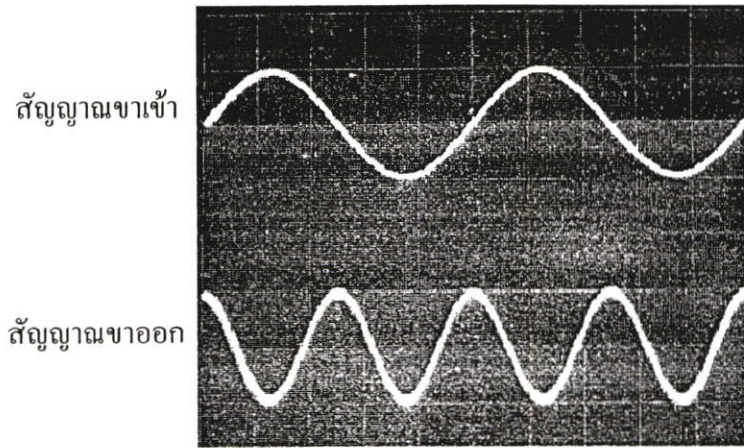
การวัดคุณลักษณะของวงจรแปลงกลับค่าความต้านทานของวงจรรูปที่ 4.2 ทั้งวงจรความต้านทานเสมือนแบบลงกราวด์ทั้งบวกและลบที่ $I_{B1} = 100\mu\text{A}$, $R_x = 10\text{k}\Omega$ และ I_{B2} เปลี่ยนจาก $250\mu\text{A}$ ถึง 2mA แสดงดังรูปที่ 4.9

การถ่ายโอนคุณลักษณะของตัวแปลงกลับค่าความต้านทานมีความเป็นเชิงเส้นสูงกว่าย่านปฏิบัติการที่ประมาณ 1V โดยสมการที่ (2.4.20) ค่าเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนประมาณ 3% รูปที่ 4.10 แสดงค่าของความต้านทานแปลงกลับขณะที่แปรค่ากระแสไบแอส I_B จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานจุดเข้าของวงจร R_{eq} มีความเป็นเชิงเส้นและปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์มากกว่าสี่ดีเคดของกระแสไบแอส I_{B2} โดยมีขอบเขตการทำงานอยู่ที่กระแสไบแอส I_{B2} ไม่มากกว่า 2mA ซึ่งเป็นการยืนยันว่าวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส สามารถปรับค่าได้ย่านกว้างมาก

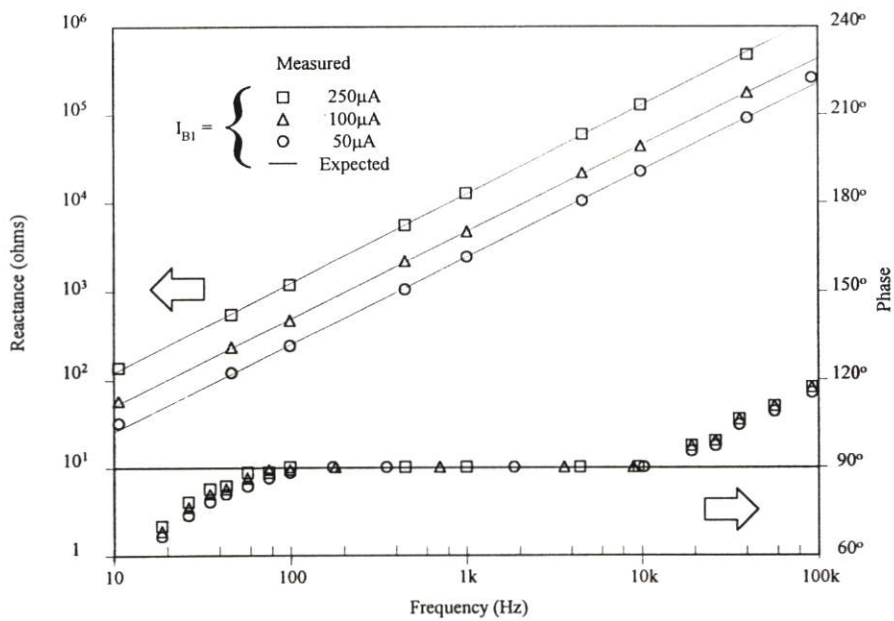


รูปที่ 4.10 แสดงค่าของความต้านทานแปลงกลับขณะที่แปรค่ากระแสไบแอส I_{B2}

ผลตอบสนองของวงจรคุณลักษณะอนุบาลกรรูปที่ 4.6 แสดงการทำงานเป็นฟังก์ชันของวงจรทวีความถี่ แสดงดังรูปที่ 4.11 โดยการใช้ $R_1 = R_2 = 10\text{k}\Omega$, $R_A = 50\text{k}\Omega$, $R_o = 1\text{k}\Omega$, $I_{B1} = I_{B3} = 100\mu\text{A}$ สำหรับสัญญาณขาเข้าขนาด 2V_{pp} ความถี่ 1kHz ขนาดของสัญญาณขาออก 20mV_{pp} และความถี่เท่ากับ 2kHz



รูปที่ 4.11 แสดงการทำงานของวงจรคูณสัญญาณอนาลอกเป็นฟังก์ชันของวงจรวีความถี่



รูปที่ 4.12 แสดงการพล็อตค่าที่คาดหมายและค่าที่ได้จากการวัดของผลการทดลอง

รูปที่ 4.12 แสดงการพล็อตค่าที่คาดหมายและค่าที่ได้จากการวัดของผลการทดลอง ค่าอินดักทีฟรีแอกแตนซ์หรือค่าอินดักแตนซ์เทียบเคียงกับค่าของการควบคุมกระแสไบแอส I_{B1} ของวงจรวีเรเตอร์ในรูปที่ 4.5 โดย $R_1 = R_2 = 10\text{k}\Omega$, $I_{B2} = 125\mu\text{A}$, $I_{B3} = I_{B4} = 100\mu\text{A}$ และค่าตัวเก็บประจุ $C_L = 0.01\mu\text{F}$ ค่าอินดักแตนซ์ประมาณ 800mH ด้วยค่ากระแสไบแอส $I_{B1} = 100\mu\text{A}$ ผลที่ได้จากการวัดของการทดลองสอดคล้องกับทางทฤษฎีคิดเป็น 5.3% สำหรับย่านความถี่ 10Hz-100 kHz

4.3 บทสรุป

ในบทนี้เป็นการนำเสนอรูปแบบของการชดเชยสำหรับตัวแปลงผันกลับ วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส ที่ใช้ OTA อัตราการขยายค่าความนำถ่ายไอออนของ OTA ที่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิ และขอบเขตของการแกว่งของสัญญาณขาเข้า ได้รับการแก้ปัญหาด้วยการเพิ่มค่าของ $I_{BI}Z_x$ ผลกระทบของอุณหภูมิต่ออัตราการขยายของค่าความนำถ่ายไอออนลดลงจาก 15% เหลือประมาณ 0.708% ที่ 70°C และการแกว่งของสัญญาณอินพุตได้ปรับปรุงจาก $2V_T$ หรือ 52 mV เป็น 1V ที่กระแสไบแอส $I_{BI} = 100\mu\text{A}$ และ $Z_x = 10\text{k}\Omega$ ที่อุณหภูมิห้อง รูปแบบของการชดเชยนี้ต้องการเพิ่ม OTA เพียง 1 ตัว และมีความเหมาะสมในการทำงานรวมแบบชิพเดียว

4.3.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิกับแบบเดิม

ตารางที่ 4.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิกับแบบเดิม

คุณสมบัติ	R_i	R_o	f_{sub}	ย่านปฏิบัติการงานของขาเข้า	ความผิดเพี้ยนทั้งหมด	จำนวนอุปกรณ์
Temp. insensitive VIC	$2\text{M}\Omega$	$1\text{M}\Omega$	2.1MHz	1V	1.08%	OTA 2 ตัว R 1 ตัว
Fabre, A.[18]	$r_o/2$	r_o ของ CM	-	-	>0.5%	Tr 8 ตัว CM 2 ตัว R 3 ตัว
Rao, M.K.N.[33]	$2\text{M}\Omega$	30MHz	2MHz	-	3%	Tr 30 ตัว R 1 ตัว
Fabre, A.[51]	$R + r_o/2$	$4r_o$	450kHz	-	-	Tr 20 ตัว R 2 ตัว

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะการทำวิจัย

5.1 บทสรุป

การนำเสนอหลักการและวิธีการออกแบบวงจรอนาล็อกฟังก์ชันแบบไม่เป็นเชิงเส้นโดยใช้วงจรทรานส์ลิเนียร์รูปเป็นพื้นฐานนั้น ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นอีกแนวทางหนึ่งที่ได้ทำการวิจัยและพัฒนาขึ้น โดยการออกแบบวงจรจะอาศัยหลักการทำงานของวงจรจะอยู่ในรูปของกระแส ประสิทธิภาพของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงขึ้น โดยวงจรแรกจะเป็นวงจรทวีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้ CCCII กับวงจรสะท้อนกระแส วงจรที่สองและสามจะเป็นวงจรทวีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้ CCCII กับตัวต้านทาน เนื่องจาก CCCII จะประกอบไปด้วยทรานส์ซิสเตอร์ไบโพลาร์เพียงอย่างเดียวไม่มีตัวต้านทานหรือตัวเก็บประจุเหมือนออปแอมป์จึงมีขนาดที่เล็กกว่าออปแอมป์มาก ส่วนอีกวงจรจะเป็นวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสโดยใช้วงจรขยายโอทีเอ ที่มีการลดผลของอุณหภูมิขึ้นภายในวงจร โดยวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสจะนำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรสายพานกระแสยุคที่สอง วงจรแปลงผันกลับค่าความต้านทานแบบลบชนิดเทียบกราวด์ซึ่งทำงานด้วยกระแส วงจรขยายแบบอินสทรูเมนต์ วงจรจากรีโวลูชัน และวงจรคูณอนาล็อก จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่าคุณสมบัติของวงจรจะไม่ขึ้นอยู่กับค่าอุณหภูมิรอบข้างและยังสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งในที่นี้วงจรที่ได้พัฒนาขึ้นโดยใช้อุปกรณ์ประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดในการออกแบบ เพื่อรองรับเทคโนโลยีการออกแบบวงจรรวมแบบโมโนลิทิก ที่สามารถรวมเอาวงจรทั้งหมดไว้บนแผ่นสารกึ่งตัวนำเดียวกัน ดังนั้นจึงเป็นเหตุจูงใจที่จะได้พัฒนาวงจรให้เหมาะสมที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานได้สะดวก มีขนาดเล็ก

วงจรที่ได้พัฒนาขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้พร้อมทั้งการประยุกต์ใช้งานได้เสนอผลงานลงตีพิมพ์ในวารสารงานวิจัยและพัฒนาทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ในระดับนานาชาติคือ IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) Electronics Letters (The Institute of Electrical Engineers) ในการประชุมวิชาการ ฌ.ประเทศมาเลเซีย (Intelligent Systems and Technologies for the New Millennium TENCON 2000) และในการประชุมวิชาการ ฌ. สาธารณรัฐประชาธิปไตยประชาชนจีน (The 2000 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems) โดยที่บทความทั้ง 4 ได้รวบรวมไว้ในภาคผนวก ฌ. ของวิทยานิพนธ์นี้

5.2 ข้อเสนอแนะการทำวิจัย

5.2.1 วงจรทวิความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโดยการใช้ CCCII

วงจรที่ได้ทำการออกแบบและพัฒนาไว้ในการทำวิจัยนี้ยังมีข้อจำกัดในเรื่องของช่วงปฏิบัติการของวงจรยังไม่กว้างมากนัก จากการทำวิจัยพบว่าในการที่จะทำให้ช่วงปฏิบัติการของวงจรมีค่ามากขึ้นจะต้องเพิ่มค่ากระแสไบแอสให้กับ CCCII มากขึ้นด้วย แต่การเพิ่มค่ากระแสไบแอสให้กับวงจรมากเกินไปจะทำให้วงจรไม่เหมาะสมที่จะนำไปประยุกต์ใช้ได้ จำเป็นที่จะต้องมีการวิจัยและพัฒนาให้ดีขึ้น จึงเป็นแนวทางในการดำเนินการวิจัยเพื่อแก้ไขปัญหานี้ต่อไป

5.2.2 วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสโดยใช่วงจรขยายโอทีเอ ที่มีการลดผลของอุณหภูมิขึ้นภายในวงจร

วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสโดยใช่วงจรขยายโอทีเอ ที่มีการลดผลของอุณหภูมิขึ้นภายในวงจร เป็นวงจรที่สามารถแปรค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่โอทีเอที่นำมาใช้งานจะเป็นโอทีเอชนิดที่ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์เป็นหลักซึ่งยังต้องมีการแก้ไขปรับปรุงอีกคือ โดยปกติการแปรค่าอัตราขยายของโอทีเอจะเป็นผลให้เกิดกระแสออฟเซตขึ้นที่ขาออกของโอทีเอ หรืออีกนัยหนึ่งก็คือแรงดันออฟเซตที่เกิดขึ้นระหว่างขาเข้าขาบวกและขาลบ ของโอทีเอจะไม่เท่ากันตามอุดมคติ เนื่องจากความแตกต่างของกระแสที่ไหลผ่านคู่ทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความแตกต่างในตัวโอทีเอ ซึ่งในส่วนของ การออกแบบตัววงจรโอทีเอเพื่อลดผลของแรงดันออฟเซตเป็นแนวทางในการทำการวิจัยต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] Surakamponorn, W. et al. "Dual translinear sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier." *Int. J. Electronics*, vol. 65, no. 6, 1988. pp. 1203-1208.
- [2] Surakamponorn, W. and Riewruja, V. "Integrable CMOS sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier." *Int. J. Electronics*, 3, 1992. pp. 627-632.
- [3] Surakamponorn, W. "Sinusoidal frequency doublers using operational amplifiers." *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. 37, no. 2, June 1988. pp. 259-262.
- [4] Gray, P.R. and Meyer, R.G. **Analysis and Design of Analog Integrated Circuits**. Third Edition John Wiley & Sons, Inc. 1993.
- [5] Grebene, A.B. "Analog Integrated Circuits." IEEE Press, 1978.
- [6] Van Kessel T.J., Van de Plassche R.J. "Integrated Linear Basic Circuits." *Phillips Tech. Rev.*, vol. 32, no. 1, 1971, pp. 2-12.
- [7] Gilbert, B. "Translinear Circuit : A Propose Classification." *Electron. Lett.*, vol. 11, Jan. 1975. pp. 14-16.
- [8] Toumazou, C. and Lidgey, F.J. **Analogue IC Design: the current-mode approach**. Peter Peregrinus. April 1990.
- [9] Seevinck, E. **Analysis and Synthesis of Translinear Integrated Circuits**. Elsevier Science Publishers B.V. 1988.
- [10] Geiger, R.L. and Sanchez-Sinencio, E. "Active filter design using operational transconductance amplifiers : a tutorial" *IEEE Circuits and Devices Mag.*, vol. 1, no. 2, 1985. pp. 20-32.
- [11] Iqbal, A.K. and Muslim, T.A. "Wide-range electronically tunable multifunctional OTA-C filter for instrumentation applications." *IEEE Trans. Instru. and Measure.*, vol. IM-36, no. 1, 1987. pp. 11-17.
- [12] Senani; R. "New electronically tunable OTA-C sinusoidal oscillators." *Electron. Lett.*, vol. 25, no. 4, 1989. pp. 286-287.
- [13] Surakamponorn, W. et al. "Instrumentation amplifiers using operational transconductance amplifier." *Int.J.Electron.*, vol. 69, no. 5, 1991. pp. 511-515.
- [14] Khan I.A. and Ahmed M.T. "Realization of tunable floating resistors." *Electron. Lett.*, vol. 22, no. 15, 1986. pp. 799-800.

- [15] Smith, K.C. and Sedra, A.S. "The Current Conveyor : A New Circuit building Block." Proc. IEEE, vol. 56, Aug. 1968. pp. 1368-1369.
- [16] Sedra, A.S., Smith, K.C. "A Second Generation Current Conveyor and It's Application." IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-17, 1970. pp. 132-134.
- [17] Surakumpontorn, W. and Kumwachara, K. "CMOS-Based Electronically Tunable Current Conveyor." Electron. Lett., vol. 28, no. 14, 1992. pp. 128-129.
- [18] Fabre, A. "Dual Translinear Voltage/Current Converter." Electron. Lett., vol. 19, Nov. 1983. pp. 1030-1031.
- [19] Fabre, A. "Translinear Current Conveyors Implementation." Int. J. Electron., vol. 59, Nov. 1985. pp. 619-623.
- [20] Kiranon, W. et al. "Current Controlled Oscillator Based on Translinear Conveyors." Electron. Lett., vol. 32, no. 15, July 1996. pp. 1330-1331.
- [21] Abuelma'atti, M.T. and Al-Qahtani, M.A. "A New Current- Controlled Multiphase Sinusoidal Oscillator Using Translinear Current Conveyors." IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. 45, no. 7, July. 1998. pp. 881-885.
- [22] Kiranon, W. et al. "Electronically Tunable Multifunctional Translinear-C Filter and Oscillator." Electron. Lett., vol. 33, no. 7, Mar.1997. pp. 573-574.
- [23] Fabre, A. et al. "High Input Impedance Insensitive Second-Order Filters Implemented from Current Conveyors." IEEE Trans. Circuits Syst. I:Fundamental Theories and Application, vol. 41, no. 12, Dec. 1994. pp. 918-921.
- [24] Fabre, A. et al. "Current Controlled bandpass filter based on translinear Conveyors." Electron. Letts., vol. 31, Sep. 1995. pp. 1727-1728.
- [25] Fabre, A. et al. "High Frequency Applications Based on a New Current Controlled Conveyor." IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 43, no. 2, Feb. 1996. pp. 82-91.
- [26] Silva-Martinez, J. and Sanchez-Sinencio, E. "Analogue OTA multiplier without input voltage swing restrictions, and temperature-compensated." Electron. Lett., vol. 22, no. 11, 1986. pp. 599-600.
- [27] Malval, H.S. and Luetgen, M. "Temperature compensation of OTA-based filters and amplifiers." Electron. Lett., vol. 23, no. 17, 1987. pp. 890-891.
- [28] Chung, W.S. et al. "Temperature-stable VCO based on operational transconductance amplifiers." Electron. Lett., vol. 26, no. 22, 1990. pp. 1900-1901.

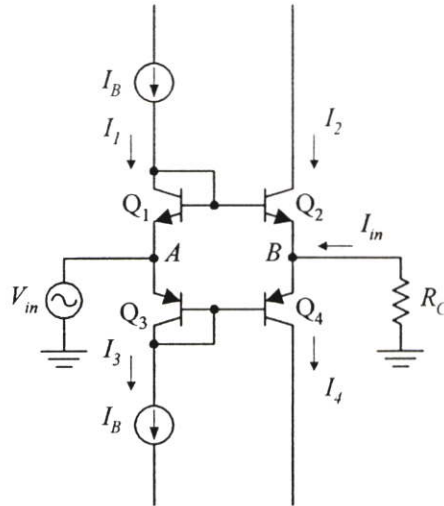
- [29] Ahmed, M.T. et al. "Wide range electronically tunable component multipliers." *Int. J. Electron.*, vol. 65, no. 5, 1988. pp. 1007-1011.
- [30] Graeme, J. **Applications of operational amplifiers**. McGraw-Hill, 1973. chap.3, pp. 93-94.
- [31] Toumazou, C. and Lidgey, F.J. "Wide-band precision rectification." *IEE Proc. G*, vol.134, no.1, Feb. 1987. pp. 7-15.
- [32] Fabre, A. "Wideband translinear current convertor." *Electron. Lett.*, vol.20, no.6, Mar. 1984. pp. 241-242.
- [33] Rao, M.K.N. and Haslett, J.W. "Class AB bipolar voltage-current convertor." *Electron. Lett.*, vol.14, no.24, Nov. 1978. pp.762-764.
- [34] Surakamponorn, W. "Integrable wide-dynamic-range negative resistance circuits." *Electron. Lett.*, vol.21, no.11, May 1985. pp. 506-508.
- [35] Fabre, A. and Rochegeude, P. "Negative impedance converter with a translinear implementation." *Int. J. Electron.*, vol.60, no.6, June 1986. pp. 671-678.
- [36] Normand, G. "Translinear current conveyors." *Int. J. Electron.*, vol.59, no.6, Dec. 1985. pp. 771-777.
- [37] ศุภกิจ จุฑะวิริยะ "การออกแบบวงจรทวีความถี่และวงจรรีกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นโดยใช้ทรานส์ลิเนียร์รูปแบบคู่เท่า." วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2531.
- [38] Pookaiyaudom, S. et al., "Peak-amplitude detector for sinusoidal signals." *Electron. Lett.*, vol.15, no.4, Feb. 1979. pp. 127-128.
- [39] Trofimenkoff, F.N. "AC ripple and DC error in RMS-to DC converters." *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-30, no.4, Dec. 1981. pp. 311.
- [40] Konn, R. and Genin, R. "High-performance a periodic frequency multiplying." *Electron. Lett.*, vol.15, no.6, Mar. 1979. pp. 187-189.
- [41] Wong, Y.J. and Ott, W.E. **Function Circuits Design and Applications**. New York: McGraw-Hill, 1976. pp. 269-270.
- [42] Barker, R.W.J. and Hart, B.L. "Versatile precision full-wave rectifier." *Electron. Lett.*, vol.13, no.5, Mar. 1977. pp. 143-144.
- [43] คงศักดิ์ อนันตหิรัญรัตน์ "การออกแบบวงจรทวีความถี่และวงจรถอดราก็สองโดยอาศัยคุณสมบัติการทำงานของวงจรรขยายคลาส AB แบบ CMOS." วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรม

ศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้า
คุณทหารลาดกระบัง. 2536.

- [44] Barker, R.W.J. "B.J.T. frequency doubling with sinusoidal output." *Electron. Lett.*, vol.11, no.5, Mar.1975. pp.106-107.
- [45] Barker, R.W.J. "Translinear frequency doubler." *Int. J. Electron.*, vol.44, no.5, May 1978. pp. 461-464.
- [46] Genin, R. and Konn, R. "Sinusoidal frequency doubler." *Electron. Lett.*, vol. 15, no. 2, Jan. 1979. pp. 47-48.
- [47] Nedungadi, A. "Accurate translinear sinusoidal frequency doubler." *Electron. Lett.*, vol.15, no.8, Apr. 1979. pp. 228-229.
- [48] Antoniou, A. "Design of precision rectifiers using operational amplifiers." *Proc. IEE*, vol.121, no.10, Oct. 1974. pp. 1041-1044.
- [49] Roberge, J.K. **Operational Amplifiers: Theory and Practice**. New York: Wiley, 1975. pp. 457-460.
- [50] Surakamponorn, W. and Thitimajshima, P. "Integrable electronically tunable current conveyors." *IEE Proc.*, vol. 135, Pt. G, no. 2, 1988. pp. 71-77.
- [51] Fabre, A. "Wideband translinear current convertor." *Electron. Lett.*, vol. 20, no. 6, Mar. 1984. pp. 241-242.
- [52] Spiegel, M.R. **Mathematical handbook of formulas and tables**. New York: McGraw-Hill, 1968. pp. 110.

ภาคผนวก ก.

ก.1 การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดัน V_{BA} กับกระแส I_{in}



รูปที่ ก.1 วงจรขยายคลาส AB แบบพุชพูล

จากรูปที่ ก.1 พิจารณาทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 จะได้

$$V_{BE1} + V_A = V_{BE2} + V_B \quad (\text{ก.1})$$

หรือ

$$V_B - V_A = V_{BE1} - V_{BE2} \quad (\text{ก.2})$$

จากความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดัน V_{BE} กับกระแส I_C ของทรานซิสเตอร์

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (\text{ก.3})$$

แทนค่าสมการที่ (ก.3) ในสมการที่ (ก.2) จะได้

$$V_B - V_A = V_{T1} \ln \frac{I_1}{I_{S2}} - V_{T2} \ln \frac{I_2}{I_{S2}} \quad (\text{ก.4})$$

โดยกำหนดให้ $V_{T1} = V_{T2} = V_T$, $I_{S1} = I_{S2} = I_S$ และ $V_B - V_A = V_{BA}$

$$V_{BA} = -V_T \ln \frac{I_2}{I_1} \quad (\text{ก.5})$$

จากรูปพบว่า $I_1 \cong I_B$ และ $I_2 = \left[(I_m^2 + 4I_B^2)^{1/2} - I_m \right] / 2$ แทนค่าลงในสมการที่ (ก.5) จะได้

$$V_{BA} = -V_T \ln \left\{ \left[(I_m^2 + 4I_B^2)^{1/2} - I_m \right] / 2I_B \right\} \quad (\text{ก.6})$$

หรือ

$$V_{BA} = -V_T \ln \left\{ \left[1 + (I_m^2 / 4I_B^2) \right]^{1/2} - I_m / 2I_B \right\} \quad (\text{ก.7})$$

เมื่อ $I_m \ll 2I_B$ ดังนั้นเทอม $\left(1 + I_m^2 / 4I_B^2 \right)^{1/2} \cong 1$ สมการที่ (ก.7) จะประมาณได้

$$V_{BA} = -V_T \ln \left[1 + (-I_m / 2I_B) \right] \quad (\text{ก.8})$$

เทอม $\ln \left[1 + (-I_m / 2I_B) \right]$ นี้สามารถที่จะประมาณค่าโดยใช้อนุกรมกำลัง

$$\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \dots \quad (\text{ก.9})$$

ดังนั้นสามารถที่จะประมาณค่า $\ln \left[1 + (-I_m / 2I_B) \right]$ ด้วยสมการ (ก.7) จะได้

$$\ln \left[1 + (-I_m / 2I_B) \right] = -\frac{I_m}{2I_B} - \left[-\frac{I_m}{2I_B} \right]^2 + \left[-\frac{I_m}{2I_B} \right]^3 - \dots \quad (\text{ก.10})$$

โดยตั้งแต่เทอมที่ 2 เป็นต้นไปจะมีค่าน้อยมาก ดังนั้นสมการที่ (ก.10) จะประมาณค่าเท่ากับ

$$\ln[1 + (-I_{in}/2I_B)] \cong -\frac{I_{in}}{2I_B} \quad (\text{ก.11})$$

แทนสมการที่ (ก.11) ในสมการที่ (ก.8) จะได้

$$V_{BA} = -V_T \left(-\frac{I_{in}}{2I_B} \right) \quad (\text{ก.12})$$

หรือ

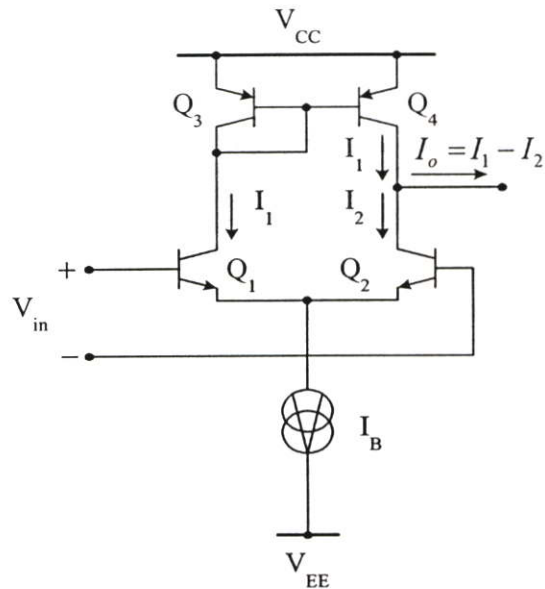
$$V_{BA} = \frac{V_T}{2I_B} I_{in} \quad (\text{ก.13})$$

ดังนั้นค่าความต้านทานที่จุด B กับจุด A จะมีค่า

$$R_x = \frac{V_{BA}}{I_{in}} = \frac{V_T}{2I_B} \quad (\text{ก.14})$$

ภาคผนวก ข.

ข.1 การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_o กับแรงดัน V_{in} และค่าความนำถ่ายโอน g_m ของวงจรขยายความแตกต่างดังนี้



รูปที่ ข.1 วงจรขยายความแตกต่าง

จาก

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \quad (\text{ข.1})$$

ความสัมพันธ์ของกระแส I_1 และ I_2 จะได้

$$I_1 = I_S \exp\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right) \quad (\text{ข.2})$$

และ

$$I_2 = I_S \exp\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right) \quad (\text{ข.3})$$

เนื่องจาก

$$I_B = I_1 + I_2 \quad (\text{ข.4})$$

แทนค่าสมการที่ (ข.2) และสมการที่ (ข.3) ลงในสมการที่ (ข.4) จะได้

$$I_B = I_S \left\{ \exp\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right) + \exp\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right) \right\} \quad (\text{ข.5})$$

หรือ

$$I_S = \frac{I_B}{\exp\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right) + \exp\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right)} \quad (\text{ข.6})$$

แทนค่าสมการที่ (ข.6) ลงในสมการที่ (ข.2) จะได้

$$I_1 = \frac{I_B \exp\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right)}{\exp\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right) + \exp\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right)} \quad (\text{ข.7})$$

แทนค่าสมการที่ (ข.6) ลงในสมการที่ (ข.3) จะได้

$$I_2 = \frac{I_B \exp\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right)}{\exp\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right) + \exp\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right)} \quad (\text{ข.8})$$

เนื่องจาก

$$I_o = I_1 - I_2 \quad (\text{ข.9})$$

แทนค่าสมการที่ (ข.7) และสมการที่ (ข.8) ลงในสมการที่ (ข.9) จะได้

$$I_o = I_B \frac{\exp\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right) - \exp\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right)}{\exp\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right) + \exp\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right)} \quad (\text{ข.10})$$

คูณเศษและส่วนด้วยนิพจน์ $\exp\left(-\frac{V_{BE1} + V_{BE2}}{2V_T}\right)$ ลงในสมการที่ (ข.10)

$$I_o = I_B \frac{\exp\left(\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{2V_T}\right) - \exp\left\{-\left(\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{2V_T}\right)\right\}}{\exp\left(\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{2V_T}\right) + \exp\left\{-\left(\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{2V_T}\right)\right\}} \quad (\text{ข.11})$$

จาก

$$\tanh = \frac{\exp(x) - \exp(-x)}{\exp(x) + \exp(-x)} \quad (\text{ข.12})$$

ดังนั้น

$$I_o = I_B \left(\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{2V_T} \right) \quad (\text{ข.13})$$

กำหนดให้ $V_{in} = V_{BE1} - V_{BE2}$ จะได้

$$I_o = I_B \tanh \left(\frac{V_{in}}{2V_T} \right) \quad (\text{ข.14})$$

เนื่องจาก

$$\begin{aligned} g_m &= \left. \frac{dI_o}{dV_{in}} \right|_{V_{in}=0} \\ &= \frac{I_B}{2V_T} \sec^2 h \left(\frac{V_{in}}{2V_T} \right) \end{aligned} \quad (\text{ข.15})$$

จากนั้นแทน $V_{in} = 0$ ตามนิยามลงในสมการที่ (ข.15) จะได้

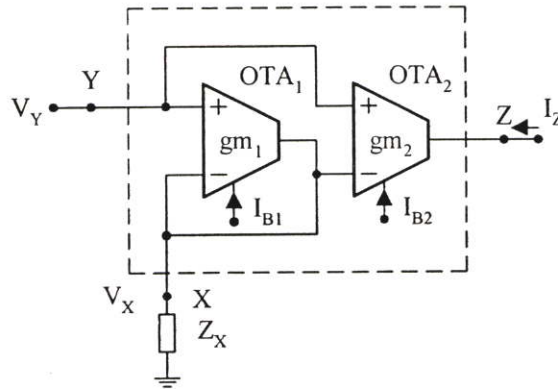
$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (\text{ข.16})$$

ดังนั้นจะได้

$$I_o = g_m V_{in} \quad (\text{ข.17})$$

ภาคผนวก ก.

ก.1 การหากระแสขาออกของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส แบบที่ไม่ขึ้นกับผลของอิมพีแดนซ์



รูปที่ ก.1 วงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้นกับผลของอิมพีแดนซ์

จากวงจรรูปที่ ก.1

$$I_z = g_{m1}(V_Y - V_X) \quad (\text{ก.1})$$

เมื่อ g_{m1} คือค่าความนำถ่ายไอออนของ OTA₁ และเนื่องจาก $I_z = \frac{V_X}{Z_x}$ แทนค่าในสมการที่ (ก.1)

$$V_X \left(\frac{1}{Z_x} + g_{m1} \right) = g_{m1} V_Y \quad (\text{ก.2})$$

ได้ความสัมพันธ์ระหว่าง V_X และ V_Y ได้ดังนี้

$$V_X = \frac{g_{m1} Z_x}{1 + g_{m1} Z_x} V_Y \quad (\text{ก.3})$$

และ
$$I_z = g_{m2}(V_Y - V_X) \quad (\text{ก.4})$$

ซึ่ง $g_{m1} = I_{B1}/2V_T$, $g_{m2} = I_{B2}/2V_T$ และ V_T คือแรงดันความร้อน จากการวิเคราะห์หาสัญญาณกระแส I_z ได้เป็น

จากสมการที่ (ค.3)

$$\begin{aligned} V_x &= \frac{\frac{I_{B1}}{2V_T} Z_x}{1 + \frac{I_{B1}}{2V_T} Z_x} V_y \\ &= \frac{I_{B1} Z_x}{2V_T + I_{B1} Z_x} V_y \end{aligned} \quad (ค.5)$$

แทนค่า V_x ในสมการที่ (ค.4)

$$\begin{aligned} I_z &= g_{m2} \left(V_y - \frac{I_{B1} Z_x}{2V_T + I_{B1} Z_x} V_y \right) \\ &= g_{m2} V_y \left(1 - \frac{g_{m1} Z_x}{2V_T + g_{m1} Z_x} \right) \end{aligned} \quad (ค.6)$$

$$\therefore I_z = \frac{g_{m2}}{(1 + g_{m1} Z_x)} V_y \quad (ค.7)$$

ในทางปฏิบัติงานจริงอาจจะมีการคลาดเคลื่อนจากการทำงานในทางอุดมคติของวงจร แปลงผันแรงดันเป็นกระแส ในวงจรรูปที่ 2.4.5 อันเนื่องมาจากการใช้งานในช่วงที่มีคุณลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น องค์ประกอบหลักที่ทำให้วงจรมีการปฏิบัติงานที่ไม่เที่ยงตรงมีสาเหตุดังนี้ ข้อแรก เนื่องจากเกิดจากความคลาดเคลื่อนจากการถ่ายโอนจาก V_y ไป V_x และจาก V_y ไป I_z การถ่ายโอนคลาดเคลื่อน (Transfer Error (\mathcal{E}_a))

$$V_x = (1 - \mathcal{E}_a) V_y \quad (ค.8)$$

จากสมการที่ (ค.3) และ (ค.8) จะได้ว่า

$$(1 - \mathcal{E}_a) = \frac{g_{m1} Z_x}{1 + g_{m1} Z_x} \quad (ค.9)$$

$$\therefore \varepsilon_a = \frac{1}{1 + g_{m1}Z_x} \quad (\text{ค.10})$$

จากสมการที่ (ค.3) และ (ค.7) จะได้ว่า

$$I_z = \frac{g_{m2}}{(1 + g_{m1}Z_x)} V_y \quad (\text{ค.11})$$

กำหนดให้ $g_{m1}Z_x \gg 1$

$$I_z \cong \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \times \frac{V_y}{Z_x} \quad (\text{ค.12})$$

$$I_z = (1 - \varepsilon_a) V_y \quad (\text{ค.13})$$

จากสมการที่ (ค.9) และ (ค.13) จะได้ว่า

$$I_z = \frac{g_{m1}Z_x}{(1 + g_{m1}Z_x)} \times \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \times \frac{V_y}{Z_x} \quad (\text{ค.14})$$

$$I_z = \left(1 - \frac{1}{1 + g_{m1}Z_x} \right) A_G \times \frac{V_y}{Z_x} \quad (\text{ค.15})$$

$$I_Z = \frac{A_G}{Z_x} (1 - \varepsilon_a) V_y \quad (\text{ค.16})$$

ภาคผนวก ง.

ง.1 การวิเคราะห์หาค่าเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของค่ากระแส I_z เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลง

จากสมการที่ (2.4.5)

$$V_x = \frac{g_{m1}Z_x}{1 + g_{m1}Z_x} V_y = k_1 V_y \quad (ง.1)$$

k_1 คือเทอมของอัตราขยายแรงดัน

$$k_1 = \frac{g_{m1}Z_x}{1 + g_{m1}Z_x} = \frac{\frac{I_{B1}}{2V_T} Z_x}{1 + \frac{I_{B1}}{2V_T} Z_x} = \frac{I_{B1}Z_x}{2V_T + I_{B1}Z_x} \quad (ง.2)$$

กำหนดให้ $A = I_{B1}Z_x$ แทนในสมการที่ (ง.2)

$$k_1 = \frac{A}{\frac{2kT}{q} + A} = A \left(\frac{2kT}{q} + A \right)^{-1}$$

$$\therefore S_T^{k_1} = \left(\frac{T}{k_1} \right) \left(\frac{\partial k_1}{\partial T} \right) = \frac{T}{A \left(\frac{2kT}{q} + A \right)} \left\{ \left(\frac{-2k}{q} \right) \frac{A}{\left(\frac{2kT}{q} + A \right)^2} \right\} \quad (ง.3)$$

$$= \frac{\frac{-2kT}{q}}{\left(\frac{2kT}{q} + A \right)} = \frac{\frac{-2kT}{q}}{\left(\frac{2kT}{q} + I_{B1}Z_x \right)}$$

จะได้ว่า

$$\therefore S_T^{k_1} = \frac{-2V_T}{2V_T + I_{B1}Z_x} \quad (ง.4)$$

จากสมการที่ (2.4.8)

$$I_z = \frac{g_{m2}}{1 + g_{m1}Z_x} V_y = k_2 V_y \quad (3.5)$$

k_2 คือเทอมของอัตราขยายความนำถ่ายโอน

$$k_2 = \frac{g_{m2}}{1 + g_{m1}Z_x} = \frac{\frac{I_{B2}}{2V_T}}{1 + \frac{I_{B1}}{2V_T}Z_x} = \frac{I_{B2}}{2V_T + I_{B1}Z_x} \quad (3.6)$$

กำหนดให้ $A = I_{B1}Z_x$ แทนในสมการที่ (3.6)

$$\begin{aligned} k_2 &= \frac{I_{B2}}{\frac{2kT}{q} + A} = I_{B2} \left(\frac{2kT}{q} + A \right)^{-1} \\ \therefore S_T^{k_2} &= \left(\frac{T}{k_2} \right) \left(\frac{\partial k_2}{\partial T} \right) = \frac{T}{I_{B2}} \left(\frac{2kT}{q} + A \right) \left\{ \left(\frac{-2k}{q} \right) \frac{I_{B2}}{\left(\frac{2kT}{q} + A \right)^2} \right\} \\ &= \frac{\frac{-2kT}{q}}{\left(\frac{2kT}{q} + A \right)} = \frac{\frac{-2kT}{q}}{\left(\frac{2kT}{q} + I_{B1}Z_x \right)} \end{aligned} \quad (3.7)$$

จะได้ว่า

$$\therefore S_T^{k_2} = \frac{-2V_T}{2V_T + I_{B1}Z_x} \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.4) และ (3.8) สรุปได้ว่า

$$\therefore S_T^{k_1} = S_T^{k_2} = \frac{-2V_T}{2V_T + I_{B1}Z_x} \quad (ง.9)$$

จากนิยามฟังก์ชันของความไวว่า

$$S_T^{I_z} = \frac{\Delta I_z / I_z}{\Delta T / T} \quad (ง.10)$$

นั่นคือค่าความคลาดเคลื่อนของ I_z คิดเป็นเปอร์เซ็นต์

$$\frac{\Delta I_z}{I_z} = S_T^{I_z} \left(\frac{\Delta T}{T} \right) \times 100\% \quad (ง.11)$$

จากสมการที่ (ง.8) จะได้

$$S_T^{I_z} = S_T^{k_2 V_y} = V_y (S_T^{k_2}) = \frac{-2V_T}{2V_T + I_{B1}Z_x} \quad (ง.12)$$

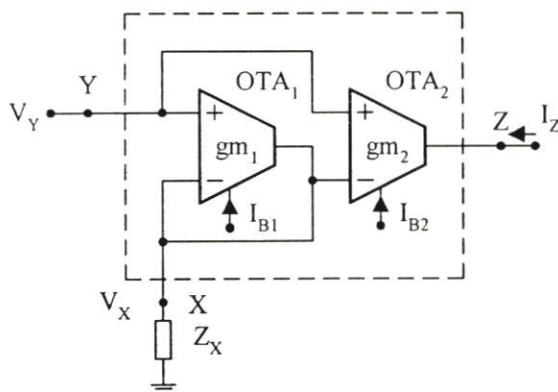
ค่าความคลาดเคลื่อนของ $I_z = \frac{\Delta I_z}{I_z} = \frac{\delta I_z}{I_z}$

$$\therefore \frac{\delta I_z}{I_z} = \left(\frac{-2V_T}{2V_T + I_{B1}Z_x} \right) \left(\frac{\Delta T}{T} \right) \times 100\% \quad (ง.13)$$

เมื่อ $\Delta T = T - 27^\circ C$

ภาคผนวก จ.

จ.1 การวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร แปลงผันแรงดันเป็นกระแส



รูปที่ จ.1 แสดงวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแสแบบที่ไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิ

จากวงจรรูปที่ จ.1 แสดงวงจรแปลงผันแรงดันเป็นกระแส โดยที่ค่าความต้านทานภายในของ OTA มีค่าสูงมาก ๆ จะสามารถวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ได้ดังต่อไปนี้

$$V_x = \frac{g_{m1} Z_x}{1 + g_{m1} Z_x} V_y \quad (\text{จ.1})$$

$$V_x = \left(1 - \frac{1}{1 + g_{m1} Z_x} \right) V_y \quad (\text{จ.2})$$

กำหนดให้

$$g_m(s) = \frac{g_{m0}}{1 + \tau s} = \frac{g_{m0}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (\text{จ.3})$$

จากสมการที่ (จ.3) แทนค่าในสมการที่ (จ.1) ได้เป็น

$$\begin{aligned}
 \frac{V_x}{V_y} &= \frac{\frac{g_{m0}Z_x}{1+\tau s}}{1+\frac{g_{m0}Z_x}{1+\tau s}} = \frac{g_{m0}Z_x}{1+g_{m0}Z_x+\tau s} \\
 &= \left(1 - \frac{1}{1+g_{m0}Z_x}\right) \left(\frac{1+g_{m0}Z_x}{1+g_{m0}Z_x+\tau s}\right) \\
 &= \left(1 - \frac{1}{1+g_{m0}Z_x}\right) \left(\frac{1}{1+\frac{\tau s}{1+g_{m0}Z_x}}\right) \tag{จ.4}
 \end{aligned}$$

จากสมการที่ (จ.4) เทียบกับรูปแบบของสมการมาตรฐานโพลเดียวจะได้ว่า

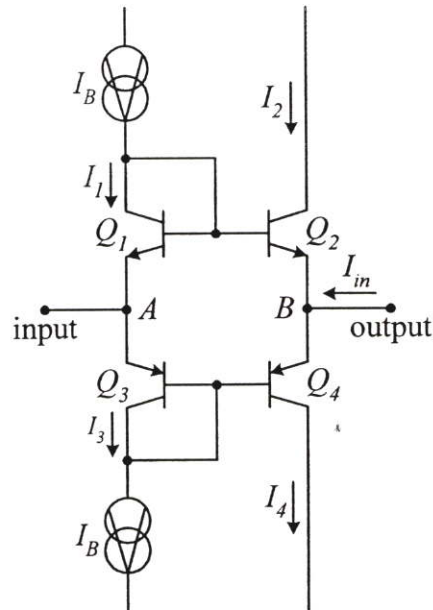
$$1 + \frac{\tau s}{g_{m0}Z_x} = 1 + \frac{s}{\omega_c(1+g_{m0}Z_x)} = 1 + \frac{s}{\omega_p} \tag{จ.5}$$

จากสมการที่ (จ.5) ดังนั้นผลของการป้อนกลับทำให้ตำแหน่งของโพลเลื่อนออกไปทางด้านลบมากขึ้น โดยที่ ω_c คือความถี่สูงสุดของ OTA ที่สามารถปฏิบัติงานได้ ผลการตอบสนองทางความถี่ที่ได้มีค่าเพิ่มมากขึ้นเป็น $1+g_{m0}Z_x$ เท่าของ ω_c ได้เป็น

$$\omega_p = \omega_c(1+g_{m0}Z_x) \tag{จ.6}$$

ภาคผนวก ฉ.

ฉ.1 การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{in} กับกระแส I_2 และ I_4 ดังนี้



รูปที่ ฉ.1 วงจรขยายคลาส AB แบบพุชพูล

จากรูปที่ ฉ.1 พิจารณาทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 จะได้

$$V_{BE1} + V_{BE3} = V_{BE2} + V_{BE4} \quad (\text{ฉ.1})$$

ค่าของแรงดัน V_{BE} ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จะมีค่า

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (\text{ฉ.2})$$

แทนค่าสมการที่ (ฉ.2) ในสมการที่ (ฉ.1) จะได้

$$V_{T1} \ln \frac{I_1}{I_{S1}} + V_{T3} \ln \frac{I_3}{I_{S3}} = V_{T2} \ln \frac{I_2}{I_{S2}} + V_{T4} \ln \frac{I_4}{I_{S4}} \quad (\text{ฉ.3})$$

ถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กัน กำหนดให้ $V_{T1} = V_{T2} = V_{T3} = V_{T4} = V_T$ และ $I_{S1} = I_{S2} = I_{S3} = I_{S4} = I_S$ จากสมการที่ (ฉ.3) จะได้

$$\ln I_1 I_3 = \ln I_2 I_4 \quad (\text{ฉ.4})$$

หรือ

$$\ln \frac{I_1 I_3}{I_2 I_4} = 0 \quad (\text{ฉ.5})$$

take exponential ทั้งสองข้างในสมการที่ (ฉ.5) จะได้

$$\frac{I_1 I_3}{I_2 I_4} = 1 \quad (\text{ฉ.6})$$

หรือ

$$I_2 I_4 = I_1 I_3 \quad (\text{ฉ.7})$$

จากรูปพบว่า $I_1 = I_3 \cong I_B$ สมการที่ (ฉ.7) จะได้

$$I_2 I_4 = I_B^2 \quad (\text{ฉ.8})$$

จากรูปที่ จ.1 พิจารณาที่จุด B จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_2 , I_4 และ I_{in} เป็น

$$I_2 = I_4 - I_{in} \quad (\text{ฉ.9})$$

หรือ

$$I_4 = I_2 + I_{in} \quad (\text{ฉ.10})$$

แทนสมการที่ (ฉ.10) ในสมการที่ (ฉ.8) จะได้

$$I_B^2 = I_2^2 + I_2 I_{in} \quad (\text{ฉ.11})$$

หรือ

$$I_2^2 + I_2 I_{in} - I_B^2 = 0 \quad (\text{ฉ.12})$$

แทนสมการที่ (ฉ.9) ในสมการที่ (ฉ.8) จะได้

$$I_B^2 = I_4^2 - I_4 I_{in} \quad (\text{ฉ.13})$$

หรือ

$$I_4^2 - I_4 I_{in} - I_B^2 = 0 \quad (\text{ฉ.14})$$

จากสมการที่ (ฉ.12) และ (ฉ.14) จะได้ค่ากระแส I_2 และ I_4 คือ

$$I_2 = \frac{\left[\left(I_{in}^2 + 4I_B^2 \right)^{1/2} - I_{in} \right]}{2} \quad (\text{ฉ.15})$$

และ

$$I_4 = \frac{\left[\left(I_{in}^2 + 4I_B^2 \right)^{1/2} + I_{in} \right]}{2} \quad (\text{ฉ.16})$$

ภาคผนวก ช.

ช.1 การประมาณค่าอนุกรมกำลัง (Power series) ของ $\sqrt{1+k_1 \sin^2 \omega t}$

เทอม $\sqrt{1+k_1 \sin^2 \omega t}$ นี้สามารถที่จะประมาณค่าได้โดยใช้อนุกรมกำลัง [52]

$$(1+X)^{1/2} = 1 + \frac{1}{2}X - \frac{1}{8}X^2 + \frac{3}{48}X^3 - \dots \quad \text{เมื่อ } -1 < X \leq 1 \quad (\text{ช. 1})$$

ถ้าหาก $k_1 < 1.0$ แล้วจะทำให้ $-1 < +k_1 \sin^2 \omega t \leq 1$ ดังนั้นสามารถที่จะประมาณค่า

$$\sqrt{1+k_1 \sin^2 \omega t} = 1 + \frac{1}{2}k_1 \sin^2 \omega t - \frac{1}{8}k_1^2 \sin^4 \omega t + \frac{3}{48}k_1^3 \sin^6 \omega t - \dots \quad (\text{ช. 2})$$

เมื่อ

$$\sin^2 \omega t = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t$$

$$\sin^4 \omega t = \frac{3}{8} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t + \frac{1}{8} \cos 4\omega t$$

$$\sin^6 \omega t = \frac{5}{16} - \frac{15}{32} \cos 2\omega t + \frac{3}{16} \cos 4\omega t - \frac{1}{32} \cos 6\omega t$$

นั่นคือ

$$\begin{aligned} \sqrt{1+k_1 \sin^2 \omega t} \cong & 1 + \frac{1}{2}k_1 \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t \right) \\ & - \frac{1}{8}k_1^2 \left(\frac{3}{8} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t + \frac{1}{8} \cos 4\omega t \right) \\ & + \frac{3}{48}k_1^3 \left(\frac{5}{16} - \frac{15}{32} \cos 2\omega t + \frac{3}{16} \cos 4\omega t - \frac{1}{32} \cos 6\omega t \right) \end{aligned} \quad (\text{ช. 3})$$

จัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned}
\sqrt{1+k_1 \sin^2 \omega t} \cong & \left(1 + \frac{1}{4}k_1 - \frac{3}{64}k_1^2 + \frac{5}{256}k_1^3\right) \\
& + \left(-\frac{1}{4}k_1 + \frac{1}{16}k_1^2 - \frac{15}{512}k_1^3\right) \cos 2\omega t \\
& + \left(-\frac{1}{64}k_1^2 + \frac{3}{256}k_1^3\right) \cos 4\omega t - \frac{1}{512}k_1^3 \cos 6\omega t
\end{aligned} \tag{๙. 4}$$

หรือ

$$\sqrt{1+k_1 \sin^2 \omega t} = a_{dc} + a_1 \cos 2\omega t + a_2 \cos 4\omega t - a_3 \cos 6\omega t + \dots$$

โดยที่

$$a_{dc} \cong 1 + \frac{1}{4}k_1 - \frac{3}{64}k_1^2 + \frac{5}{256}k_1^3$$

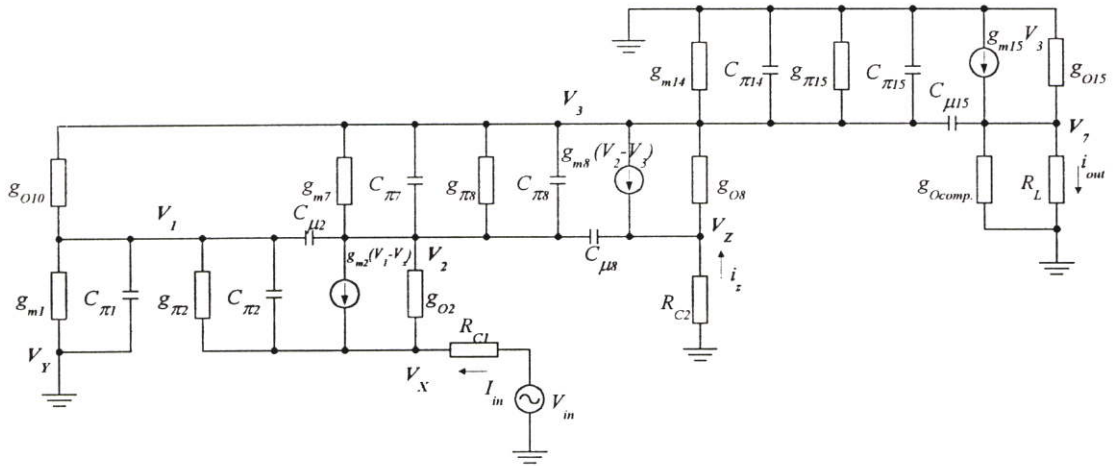
$$a_1 \cong -\frac{1}{4}k_1 + \frac{1}{16}k_1^2 - \frac{15}{512}k_1^3$$

$$a_2 \cong -\frac{1}{64}k_1^2 + \frac{3}{256}k_1^3$$

$$a_3 \cong -\frac{1}{512}k_1^3$$

ภาคผนวก ซ.

ซ.1 การหาฟังก์ชันส่งผ่านของวงจรที่มีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยการใช้ CCCII และวงจรสะท้อนกระแส



รูปที่ ซ.1 แสดงวงจรสมมูลที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่

วงจรที่มีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโดยการใช้ CCCII และวงจรสะท้อนกระแส แสดงดังรูปที่ 3.5 พิจารณาที่ CCCII ในส่วนของวงจรทรานส์ลิเนียร์คลาส AB การทำงานของ ทรานซิสเตอร์จะสลับกันทำงานระหว่างทรานซิสเตอร์ชุดบน คือ Q₁ และ Q₂ กับ Q₃ และ Q₄ ดังนั้น จึงสามารถวิเคราะห์ห้วงจรโดยเลือกการทำงานของทรานซิสเตอร์ชุดใดชุดหนึ่งได้ ในที่นี้จะเลือกชุด บนคือ Q₁ และ Q₂ มาทำการวิเคราะห์หาฟังก์ชันส่งผ่านของวงจร แสดงดังรูปที่ ซ.1 และเพื่อความ สะดวกในการหาฟังก์ชันส่งผ่านจะเปลี่ยนความต้านทานทุกตัวในวงจรให้เป็นความนำทั้งหมดคือ $g_{\pi} = 1/r_{\pi}$ และ $g_o = 1/r_o$ และกำหนดให้ $g_m \gg g_{\pi} \gg g_o$ ฟังก์ชันส่งผ่านของวงจรที่มีความถี่ และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นจะหาได้ดังนี้

ที่ node V₂

$$\begin{aligned}
 & -sC_{\mu 2}V_1 + \{g_{m7} + g_{\pi 8} + g_{o2} + s(C_{\pi 7} + C_{\pi 8} + C_{\mu 2} + C_{\mu 8})\}V_2 - sC_{\mu 8}V_Z \\
 & -g_{o2}V_X + g_{m2}(V_1 - V_X) = 0
 \end{aligned} \tag{ซ.1}$$

กำหนดให้ $C_{\pi 7} + C_{\pi 8} + C_{\mu 2} + C_{\mu 8} = C_1$ แทนในสมการที่ (ซ.1) ได้เป็น

$$(g_{m2} - sC_{\mu2})V_1 + (g_{m7} + sC_1)V_2 - sC_{\mu8}V_Z - g_{m2}V_X = 0 \quad (\text{ข.2})$$

ที่ node V_X

$$-(g_{\pi2} + sC_{\pi2})V_1 - g_{o2}V_2 + (g_{\pi2} + g_{o2} + g_{R_{c1}} + sC_{\pi2})V_X - g_{m2}(V_1 - V_X) = 0 \quad (\text{ข.3})$$

$$-(g_{m2} + sC_{\pi2})V_1 + (g_{m2} + g_{R_{c1}} + sC_{\pi2})V_X = 0 \quad (\text{ข.4})$$

ที่ node V_Z

$$(g_{o8} + g_{R_{c2}} + sC_{\mu8})V_Z - g_{m8}V_2 + g_{m8}V_3 - sC_{\mu8}V_Z = 0 \quad (\text{ข.5})$$

$$(g_{R_{c2}} + sC_{\mu8})V_Z - (g_{m8} + sC_{\mu8})V_2 = 0 \quad (\text{ข.6})$$

จากสมการที่ (ข.4) จะได้

$$V_1 = \frac{(g_{m2} + g_{R_{c1}} + sC_{\pi2})V_X}{(g_{m2} + sC_{\pi2})}$$

พิจารณาที่ความถี่สูงขึ้น $0 < s < \infty$

$$V_1 \approx V_X$$

แทนค่า V_1 ในสมการที่ (ข. 2)

$$-sC_{\mu2}V_X + (g_{m7} + sC_1)V_2 - sC_{\mu8}V_Z = 0$$

$$V_2 = \frac{sC_{\mu2}V_X + sC_{\mu8}V_Z}{(g_{m7} + sC_1)}$$

แทนค่า V_2 ในสมการที่ (ข. 6)

$$(g_{R_{c2}} + sC_{\mu8})V_Z - (g_{m8} + sC_{\mu8}) \frac{sC_{\mu2}V_X + sC_{\mu8}V_Z}{(g_{m7} + sC_1)} = 0$$

$$\left\{ (g_{R_{c2}} + sC_{\mu8}) - \frac{sC_{\mu8}(g_{m8} + sC_{\mu8})}{(g_{m7} + sC_1)} \right\} V_Z - \frac{sC_{\mu2}(g_{m8} + sC_{\mu8})V_X}{(g_{m7} + sC_1)} = 0$$

$$\frac{V_Z}{V_X} = \frac{sC_{\mu2}(g_{m8} + sC_{\mu8})}{(g_{m7} + sC_1)(g_{R_{c2}} + sC_{\mu8}) - sC_{\mu8}(g_{m8} + sC_{\mu8})} \quad (\text{ข. 7})$$

กำหนดให้ $R_{C1} = R_{C2}$ จะได้

$$\frac{i_z}{I_{in}} = \frac{s \left(s + \frac{g_{m8}}{C_{\mu8}} \right)}{\left\{ s^2 + s \frac{1}{C_{\mu8}R_{C2}} + \frac{g_{m7}}{C_1 C_{\mu8} R_{C2}} \right\}} \quad (\text{ข. 8})$$

ที่ node V_3

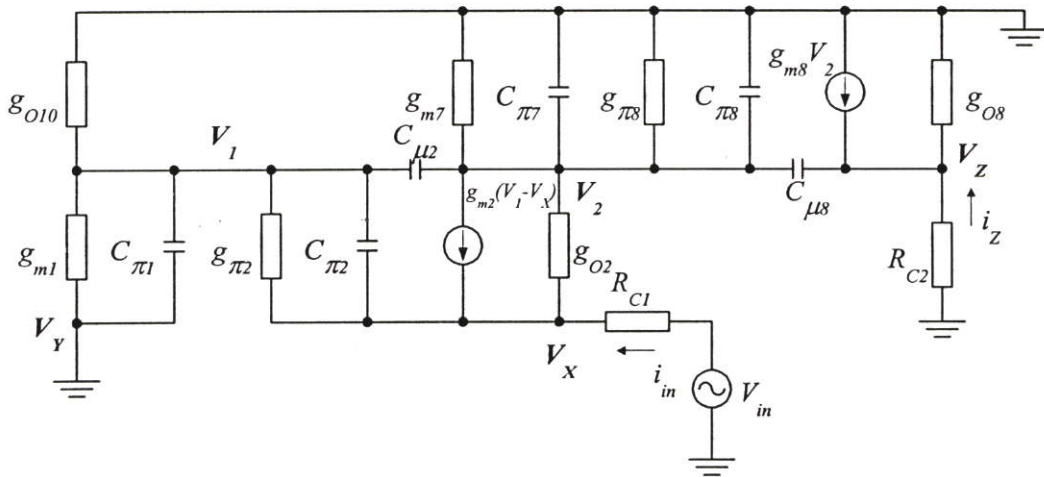
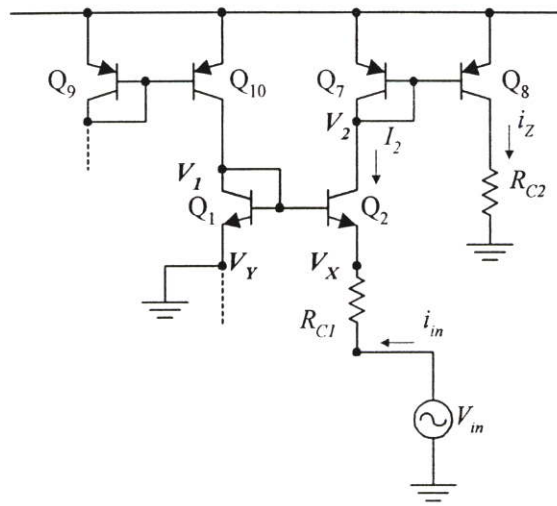
$$\{g_{m14} + s(C_{\pi14} + C_{\pi15})\}V_3 = i_z \quad (\text{ข. 9})$$

ที่ node V_Z

$$g_{m15}V_3 = i_{out} \quad (\text{ข. 10})$$

สมการที่ (ข. 10) หารด้วย สมการที่ (ข. 9)

$$\frac{i_{out}}{i_z} = \frac{g_{m15}}{s + \frac{g_{m14}}{(C_{\pi14} + C_{\pi15})}} \quad (\text{ข. 11})$$



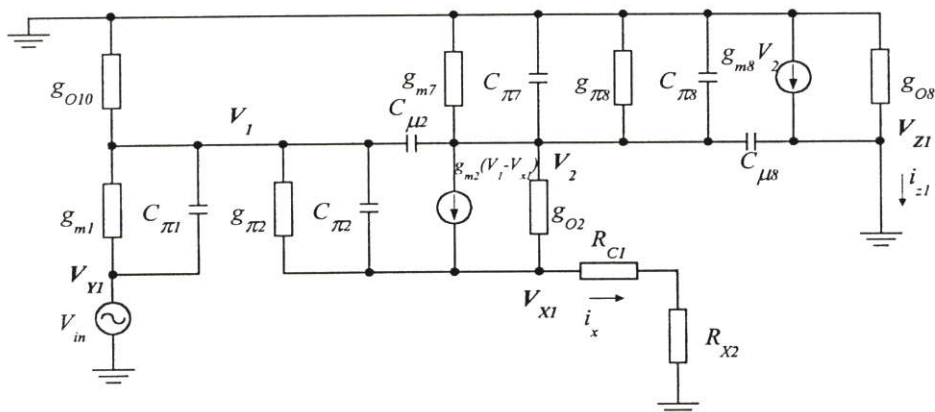
รูปที่ ๗.2 แสดงวงจรสมมูลของวงจรสะท้อนกระแสที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่

จากสมการที่ (๗. 8) และ สมการที่ (๗. 11) จะได้ว่า

$$\frac{i_z}{I_{in}} \times \frac{i_{out}}{i_z} = \frac{i_{out}}{I_{in}} = \frac{s \left(s + \frac{g_{m8}}{C_{\mu 8}} \right)}{\left\{ s^2 + s \frac{1}{C_{\mu 8} R_{C2}} + \frac{g_{m7}}{C_1 C_{\mu 8} R_{C2}} \right\}} \times \frac{g_{m15}}{s + \frac{g_{m14}}{(C_{\pi 14} + C_{\pi 15})}} \quad (๗.12)$$

ภาคผนวก ฅ

ฅ.1 การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่มีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยใช้ CCCII 4 ตัว กับตัวต้านทาน



รูปที่ ฅ.1 แสดงวงจรสมมูลที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่

ที่ node V_1

$$\{g_{m1} + g_{\pi2} + g_{o10} + s(C_{\pi1} + C_{\pi2} + C_{\mu2})\}V_1 - (g_{m1} + sC_{\pi1})V_{Y1} - sC_{\mu2}V_2 - (g_{\pi2} + sC_{\pi2})V_{X1} = 0 \quad (\text{ฅ. 1})$$

ที่ node V_2

$$-sC_{\mu2}V_1 + \{g_{m7} + g_{\pi8} + g_{o2} + s(C_{\pi7} + C_{\pi8} + C_{\mu2} + C_{\mu8})\}V_2 - g_{o2}V_{X1} + g_{m2}(V_1 - V_{X1}) = 0 \quad (\text{ฅ. 2})$$

ที่ node V_{X1}

$$-(g_{\pi2} + sC_{\pi2})V_1 - g_{o2}V_2 + (g_{\pi2} + g_{o2} + g_{R_{C1}} + sC_{\pi2})V_{X1} - g_{m2}(V_1 - V_{X1}) = 0 \quad (\text{ฅ. 3})$$

กำหนดให้ $g_m \gg g_{\pi} \gg g_o$ $C_{\pi1} + C_{\pi2} + C_{\mu2} = C_1$ $C_{\pi7} + C_{\pi8} + C_{\mu2} + C_{\mu8} = C_2$
จากสมการที่ (ฅ. 1)

$$(g_{m1} + sC_1)V_1 - (g_{m1} + sC_{\pi1})V_{Y1} - sC_{\mu2}V_2 - (g_{\pi2} + sC_{\pi2})V_{X1} = 0 \quad (\text{ฉ. 4})$$

จากสมการที่ (ฉ. 2)

$$(g_{m7} + sC_2)V_2 + (g_{m2} - sC_{\mu2})V_1 - g_{m2}V_{X1} = 0 \quad (\text{ฉ. 5})$$

จากสมการที่ (ฉ. 3)

$$(g_{m2} + g_{R_{C1}} + sC_{\pi2})V_{X1} - (g_{m2} + sC_{\pi2})V_1 = 0 \quad (\text{ฉ. 6})$$

จากสมการที่ (ฉ. 6)

$$V_1 = \frac{(g_{m2} + g_{R_{C1}} + sC_{\pi2})}{(g_{m2} + sC_{\pi2})}V_{X1} = 0 \quad (\text{ฉ. 7})$$

พิจารณาที่ความถี่สูงขึ้น $0 < s < \infty$

$$V_1 \approx V_{X1}$$

แทนค่า $V_1 = V_{X1}$ ในสมการที่ (ฉ. 5)

$$(g_{m7} + sC_2)V_2 + (g_{m2} - sC_{\mu2})V_{X1} - g_{m2}V_{X1} = 0 \quad (\text{ฉ. 8})$$

$$V_2 = -\frac{sC_{\mu2}}{g_{m7} + sC_2}V_{X1}$$

แทนค่าในสมการที่ (ฉ. 4)

$$(g_{m1} + sC_1)V_{X1} - (g_{m1} + sC_{\pi1})V_{Y1} + \frac{s^2C_{\mu2}^2}{g_{m7} + sC_2}V_{X1} - (g_{\pi2} + sC_{\pi2})V_{X1} = 0 \quad (\text{ฉ. 9})$$

$$\left\{ (g_{m1} + sC_1) - sC_{\pi 2} + \frac{s^2 C^2}{g_{m7} + sC_2} \right\} V_{X1} = (g_{m1} + sC_{\pi 1}) V_{Y1} \quad (\text{ฉ. 10})$$

$$\frac{V_{X1}}{V_{Y1}} = \frac{\left(1 + s \frac{C_{\pi 1}}{g_{m1}}\right) \left(1 + s \frac{C_2}{g_{m7}}\right)}{1 + s \left(\frac{C_1}{g_{m1}} + \frac{C_2}{g_{m7}}\right) + s^2 \frac{C_2 C_1}{g_{m1} g_{m7}}} \quad (\text{ฉ. 11})$$

ได้ฟังก์ชันถ่ายโอน ที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแรงดัน V_{x1} และ v_{in} ดังนี้

$$\frac{V_{X1}}{v_{in}} = \frac{\left(1 + s \frac{C_{\pi 1}}{g_{m1}}\right) \left(1 + s \frac{C_2}{g_{m7}}\right)}{1 + s \left(\frac{C_1}{g_{m1}} + \frac{C_2}{g_{m7}}\right) + s^2 \frac{C_2 C_1}{g_{m1} g_{m7}}} \quad (\text{ฉ. 12})$$

$$\frac{i_{x1}}{v_{in}} = \frac{1}{R_{C1} + R_{x2}} \frac{\left(s + \frac{g_{m1}}{C_{\pi 1}}\right) \left(s + \frac{g_{m7}}{C_2}\right)}{s^2 + s \left(\frac{C_1 g_{m7}}{C_2 C_{\pi 1}} + \frac{g_{m1}}{C_{\pi 1}}\right) + \frac{g_{m1} g_{m7}}{C_2 C_{\pi 1}}} \quad (\text{ฉ. 13})$$

ที่ node V_2

$$\{g_{m7} + s(C_{\pi 7} + C_{\pi 8})\} V_2 = i_{x1} \quad (\text{ฉ. 14})$$

ที่ node V_z

$$g_{m8} V_2 = i_{z1} \quad (\text{ฉ. 15})$$

สมการที่ (ฉ. 15) หารด้วย สมการที่ (ฉ. 14)

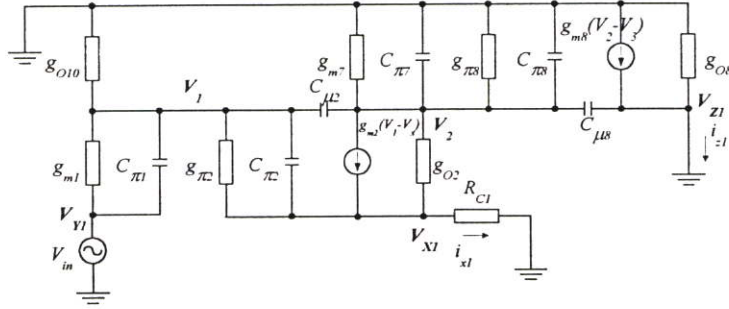
$$\frac{i_{z1}}{i_{x1}} = \frac{g_{m8}}{s + \frac{g_{m7}}{(C_{\pi 7} + C_{\pi 8})}} \quad (\text{ฉ. 16})$$

จากสมการที่ (ฉ. 13) และ สมการที่ (ฉ. 16) คูณกันจะได้ว่า

$$\frac{i_{z1}}{v_{in}} = \frac{1}{(R_{C1} + R_{X2})} \times \frac{\left(s + \frac{g_{m1}}{C_{\pi1}}\right)\left(s + \frac{g_{m7}}{C_2}\right)}{s^2 + s\left(\frac{C_1 g_{m7}}{C_2 C_{\pi1}} + \frac{g_{m1}}{C_{\pi1}}\right) + \frac{g_{m1} g_{m7}}{C_2 C_{\pi1}}} \times \frac{g_{m8}}{s + \frac{g_{m7}}{(C_{\pi7} + C_{\pi8})}} \quad (\text{ฉ. 17})$$

ภาคผนวก ญ

ญ.1 การวิเคราะห์หาค่าผลตอบสนองทางความถี่ ของวงจรที่มีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยใช้ CCCII 3 ตัว กับตัวต้านทาน



รูปที่ ญ.1 แสดงวงจรสมมูลที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่

ที่ node V_1

$$\{g_{m1} + g_{\pi 2} + g_{o10} + s(C_{\pi 1} + C_{\pi 2} + C_{\mu 2})\}V_1 - (g_{m1} + sC_{\pi 1})V_{Y1} - sC_{\mu 2}V_2 - (g_{\pi 2} + sC_{\pi 2})V_{X1} = 0 \quad (\text{ญ. 1})$$

ที่ node V_2

$$-sC_{\mu 2}V_1 + \{g_{m7} + g_{\pi 8} + g_{o2} + s(C_{\pi 7} + C_{\pi 8} + C_{\mu 2} + C_{\mu 8})\}V_2 - g_{o2}V_{X1} + g_{m2}(V_1 - V_{X1}) = 0 \quad (\text{ญ. 2})$$

ที่ node V_{X1}

$$-(g_{\pi 2} + sC_{\pi 2})V_1 - g_{o2}V_2 + (g_{\pi 2} + g_{o2} + g_{R_{C1}} + sC_{\pi 2})V_{X1} - g_{m2}(V_1 - V_{X1}) = 0 \quad (\text{ญ. 3})$$

กำหนดค่าให้ $g_m \gg g_\pi \gg g_o$ $C_{\pi 1} + C_{\pi 2} + C_{\mu 2} = C_1$ $C_{\pi 7} + C_{\pi 8} + C_{\mu 2} + C_{\mu 8} = C_2$
จากสมการที่ (ญ. 1)

$$(g_{m1} + sC_1)V_1 - (g_{m1} + sC_{\pi 1})V_{Y1} - sC_{\mu 2}V_2 - (g_{\pi 2} + sC_{\pi 2})V_{X1} = 0 \quad (\text{ญ. 4})$$

จากสมการที่ (ญ. 2)

$$(g_{m7} + sC_2)V_2 + (g_{m2} - sC_{\mu2})V_1 - g_{m2}V_{X1} = 0 \quad (\text{ญ. 5})$$

จากสมการที่ (ญ. 3)

$$(g_{m2} + g_{R_{C1}} + sC_{\pi2})V_{X1} - (g_{m2} + sC_{\pi2})V_1 = 0 \quad (\text{ญ. 6})$$

จากสมการที่ (ญ. 6)

$$V_1 = \frac{(g_{m2} + g_{R_{C1}} + sC_{\pi2})}{(g_{m2} + sC_{\pi2})}V_{X1} = 0 \quad (\text{ญ. 7})$$

พิจารณาที่ความถี่สูงขึ้น $0 < s < \infty$

$$V_1 \approx V_{X1}$$

แทนค่า $V_1 = V_{X1}$ ในสมการที่ (ญ. 5)

$$(g_{m7} + sC_2)V_2 + (g_{m2} - sC_{\mu2})V_{X1} - g_{m2}V_{X1} = 0 \quad (\text{ญ. 8})$$

$$V_2 = -\frac{sC_{\mu2}}{g_{m7} + sC_2}V_{X1}$$

แทนค่าในสมการที่ (ญ. 4)

$$(g_{m1} + sC_1)V_{X1} - (g_{m1} + sC_{\pi1})V_{Y1} + \frac{s^2C_{\mu2}^2}{g_{m7} + sC_2}V_{X1} - (g_{\pi2} + sC_{\pi2})V_{X1} = 0 \quad (\text{ญ. 9})$$

$$\left\{ (g_{m1} + sC_1) - sC_{\pi2} + \frac{s^2C_{\mu2}^2}{g_{m7} + sC_2} \right\} V_{X1} = (g_{m1} + sC_{\pi1})V_{Y1} \quad (\text{ญ. 10})$$

$$\frac{V_{X1}}{V_{Y1}} = \frac{\left(1 + s \frac{C_{\pi 1}}{g_{m1}}\right) \left(1 + s \frac{C_2}{g_{m7}}\right)}{1 + s \left(\frac{C_1}{g_{m1}} + \frac{C_2}{g_{m7}}\right) + s^2 \frac{C_1 C_2}{g_{m1} g_{m7}}} \quad (\text{ญ. 11})$$

ได้ฟังก์ชันถ่ายโอน ที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแรงดัน V_{X1} และ v_{in} ดังนี้

$$\frac{V_{X1}}{v_{in}} = \frac{\left(s + \frac{g_{m1}}{C_{\pi 1}}\right) \left(s + \frac{g_{m7}}{C_2}\right)}{s^2 + s \left(\frac{C_1 g_{m7}}{C_2 C_{\pi 1}} + \frac{g_{m1}}{C_{\pi 1}}\right) + \frac{g_{m1} g_{m7}}{C_2 C_{\pi 1}}} \quad (\text{ญ. 12})$$

ที่ node V_2

$$\{g_{m7} + s(C_{\pi 7} + C_{\pi 8})\}V_2 = i_{x1} \quad (\text{ญ. 13})$$

ที่ node V_z

$$g_{m8}V_2 = i_{z1} \quad (\text{ญ. 14})$$

สมการที่ (ญ. 14) หารด้วย สมการที่ (ญ. 13)

$$\frac{i_{z1}}{i_{x1}} = \frac{g_{m8}}{s + \frac{g_{m7}}{(C_{\pi 7} + C_{\pi 8})}} \quad (\text{ญ. 15})$$

จาก $V_{x1} = i_{x1} R_{C1}$ และจากสมการที่ (ญ. 12) และ สมการที่ (ญ. 15) คูณกันจะได้ว่า

$$\frac{i_{z1}}{v_{in}} = \frac{1}{R_{C1}} \frac{\left(s + \frac{g_{m1}}{C_{\pi 1}}\right) \left(s + \frac{g_{m7}}{C_2}\right)}{s^2 + s \left(\frac{C_1 g_{m7}}{C_2 C_{\pi 1}} + \frac{g_{m1}}{C_{\pi 1}}\right) + \frac{g_{m1} g_{m7}}{C_2 C_{\pi 1}}} \times \frac{g_{m8}}{s + \frac{g_{m7}}{(C_{\pi 7} + C_{\pi 8})}} \quad (\text{ญ. 16})$$

ภาคผนวก ก

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารต่างประเทศในวิทยานิพนธ์นี้มี 4 บทความดังต่อไปนี้

1. Surakamponorn, W., **Anuntahirunrat, K.** and Riewruja, V. “Sinusoidal Frequency Doubler and Full-wave Rectifier Using Translinear Current Conveyors.” *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 22, Oct. 1998. pp. 2077-2079.
2. Surakamponorn, W., Riewruja, V., Kumwachara, K., Surawatpunya, C. and **Anuntahirunrat, K.** “Temperature-Insensitive Voltage-to-Current Converter and Its Applications.” *IEEE Trans. Instru. and Measure.*, vol. 48, no. 6, Dec. 1999. pp. 1270-1277.
3. **Anuntahirunrat, K.**, Tangsirat, W., Riewruja, V. and Surakamponorn, W., “Sinusoidal Frequency Doubler and Full-wave Rectifier Using Translinear Current Controlled Conveyors.” *Proc. IEEE-TENCON 2000, Kuala Lumpur, Malaysia, Sep. 2000.* vol. I, pp. I-410-I-413.
4. **Anuntahirunrat, K.**, Tangsirat, W., Riewruja, V. and Surakamponorn, W., “Sinusoidal Frequency Doubler and Full-wave Rectifier Using Translinear Current Controlled Conveyors.” *Proc. IEEE-APCCAS 2000, Tianjin, China, Dec. 2000.* pp. 166-169.

ELECTRONICS LETTERS

AN INTERNATIONAL PUBLICATION

CONTENTS

pages 2073 - 2180

29th October 1998 Vol. 34 No. 22

ANALOGUE ELECTRONICS	page	ATM-based plug-and-play technique for in-home networking	page
1.3V single-stage CMOS opamp G.N. Lu and G. Sou (<i>France</i>)	2073	Mintae Hwang, Youngae Jeon and Jangkyung Kim (<i>Korea</i>)	2088
High performance CMOS current comparator using resistive feedback network	2074	Design of multicast ATM switch R.C. Chang and Chih-Yuan Hsieh (<i>Taiwan</i>)	2090
Byung-moo Min and Soo-won Kim (<i>Korea</i>)		Dynamic signalling period allocation algorithm for wireless ATM MAC protocols	2091
Si:SiGe MODFET current mirror K. Fobelets, W. Jeamsakiri, J. Hampson, C. Toumazou (<i>United Kingdom</i>) and T. Thornton (<i>USA</i>)	2076	Sangwook Kang, Yoan Shin and Seungcheol Choi (<i>Korea</i>)	
Sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier using translinear current conveyor	2077	Gain/phase imbalance cancellation technique in LINC transmitters S. Ampem-Darko and H.S. Al-Raweshidy (<i>United Kingdom</i>)	2093
W. Surakampornom, K. Anuntahirunrat and V. Riewruja (<i>Thailand</i>)		Generalised model of SUERM algorithm in CCSNo7 Z. Markov and B. Trenkic (<i>Yugoslavia</i>)	2094
Weak inversion four-quadrant multiplier and two-quadrant divider Cheng-Chieh Chang and Shen-kuan Liu (<i>Taiwan</i>)	2079	Near capacity multiple access scheme for interference channel using complex-valued signals Y. Li, H. Murata and S. Yoshida (<i>Japan</i>)	2096
CIRCUIT THEORY & DESIGN		Neural network congestion controller in prioritised ATM switch A. Al-Hammadi and J. Schormans (<i>United Kingdom</i>)	2097
Application of genetic algorithm to sample balance analysis of nonlinear circuits S. Iezekiel and A. Feresidis (<i>United Kingdom</i>)	2080	Polarisation-mode dispersion tolerance of 10 Gbit/s NRZ and RZ optical signals H. Taga, M. Suzuki and Y. Namihira (<i>Japan</i>)	2098
OTA-C filter design using inductor substitution and Bruton transformation methods Y. Sun (<i>United Kingdom</i>)	2082	Software tool for optimising indoor/outdoor coverage in a construction site S. Ruiz, Y. Samper, J. Pérez, R. Agusti and J. Olmos (<i>Spain</i>)	2100
COMMUNICATIONS & SIGNAL PROCESSING		COMPUTERS, LOGIC & MEMORIES	
Adaptive resynchronisation marker positioning method for error resilient video transmission Kook-yeol Yoo (<i>Korea</i>)	2084	Carry-select adder using single ripple-carry adder T.-Y. Chang and M.-J. Hsiao (<i>Taiwan</i>)	2101
Adaptive weighted parallel interference cancellation for CDMA systems Seong Rag Kim, In-Kyeong Choi, Sugbong Kang and Jeong Goo Lee (<i>Korea</i>)	2085	Digital n-tuple Hamming comparator for weightless systems D.B.S. King, R.J. Simpson, C. Moore and I.P. MacDiarmid (<i>United Kingdom</i>)	2103
Analysis and improvement of performance of MC-CDMA system with nonlinear amplifier Dong Ku Kim, Chool-Yong Ahn and Dong Seung Kwon (<i>Korea</i>)	2086		

(continued on back cover)

THE INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS

Measurements were performed using three voltage/current source-measure units and an on-wafer probe station. The 1.1k Ω bias setting resistors were used to monitor the current. Fig. 3 gives the current transfer characteristics of the circuit. The voltage swing of V_{gs} is $-1.6V < V_{gs} < +1.3V$, which corresponds to a gate voltage swing of 620mV $> V_{gs} > -520mV$. The current transfer characteristics in Fig. 3 are not completely linear, but are sufficiently close for use within many applications including operational amplifiers, transconductors, and many other negative feedback systems [8].

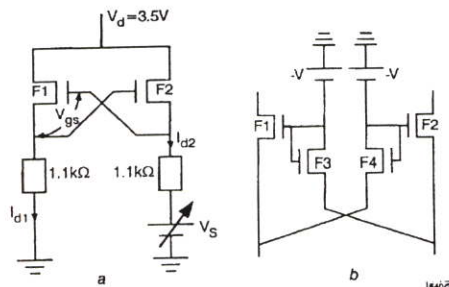


Fig. 2 Negative inverting, voltage-following current mirror with cross-coupled gate connections and necessary change of cross-coupling of gates to shift operation point to $V_{gs} = -V$

a Inverting current mirror
b Change of cross-coupling of gates

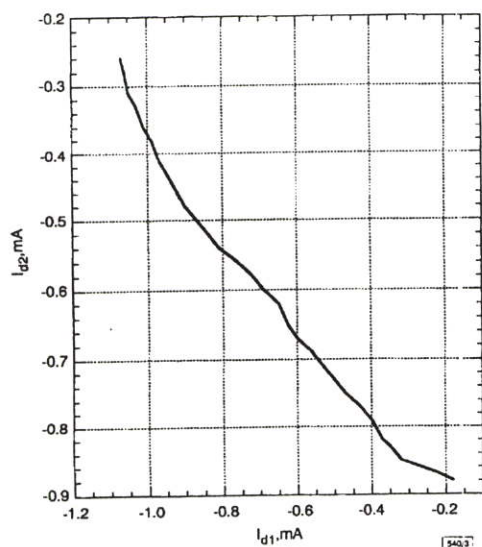


Fig. 3 Current transfer characteristics

The limited gate voltage swing is due to the non-ideal FET characteristics of the MODFETs around $V_{gs} = 0$. The source-drain current of the MODFET devices saturates as a function of source-gate voltage near 0 V. This undesired saturation characteristic of the Si:SiGe MODFET device is the result of three effects [9]: (i) high source and drain contact resistances; (ii) parallel conductance in the supply layer under forward bias conditions reducing the average channel mobility; (iii) high gate-drain fields resulting in velocity saturation. Improvement of the I_d/V_{gs} characteristics can be achieved by the following respective steps: (i) self-aligned processing of the source-drain regions to the gate and improved annealing of the Ohmic contacts; (ii) decreasing supply layer thickness; (iii) increasing oxide thickness. Changes to the circuit to define the operating point of V_{gs} at $V_{gs} = -0.3V$ will increase the gate voltage swing. A possible solution is illustrated in Fig. 2b. This circuit, whilst less elegant, is still feasible for monolithic integration, but increases the number of probes required for wafer-

probed circuit construction, making reliable operation difficult to achieve.

Conclusion: This Letter demonstrates for the first time the feasibility of realising current-mirrors in Si:SiGe MODFET technology for potential high frequency applications. The measurements have shown good linearity for a gate voltage swing of 1.1V. Improvement in circuit operation should be possible with the suggested enhancements in device structure and improved processing techniques.

Acknowledgments: The authors thank A. Churchill from DERA, Malvern UK for growth of the devices, and A. Payne from Imperial College, London UK for fruitful discussions. The financial support of EPSRC grant EERG2543 is gratefully acknowledged.

© IEE 1998

3 September 1998

Electronics Letters Online No: 19981494

K. Fobelets, W. Jeamsaksiri, J. Hampson and C. Toumazou (Department of Electrical and Electronic Engineering, Imperial College of Science, Technology and Medicine, Exhibition Road, London SW7 2BT, United Kingdom)

T. Thornton (Department of Electrical Engineering, Arizona State University, PO Box 875706, Tempe, AZ 85287-5706, USA)

References

- TOUMAZOU, C., and HAIGH, D.G.: 'High frequency GaAs current mirror', *Electron. Lett.*, 1990, **26**, p. 1802
- ISMAIL, K., MEYERSON, B.S., and WANG, P.J.: 'High electron mobility in modulation-doped Si/SiGe', *Appl. Phys. Lett.*, 1991, **58**, (19), p. 2117
- CHURCHILL, A.C., ROBBINS, D.J., WALLIS, D.J., GRIFFIN, N., PAUL, D.J., and PIDDUCK, A.J.: 'High-mobility two-dimensional electron gases in Si/SiGe heterostructures on relaxed SiGe layers grown at high temperatures', *Semicond. Sci. Technol.*, 1997, **12**, p. 943
- NAYAK, D.K., GOTO, K., YUTANI, A., MURATA, J., and SHIRAKI, Y.: 'High-mobility strained Si PMOSFETs', *IEEE Trans.*, 1996, **ED-43**, (10), p. 1709
- TOUMAZOU, C., LIDGEY, F.J., and HAIGH, D.G.: 'Analogue IC design: the current-mode approach'. IEE Circuits and Systems series 2 (Short Run Press Ltd, UK, 1993)
- YEOH, J.C., GREEN, P.W., THORNTON, T.J., KAYA, S., FOBELETS, K., and FERNANDEZ, J.M.: 'MOS gated Si:SiGe quantum wells by anodic oxidation', submitted to *Semicond. Sci. Technol.*, 1998
- HAIGH, D.G., TOUMAZOU, C., and NEWETT, S.J.: 'Measurements on gallium arsenide building blocks and implications for analog IC design', *Analog Integr. Circuits Signal Process.*, 1991, **1**, p. 137
- TOUMAZOU, C., and HAIGH, D.G.: 'Design of GaAs operational amplifiers for analogue sampled data applications', *IEEE Trans.*, 1990, **CAS-37**, (7), p. 922
- VELAZQUEZ, E., JEAMSAKSIRI, W., FOBELETS, K., and HAMPSON, J.: in preparation

Sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier using translinear current conveyor

W. Surakampontrorn, K. Anuntahirunrat and V. Riewruja

A simple circuit design technique for realising both a sinusoidal frequency doubler and a full-wave rectifier, employing a translinear current conveyor and current mirrors as active circuit elements, is proposed. The implementation method uses the inherited translinear loop of the translinear current conveyor to perform frequency doubling and rectification. The performance of the scheme is demonstrated by PSPICE simulations.

Introduction: Recently, the translinear current conveyor has received much attention relating to the design and implementation of current-mode function circuits with electronically tunable characteristics, such as oscillators, multipliers and filters [1-4]. These design methods take advantage of the terminal resistance R_X , which can be varied by means of an external bias current, that appears at port X of the conveyor. This terminal resistance is due

to the input resistance of the dual translinear loop inside the conveyor. Recently, it has been demonstrated that a dual translinear loop which works as a class AB amplifier can be used to implement both a sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier [5]. This Letter proposes a simple frequency doubler and full-wave rectifier circuit that employs a translinear current conveyor and current mirrors. The design makes use of the dual translinear characteristic of bipolar junction transistors associated within translinear current conveyors, where this characteristic is monitored from the supply-line currents.

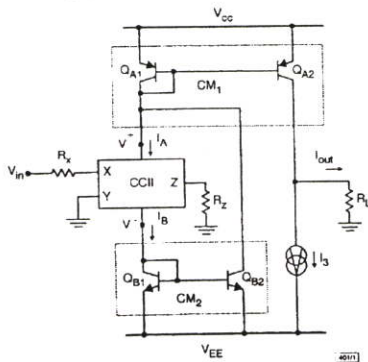


Fig. 1 Principle of proposed scheme

Circuit description:

(i) **Principle:** The block diagram of the proposed sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier circuit using a translinear current conveyor and current mirrors is shown in Fig. 1. Currents I_A and I_B denote, respectively, the positive-supply current and negative-supply current of the conveyor, and I_O is an external bias current. In this realisation scheme, the input signal voltage V_{IN} is converted to an input signal current I_{IN} by a converting resistor R_C ; the phase split output currents of the supply-line leads of the conveyor are sensed by the current mirrors CM1 and CM2 and then recombined to produce a unipolar output current I_{OUT} [6], and the current source I_3 is used to compensate the DC current at the output port. Fig. 2 shows is the circuit of the block diagram of Fig. 1. If we assume that the transistor's common-emitter current gain $\beta \gg 1$, Q_1 and Q_2 are closely matched and Q_3 and Q_4 are closely matched, and all the current mirrors have exact unity gain, then the relationship between currents $I_O, I_1, I_2, I_{IN}, I_A$ and I_B can be expressed as

$$I_1 = \left\{ [(I_{IN})^2 + 4(I_O)^2]^{1/2} - I_{IN} \right\} / 2 \tag{1a}$$

$$I_2 = \left\{ [(I_{IN})^2 + 4(I_O)^2]^{1/2} + I_{IN} \right\} / 2 \tag{1b}$$

$$I_A = 2I_O + 2I_1 \tag{2}$$

$$I_B = 3I_O + 2I_2 \tag{3}$$

Because the current mirror CM2 reflects current I_B in order to add with the current I_A , current mirror CM1 reflects current $I_A + I_B$ to the output node, and the constant current source I_3 compensates the DC current, the output current I_{OUT} becomes

$$I_{OUT} = 2 \left\{ [(I_{IN})^2 + 4(I_O)^2]^{1/2} \right\} \tag{4}$$

where, from eqns. 1 - 3, current $I_3 = 5I_O$.

(ii) **Sinusoidal frequency doubler:** For a sinusoidal signal, the input signal current $I_{IN} = I_m \sin \omega t$. If we set $k_1 = (I_m)^2 / 4(I_O)^2$, the signal amplitude $|I_{IN}| \ll 4I_O$ and power series of the form $\sqrt{1+x} = 1 + (\frac{1}{2})x - (\frac{1}{8})x^2 + \dots$ are employed. Then, eqn. 4, for $k_1 < 1$, can be approximately written as [5]

$$I_{OUT} \approx I_{DC} + I_{2\omega} \cos 2\omega t \tag{5}$$

where

$$I_{DC} \approx \left\{ 1 + \frac{1}{4}k_1 - \frac{3}{64}(k_1)^2 + \frac{5}{256}(k_1)^3 \right\} 4I_O \tag{6a}$$

$$I_{2\omega} \approx \left\{ -\frac{1}{4}k_1 + \frac{1}{16}(k_1)^2 - \frac{15}{512}(k_1)^3 \right\} 4I_O \tag{6b}$$

It is clearly seen that the output current contains the DC component and a signal in which the frequency is twice the input signal frequency.

(iii) **Full-wave rectifier:** From eqn. 4, on the other hand, if we choose the signal current such that $|I_{IN}| \gg 4I_O$, then the translinear loop will operate in class B mode. This means that

$$I_1 \approx 0 \text{ and } I_2 \approx 2I_{IN} \text{ for } I_{IN} > 0 \tag{7a}$$

and

$$I_1 \approx 2I_{IN} \text{ and } I_2 \approx 0 \text{ for } I_{IN} < 0 \tag{7b}$$

Therefore, the output current $I_{OUT} = 2|I_{IN}|$. It can be clearly seen that, in this case, the circuit functions as a full-wave rectifier.

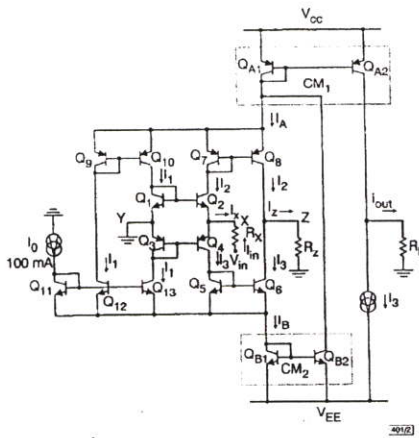


Fig. 2 Circuit diagram of sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier

Simulation results: The performance of the circuit in Fig. 2 was studied using PSPICE. The simulation was carried out using the bipolar transistor parameters of 2N3906 and 2N3904 *npn* and *npn* transistors, respectively. The bias current I_O was set to 0.1mA, $I_3 = 0.5mA$, and $V_{CC} = -V_{EE} = 5V$. Fig. 3 shows the performance of the proposed circuit when working as a sinusoidal frequency doubler. The peak-to-peak amplitude of V_{IN} is 1V, the test frequency is 100kHz, and R_C and R_B are chosen to be 5k Ω ; consequently, $k_1 = 0.25$. An error from the predicted value of eqn. 6 of $\sim 0.9\%$ was achieved. A harmonic distortion of $\sim 1.1\%$ and bandwidth of 5MHz were observed. Note that, owing to the similarity of the methods, the proposed circuit gives a response similar to those of the circuits in [5] and [7]. The full-wave rectifier response is shown in Fig. 4, where the peak-to-peak amplitude of the input signal is 1V, the test frequency is 100kHz and $R_C = R_B = 2k\Omega$. A percentage error of $\sim 1.4\%$ was observed.

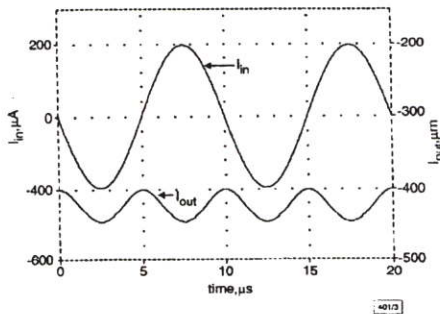


Fig. 3 Sinusoidal frequency doubler simulation result

Upper trace input: 400 μA p-p
Lower trace output: 48 μA p-p

Conclusion: It has been shown that a sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier circuit can be realised by using a translinear current conveyor and current mirrors as active circuit elements.

Frequency doubling and rectification are performed by employing the dual translinear characteristic associated within the current conveyor, where this characteristic has been monitored from the supply-line currents. PSPICE simulation results confirm the performance of the proposed circuit.

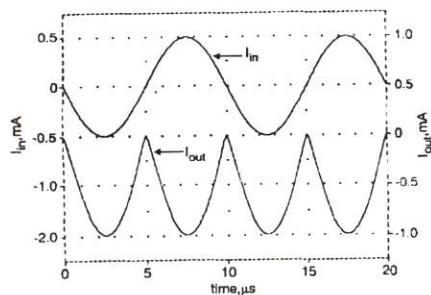


Fig. 4 Full-wave rectifier simulation response

Upper trace input: 1 mA p-p
Lower trace output: 1 mA p-p

Acknowledgments: The authors would like to acknowledge the financial support of this work by grants from the National Science and Technology Development Agency (NSTDA), Thailand and from the National Electronics and Computer Technology Center (NECTEC), Thailand.

© IEE 1998

27 August 1998

Electronics Letters Online No: 19981456

W. Surakampontrorn, K. Anuntahirunrat and V. Riewruja (The Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand)

References

- 1 FABRE, A., DAYOUB, F., DURUISSEAU, L., and KAMOUN, M.: 'High input impedance insensitive second-order filters implemented from current conveyors', *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, 1994, 41, (12), pp. 918-921
- 2 FABRE, A., SAAID, O., WEIST, F., and BOUCHERON, C.: 'High frequency applications based on a new current controlled conveyor', *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, 1996, 43, (2), pp. 82-91
- 3 KIRANON, W., KESORN, J., and WARDKEIN, P.: 'Current controlled oscillators based on translinear conveyors', *Electron. Lett.*, 1996, 32, (15), pp. 1330-1331
- 4 ABUELMA'ATTI, M.T., and AL-QAHTANI, M.A.: 'A current-mode current-controlled-conveyor-based analogue multiplier/divider', *Int. J. Electron.*, 1998, 85, (1), pp. 71-77
- 5 SURAKAMPONTORN, W., JUTAVIRIYA, S., and APAJINDA, T.: 'Dual translinear sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier', *Int. J. Electron.*, 1988, 65, (6), pp. 1203-1208
- 6 TOMAZOU, C., and LIDGLEY, F.J.: 'Wide-band precision rectification', *IEE Proc. G*, 1987, 137, (1), pp. 63-77
- 7 SURAKAMPONTORN, W.: 'Sinusoidal frequency doublers using operational amplifiers', *IEEE Trans.*, 1988, IM-37, (2), pp. 259-262

Weak inversion four-quadrant multiplier and two-quadrant divider

Cheng-Chieh Chang and Shen-Iuan Liu

A four-quadrant multiplier and a two-quadrant divider are presented. The proposed circuits are implemented by MOSFETs operating in weak inversion and are therefore suitable for low voltage and low power applications. Their performances were confirmed by HSPICE simulation using a 0.8µm CMOS process. The multiplier can operate under a ±0.75V supply voltage; and its linear input range is ~0.125µA with error < 2%. The input range of the divider is 0.5 - 2µA and the error is < 3% for divider current < 60nA.

Introduction: Low power consumption techniques have become more and more important in modern VLSI technologies. To realise low power circuits, one promising solution is to use MOSFETs which operate in weak inversion. Because of the exponential law of MOSFETs in weak inversion, it is easy to implement the various current-mode circuits, such as one-quadrant multiplier/dividers and square-rooting circuits, etc. [1 - 4]. Moreover, several interesting analogue signal processing circuits using MOSFETs in weak inversion have also been developed [1 - 6]. In this Letter, we propose a circuit which can provide four-quadrant multiplication and two-quadrant division. Simulation results are given to verify the theoretical analysis.

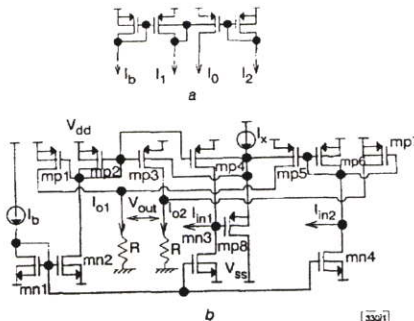


Fig. 1 Conventional one-quadrant multiplier/divider and proposed four-quadrant multiplier and two-quadrant divider

a Conventional one-quadrant multiplier/divider
b Proposed four-quadrant multiplier and two-quadrant divider

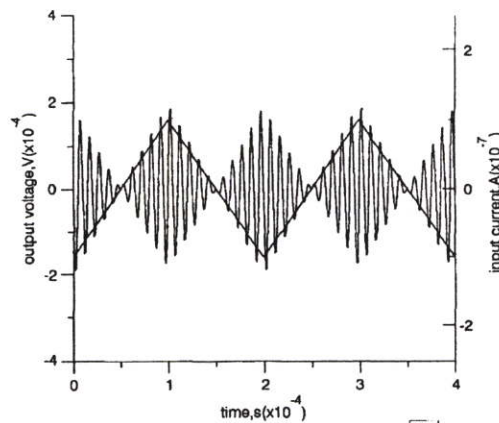


Fig. 2 Typical time-domain response of proposed multiplier

Circuit description: The conventional one-quadrant multiplier/divider is shown in Fig. 1a. The drain current for a PMOS transistor in weak inversion is given by [1 - 6]

$$I_D = I_{D0} \exp\left(\frac{V_{SG} + (n-1)V_{SB}}{nU_T}\right) \quad (1)$$

where I_{D0} is the leakage current, n is the slope factor and $U_T (=kT/q)$ is the thermal voltage. Assume that all the transistors in Fig. 1a operate in weak inversion. According to eqn. 1, the relation

$$I_o I_b = I_1 I_2 \quad (2)$$

can be obtained where currents I_o , I_b , I_1 and I_2 must be positive.

Fig. 1b shows the proposed multiplier and divider. The core elements are transistors mp2, mp4, mp5 and mp6. Transistors mp1, mp3 and mp7 duplicate the currents of mp2, mp4 and mp6, respectively, to be I_b , $I_{in1} + I_b$ and $I_{in2} + I_b$. Both I_{in1} and I_{in2} can be positive or negative (if $|I_{in1}|, |I_{in2}| < I_b$). The current I_o1 in Fig. 1b can be expressed as

$$I_{o1} = I_{mp1} + I_{mp5} = I_b + (I_{in1} + I_b)(I_{in2} + I_b)/I_b \quad (3)$$



IEEE TRANSACTIONS ON

INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT

A PUBLICATION OF THE IEEE INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT SOCIETY

DECEMBER 1999

VOLUME 48

NUMBER 6

IEIMAO

(ISSN 0018-9456)

PAPERS

New Level Sensor System for Ship Stability Analysis and Monitor	<i>H. Zheng, Y. Huang, and Y. Ye</i>	1014
Mode-Locked Ring Laser with Output Pulse Width of 0.4 ps	<i>K. Kuroda and H. Takakura</i>	1018
Cavity Perturbation Technique for the Measurement of Permittivity Tensor of Uniaxially Anisotropic Dielectrics	<i>L. Chen, C. K. Ong, and B. T. G. Tan</i>	1023
Amendment of Cavity Perturbation Method for Permittivity Measurement of Extremely Low-Loss Dielectrics	<i>L. Chen, C. K. Ong, and B. T. G. Tan</i>	1031
Self-Temperature-Testing of the Quartz Resonant Force Sensor.....	<i>Y.-G. Dong, J.-S. Wang, G.-P. Feng, and X.-H. Wang</i>	1038
The "Intelligent Tire" Utilizing Passive SAW Sensors—Measurement of Tire Friction	<i>A. Pohl, R. Steindl, and L. Reindl</i>	1041
A Filter for On-Line Estimation of Spectral Content	<i>G. J. W. Mallory and R. Doraiswami</i>	1047
An Electromagnetic Analysis of a Coaxial Cavity Cell	<i>A. D. Green and A. G. Williamson</i>	1056
Automatic Measurement of Velocity and Length of Moving Plate Using Self-Mixing Laser Diode	<i>T. Shibata, S. Shinohara, H. Ikeda, H. Yoshida, and M. Sumi</i>	1062
Substrate Noise Measurement by Using Noise-Selective Voltage Comparators in Analog and Digital Mixed-Signal Integrated Circuits.....	<i>K. Makie-Fukuda, T. Anbo, and T. Tsukada</i>	1068
Neural Modeling of Dynamic Systems with Nonmeasurable State Variables	<i>C. Alippi and V. Piuri</i>	1073
Stability of Some DC Reference Standards	<i>D. Vujević and D. Ilić</i>	1081
A Virtual Instrument for Time-Frequency Analysis	<i>I. Djurović and L. Stanković</i>	1086
VLBI Phase-Calibration System Suitable for Very-Wide-Band and Ultra-High-Frequency Operation	<i>H. Kiuchi, Y. Takahashi, N. Kurihara, R. Ambrosini, and P. M. McCulloch</i>	1093
Minimum-Phase FIR Filters for Delay-Constrained Noise Reduction	<i>O. Vainio</i>	1100
On the Determination of Dynamic Errors for Rise Time Measurement with an Oscilloscope.....	<i>C. Mittermayer and A. Steininger</i>	1103
Circuit for the Generation of Balanced Output Signals	<i>D. H. J. Baert</i>	1108
Evanescence Microwaves: A Novel Super-Resolution Noncontact Nondestructive Imaging Technique for Biological Applications	<i>M. Tabib-Azar, J. L. Katz, and S. R. LeClair</i>	1111
Reliable LDA-Spectra by Resampling and ARMA-Modeling	<i>S. de Waele and P. M. T. Broersen</i>	1117
A Study of a High-Resolution Linear Circuit for Capacitive Sensors	<i>N. Karlsson</i>	1122
Performances and Potentialities of a Very Simple Self-Compensated Pressure Sensor Demonstrator	<i>P. Ménini, G. Blasquez, P. Pons, X. Chauffleur, P. Dondon, and C. Zardini</i>	1125
Multimode Solution for the Reflection Properties of an Open-Ended Rectangular Waveguide Radiating into a Dielectric Half-Space: The Forward and Inverse Problems	<i>K. J. Bois, A. D. Benally, and R. Zoughi</i>	1131
Dielectric Plug-Loaded Two-Port Transmission Line Measurement Technique for Dielectric Property Characterization of Granular and Liquid Materials.....	<i>K. J. Bois, L. F. Handjojo, A. D. Benally, K. Mubarak, and R. Zoughi</i>	1141

(Continued on page 1013)

Temperature-Insensitive Voltage-to-Current Converter and Its Applications

Wanlop Surakamponorn, *Member, IEEE*, Vanchai Riewruja, *Member, IEEE*, Kiattisak Kumwachara, Charray Surawatpunya, *Member, IEEE*, and Kongsak Anuntahirunrat

Abstract—A novel voltage-to-current (V/I) converter circuit is proposed, which is based on an Operational Transconductance Amplifier (OTA) integrated circuit. The V/I transconductance gain is insensitive to temperature and the input differential voltage swing limitation of the OTA integrated circuit is alleviated. New circuits for the temperature-insensitive general-grounded resistance converter, instrumentation amplifier, electronically tunable gyrator, and analog multiplier are presented. Experimental and simulation results that demonstrate the performances of the V/I and its applications are also included.

1. INTRODUCTION

VOLTAGE-TO-CURRENT converters (V/I's) are very useful circuit building blocks in analog instrumentation and electronic systems design. For example, they are employed in the realization of active network elements, filters, oscillators, instrumentation amplifiers, and gyrators [1]–[5]. One of the well-known V/I's that is widely used is an operational transconductance amplifier (OTA) integrated circuit. The OTA is a commercially available, low-cost device that incorporates all the attractive features of an operational amplifier (op-amp). The attractive features of the OTA are that it has significantly higher bandwidth than an op-amp, the transconductance gain g_m can be linearly controlled over more than four decades, it is easy to implement in monolithic integrated form, and it leads itself to a very simple filter configuration. However, there are two major limitations in the design of circuit with commercial OTA's. The first limitation is that the transconductance gain g_m is inversely proportional to temperature. This causes the characteristic of the OTA-based circuit to be strongly dependent on the temperature, which is undesirable. The second limitation is that the input stage of the OTA is a conventional differential pair. Therefore, the OTA differential input voltage is limited to less than 50 mV for linear operation. These limitations can be overcome by the use of the compensation schemes in the [6]–[9]. However, when using these approaches, the temperature sensitivity of g_m can be reduced by some order of magnitude and only the

Manuscript received May 11, 1995; revised September 24, 1999. This paper was supported by grants from the National Science and Technology Development Agency, Thailand, the National Electronics and Computer Technology Center, Thailand, and the Japan International Cooperation Agency.

The authors are with the Faculty of Engineering and the Research Center for Communication and Information Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang Bangkok, 10520 Thailand.

Publisher Item Identifier S 0018-9456(99)09719-3.

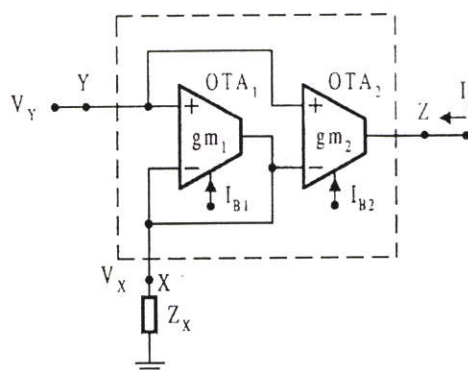


Fig. 1. Circuit diagram of the temperature-insensitive V/I.

compensation scheme of [6] can eliminate the input voltage swing limitation.

In this paper, a novel technique to realize temperature insensitive OTA-based V/I converter is described. The OTA differential input voltage swing limitation is also alleviated. The V/I exhibits wide linear electronically tunable range with the bias currents ratio. The proposed V/I is then employed to construct the temperature insensitive general grounded resistance converter, instrumentation amplifier, tunable gyrator and analog multiplier circuits.

II. CIRCUIT DESCRIPTION

The proposed temperature-insensitive OTA-based V/I converter consisting of two OTA's is shown in Fig. 1. Both OTA's are connected in such a way that their temperature dependences are properly compensated. OTA1 is formed as an electronically tunable resistor and an impedance Z_x function as a voltage divider circuit. In order to compensate the temperature dependence of the transconductance gain, the voltage across the OTA1 is then used as the input voltage for the OTA2. If V_y is the input voltage, V_x is the voltage across the impedance Z_x , I_z is the output current, and g_{m1} and g_{m2} are the transconductance gains of the OTA1 and OTA2, respectively; then, from routine circuit analysis of the Fig. 1, we can write

$$V_x = \frac{g_{m1} Z_x}{1 + g_{m1} Z_x} V_y \quad (1)$$

and

$$I_z = g_{m2}(V_y - V_x) \quad (2)$$

where $g_{m1} = I_{B1}/2V_T$, $g_{m2} = I_{B2}/2V_T$ and V_T is the thermal voltage. Solving for the output current I_z , we obtain

$$I_z = \frac{g_{m2}}{(1 + g_{m1}Z_x)} V_y. \quad (3)$$

Equation (3), if by design we let $g_{m1}Z_x \gg 1$, then output current can be approximately given by

$$I_z \cong \frac{g_{m2}V_y}{g_{m1}Z_x} \quad (4)$$

so

$$\begin{aligned} I_z &\cong \frac{I_{B2}V_y}{I_{B1}Z_x} \\ &= A_G \frac{V_y}{Z_x} \end{aligned} \quad (5)$$

where A_G is the bias current ratio between I_{B2} and I_{B1} . Equation (5) shows that the temperature dependence of the gains g_{m1} and g_{m2} are compensated. In addition, the bias current ratio A_G can be electronically tuned.

III. CIRCUIT PERFORMANCE

In practical realization, the deviation from ideal performance of the V/I circuit in Fig. 1 is due to the nonlinear characteristics of OTA's being used. The major factor that contributes to the inaccuracy of the circuit performance can be classified as follows. The first is due to the transfer error from V_y to V_x , and from V_y to I_z . In terms of the transfer error (ϵ_a), we can rewrite (1) and (3), respectively, as

$$V_x = (1 - \epsilon_a)V_y \quad (6)$$

and

$$I_z = \frac{A_G}{Z_x} (1 - \epsilon_a)V_y \quad (7)$$

where

$$\epsilon_a = \frac{1}{1 + g_{m1}Z_x}. \quad (8)$$

For example, if $g_{m1} = 0.0096$ A/V and $Z_x = R_x = 10$ k Ω , then the error less than 1% is predicted. This error can be further reduced by increasing $g_{m1}Z_x$ value.

The second factor is the temperature dependence of transconductance g_{mi} that affects the output current I_z . The percentage error of the output current I_z for the circuit of Fig. 1 can be expressed as

$$\frac{\delta I_z}{I_z} = \frac{-2V_T}{2V_T + I_{B1}Z_x} \frac{\Delta T}{T} \times 100\% \quad (9)$$

where T is the room temperature and ΔT is the change of temperature from room temperature. From (9), it is clearly seen

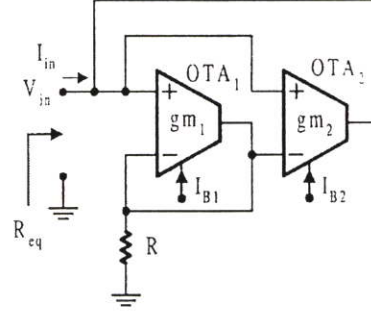


Fig. 2. General-grounded resistance converter.

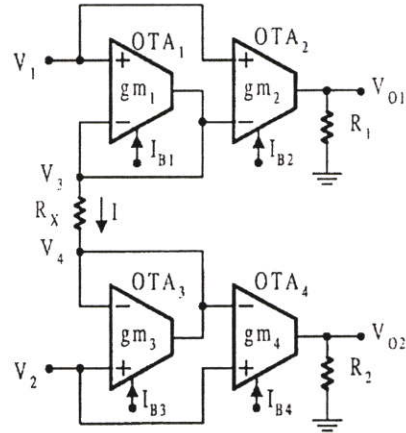


Fig. 3. OTA-based temperature-insensitive instrumentation amplifier.

that the temperature influence can be reduced by increasing $I_{B1}Z_x$ value. If $V_T = 26$ mV at room temperature, $I_{B1} = 100$ μ A, $Z_x = R_x = 10$ k Ω , and $T = 45^\circ$ C, then the percentage error of current I_z about 0.7425% and 15% are predicted for the temperature compensated and uncompensated ($I_{B1} = 0$) cases, respectively.

The dynamic range of the input voltage of the proposed circuit can approximately be given by

$$-(2V_T + I_{B1}Z_x) \leq V_{in} \leq (2V_T + I_{B1}Z_x) \quad (10)$$

It is also clearly seen from (10), that the dynamic range of the input voltage can be improved by increasing $I_{B1}Z_x$ value. For example, if $I_{B1} = 100$ μ A and $Z_x = R_x = 10$ k Ω , then the dynamic range of V_{in} about 1 V is expected. In comparison with the uncompensated ($I_{B1} = 0$) case, the dynamic range of V_{in} is limited by $2V_T$ or about 50 mV at room temperature.

The frequency response of the circuit in Fig. 1, depends on the cutoff frequency and stray capacitance at the input and output node of OTA. At port x , it can be expressed as

$$\frac{V_s}{V_y} = \frac{1}{\left[\frac{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})s^2}{g_{m1}\omega_c} + \frac{s}{g_{m1}Z_s\omega_c} + 1 \right]} \quad (11)$$

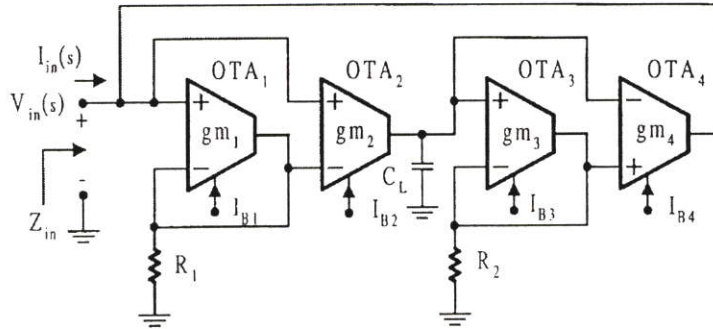


Fig. 4. An electronically tunable grounded gyrator.

where C_{i1} and C_{i2} are input capacitances of OTA1 and OTA2, respectively, C_{o1} is an output capacitance of OTA1 and ω_c is the cutoff frequency of OTA. If $C_{i1} = C_{i2} = 5$ pF, $C_{o1} = 6$ pF and $\omega_c = 12.6 \times 10^6$ rad/s, then the dominant pole is approximated at 6.15 MHz. We can see that the frequency response due to this pole is quite high and will not cause a frequency limitation. At port z , the relationship between I_z and V_y can be approximated by

$$\frac{I_z}{V_y} = \frac{A_G}{Z_x} \left(1 + \frac{s}{\omega_c} \right) \quad (12)$$

It is seen that the cutoff frequency of OTA will be the high frequency limitation of the V/I circuit. For commercial OTA's, the cutoff frequency is approximately 2 MHz.

IV. APPLICATION EXAMPLES

In order to demonstrate the usefulness of the proposed V/I circuit, some application examples for the V/I to realize analog signal processing circuit elements are discussed.

A. Second-Generation Current Conveyor (CCII)

From the V/I circuit of Fig. 1, the terminal characteristic can be expressed by the matrix equation

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ g_{m1}Z_x/(1+g_{m1}Z_x) & 0 & 0 \\ 0 & g_{m2}/g_{m1} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (13)$$

If we let $g_{m1}Z_x \gg 1$, and from (5), then the V/I can be described by the following set of equations:

$$i_y = 0; \quad V_x = V_y \quad \text{and} \quad i_z = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} i_x = \pm A_G i_x. \quad (14)$$

The V/I converter can also perform as an electronically tunable second generation current conveyor (ECCII), since the current transfer ratio A_G can be varied by electronic means [10]. The plus and minus signs in (14) denote the positive and negative current conveyors, respectively, and the circuit in Fig. 1 realizes the positive ECCII or ECCII \oplus . The major factor that contributes to the inaccuracy of the ECCII is the

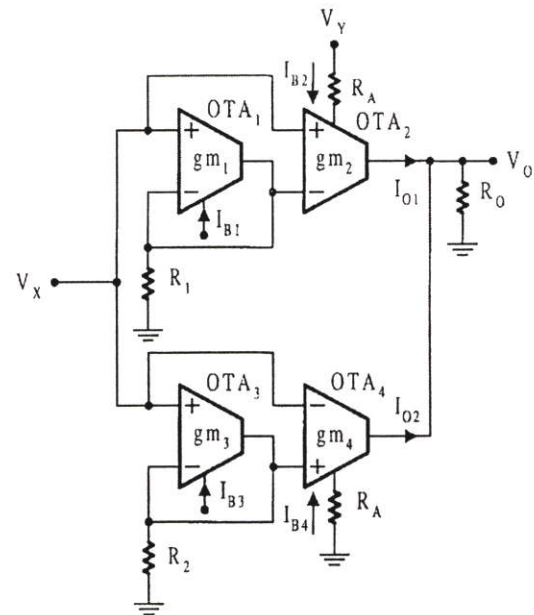


Fig. 5. Temperature-stable OTA-based analog multiplier.

input impedance at port x or r_x . From (13), the relationship between V_y and V_x can be written as

$$V_x = \frac{Z_x}{(r_x + Z_x)} V_y \quad (15)$$

where

$$r_x = \frac{1}{g_{m1}} = \frac{2V_T}{I_{B1}}. \quad (16)$$

The voltage at port y will accurately transfer to port x only if $r_x \ll Z_x$. For example, if $I_{B1} = 1$ mA or $r_x = 52 \Omega$ and $Z_x = R_x = 1$ k Ω , then the transfer error is about 1.3%.

B. General Grounded Resistance Converters

The circuit diagram of an equivalent general grounded resistance converter is shown in Fig. 2. The input resistance of the circuit can be given by

$$R_{eq} = -\frac{I_{B1}}{I_{B2}} R. \quad (17)$$

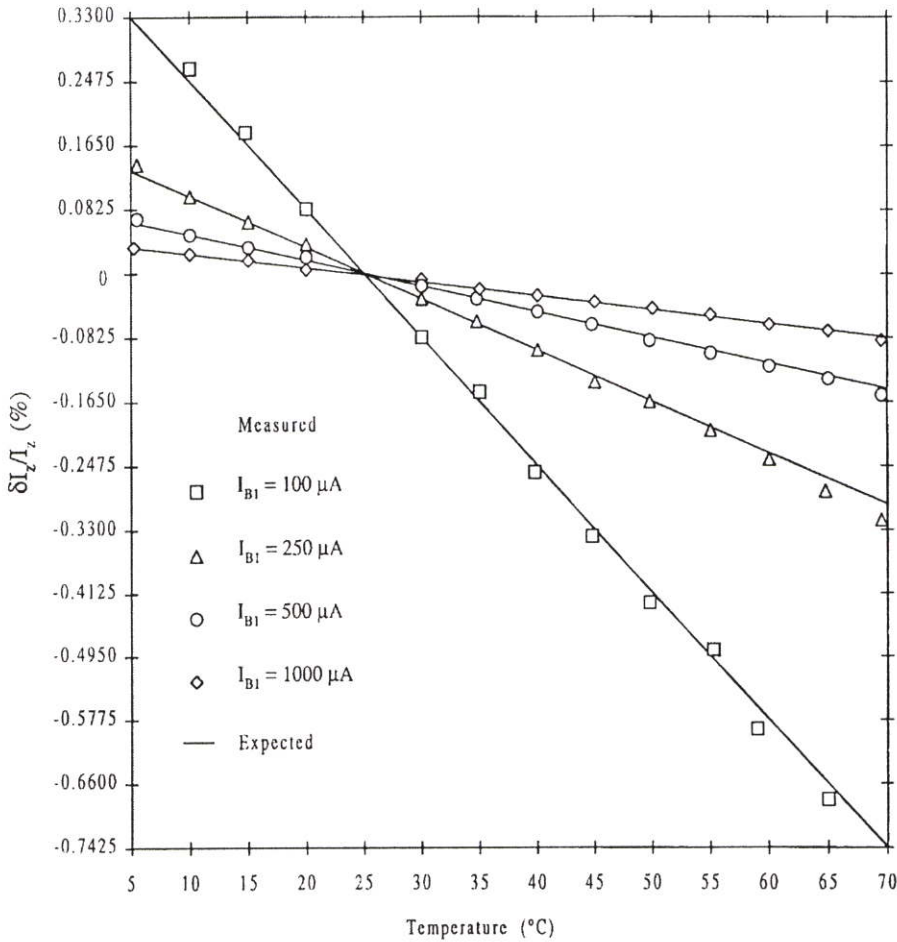


Fig. 6. Percentage error of I_2 versus temperature.

In this case, the circuit simulates a negative value grounded resistor, where its magnitude can be electronically varied by the bias current ratio I_{B1}/I_{B2} . If the input terminals of the OTA2 are interchanged, the circuit will simulate an electronically variable positive-value grounded resistor.

C. Instrumentation Amplifier

The proposed OTA-based temperature-insensitive instrumentation amplifier is shown in Fig. 3. It is desirable that OTA's with closely matched characteristics are used for OTA1 and OTA3, such as the commercially available dual variable OTA's, CA3280 or LM13600. If we design the circuit such that $g_{m1}R_x \gg 1$, $I_{B1} = I_{B3}$, or $g_{m1} = g_{m3}$, then the output voltage V_{01} and V_{02} can be written as

$$V_{01} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \frac{R_1}{R_x} (V_1 - V_2) = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \frac{R_1}{R_x} (V_1 - V_2) \quad (18)$$

and

$$V_{02} = \frac{g_{m4}}{g_{m3}} \frac{R_2}{R_x} (V_2 - V_1) = \frac{I_{B4}}{I_{B3}} \frac{R_2}{R_x} (V_2 - V_1). \quad (19)$$

It can be noted from (18) and (19) that the voltage gains of the instrumentation amplifier can be electronically adjusted by the bias currents I_{B2} and I_{B4} without disturbing the balance of the circuits. In addition, it is also worth noting that the circuit obtains a common-mode gain of zero without the need for any resistor matching.

D. Electronically Tunable Gyration

Another useful application of the V/I is to construct a gyrator or an impedance inverter. Such a circuit has an input impedance that is inversely proportional to the impedance of a conversion impedance Z_L or $Z_{in}(s) = 1/Z_L(s)$. The gyrator is used to simulate an inductor. Fig. 4 shows the grounded gyrator. Two V/I converters are required for this realization. If the load impedance is a capacitive reactance or $Z_L = 1/sC_L$, then $Z_{in}(s)$ becomes the impedance of an inductor. From routine circuit analysis, we obtain

$$Z_{in}(s) = \frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{g_{m1}g_{m3}}{g_{m2}g_{m4}} R_1 R_2 C_L s \quad (20)$$

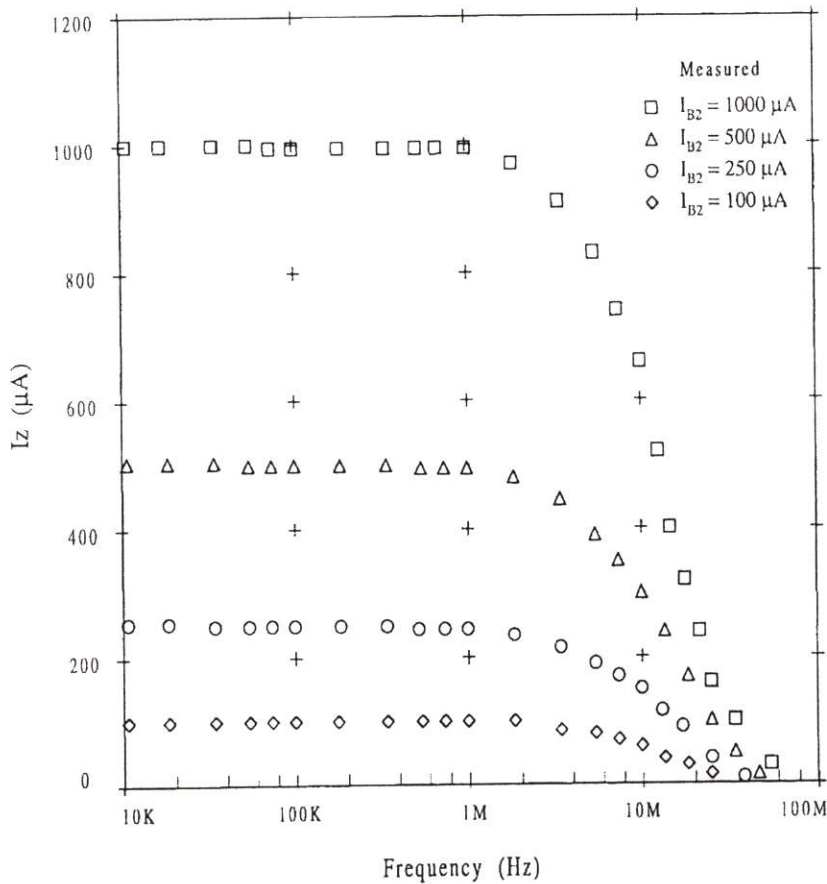


Fig. 7. Frequency response of V/I .

We see that the input impedance of the circuit is an inductive reactance with the inductance of the value

$$L_{eq} = \frac{g_{m1}g_{m3}}{g_{m2}g_{m4}} R_1 R_2 C_L = \frac{I_{B1}I_{B3}}{I_{B2}I_{B4}} R_1 R_2 C_L. \quad (21)$$

It should be pointed out that the value of the simulated inductance is temperature-stable.

E. Analog Multiplier

Fig. 5 shows the circuit diagram of the temperature-stable OTA-based analog multiplier. The values of the bias currents I_{B2} and I_{B4} can be given by

$$I_{B2} = \frac{(V_y + V_{CC} + V_{BE})}{R_A} \quad (22)$$

and

$$I_{B4} = \frac{(V_{CC} + V_{BE})}{R_A} \quad (23)$$

where V_{BE} is the base-to-emitter voltage of the bipolar transistor. Further it can easily be shown that the output current

I_{O1} and I_{O2} are

$$I_{O1} = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \frac{V_x}{R_1} = \frac{(V_y + V_{CC} + V_{BE})}{R_A I_{B1}} \frac{V_x}{R_1} \quad (24)$$

and

$$I_{O2} = -\frac{I_{B4}}{I_{B3}} \frac{V_x}{R_2} = -\frac{(V_{CC} + V_{BE})}{R_A I_{B3}} \frac{V_x}{R_2}. \quad (25)$$

If we choose such that $I_{B1} = I_{B3}$ and $R_1 = R_2$, the output voltage can be expressed as

$$V_O = \{I_{O1} + I_{O2}\}R_O = \frac{R_O}{I_{B1}R_1R_A} V_x V_y = K V_x V_y. \quad (26)$$

Equation (26) shows that the circuit of Fig. 5 provides the function of an analog multiplier and $K = R_O/(I_{B1}R_1R_A)$ is the multiplication constant.

V. EXPERIMENTAL AND SIMULATION RESULTS

The transconductance amplifier circuit in Fig. 1 was constructed by using LM 13600-type OTA's and 1% tolerance discrete resistor. For the resistor $Z_x = R_x = 10 \text{ k}\Omega$ and

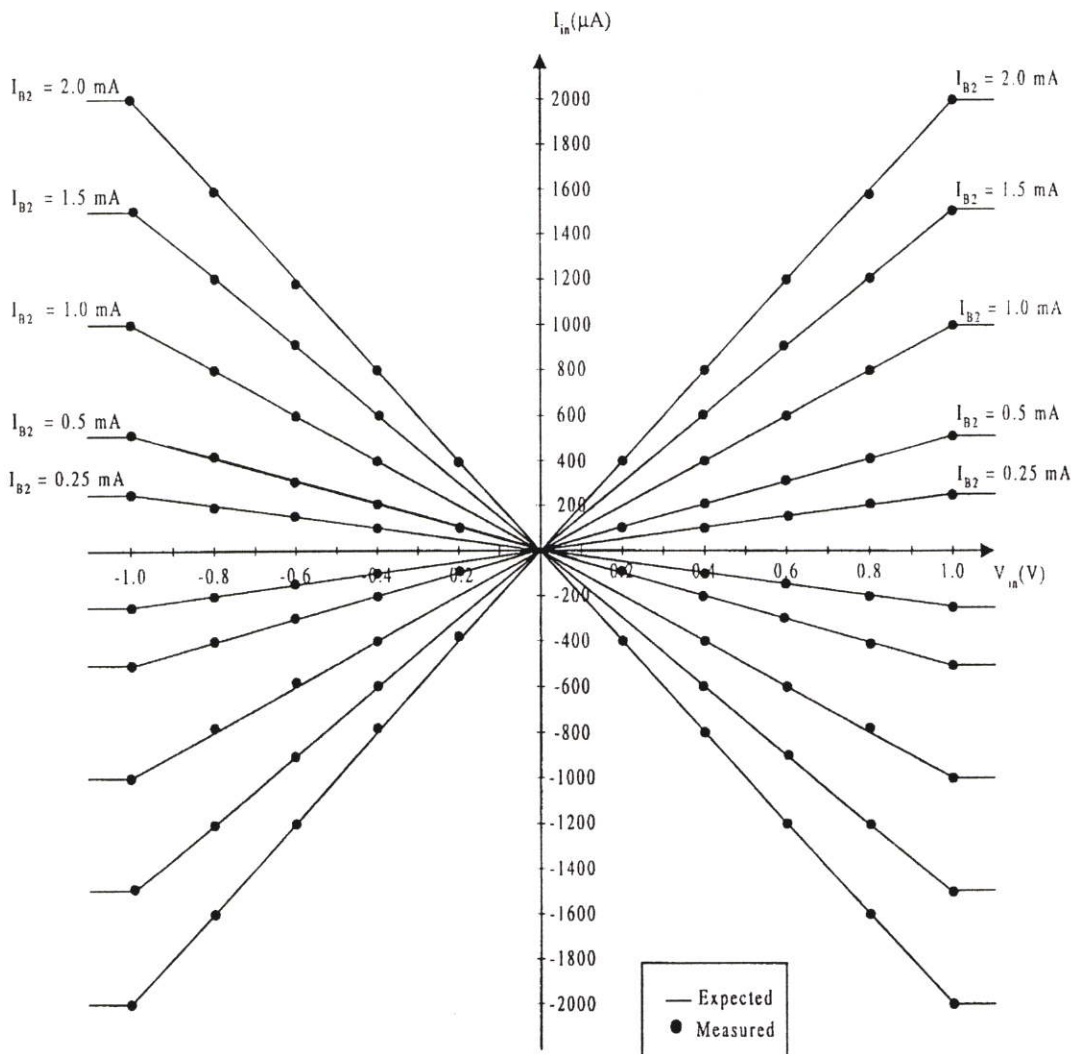


Fig. 8. Measured characteristics of the converter circuit of Fig. 2.

$V_y = 0.5$ V, the percentage error of I_z , due to the change of temperature, was measured for four different values of the current I_{B1} , i.e. = 100 μA , 250 μA , 500 μA , and 1 mA. Fig. 6 shows the percentage error of I_z due to the change of temperature for operating temperature variations from 5 $^{\circ}C$ to 70 $^{\circ}C$. The experimental results agree with the calculated values within 1.08%. Fig. 7 shows the frequency response of the V/I for $V_y = 1$ V_{p-p} and various values of I_{B2} . The cutoff frequency as measured is about 2.1 MHz, which agrees with the predicted value.

The measured characteristic of the resistance converter circuit of the Fig. 2 for both grounded positive and negative equivalent resistances, for $I_{B1} = 100$ μA , $R_x = 10$ k Ω and I_{B2} varied from 250 μA to 2 mA, are shown in Fig. 8. The transfer characteristic of the resistance converter is very linear over the dynamic range of about 1 V, as predicted by (10). The percentage transfer error is approximately 3%. The

plot of Fig. 9 shows the values of the converted resistances as a function of the bias current I_{B2} . We can see that the input resistance of the circuit R_{eq1} can be linearly and electronically controlled over four decades of the current I_{B2} . This confirms that the V/I can be electronically varied over a range.

The response of the multiplier of Fig. 5 connected to function as a frequency doubler circuit is shown in Fig. 10. We used $R_1 = R_2 = 10$ k Ω , $R_{L1} = 50$ k Ω , $R_0 = 1$ k Ω , $I_{B1} = I_{B3} = 100$ μA . For 2 V_{p-p}, with 1 kHz frequency input signal, the output signal with 20 mV_{p-p} amplitude and 2-kHz frequency can be measured.

Fig. 11 shows plots of the expected and experimentally measured inductive reactances or equivalent inductances versus the controlling current I_{B1} of the gyrator circuit of Fig. 4, for the $R_1 = R_2 = 10$ k Ω , $I_{B2} = 125$ μA , $I_{B3} = I_{B1} = 100$ μA and the capacitor $C_L = 0.01$ μF . Typical inductance value

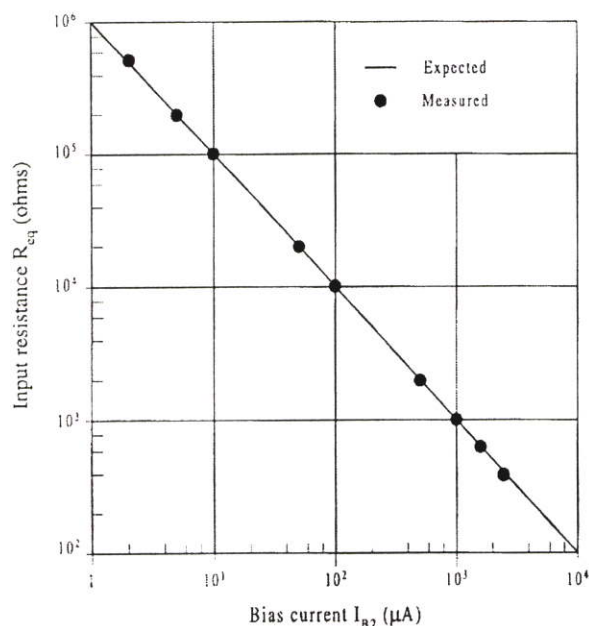


Fig. 9. Plots of the converter equivalent resistance R_{eq} against the bias current I_{B2} .

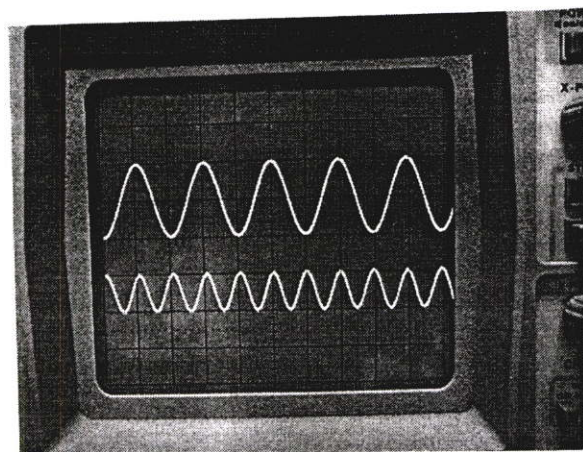


Fig. 10. Application of multiplier as a frequency doubler. (Vertical scale, upper trace: 1 V/divider. Lower trace: 20 mV/divider. Horizontal scale: 0.5 ms/divider).

obtained for $I_{B1} = 100 \mu\text{A}$ is about 800 mH. The measured results agree with the theoretical predictions within 5.3% for the frequency range 10 Hz–100 kHz.

VI. CONCLUSION

In this paper, a simple compensation scheme for the OTA-based V/I converter has been presented. The temperature dependence of the OTA transconductance gain and the input voltage swing limitation have been reduced by increasing $I_{B1}Z_x$ value. The temperature dependence of the transconductance gain has been reduced from typically 15% to approxi-

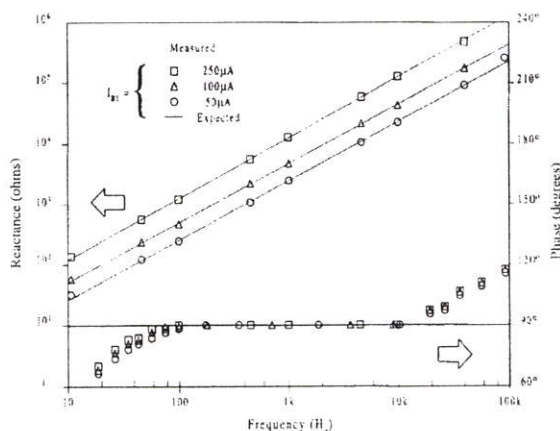


Fig. 11. Frequency response of a gyrator circuit of Fig. 4.

mately 0.7425% for 45 °C change of temperature and the input voltage swing limitation has been improved from $2V_T$ or 50 mV to approximately 1 V for $I_{B1} = 100 \mu\text{A}$ and $Z_x = 10 \text{ k}\Omega$ at room temperature. The compensation scheme requires only one additional OTA and is very suitable for implementation in monolithic integrated form. New circuits for the temperature insensitive OTA-based ECCII, grounded-resistance converter, instrumentation amplifier, tunable gyrator, and analog multiplier have also been proposed.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the editor and the reviewers for several very good suggestions and for their time and effort in helping to improve this paper.

REFERENCES

- [1] R. L. Geiger and E. Sanchez-Sinencio, "Active filter design using operational transconductance amplifiers: A tutorial," *IEEE Circuits Devices Mag.*, vol. 1, pp. 20–32, Jan. 1985.
- [2] I. A. Khan and M. T. Ahmed, "Wide-range electronically tunable multifunctional OTA-C filter for instrumentation applications," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-36, pp. 11–17, Jan. 1987.
- [3] R. Senani, "New electronically tunable OTA-C sinusoidal oscillators," *Electron. Lett.*, vol. 25, no. 4, pp. 286–287, 1989.
- [4] W. Surakamponorn, V. Riewruja, C. Surawatpunya and S. Yodladda, "Instrumentation amplifiers using operational transconductance amplifier," *Int. J. Electron.*, vol. 69, no. 5, pp. 511–515, 1991.
- [5] I. A. Khan and M. T. Ahmed, "Realization of tunable floating resistors," *Electron. Lett.*, vol. 22, no. 15, pp. 799–800, 1986.
- [6] J. Silva-Martinez and E. Sanchez-Sinencio, "Analogue OTA multiplier without input voltage swing restrictions, and temperature-compensated," *Electron. Lett.*, vol. 22, no. 11, pp. 599–600, 1986.
- [7] H. S. Malval and M. Luetgen, "Temperature compensation of OTA-based filters and amplifiers," *Electron. Lett.*, vol. 23, no. 17, pp. 890–891, 1987.
- [8] W. S. Chugn, H. W. Cha, and K. H. Kim, "Temperature-stable VCO based on operational transconductance amplifiers," *Electron. Lett.*, vol. 26, no. 22, pp. 1900–1901, 1990.
- [9] M. T. Ahmed, I. A. Khan, and T. Praveen, "Wide range electronically tunable component multipliers," *Int. J. Electron.*, vol. 65, no. 5, pp. 1007–1011, 1988.
- [10] W. Surakamponorn and P. Thitimajshima, "Integrable electronically tunable current conveyors," in *Proc. Inst. Elect. Eng. G*, vol. 135, no. 2, pp. 71–77, 1988.



Wanlop Surakampontorn (S'80-M'84) was born in Bangkok, Thailand. He received the B. Eng. and M. Eng. degrees in electrical engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMILT), Bangkok, Thailand, in 1976, and 1978, respectively, and the Ph.D. in electronics from the University of Kent at Canterbury, Kent, U.K., in 1983.

Since 1978, he has been a member of the Department of Electronics, Faculty of Engineering, KMILT, where he is currently a Professor of Electronic Engineering. His research interests are in the areas of analog and digital integrated circuit designs, real-time application of PC computers and microprocessors, digital signal processing, electronic instrumentation, and VLSI signal processing.



Charray Surawatpunya (M'84) was born in Bangkok, Thailand, in 1953. He received the B. Eng. degree in telecommunication engineering (first-class honors) from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMILT), Bangkok, Thailand, in 1977. He received the M. Eng. and Dr. Eng. degrees in communication engineering in 1981 and 1984, respectively, from Osaka University, Japan, and was the recipient of a Monbusho Scholarship from the Japanese Government.

Since 1989, he has been an Associate Professor of Communication Engineering with KMILT. His research interests are mainly in millimeter-wave integrated circuit components and electronic integrated circuits design.



Vanchai Riewruja (S'88-M'92) was born in Bangkok, Thailand. He received the B. Eng.(Hons.), M. Eng., and Dr. Eng. degrees, all in electrical engineering, from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMILT), Bangkok, Thailand, in 1984, 1988 and 1992, respectively.

He is now an Associate Professor of the Control Engineering Department, KMILT. His research interests include nonlinear circuit design, analog and digital integrated circuit designs, electronic and industrial instrumentation, and microprocessors.



Kongsak Anuntahirunrat was born in Bangkok, Thailand. He received the B. Ind.Tech. and M. Eng. degrees in electrical engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMILT), Bangkok, Thailand, in 1987 and 1993, respectively. He is currently working toward the Dr. Eng. degree at KMILT.

His research interests include analog signal processing, analog integrated circuit, and electronic instrumentation.



Kiattisak Kumwachara was born in Khon Kaen, Thailand. He received the B.Sc.(Hons.) degree in applied physics, and the M. Eng. and Dr. Eng. degrees in electrical engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMILT), Bangkok, Thailand, in 1987, 1991 and 1997, respectively.

He is now an Assistant Professor of Control Engineering Department at KMILT. His research interests includes analog signal processing, analog integrated circuit and filter design, and electronic instrumentation.



IEEE

Networking the World

2000 TENCON PROCEEDINGS



Intelligent Systems and Technologies for the New Millennium

Volume I

Venue

Renaissance-New World Hotel
Kuala Lumpur
Malaysia

Date

24th-27th September 2000

Co-Sponsor



Sponsor

IEEE Region 10
(Asia Pacific)

Official Carrier



IEEE CATALOG NUMBER: 00CH37119

Sinusoidal Frequency Doubler and Full-Wave Rectifier using Translinear Current Controlled Conveyors

Kongsak ANUNTAHIRUNRAT

Faculty of Engineering and The Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

e-mail : kongsak@mvlsi.eng.kmitl.ac.th
Wanlop SURAKAMPONTORN

Faculty of Engineering and The Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

e-mail : kswanlop@kmitl.ac.th

Worapong TANGSRIRAT

Faculty of Engineering and The Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

e-mail : ktworapo@kmitl.ac.th
Vanchai RIEWRUJA

Faculty of Engineering and The Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

e-mail : vanchai@mvlsi.eng.kmitl.ac.th

Abstract: An alternative technique for realizing both a sinusoidal frequency doubler and a full-wave rectifier, using translinear current controlled conveyors as active circuit elements, is presented. The proposed frequency doubling and the rectifying action are exploited from the translinear characteristic of the current conveyor. Simulation and experimental results are given to confirm the theoretical analysis.

Keywords

Sinusoidal frequency doubler, translinear, current conveyors.

I. INTRODUCTION

Sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier find a wide range of applications in instrumentation and communication systems. It has been demonstrated that a dual translinear loop, which works as a class AB amplifier, can be used to implement both a sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier [1]. In recent years, a translinear current conveyor has received much attention in the design and implementation of current-mode function circuits with electronically tunable characteristic such as oscillators, multipliers and filters [2]-[5]. Due to the dual translinear characteristic of bipolar junction transistors associated within the current conveyor, it recently has been demonstrated that a translinear current conveyor incorporates both a sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier functions. However the circuit requires the external current mirrors. Therefore, the purpose of this article is to propose a frequency doubler and full-wave rectifier circuit that was employed four translinear current controlled conveyors. Moreover, the circuit requires only external resistors.

II. CIRCUIT DESCRIPTION

A. Basic Principle

The schematic diagram of the translinear-based second-generation current-controlled conveyor (CCCII) is shown in Fig. 1, where i_{in} is the input current at port X, I_o is the DC bias current. Groups of transistors Q_1 - Q_4 constitute a dual translinear input cell. Assuming that the transistor's common-emitter current gain $\beta \gg 1$, the expression for I_2 and I_4 can be stated as follow [6,7]

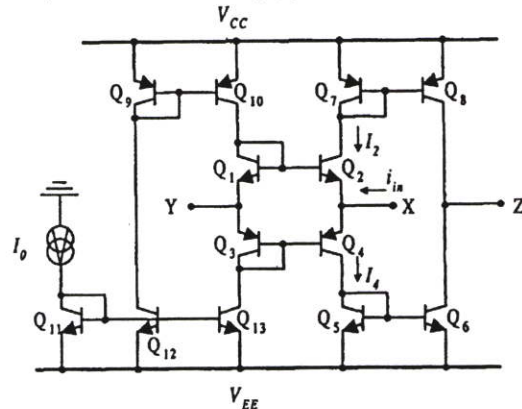


Fig. 1. Schematic diagram of the translinear current-controlled conveyor.

$$I_2 = \left\{ \left[(i_{in})^2 + 4(I_o)^2 \right]^{1/2} - i_{in} \right\} / 2 \quad (1a)$$

$$I_4 = \left\{ \left[(i_{in})^2 + 4(I_o)^2 \right]^{1/2} + i_{in} \right\} / 2 \quad (1b)$$

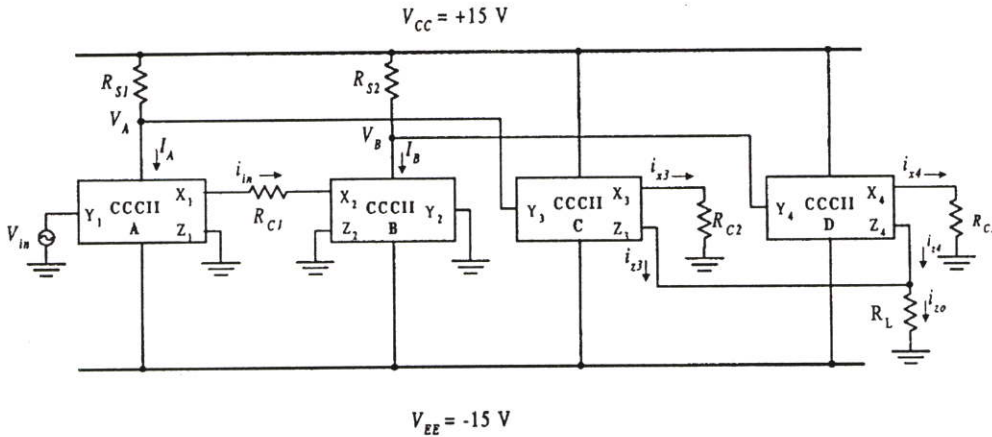


Fig. 2. The proposed sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier.

A realization scheme for the proposed sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier employing translinear conveyors is shown in Fig. 2. Current I_A and I_B denote, respectively, the positive-supply currents of the conveyors CCCII A and CCCII B. It is noted that the CCCII building block in Fig. 2 corresponds to the circuit diagram of the translinear current controlled conveyor in Fig. 1. Thus, the expression for I_{2A} and I_{2B} are

$$I_{2A} = \left\{ \left[(i_{x1})^2 + 4(I_o)^2 \right]^{1/2} - i_{x1} \right\} / 2 \tag{2a}$$

$$I_{2B} = \left\{ \left[(i_{x2})^2 + 4(I_o)^2 \right]^{1/2} - i_{x2} \right\} / 2 \tag{2b}$$

where I_{2A} and I_{2B} denote, respectively, the currents I_2 of the conveyors CCCII A and CCCII B. By summing signal currents from equations (2a) and (2b) can be given by

$$I_{2A} + I_{2B} = \left[(2I_o)^2 + (i_{in})^2 \right]^{1/2} \tag{3}$$

where the supply currents I_A and I_B are sensed by resistors R_{S1} and R_{S2} , respectively, and the voltage drop across the resistors that are delivered to port Y_3 and Y_4 of the CCCII C and CCCII D, respectively. If we set $R_{S1} = R_{S2} = R_S$, $R_{C1} = R_{C2} = R_C$, $R_{C3} = R_C$, $R_{L1} = R_{L2} = R_L$, then the output currents of the CCCII C and CCCII D can be given by

$$i_{z0} = 2k_1 V_{CC} - 4k_1 I_o R_S - 2k_1 R_S \left(4I_o^2 + i_{in}^2 \right)^{1/2} \tag{4}$$

where $k_1 = \frac{1}{R_C + R_X}$, and V_{cc} is the power supply voltage.

It is evident that the third term of equation (4) or i_{z0} is in the form of a root-sum-of square relation. It is this term that results in the frequency doubling action.

B. Sinusoidal Frequency Doubler

For a sinusoidal input signal voltage $v_{in} = V_m \sin \omega t$, the input signal current i_{in} is equally to $I_m \sin \omega t$ where $I_m = \frac{V_m}{R_{C1}}$. If we select the signal amplitude such that

$|i_{in}| \leq 4I_o$, then from that the third term of equation (4) becomes

$$I_{2A} + I_{2B} = \left[k_2 \sin^2 \omega t + (2I_o)^2 \right]^{1/2} \tag{5}$$

If we set $k_2 = \frac{I_m^2}{(2I_o)^2}$. The term between brackets can be expanded by using the power series of the form $\sqrt{1+x} = 1 + \left(\frac{1}{2}\right)x - \left(\frac{1}{8}\right)x^2 + \dots$ are employed, so that equation (5) can be rewritten as

$$I_{2A} + I_{2B} \cong I_{DC} + I_{2\omega} \cos 2\omega t + I_{4\omega} \cos 4\omega t + \dots \tag{6}$$

where I_{DC} , $I_{2\omega}$, $I_{4\omega}$, ... represent the amplitudes of the DC component and the harmonic components and

$$I_{DC} \cong \left[1 + \left(\frac{1}{4}\right)k_2 - \left(\frac{3}{64}\right)k_2^2 + \left(\frac{5}{256}\right)k_2^3 \right] 2I_o \tag{7a}$$

$$I_{2\omega} \cong \left[-\left(\frac{1}{4}\right)k_2 + \left(\frac{1}{16}\right)k_2^2 - \left(\frac{15}{512}\right)k_2^3 \right] 2I_o \tag{7b}$$

$$I_{4\omega} \cong \left[-\left(\frac{1}{64}\right)k_2^2 + \left(\frac{3}{256}\right)k_2^3 \right] 2I_o \tag{7c}$$

For $k_2 < 1.0$, equation (6) can be approximately given by

$$I_{2A} + I_{2B} \equiv I_{DC} + I_{2\omega} \cos 2\omega t \quad (8)$$

It is important to indicate that the output current contains the DC component, and the frequency is twice the input signal frequency.

C. Full-wave Rectifier

From equation (4), if we choose the signal current, so that $i_{in} \gg 4I_0$, then the dual translinear loop will operate in the class B mode. This means that

$$I_{2A} \equiv 0 \text{ and } I_{2B} \equiv i_{in} \text{ for } i_{in} > 0 \quad (9a)$$

and

$$I_{2A} \equiv i_{in} \text{ and } I_{2B} \equiv 0 \text{ for } i_{in} < 0 \quad (9b)$$

Therefore, the output current becomes

$$I_{2A} + I_{2B} = |i_{in}|$$

Clearly, this means that the circuit can also exhibit as a full-wave rectifier.

III. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

To verify the performance of the proposed technique, the circuit shown in Fig. 2 has been simulated by the PSPICE analogue simulation program with BJT transistor parameters of the 2N3906 pnp transistors and 2N3904 npn transistors. In all cases the bias current I_0 was set to 100 μ A and the supply voltages are $V_{CC} = -V_{EE} = 15$ V, while the values of the components are: $R_{S1} = R_{S2} = 3$ k Ω , $R_{C1} = R_{C2} = 1$ k Ω and $R_L = 100$ Ω . The sinusoidal input signal voltage v_{in} is 1 V_{P-P}, the testing frequency is 100 kHz Fig. 3 show the

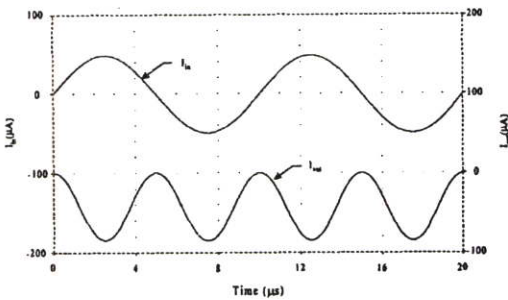


Fig. 3. Simulation results for the sinusoidal frequency doubler.

simulation result with the circuit work as a sinusoidal frequency doubler, for the case $R_{C1} = 10$ k Ω and consequently, $k_2 < 0.25$. An error from the predicted value of equation (7) of about 0.9 % was achieved. Total harmonic distortion of about 1.1 % and the bandwidth of 5

MHz were observed. The simulation result for the circuit working as a full-wave rectifier is shown in Fig. 4, where the resistor $R_{C1} = 1$ k Ω . The percentage error of about 1.4 % was obtained.

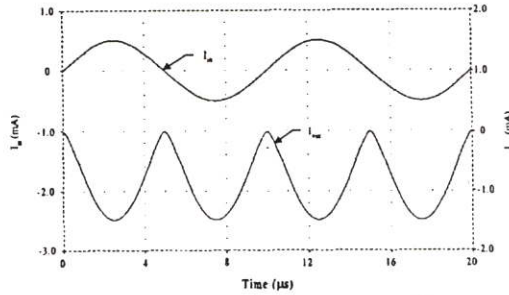


Fig. 4. Simulation results for the full-wave rectifier.

For the experimental purposes, the circuit in Fig. 2 was constructed using bipolar transistor arrays CA3096, where the bias current I_0 , the input signal voltage v_{in} , as well as the resistors R_{S1} , R_{S2} , R_{C1} , R_{C2} and R_L have the same values as the simulation case. By comparing with the responses in Fig. 5 and Fig. 6, it is evident that the performance of the experimental circuit is in good agreement with the simulation result.

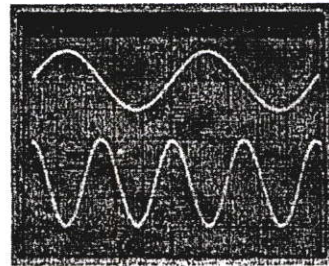


Fig. 5. Experimental result for the sinusoidal frequency doubler. Upper trace input: 1.0 V_{P-P}; Lower trace output 0.015 V_{P-P}; horizontal scale 2 μ s/div.

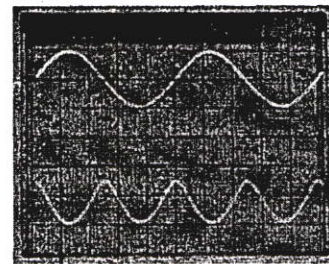


Fig. 6. Experimental result for the full-wave rectifier. Upper trace input : 1.0 V_{P-P}; Lower trace output: 0.15 V_{P-P}; horizontal scale 2 μ s/div.

IV. CONCLUSIONS

A circuit configuration for realizing both a sinusoidal frequency doubler and a full-wave rectifier using four CCCIs has been presented. The frequency doubling and the rectifying action are exploited by employing the translinear characteristics of the current conveyor, where this characteristic has been monitored from supply-line currents. PSPICE simulation and experimental results have been used to verify the performance of the proposed circuit that agree very well with the theoretical predictions.

V. ACKNOWLEDGEMENT

The authors would like to acknowledge the support for this research work which has been granted by the Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand, and Japan International Cooperation Agency (JICA).

VI. REFERENCES

- [1] W. SURAKAMPONTORN, S. JUTAVIRIYA, and T. APAJINDA, "Dual translinear sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier", *Int. J. Electronics*, Vol. 65, No. 6, pp. 1203-1208, 1988.
- [2] A. FABRE, F. DAYOUB, L. DURUISSEAU and M. KAMOUN, "High input impedance insensitive second-order filters implemented from current conveyors", *IEEE Trans. on Circuits and Systems I*, Vol. 41, No. 12, pp. 918-921, December 1994.
- [3] A. FABRE, O. SAAID, F. WEIST, and C. BOUCHERON, "High frequency applications based on a new current controlled conveyor", *IEEE Trans. on Circuits and System I*, Vol. 43, No. 2, pp. 82-91, February 1996.
- [4] W. KIRANON, J. KESORN, and P. WARDKEIN, "Current controlled oscillators based on translinear conveyors", *Electronics Letters*, Vol. 32, No. 15, pp. 1330-1331, July 1996.
- [5] M.T. ABUELMA'ATTI and M.A. AL-QAHTANI, "A current-mode current- controlled-conveyor-based analogue multiplier/divider", *Int. J. Electronics*, Vol. 85, No. 1, pp. 71-77, 1998.
- [6] W. SURAKAMPONTORN, "Sinusoidal frequency doublers using operational amplifiers", *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, Vol. 37, No. 2, pp. 259-262, June 1988.
- [7] C. TOUMAZOU and F.J. LIDGEY, "Wide-band precision rectification", *IEE Proceedings Pt. G*, Vol. 134, No. 1, pp. 7-15, February 1987.



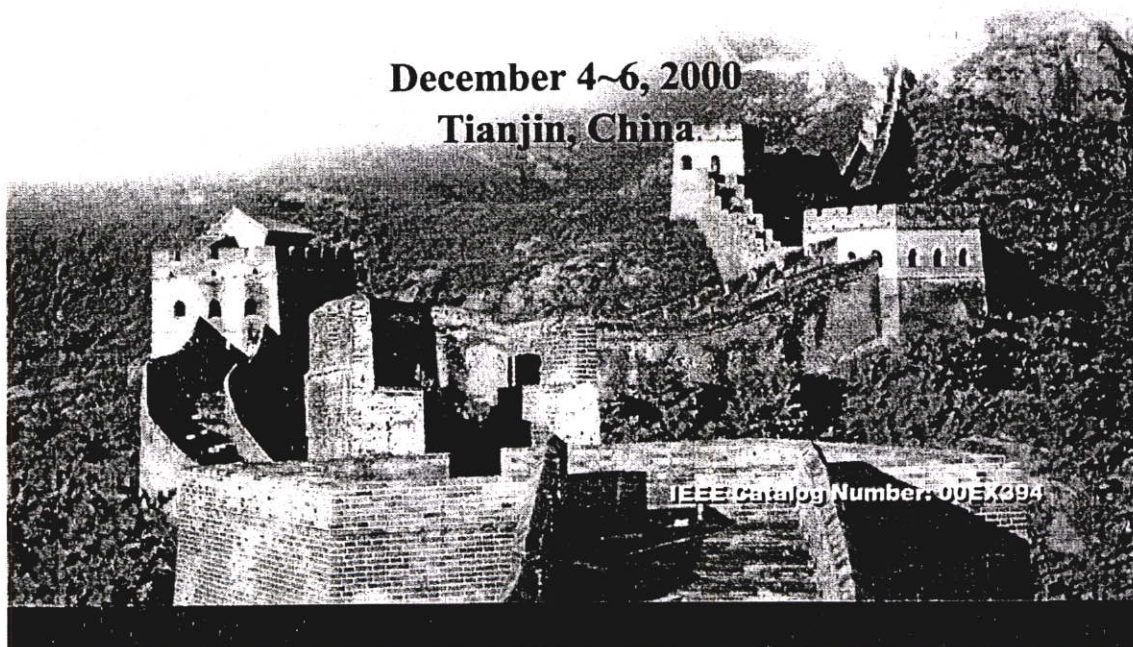
IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems

Theme: Electronic Communication Systems

PROCEEDINGS

December 4~6, 2000

Tianjin, China



Sinusoidal Frequency Doubler and Full-wave Rectifier Using Translinear Current Controlled Conveyors

K. Anuntahirunrat, W. Tangsrirat, V. Riewruja and W. Surakampontrou

Faculty of Engineering and The Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT),
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

e-mail : kongsak@mvlsi.eng.kmitl.ac.th, ktworapo@kmitl.ac.th, vanchai@cs.eng.kmitl.ac.th and kswanlop@kmitl.ac.th

Abstract

An alternative technique for realizing both a sinusoidal frequency doubler and a full-wave rectifier, using translinear current controlled conveyors as active circuit elements, is presented. The frequency doubling and the rectifying action are exploited from the translinear characteristic of the current conveyor. Simulation results are given to confirm the theoretical predictions.

I. Introduction

Sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier find a wide range of applications in instrumentation and communication systems. It has been demonstrated that a dual translinear loop, which works as a class AB amplifier, can be used to implement both a sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier [1]. In recent years, a translinear current controlled conveyor (CCCII) has received much attention in the design and implementation of current-mode function circuits with electronically tunable characteristic such as oscillators, multipliers and filters [2]-[5]. Due to the dual translinear characteristic of bipolar junction transistors associated within the current conveyor, it has also been recently demonstrated that a translinear current controlled conveyor incorporates both a sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier functions [6]. However, the circuit requires the external current mirrors. Therefore, the purpose of this article is to propose a frequency doubler and full-wave rectifier circuit that employing only three CCCIIs and external resistors.

II. Circuit description

A. Basic principle

The schematic diagram of the translinear-based second-generation current-controlled conveyor is shown in Fig. 1, where groups of transistors Q_1 - Q_4 constitute a dual translinear input cell, i_{in} is the input current at port X and I_1 is the DC bias current. Assuming that the transistor's common-emitter current gain $\beta \gg 1$, the expression for the currents I_2 and I_3 can be stated as [7]-[8]

$$I_2 = \frac{(i_{in}^2 + 4I_1^2)^{1/2} - i_{in}}{2} \quad (1a)$$

$$I_3 = \frac{(i_{in}^2 + 4I_1^2)^{1/2} + i_{in}}{2} \quad (1b)$$

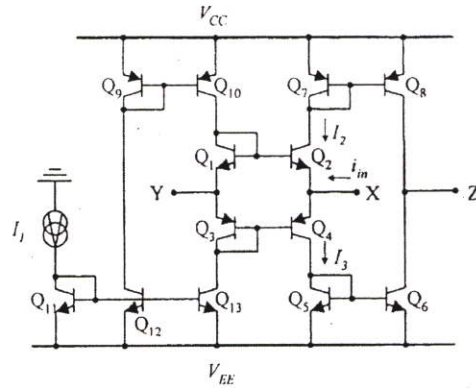


Fig. 1. Schematic diagram of the translinear current-controlled conveyor.

The proposed sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier employing CCCII, which corresponds to the circuit diagram of the translinear conveyor in Fig. 1, are shown in Fig. 2. The currents I_{S1} and I_{S2} denote respective the positive-supply current and the negative-supply current of the conveyor CCCII_A, I_{2A} and I_{3A} represent respective the currents I_2 and I_3 of the conveyor CCCII_A. Thus, the expressions for I_{S1} and I_{S2} are

$$I_{S1} = 2I_1 + 2I_{2A} \quad (2a)$$

and

$$I_{S2} = 3I_1 + 2I_{3A} \quad (2b)$$

In this scheme, the converting resistor R_{C1} converts the input signal voltage v_{in} to an input signal current i_{in} , i.e; $i_{in} = i_{i1}$. According to equation (1), the current I_{2A} and I_{3A} can be given by

$$I_{2A} = \frac{(i_{x1}^2 + 4I_1^2)^{1/2} + i_{x1}}{2} \quad (3a)$$

$$I_{3A} = \frac{(i_{x1}^2 + 4I_1^2)^{1/2} - i_{x1}}{2} \quad (3b)$$

The supply currents I_{S1} and I_{S2} are sensed by resistors R_{S1}

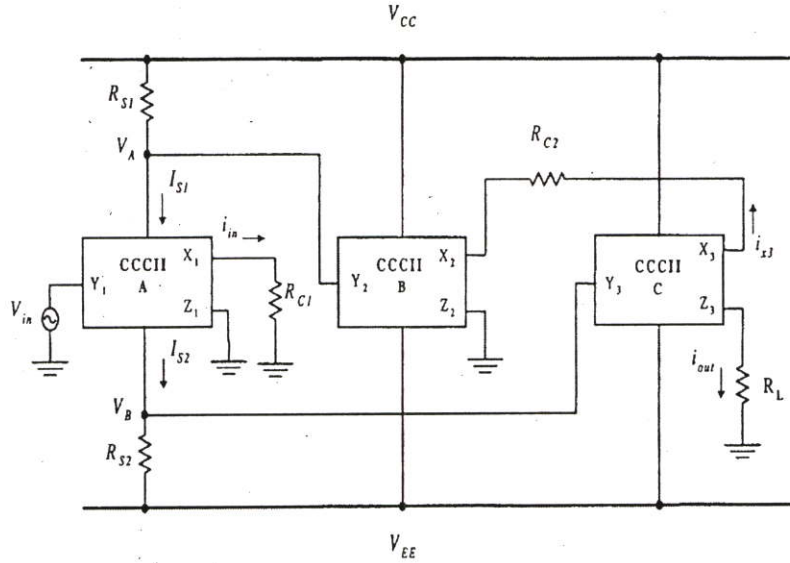


Fig. 2. The proposed sinusoidal frequency double and full-wave rectifier.

and R_{S2} , respectively. The voltage dropped across the resistors that are delivered to input terminal Y_2 and Y_3 that an equal potential will appear on the input terminal X_2 and X_3 of the CCCII_B and CCCII_C, respectively. Then, the expressions for V_A and V_B are

$$V_A = V_{CC} - (2I_1 + 2I_{2A})R_{S1} \quad (4a)$$

$$V_B = -V_{EE} + (3I_1 + 2I_{3A})R_{S2} \quad (4b)$$

and

$$V_{RC2} = V_A - V_B \quad (5)$$

If $R_{S1} = R_{S2} = R_S$, $R_{x2} = R_{x3} = R_x = \frac{V_T}{2I_1}$, where R_x is

the input impedance at terminal X of the CCCII and V_T is the thermal voltage at room temperature (approximately 26 mV). The signal current i_{x3} will be conveyed to the output terminal Z_3 such that terminal Z_3 has the characteristics of a current source, of value

$$i_{x3} = -\frac{V_A - V_B}{R_{C2} + 2R_x}, \text{ with high output impedance,}$$

then the output current i_{out} of the CCCII_C are

$$i_{out} = -\frac{V_A - V_B}{R_{C2} + 2R_x} \quad (6)$$

$$i_{out} = -2k_1 V_{CC} + 5k_1 I_1 R_S - 2k_1 R_S (4I_1^2 + i_{in}^2)^{1/2} \quad (7)$$

Where $k_1 = \frac{1}{R_{C2} + 2R_x}$ and V_{CC} is the power supply

voltage. From equation (7), it is clearly seen that the third term is in the form of a root-sum of a square relation. It is this term that perform the frequency doubling action.

B. Sinusoidal frequency doubler

For a sinusoidal input signal voltage $v_{in} = V_m \sin \omega t$, the input signal current i_{in} is equaled to $i_{in} = I_m \sin \omega t$, where $I_m = \frac{V_m}{R_{C1}}$. If we

select the signal amplitude such that $|i_{in}| \leq 4I_1$, $k_2 = -2k_1 V_{CC} + 5k_1 I_1 R_S$, then the equation (7) becomes

$$i_{out} = k_2 - 4I_1 k_1 R_S (1 + k_3 \sin \omega t)^{1/2} \quad (8)$$

where $k_3 = \frac{I_m^2}{(2I_1)^2}$. If the power series of the form

$\sqrt{1+x} = 1 + \left(\frac{1}{2}\right)x - \left(\frac{1}{8}\right)x^2 + \dots$ are employed, then the equation (7) can be rewritten as

$$i_{out} \cong k_2 - 4I_1 k_1 R_S (I_{DC} + I_{2\omega} \cos 2\omega t + I_{4\omega} \cos 4\omega t + \dots) \quad (9)$$

where I_{DC} , $I_{2\omega}$, $I_{4\omega}$, ... represent the amplitudes of the DC component and the harmonic components and

$$I_{DC} \equiv k_2 - 4I_1k_1R_S \left\{ -\left(\frac{1}{4}\right)k_3 - \left(\frac{3}{64}\right)k_3^2 + \left(\frac{5}{256}\right)k_3^3 \right\} \quad (10a)$$

$$I_{2\omega} \equiv k_2 - 4I_1k_1R_S \left\{ 1 + \left(\frac{1}{4}\right)k_3 + \left(\frac{1}{16}\right)k_3^2 - \left(\frac{15}{512}\right)k_3^3 \right\} \quad (10b)$$

$$I_{4\omega} \equiv k_2 - 4I_1k_1R_S \left\{ -\left(\frac{1}{64}\right)k_3^2 + \left(\frac{3}{256}\right)k_3^3 \right\} \quad (10c)$$

For $k_3 < 1.0$, the output current can be approximately given by

$$i_{out} \equiv k_2 - 4I_1k_1R_S(I_{DC} + I_{2\omega} \cos 2\omega t) \quad (11)$$

This case indicates that the output current contains the DC component and the signal current that its frequency is twice the input signal frequency.

C. Full-wave rectifier

From equation (7), if we choose the signal current in such a way that $i_{in} \gg 4I_1$, then the dual translinear loop will operate in the class B mode. This means that

$$I_{2A} \equiv 0 \text{ and } I_{3A} \equiv 4I_1k_1R_S i_{in} \text{ for } i_{in} > 0 \quad (12a)$$

and

$$I_{2A} \equiv 4I_1k_1R_S i_{in} \text{ and } I_{3A} \equiv 0 \text{ for } i_{in} < 0 \quad (12b)$$

Therefore, the output current from equation (11) will become:

$$i_{out} = k_2 - 4I_1k_1R_S |i_{in}| \quad (13)$$

Clearly, this means that the circuit can also exhibit as a full-wave rectifier.

III. Simulation results

To verify the performance of the proposed circuit technique, the circuit of Fig. 2 has been simulated with the PSPICE simulation program. The npn and pnp transistors were the 2N3904 and 2N3906, respectively. In all cases the bias current I_1 are set to 100 μA and the supply voltages are $V_{CC} = -V_{EE} = 15 \text{ V}$, while the values of the components are: $R_{S1} = R_{S2} = 3 \text{ k}\Omega$, $R_{C1} = 1 \text{ k}\Omega$ and $R_L = 100 \Omega$. The sinusoidal input signal voltage v_{in} is 1 V_{p-p} , the testing frequency is 100 kHz. Fig. 3 shows that the simulation results with the circuit work as a sinusoidal frequency doubler, for this case $R_{C1} = 5 \text{ k}\Omega$ and

consequently $k_3 < 0.25$. An error from the predicted value of equation (10) of about 0.9 % was achieved. Total harmonic distortion of about 1.1 % and the bandwidth of 5 MHz were observed. The simulation result for the circuit that working as a full-wave rectifier is shown in Fig. 4, where the resistor $R_{C1} = 1 \text{ k}\Omega$. The percentage error of about 1.4 % was obtained.

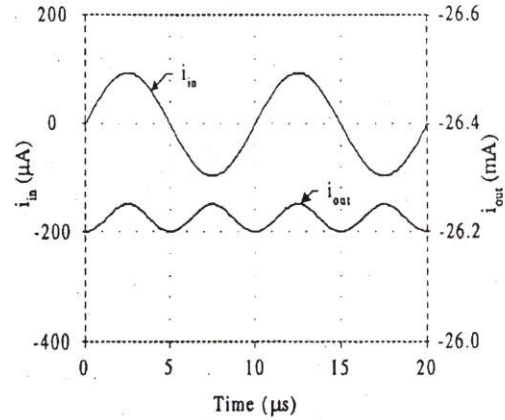


Fig. 3. The sinusoidal frequency doubler simulation result. Upper trace input 200 μA p-p Lower trace output 50 μA p-p

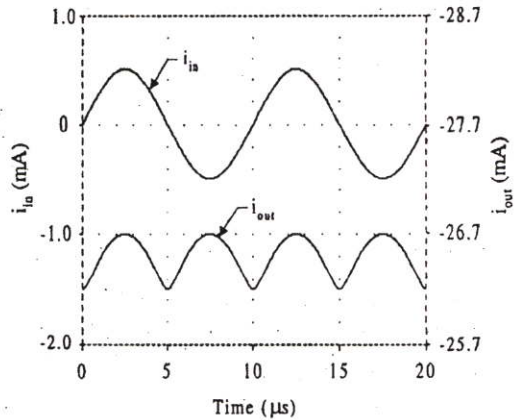


Fig. 4. The full-wave rectifier simulation result. Upper trace input 1mA p-p Lower trace output 0.5mA p-p

IV. Conclusion

A circuit configuration for realizing both a sinusoidal frequency doubler and a full-wave rectifier using three

CCCIIs is presented. The frequency doubling and the rectifying action are exploited by employing the translinear characteristic associated within the current conveyor, where this characteristic has been monitored from supply-line currents. PSPICE simulation results have been used to verify the performance of the proposed circuit and have been demonstrated to agree very well with the theoretical predictions.

V. Acknowledgement

This work is partly funded by the Thailand Research Fund (TRF) under the Senior Research Scholar Program, grant number RTA/04/2543. The support provided by the Japan International Cooperation Agency (JICA) is also acknowledged.

References

- [1] W. Surakamponorn, S. Jutaviriya, and T. Apajinda, "Dual translinear sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier", *Int. J. Electronics*, Vol. 65, No. 6, pp. 1203-1208, 1988.
- [2] A. Fabre, F. Dayoub, L. Duruisseau and M. Kamoun, "High input impedance insensitive second-order filters implemented from current conveyors", *IEEE Trans. on Circuits and Systems I*, Vol. 41, No. 12, pp. 918-921, December 1994.
- [3] A. Fabre, O. Saaid, F. Weist, and C. Boucheron, "High frequency applications based on a new current controlled conveyor", *IEEE Trans. on Circuits and System I*, Vol. 43, No. 2, pp. 82-91, February 1996.
- [4] W. Kiranon, J. Kesorn, and P. Wardkien, "Current controlled oscillators based on translinear conveyors", *Electronics Letters*, Vol. 32, No. 15, pp. 1330-1331, July 1996.
- [5] M.T. Abuelma'Atti and M.A. Al-Qahtani, "A current-mode current-controlled-conveyor-based analogue multiplier/divider", *Int. J. Electronics*, Vol. 85, No. 1, pp. 71-77, 1998.
- [6] W. Surakamponorn, K. Anuntahirunrat and V. Riewruja "Sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier using translinear current conveyor", *Electronics Letters*, Vol. 34, No. 22, pp. 2077-2079, October 1998.
- [7] W. Surakamponorn, "Sinusoidal frequency doublers using operational amplifiers", *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, Vol. 37, No. 2, pp. 259-262, June 1988.
- [8] C. Toumazou and F.J. Lidgley, "Wide-band precision rectification", *IEE Proceedings Pt. G*, Vol. 134, No. 1, pp. 7-15, February 1987.

ประวัติผู้เขียน

นายคงศักดิ์ อนันตหิรัญรัตน์ เกิดเมื่อวันที่ 29 ตุลาคม พ. ศ. 2503 กรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ และปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2530 และปีการศึกษา 2536 ตามลำดับ ปัจจุบันรับราชการตำแหน่งอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง