การชดเชยอุณหภูมิในวงจรขยายล็อก-แอนติล็อก และวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น

TEMPERATURE COMPENSATED LOG/ANTILOG AMPLIFIERS AND PRECISION FULL-WAVE RECTIFIER

ชัยวัฒน์ จงกุลสถิตชัย

CHAIWAT JONGKUNSTIDCHAI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

KMITL-2007-EN-D-018-073

การชดเชยอุณหภูมิในวงจรขยายล็อก-แอนติล็อก และวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น

TEMPERATURE COMPENSATED LOG/ANTILOG AMPLIFIERS AND PRECISION FULL-WAVE RECTIFIER

ชัยวัฒน์ จงกุลสถิตชัย

CHAIWAT JONGKUNSTIDCHAI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2550

KMITL-2007-EN-D-018-073

TEMPERATURE COMPENSATED LOG/ANTILOG AMPLIFIERS AND PRECISION FULL-WAVE RECTIFIER

CHAIWAT JONGKUNSTIDCHAI

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

2007

KMITL-2007-EN-D-018-073

COPYRIGHT 2007

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	**การชดเชยอุณหภูมิในวงจรขยายล็อก-แอนติล็อก และวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น**
นักศึกษา	นายชัยวัฒน์ จงกุลสถิตชัย
รหัสประจำตัว	45160303
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2550
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ศาสตราจารย์ ดร. วัลลภ สุระกำพลธร

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอวิธีชดเชยอุณหภูมิภายใน วงจรขยายสัญญาณแบบล็อก/แอนติล็อก และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ที่มีการประมวลผลสัญญาณในรูปแบบกระแส โดยวงจรขยายสัญญาณแบบล็อก/แอนติล็อก ที่นำเสนอนั้น ได้ถูกออกแบบให้ใช้เพียงทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงอย่างเดียว ทั้งยังมีรูปแบบวงจรที่เรียบง่าย มีขนาดเล็ก และกินกำลังงานต่ำ สำหรับในส่วนของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นได้ประยุกต์ใช้ วงจรขยายความนำเชิงปฏิบัติการ เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหา การสูญเสียแรงดันช่วงก่อนปฏิบัติการจากการใช้ไดโอด นอกจากนี้ยังได้เสนอเทคนิควิธีการลดผลของช่วงปฏิบัติการอินพุทแคบ และผลค่าอัตราขยายความนำที่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิของวงจรขยายความนำเชิงปฏิบัติการอีกด้วย ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลองวงจรจริง ยืนยันถึงประสิทธิภาพของเทคนิคที่นำเสนอได้เป็นอย่างดี

Thesis Title	Temperature-Compensated Log/ Antilog Amplifiers and Precision Full-Wave Rectifier
Student	Chaiwat Jongkunstidchai
Student ID.	45160303
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2007
Thesis Advisor	Professor Dr. Wanlop Surakampontorn

ABSTRACT

This thesis presents the temperature-compensation techniques for implementing log/antilog amplifiers and a full-wave rectifier circuit that are operated in current-mode signal domain. Log and antilog amplifiers are employing only the NPN bipolar transistors, resulting in simple circuit, low-cost fabrication, and low power consumption. The proposed full-wave rectifier makes use of the operation transconductance amplifier (OTA) to avoid the turn-on voltage problem, as it usually occurs in the traditional circuits based on diode. In addition, the proposed techniques can be reduced two major drawbacks of OTA circuit such as input voltage limitation and temperature dependent. Simulation and experiment results show good agreement in performance and feasibility of the proposed circuits.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ ศาสตราจารย์ ดร.วัลลภ สุระกำพลธร อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ได้ให้ความรู้และความคิดริเริ่ม คำปรึกษา และคำชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆ อย่างทุ่มเท ตลอดจนการฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำวิจัย และพัฒนาได้อย่างมีประสิทธิภาพมาโดยตลอดระยะการศึกษา

ขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.เกียรติศักดิ์ คมวัชระ ที่ได้ให้คำปรึกษาวิธีการแก้ไขปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้น ทั้งชี้แนะแนวทางในการวิจัยตลอดการศึกษาได้ด้วยดี รวมถึงสามารถให้ผู้เขียนผ่านอุปสรรคต่างๆ ในการทำวิทยานิพนธ์ร่วมกับอาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างดี ทำให้การเรียบเรียงวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์มากยิ่งขึ้น

ขอขอบคุณ เฉลิมภัณฑ์ ฟองสมุทร ที่ให้คำปรึกษาและชี้นำแนวทางในการทำวิจัยครั้งนี้ อีกทั้งช่วยแก้ไข และให้คำแนะนำในหัวข้อบางจุดที่ผู้วิจัยติดปัญหาบางอย่าง ซึ่งทำให้ผู้วิจัยสามารถเข้าใจในการแก้ปัญหาจนลุล่วง ในครั้งนี้ด้วยดี

ขอขอบคุณ ภัทรา เพียรชอบ ที่ได้ตรวจต้นฉบับ และช่วยเหลือในการจัดพิมพ์งานวิจัยให้สำเร็จ อีกทั้งน้องๆ ทุกท่านของห้องปฏิบัติการ Mixed Signal Processing ที่เป็นกำลังใจให้ตลอด

ขอขอบคุณ ประดับ จงกุลสถิตชัย ที่ให้กำลังใจ และการสนับสนุน ในการทำวิทยานิพนธ์นี้ได้จนประสบผลสำเร็จ

ขอขอบคุณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ โครงการ ReCCIT และ JICA ที่ให้การสนันสนุนในการเดินทางไปประชุมวิชาการต่างประเทศ และสำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ ภายใต้โครงการทุนส่งเสริมวิชาชีพนักวิจัย ประเภทรางวัลพัฒนาวิชาชีพนักวิจัย และศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติภายใต้โครงการสนับสนุนการออกแบบวงจรรวมในสถาบันการศึกษา ที่ให้ทุนและเครื่องมือสนันสนุนการวิจัยครั้งนี้

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนโกสินทร์ที่สนับสนุนทุนการศึกษา และสำนักวิทยบริการและเทคโนโลยีสารสนเทศ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนโกสินทร์ ที่ให้การสนับสนุนเครื่องมือในการจัดพิมพ์วิทยานิพนธ์นี้

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัย คุณค่า และประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ชัยวัฒน์ จงกุลสถิตชัย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ II
กิตติกรรมประกาศ III
สารบัญ IV
สารบัญภาพ X

บทที่ 1 บทนำ 1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา 1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ 2
1.2.1 ศึกษาค้นคว้าหลักการนำBJT ชนิดNPN มาใช้ออกแบบวงจรขยายสัญญาณล็อก และวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกที่มีการชดเชยอุณหภูมิ 3
1.2.2 สามารถสร้างวงจรขยายสัญญาณล็อก และวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อก ที่ใช้กับแรงดันต่ำ 3
1.2.3 ลดจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรให้น้อยที่สุด 3
1.2.4 มีความเหมาะสมที่จะนำไปออกแบบเป็นวงจรรวมได้ 3
1.2.5 ศึกษานำวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้โอทีเอที่ถูกนำเสนอ ในหลักการใหม่ที่มีการชดเชยทางอุณหภูมิ 3
1.2.6 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่ออกแบบสามารถรับสัญญาณทางอินพุทได้กว้าง และยังสามารถควบคุมการทำงานของวงจรโดยสามารถปรับกระแสทาง เอ้าท์พุทได้ด้วยการควบคุมทางอิเล็กทรอนิกส์ 3
1.2.7 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นสามารถลดความเพี้ยนของสัญญาณทางเอ้าท์พุท ที่บริเวณช่วงสัญญาณการเบี่ยงเบนที่ผ่านจุดศูนย์ 3
1.2.8 สามารถควบคุมทิศทางการเรียงกระแสได้ 3
1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย 3
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์ 3

บทที่2 การวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ 5
2.1 บทนำ 5
2.2 โครงสร้างและสมการทำงานไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ 5

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

2.2.1 วงจรสมมูลและแบบจำลองไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ 5

2.2.2 สมการที่ใช้ในการคำณวนค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ 7

2.3 ผลของอุณหภูมิในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ 8

2.4 บทสรุป 11

บทที่3 การชดเชยอุณหภูมิของวงจรทรานส์ลิเนียร์ 13

3.1 บทนำ 13

3.2 หลักการเบื้องต้น และทฤษฎีของวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูป 14

3.3 การประยุกต์ใช้งานของวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูป 17

3.3.1 วงจรคูณและหาร 18

3.3.2 วงจรสะท้อนกระแส 19

3.3.3 วงจรสายพานกระแสในรูปแบบทรานส์ลิเนียร์ลูป 22

3.3.4 วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์ลูป 23

3.3.5 วงจรสายพานกระแสยุคที่สองซึ่งควบคุมได้ด้วยกระแสหรือ CCCII 25

3.3.5.1 วงจรสายพานกระแสบวกยุคที่สองแบบปรับค่าได้ 27

3.3.5.2 วงจรสายพานกระแสลบยุคที่สองแบบปรับค่าได้ 28

3.4 การชดเชยอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ลูป 29

3.4.1 แหล่งจ่ายกระแสคงที่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิ 31

3.4.2 การชดเชยอุณหภูมิในรูปแบบทรานส์ลิเนียร์ลูป 33

3.5 บทสรุป 34

บทที่4 การชดเชยอุณหภูมิของวงจรขยายโอทีเอ 35

4.1 บทนำ 35

4.2 หลักการพื้นฐานวงจรขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ 35

4.3 โครงสร้างและรูปแบบการทำงานภายในของวงจรขยายโอทีเอ 38

4.3.1 การทำงานของวงจรขยายโอทีเอ 38

4.4 การชดเชยอุณหภูมิของวงจรขยายโอทีเอ 42

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

4.4.1 วงจรชดเชยอุณหภูมิของวงจรขยายโอทีเอที่ทำงานในรูปแบบทรานส์ลิเนียร์ลูป 43

4.4.2 การชดเชยอุณหภูมิของวงจรขยายโอทีเอในรูปแบบวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส 44

4.5 บทสรุป 48

บทที่5 การชดเชยอุณหภูมิในวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคและวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิค 49

5.1 บทนำ 49

5.2 วงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิครูปแบบทรานซิสเตอร์ใช้ทรานส์ลิเนียร์ลูปที่ขึ้นกับอุณหภูมิ 50

5.2.1 หลักการพื้นฐานของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิครูปแบบไบโพลาร์ 50

5.2.2 สมการของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิค 51

5.2.3 วิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิค 52

5.2.3.1 วิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุท 52

5.2.3.2 วิเคราะห์ค่าความต้านทานเอ้าท์พุท 54

5.2.3.3 วิเคราะห์ค่าแหล่งจ่ายไฟคงที่ 56

5.2.3.4 วิเคราะห์ค่าช่วงปฏิบัติการของสัญญาณอินพุท 57

5.3 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิโดยใช้ทรานซิสเตอร์ NPN 57

5.3.1 หลักการออกแบบวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิ 57

5.3.2 การทำงานวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิ 58

5.3.3 วงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิ 60

5.3.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคด้วยโปรแกรม PSPICE 61

5.3.4.1 การทดสอบการทำงานของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิค 62

5.3.4.2 การทดสอบคุณสมบัติทางด้านอุณหภูมิ 62

5.3.4.3 การทดสอบคุณสมบัติทางด้านความถี่ 63

5.4 หลักการพื้นฐานของวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคแบบใช้ไบโพลาร์ 64

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

5.4.1 สมการของวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิค 64

5.4.2 วิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของวงจรขยายสัญญาณเชิงแอนติล็อกการิมิค 65

5.4.2.1 วิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุท 66

5.4.2.2 วิเคราะห์ค่าความต้านทานเอ้าท์พุท 67

5.4.2.3 วิเคราะห์ค่าแหล่งจ่ายไฟคงที่ 69

5.4.2.4 วิเคราะห์ค่าช่วงปฏิบัติการของสัญญาณอินพุท 69

5.5 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคที่มี
การชดเชยอุณหภูมิโดยใช้ทรานซิสเตอร์ NPN 70

5.5.1 หลักการออกแบบวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิค
ที่มีการชดเชยอุณหภูมิ 70

5.5.2 การทำงานวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิ 71

5.5.3 วงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิ 75

5.5.4 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE 75

5.5.4.1 การทดสอบการทำงานของวงจรขยายสัญญาณ
แอนติล็อกการิมิคที่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิ 76

5.5.4.2 การทดสอบถึงสมรรถนะทางด้านอุณหภูมิของ
วงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกที่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิ 76

5.5.4.3 การจำลองค่าคุณสมบัติทางกระแสอินพุทเทียบกับกระแสเอ้าท์พุท 77

5.5.4.4 การทดสอบสมถรรนะทางด้านอุณหภูมิ 77

5.5.4.5 การทดสอบสมถรรนะทางด้านความถี่ 78

5.6 บทสรุป 79

บทที่6 การชดเชยอุณหภูมิในวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้โอทีเอ 80

6.1 บทนำ 80

6.2 วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นในโหมดกระแส 81

6.2.1 วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นใช้วงจรขยายโอทีเอทำงานร่วมกับ
ความต้านทานที่มีการชดเชยอุณหภูมิ 81

6.2.2 วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นใช้วงจรขยายโอทีเอเพียงอย่างเดียว
ที่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิ 83

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

6.3 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นในโหมดกระแส 84

6.3.1 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอทำงานร่วมกับความต้านทาน 85

6.3.2 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอร่วมกับความต้านทาน ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ 88

6.3.3 วิเคราะห์หาสมรรถนะการทำงานของวงจร 90

6.3.3.1 วิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานของวงจร 90

6.3.3.2 วิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานสูงสุดของแรงดันสัญญาณจุดเข้า 92

6.3.3.3 วิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร 94

6.3.3.4 วิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดของวงจร 97

6.3.4 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นใช้วงจรขยายโอทีเอทำงานร่วมกับวงจร สะท้อนกระแสสองเท่า 99

6.3.5 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นใช้วงจรขยายโอทีเอทำงานร่วมกับวงจรสะท้อน กระแสสองเท่าที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ 102

6.3.6 วิเคราะห์หาสมรรถนะการทำงานของวงจร 105

6.3.6.1 วิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานของวงจร 105

6.3.6.2 วิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร 105

6.3.6.3 วิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดของวงจร 107

6.4 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นใช้วงจรขยายโอทีเอที่ควบคุมได้ 109

6.4.1 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นใช้วงจรขยายโอทีเอที่ควบคุมได้ และมีการชดเชยผลของอุณหภูมิ 111

6.4.2 วิเคราะห์ค่าความผิดพลาด 112

6.4.2.1 ค่าความผิดพลาดที่เกิดจากการเปลี่ยนค่าแรงดันทางอินพุทเป็น กระแสเอ้าท์พุท 113

6.4.2.2 ค่าความผิดพลาดที่เกิดจากวงจรสะท้อนกระแส 113

6.4.2.3 ค่าความผิดพลาดที่เกิดจากค่าความนำที่ขึ้นกับอุณหภูมิ 114

6.4.2.4 ค่าความผิดพลาดที่เกิดจากกระแสเอ้าท์พุท 115

6.5 การทดสอบสมรรถนะของวงจรเรียงกระเต็มคลื่นที่สามารถควบคุมกระแสได้ 115

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

6.6 การทดลองวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอ 119

6.7 บทสรุป 121

บทที่7 บทสรุปและข้อเสนอแนะการทำวิจัย 122

7.1 บทสรุปและวิจารณ์ 122

7.2 การประยุกต์ใช้งาน 124

เอกสารอ้างอิง 126

ภาคผนวก 130

ประวัติผู้เขียน 160

สารบัญภาพ

รูปที่ ... หน้า

2.1 วงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ... 6

2.2 วงจรสมมูลของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม ... 6

2.3 วงจรสมมูลของวงจรเบสร่วม ... 11

3.1 รูปแบบพื้นฐานของวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ... 15

3.2 วงจรคูณและหารกระแสโดยใช้หลักการของทรานส์ลิเนียร์ลูป ... 18

3.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน ... 20

3.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน ... 22

3.5 วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์ลูป ... 23

3.6 สัญลักษณ์ของ CCCII ... 25

3.7 วงจรสมมูลของ CCCII ... 26

3.8 วงจรสายพานกระแสยุคที่สอง CCCII+ ... 28

3.9 วงจรสายพานกระแสยุคที่สอง CCCII- ... 29

3.10 วงจรแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิงพื้นฐาน ... 30

3.11 วงจรแหล่งจ่ายกระแสขึ้นอยู่กับค่าอุณหภูมิรอบข้าง ... 31

3.12 วงจรแหล่งจ่ายกระแสที่ขึ้นอยู่กับค่าอุณหภูมิรอบข้างทำงานร่วมกับวงจรหาร ... 32

3.13 การชดเชยอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ ... 33

4.1 วงจรสมมูลทางอุดมคติของโอทีเอ ... 35

4.2 สัญลักษณ์ของวงจรโอทีเอ ... 35

4.3 วงจรขยายความแตกต่าง ... 36

4.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอ้าท์พุทและแรงดันอินพุท ... 37

4.5 โครงสร้างพื้นฐานภายในของวงจรขยายโอทีเอ ... 38

4.6 วงจรขยายโอทีเอไอซี LM13600 ... 42

4.7 วงจรชดเชยอุณหภูมิของวงจรขยายโอทีเอทำงานร่วมกับแหล่งจ่ายกระแส
ในรูปทรานส์ลิเนียร์ลูป ... 44

4.8 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสโดยใช้วงจรขยายโอทีเอที่ไม่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิ ... 45

5.1 วงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิคที่มีการทำงานในรูปแบบของกระแส ... 50

5.2 วงจรเสมือนสำหรับวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุทของ
วงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิค ... 52

สารบัญภาพ(ต่อ)

รูปที่ **หน้า**

5.3 วงจรเสมือนสำหรับวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอ้าท์พุทของ
วงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิค 54
5.4 แสดงค่าแรงดันขณะทรานซิสเตอร์ทำงาน 56
5.5 หลักการพื้นฐานการทำงานของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิ 57
5.6 วงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคที่ขึ้นกับอุณหภูมิ 58
5.7 วงจรคูณและหาร โดยใช้กระแสในรูปทรานส์ลิเนียร์ลูป 59
5.8 วงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคแบบชดเชยอุณหภูมิที่ใช้ทรานซิสเตอร์ NPN 60
5.9 แสดงคุณลักษณะทางกระแสตรงของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคในรูปที่ 5.8 62
5.10 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสทางเอ้าท์พุทที่อุณหภูมิค่าต่างๆ
ของรูปที่5.6 กับรูปที่5.8 63
5.11 แสดงคุณสมบัติทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคในรูปที่5.8 63
5.12 วงจรขยายสัญญาณเชิงแอนติล็อกการิมิคที่มีการทำงานในรูปกระแส 64
5.13 วงจรเสมือนสำหรับวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุทของวงจรขยายสัญญาณ
เชิงแอนติล็อกการิมิค 66
5.14 วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอ้าท์พุทของวงจรขยายสัญญาณ
เชิงแอนติล็อกการิมิค 68
5.15 หลักการเบื้องต้นของการชดเชยอุณหภูมิในวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิค 70
5.16 แสดงวงจรขยายสัญญาณแบบแอนติล็อกการิมิค 72
5.17 แสดงวงจรขยายสัญญาณแบบแอนติล็อกการิมิคที่ลดรูป 72
5.18 แสดงการชดเชยอุณหภูมิด้วยวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิค 73
5.19 แสดงวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคทำงานร่วมกับวงจรคูณ/หาร 74
5.20 แสดงวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิ 75
5.21 แสดงค่ากระแสเอ้าท์พุทที่เกิดขึ้นจากรูปที่5.16 เมื่อเปลี่ยนค่ากระแส I_{2A}
ที่อุณหภูมิ25° C 76
5.22 แสดงค่ากระแส I_{OA} ของวงจรขยายสัญญาณแบบแอนติล็อกการิมิคที่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิ 76
5.23 แสดงค่ากระแส I_{OA} ของวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิค
ที่มีการชดเชยอุณหภูมิในรูปที่5.20 โดยทำการเปลี่ยนค่ากระแส I_{10} จาก0ถึง 300 μA 77
5.24 แสดงค่าเอ้าท์พุทของวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคที่ไม่มีการชดเชยอุณหภูมิ

สารบัญภาพ(ต่อ)

รูปที่ **หน้า**

เทียบกับวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิ 78

5.25 แสดงคุณสมบัติทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิครูปที่5.20 78

6.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_1 กับแรงดันจุดเข้า V_{in} 82

6.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_2 กับแรงดันจุดเข้า V_{in} 82

6.3 วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นชนิดพื้นฐาน 83

6.4 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอชนิดพื้นฐานร่วมกับความต้านทาน 85

6.5 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอที่มีการชดเชยอุณหภูมิ 88

6.6 แบบจำลองของวงจรขยายโอทีเอ 91

6.7 แสดงวงจรสมมูลของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส 94

6.8 บล็อกไดอะแกรมการเรียงกระแสเต็มคลื่นใช้วงจรขยายโอทีเอ
ร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสสองเท่า 99

6.9 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นใช้วงจรขยายโอทีเอร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสสองเท่า 100

6.10 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอที่มีการชดเชยอุณหภูมิ
แบบกระแสสองเท่า 103

6.11 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอที่สามารถควบคุมกระแสได้ 109

6.12 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่สามารถปรับค่ากระแสและมีการชดเชยอุณหภูมิ 111

6.13 แสดงการพล็อตคุณสมบัติการถ่ายโอนทางดีซีของวงจร 115

6.14 แสดงผลการเปรียบเทียบของกระแสเอ้าท์พุท i_{out} เทียบกับอุณหภูมิ 116

6.15 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นซีกบวกที่ความถี่
(a) 1kHz และ (b) 10kHz 117

6.16 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นซีกลบที่ความถี่
(a) 1kHz และ (b) 10kHz 118

6.17 แสดงผลการทดลองวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นซีกบวกที่ความถี่
(a) 1kHz และ (b) 10kHz 119

6.18 แสดงผลการทดลองวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นซีกลบที่ความถี่
(a) 1kHz และ (b) 10kHz 120

7.1 แสดงถึงโครงสร้างการชดเชยอุณหภูมิในวงจรไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ 122

7.2 การประยุกต์ใช้งานของวงจรขยายสัญญาณล็อก/แอนติล็อกทำงานร่วมกับ
วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น 125

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันเป็นที่ทราบกันอยู่ทั่วไปถึงการพัฒนาทางอุตสาหกรรมที่มีความก้าวหน้าอย่างไม่หยุดนิ่ง ดังตัวอย่างเช่นอุตสาหกรรมการเกษตร อุตสาหกรรมสิ่งทอและอุตสาหกรรมอีกหลายอย่างมากมาย จวบจนถึงอุตสาหกรรมทางอิเล็กทรอนิกส์ และคอมพิวเตอร์ การพัฒนาที่กล่าวมาทั้งหมดนี้จะเกี่ยวข้องกับการทำงานของระบบควบคุมในอุตสาหกรรม วงจรอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งนับได้ว่าเป็นหัวใจหลักของการควบคุมการทำงานของเครื่องจักรกลทางอุตสาหกรรม วงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ผ่านมาได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องนับตั้งแต่ระบบหลอดสุญญากาศ(Vacuum Tube) มาเป็นสารกึ่งตัวนำ(Semiconductor) ที่มีลักษณะเป็นดีสครีท(Discrete) และมาเป็นรูปแบบวงจรรวม(Integrated Circuits) หรือเรียกว่า(IC) วงจรแบบดีสครีทจะใช้ทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์จำพวกแอคทีฟ(Active) นำมาต่อร่วมกับความต้านทาน (Resistor) หรือตัวเก็บประจุ(Condenser) ซึ่งเป็นอุปกรณ์จำพวกพาสซีพ(Passive) จึงเป็นสาเหตุให้วงจรมีขนาดใหญ่ ขณะใช้งานจะเกิดการกระจายพลังงานในรูปความร้อนเป็นการสูญเสีย(Power Dissipation) ในอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์แหล่งความร้อนที่สำคัญเกิดขึ้นจากอุปกรณ์ที่มีกระแสไหลผ่าน ซึ่งเป็นแหล่งกำเนิดความร้อนของวงจร อันเป็นสาเหตุให้เกิดผลของความร้อน(Thermal Effects) ผลของความร้อนที่สะสมสูงขึ้นก็จะทำให้กระแสที่ไหลในอุปกรณ์จำพวกสารกึ่งตัวนำมีความคลาดเคลื่อน ไปจากค่าที่กำหนดของการทำงานที่อุณหภูมิ $25^{\circ}C$ เป็นผลให้วงจรที่ออกแบบมีการทำงานไม่เสถียรภาพทางด้านอุณหภูมิ ในส่วนของวงจรรวมสามารถลดปัญหาที่เกิดขึ้นจากการใช้วงจรแบบดีสครีทลงได้มาก เนื่องจากจำนวนอุปกรณ์ทั้งหมดของวงจรรวม จะถูกสร้างขึ้นบนสารกึ่งตัวนำชิ้นเดียวกัน ทำให้วงจรมีขนาดเล็กใช้กระแสน้อย ในการทำงานจึงเป็นสาเหตุให้อุณหภูมิที่เกิดขึ้นมีค่าน้อยกว่าแบบดีสครีท อีกปัจจัยหนึ่งของการสร้างวงจรรวมทำให้วงจรที่ประกอบขึ้น ในแต่ละจุดของวงจรมีค่าอุณหภูมิใกล้เคียงกันมาก จึงทำให้วงจรมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิได้ดีระดับหนึ่ง แต่ที่สำคัญที่จะทำให้วงจรมีความเสถียรภาพดีขึ้นคือ การออกแบบวงจรชดเชยอุณหภูมิภายในเพื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวมที่จะนำไปใช้งาน วงจรรวมได้มีการทำวิจัย และพัฒนากันมาตลอด โดยมีการนำเสนอการออกแบบวงจรในหลักการใหม่ขึ้นมา ให้สามารถนำวงจรไปประยุกต์ใช้งานได้ง่าย และมีขนาดเล็กหรือออกแบบปรับปรุงแก้ไขวงจรที่มีอยู่แล้วให้มีคุณสมบัติดีขึ้น มีประสิทธิภาพในการทำงานถึงค่าความละเอียด และความแม่นยำดีมากยิ่งขึ้น ในด้านผลตอบสนองต่อความถี่ จะต้องให้ค่าตอบสนองสูงขึ้น อีกทั้งต้องพยายามคิดค้น ลดความยุ่งยากในการสร้างวงจร ให้จำนวนอุปกรณ์ภายในวงจรที่ออกแบบมีส่วนประกอบของวงจรพาสซีพและวงจรแอคทีฟน้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ เพื่อให้เกิดความ

รวดเร็วในการทำงานและความผิดเพี้ยนของสัญญาณน้อยที่สุด อีกประเด็นที่สำคัญคือ อุณหภูมิที่เป็นผลแฝงมาจากการทำงานของสารกึ่งตัวนำในรูป ไดโอด หรือไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์(Bipolar-junction Transistor) หรือบางครั้งจะใช้ตัวย่อว่าBJT ซึ่งเป็นประเด็นหลักของวงจรที่นักวิจัย ไม่สามารถมองข้ามปัญหานี้ไปได้ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เนื้อหาหลักจึงเน้นความสำคัญ เรื่องการชดเชยอุณหภูมิในวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูป และวงจรขยายค่าความนำเชิงปฏิบัติการ ซึ่งจะเป็นพื้นฐานของการนำไปประยุกต์ใช้งาน ในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิค,วงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิค และวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่ไม่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิ และมีการทำงานในรูปแบบของกระแส

วงจรขยายสัญญาณล็อก และวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกนี้ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ที่ใช้หลักการของทรานส์ลิเนียร์ลูป ที่ทำงานในโหมดสายพานกระแสอันประกอบด้วยทรานซิสเตอร์NPN เป็นวงจรที่ง่าย และประหยัด มีการทำงานที่สามารถใช้ในสภาวะที่อุณหภูมิเปลี่ยนแปลงค่าไปในทางบวก หรือลบ จากค่าที่กำหนดไว้ที่ $25^{\circ}C$ ผลทางเอ้าท์พุทในรูปแบบของกระแสยังไม่มีการเปลี่ยนแปลงใดๆ ข้อดีอีกประการหนึ่งที่มีการนำทรานซิสเตอร์ มาออกแบบวงจรอันจะทำให้วงจรสามารถใช้กำลังงานต่ำ ซึ่งสามารถนำไปสร้างวงจรรวมได้อีก นอกจากนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังได้นำเสนอการออกแบบวงจรขยายความนำเชิงปฏิบัติการ(Operational Tranconductance Amplifier) หรือเรียกชื่อย่อว่าโอทีเอ(OTA) มีหลักการทำงานเปลี่ยนแรงดันทางอินพุทให้เป็นรูปแบบของกระแสในการทำงาน อีกทั้งยังสามารถควบคุมการทำงานทางเอ้าท์พุทได้ด้วยกระแส ซึ่งเป็นข้อดีที่ใช้ค่ากระแส ในการควบคุมมีความกว้างมากกว่าในรูปแบบแรงดัน การออกแบบการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยการนำโอทีเอที่ทำงานในรูปแบบกระแสมาใช้ในการออกแบบวงจรที่มีการชดเชยอุณหภูมิ จึงเป็นแนวทางหนึ่งสำหรับการนำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้

1.2 จุดมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

ในการวิจัย และพัฒนาการชดเชยอุณหภูมิของวงจรที่ทำงานทางอิเล็กทรอนิกส์ ในรูปแบบทางกระแส เช่น ในวงจรขยายสัญญาณล็อก และวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อก โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบ NPN เพียงชนิดเดียว อีกวงจรหนึ่งที่จะนำเสนอในครั้งนี้ คือวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่ใช้โอทีเอเป็นวงจรหลัก ในการออกแบบทั้งหมด ในอดีตที่ผ่านมาได้มีการใช้ไดโอด ออปแอมป์ และไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์หลักในการนำไปออกแบบพื้นฐานของวงจรขยายสัญญาณล็อก วงจรขยายสัญญาณแอนติล็อก รวมถึงวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น ซึ่งวงจรที่ออกแบบจากการนำวงจรพื้นฐานที่กล่าวมานี้มาใช้ในการทำงานจะเป็นปัญหาทั้งการผิดเพี้ยนของสัญญาณ และผลทางเอ้าท์พุทที่มีค่าการเปลี่ยนแปลงทางด้านอุณหภูมิขณะทำงาน การนำเสนอโอทีเอไปใช้งานของวงจรเรียงกระแสนี้มีขีดจำกัดทางด้านแรงดันทางอินพุทที่มีขนาดต่ำ และไม่สามารถควบคุมทิศทางการเรียงกระแสได้ทาง

อิเล็กทรอนิกส์จึงได้กำหนดวัตถุประสงค์ของการนำแนวคิดที่จะแก้ปัญหาดังที่กล่าวมา ในการทำวิทยานิพนธ์ เอาไว้ดังนี้คือ

1.2.1 ศึกษาค้นคว้าหลักการนำBJT ชนิดNPN มาใช้ออกแบบวงจรขยายสัญญาณล็อก และวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกที่มีการชดเชยอุณหภูมิ

1.2.2 สามารถสร้างวงจรขยายสัญญาณล็อก และวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อก ที่ใช้กับแรงดันต่ำ

1.2.3 ลดจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรให้น้อยที่สุด

1.2.4 ความเหมาะสมที่จะนำไปออกแบบเป็นวงจรรวมได้

1.2.5 ศึกษานำวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้โอทีเอที่ถูกนำเสนอในหลักการใหม่ที่มีการชดเชยทางอุณหภูมิ

1.2.6 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่ออกแบบ สามารถรับสัญญาณทางอินพุทได้กว้าง และยังสามารถควบคุมการทำงานของวงจรโดยสามารถปรับกระแสทางเอ้าท์พุทได้ด้วยการควบคุมทางอิเล็กทรอนิกส์

1.2.7 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นสามารถลดความเพี้ยนของสัญญาณทางเอ้าท์พุทที่บริเวณช่วงสัญญาณการเบี่ยงเบนที่ผ่านจุดศูนย์

1.2.8 สามารถควบคุมทิศทางการเรียงกระแสได้

1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ได้เสนอแนวคิดใหม่ของการออกแบบวงจรขยายสัญญาณล็อก วงจรขยายสัญญาณแอนติล็อก ในรูปแบบการทำงานทางกระแส โครงสร้างการออกแบบใช้พื้นฐานทรานส์ลิเนียร์ลูป ที่นำไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิดNPN มาใช้เพียงอย่างเดียว คุณสมบัติการทำงานของวงจรยังสามารถใช้ได้ที่อุณหภูมิที่แตกต่างกันมาก ผลทางเอ้าท์พุทยังคงเดิม ในส่วนของวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น ได้ประยุกต์ใช้วงจรขยายความนำเชิงปฏิบัติการในการออกแบบเพียงชนิดเดียว ซึ่งยังไม่มีการนำเสนอในงานวิจัยมาก่อน การทำงานของวงจรสามารถลดความเพี้ยนของสัญญาณได้ดี และยังสามารถใช้ในอุณหภูมิที่มีความต่างกันมาก แต่ผลที่ได้ทางเอ้าท์พุทยังคงที่

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 7 บท โดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่1 กล่าวถึงความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา ตลอดจนวัตถุประสงค์ แนวคิดและหลักการใหม่ ที่ใช้ในการทำวิจัย ในวิทยานิพนธ์นี้ พร้อมรายละเอียดของแต่ละบท

บทที่2 กล่าวถึงทฤษฎีการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ถึงโครงสร้าง และสมการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จนถึงค่าการเปลี่ยนแปลงทางพฤติกรรมในด้านอุณหภูมิของทรานซิสเตอร์

บทที่3 กล่าวถึงการทำงานของวงจรทรานส์ลิเนียร์ถึงโครงสร้าง และรูปแบบการทำงานของวงจรทรานส์ลิเนียร์ จนถึงผลของอุณหภูมิในวงจรทรานส์ลิเนียร์ และการชดเชยอุณหภูมิของวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูป

บทที่4 ในบทนี้กล่าวเกี่ยวกับทฤษฎีการทำงานของวงจรโอทีเอถึงโครงสร้าง และรูปแบบการทำงานภายในของวงจรโอทีเอ และผลของอุณหภูมิที่มีต่อการทำงานของวงจรโอทีเอรวมถึงการนำไปใช้ร่วมกับแหล่งจ่ายกระแสที่มีการชดเชยอุณหภูมิ สุดท้ายจะนำโอทีเอไปใช้ในวงจรเปลี่ยนค่าแรงดันเป็นกระแสเพื่อชดเชยอุณหภูมิ

บทที่5 อธิบายการออกแบบวงจรขยายสัญญาณล็อก และวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกใช้หลักการทรานส์ลิเนียร์ลูป ที่ทำงานในรูปแบบของกระแส โดยใช้ BJT.ในการออกแบบการทำงานที่ยังขึ้นตรงกับอุณหภูมิไปจนถึงมีการปรับปรุงแก้ไขผลของอุณหภูมิ โดยใช้หลักการชดเชยอุณหภูมิของวงจรทรานลิเนียร์ลูปซึ่งสามารถให้ผลการทำงานที่ดี สามารถยืนยันผลการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมPSPICE

บทที่6 เป็นการออกแบบวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายค่าความนำเชิงปฏิบัติการ(โอทีเอ)ที่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิ โดยคุณสมบัติของวงจรการทำงานโอทีเอมีค่าสัญญาณทางอินพุทที่ต่ำ ได้มีการออกแบบ และปรับปรุงการทำงานของวงจรให้สามารถรับสัญญาณทางอินพุทสูงขึ้น อีกทั้งสามารถปรับค่าทางเอ้าท์พุทได้ด้วยอิเล็กทรอนิกส์ไปจนถึงการชดเชยในเรื่องของอุณหภูมิของวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นซึ่งทำให้วงจรมีประสิทธิภาพสูง สามารถยืนยันการทำงานของวงจรได้ด้วยการจำลองการทำงานจากโปรแกรมPSPICE และทดลองผลการทำงานของวงจรที่ใช้ OP-Amp เปรียบเทียบกับวงจรที่ใช้โอทีเอในการออกแบบให้เห็นจริงถึงคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอ

บทที่7 บทสรุป และข้อเสนอแนะในการทำวิจัย

บทที่ 2
การวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

2.1 บทนำ

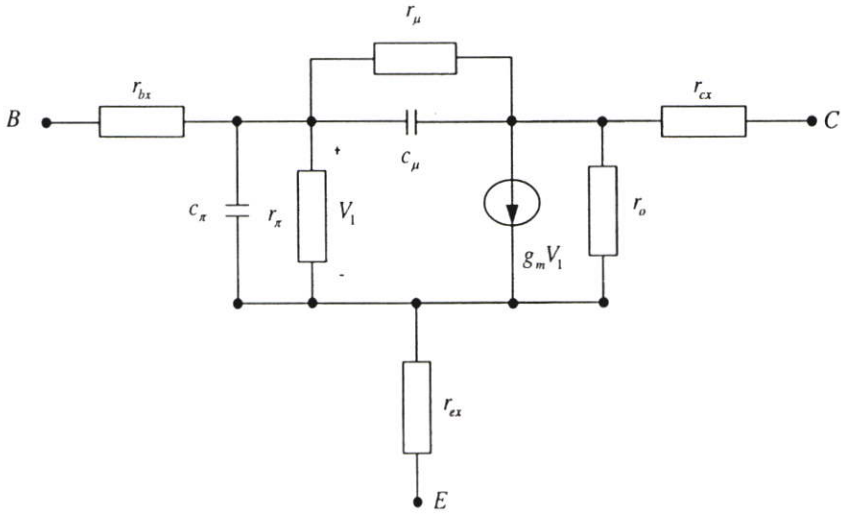
ในบทนี้จะกล่าวพื้นฐานของหลักการวิเคราะห์การออกแบบวงจรขนาดเล็ก และคุณสมบัติของไบโพลาร์ตลอดจนถึงโปรแกรมการจำลอง การเลียนแบบการทำงานของวงจรรวมประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จะต้องเข้าใจถึงวงจรสมมูล และแบบจำลองที่ใช้แสดงพฤติกรรมทางไฟฟ้าของอุปกรณ์ รวมทั้งสมการที่เป็นคุณลักษณะเฉพาะของอุปกรณ์ซึ่งเป็นสิ่งประดิษฐ์ สารกึ่งตัวนำประเภทแอคทีฟจำพวกไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และเพื่อเป็นแนวทางที่จะนำผลจากสมการของอุปกรณ์นั้นๆ ไปใช้ในการนำไปคำนวณกับวงจรรวมที่ออกแบบขึ้น เนื่องจากสมรรถนะของวงจรนั้น จะขึ้นอยู่โดยตรงกับความเหมาะสม และความถูกต้องของแบบจำลองที่ใช้แทนตัวอุปกรณ์นั้น ซึ่งจะมีความสำคัญมากสำหรับนักออกแบบวงจรที่จะต้องเข้าใจขีดจำกัดการทำงาน และย่านการใช้งานถึงแบบจำลองการทำงานของอุปกรณ์ ซึ่งนำไปสู่ผลที่คาดว่าจะเกิดขึ้น และใช้เป็นข้ออ้างอิง กับผลที่ได้จากการทดลองต่อวงจรจริงขึ้น หรือการเลียนแบบการทำงานของวงจรจากการนำไปจำลองการทำงานเพื่อให้แน่ใจว่าวงจรทำงานได้จริงตามการออกแบบ โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์สำเร็จรูป เช่น โปรแกรม PSPICE ในการหาผลการวิจัยครั้งนี้

2.2 โครงสร้างและสมการทำงานไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

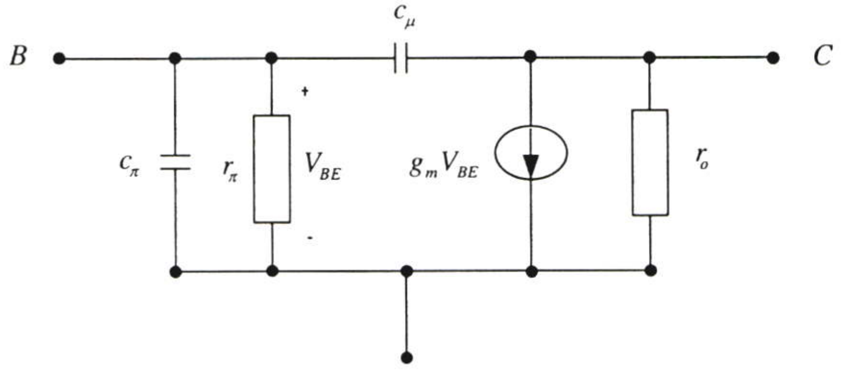
2.2.1 วงจรสมมูลและแบบจำลองไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

การทำงานของพื้นฐานไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์โดยทั่วๆ ไปนั้น[1,2] จะถูกกำหนดให้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ มีการทำงานภายใต้การทำงานในช่วงเชิงเส้น(Linear) หรือการทำงานในช่วงแอคทีฟ(Active Mode)โดยที่รอยต่อของขาเบส(Base) กับขาอิมิตเตอร์(Emitter) จะได้รับแรงดันไบอัสตรง(Forward Bias) และที่รอยต่อของขาเบส(Base) กับขาคอลเลคเตอร์(Collector) จะได้รับแรงดันไบอัสกลับ(Reverse Bias) วงจรสมมูลของวงจรไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แสดงในรูปที่ 2.1 การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เกิดขึ้นภายในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์นั้นจะประกอบด้วยค่าความต้านทานภายใน r_{bx} , r_{cx} และ r_{ex} ค่าความต้านทานเหล่านี้เกิดจากหน้าสัมผัสของจุดต่อระหว่างสารกึ่งตัวนำ และสายที่เชื่อมต่อออกมายังจุดต่อภายนอกในปัจจุบันเทคโนโลยีสามารถสร้างไบโพลาร์ให้ค่าที่เกิดขึ้นจะมีค่าน้อยมากเสมือนเป็นวงจรปิด จึงสามารถที่จะตัดทิ้งไปได้ส่วน

ค่าความต้านทาน r_μ และ r_o คือค่าความต้านทาน ที่เกิดจากการไบอัสกลับของขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์ และขาคอลเลคเตอร์กับขาอิมิตเตอร์ตามลำดับ สำหรับความต้านทาน r_μ จะมีค่าที่สูงมากเสมือนกับเปิดจึงสามารถตัดทิ้งได้ ในส่วนค่าความต้านทาน r_π คือค่าความต้านทานที่เกิดจากการไบอัสตรงของขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ และในการพิจารณาค่าคาปาซิแตนซ์(Capacitance) ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ c_μ และ c_π คือคาปาซิแตนซ์ที่เกิดจากรอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์ และขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ตามลำดับ ดังนั้นวงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก(Small Signal) ในรูปที่2.2 โดยประมาณของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม(Common Emitter) สามารถเขียนใหม่ได้ดังแสดง



รูปที่2.1 วงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่2.2 วงจรสมมูลของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม

รูปแบบของโมเดล(Model) ที่จำลองของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ใช้ในการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมPSPICE ในวิทยานิพนธ์นี้โดยใช้แบบจำลองของทรานซิสเตอร์ชนิด

NPN และPNP จะใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์Q2N3904 และเบอร์Q2N2905 ตามลำดับ โดยแบบจำลองทั้งสองมีดังนี้[3]

*Q2N3904 NPN Transistor National Semiconductor
.MODEL Q2N3904 NPN(IS=14.34E-15XTI=3 EG=1.11 VAF=74.03 BF= 255.9
+NE=1.307 ISE=14.34E – 15 IKE=0.2847 XTB= 1.5 BR=6.92 NC=2 ISC=0 IKR=0
+RC =1 CJC= 7.306E-12 MJC=0.3416 VJC=0.75 FC=0.5 CJE=22.01 E-12 MJE=0.377
+VJE=0.75 TR=46.91E-9 TF=411.1E-9 ITF=0.6 VTF=1.7 XTF=3 RB=10)

*Q2N2905 PNP Transistor National Semiconductor
.MODEL Q2N2905 PNP(IS=650.6E XTI=3 EG=1.11 VAF=115.7 BF=231.7
+NE=1.829 ISE=54.81E-15 IKF=1.079 XTB=1.5 BR=3.563 NC=2 ISC=0 IKR=0
+RC=.715 CJC=14.76E-12MJC=0.5383 VJC=0.75 FC=0.5CJE=19.82E-12MJE=0.3357
+ VJE=0.75 TR=111.3E-9 TF=603.7E-12 ITF=0.65 VTF=5 XTF=1.7 RB=10)

2.2.2 สมการที่ใช้ในการคำณวนค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

ทฤษฎีการทำงาน และสมการ โดยละเอียดเกี่ยวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ได้มีการนำเสนอไว้แล้วในเอกสารอ้างอิง[1,2] ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะขออ้างอิงและกล่าวถึงเฉพาะสมการสำคัญๆ ที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์ และอ้างผลการทำงานของวงจรเท่านั้น ซึ่งในการใช้งานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในวิทยานิพนธ์นี้จะไบอัสให้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ มีการทำงานในช่วงแอคทีฟช่วงนี้จะไบอัสให้ค่าแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อขาเบสกับขาอิมิตเตอร์หรือ V_{BE} จะต้องเป็นไบอัสตรง และจะให้ไบอัสค่าแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์ หรือ V_{BC} จะต้องไบอัสกลับ ซึ่งจะพบว่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของช่วงปฏิบัติงานสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่(Large Signal) ของค่ากระแสคอลเลคเตอร์ (I_C) ที่เกิดขึ้นสามารถอธิบายได้ดังสมการที่(2.1)

$$I_C = \frac{qD_B n_i^2 A_E}{Q_B} \exp(\frac{qV_{BE}}{kT}) \tag{2.1}$$

จากสมการที่(2.1) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$I_C = I_S \exp(\frac{qV_{BE}}{kT}) \tag{2.2}$$

$$= I_S \exp(\frac{V_{BE}}{V_T})$$

โดยที่

$$I_S = \frac{qD_B n_i^2 A_E}{Q_B}$$

หรือ

$$I_S = JA_E$$

และ

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

เมื่อ

q = ค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน(Electron Charge)มีค่าเท่ากับ $1.602\times10^{-19} C$

D_B = ค่าสัมประสิทธิ์การแพร่ของอิเล็กตรอนหรือโฮลในขาเบส (cm^2/s)

n_i = ค่าความหนาแน่นของประจุพาหะชนิดใดของสารกึ่งตัวนำอินทริซิค (cm^{-3})

A_E = ค่าพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ (cm^2)

Q_B = ค่าจำนวนอะตอมของสารเจือในเบสต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่อิมิตเตอร์ (cm^{-3})

V_{BE}= ค่าแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อขาB กับขา E (V)

k = ค่าคงที่ของBoltzmann's Constant มีค่าเท่ากับ $1.38\times10^{-23} J/^{\circ}K$

T = ค่าอุณหภูมิรอบข้าง $(^{\circ}K)$

I_S = ค่ากระแสอิ่มตัว(Saturation Current) (A)

J = ค่าความหนาแน่นของกระแส (A/cm^2)

V_T = ค่าแรงดันความร้อน(Thermal Voltage) (V)

2.3 ผลของอุณหภูมิในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

การทำงานของทรานซิสเตอร์จากสมการที่(2.2) พบว่าค่ากระแส I_C จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน V_T โดยที่ค่าของ V_T มีค่าประมาณ $26mV$ ที่อุณหภูมิ $27^{\circ}C$ ซึ่งค่ากระแส I_C ที่เกิดขึ้นตามอุณหภูมิรอบข้าง จะเห็นได้ว่าสมการดังกล่าว มีคุณลักษณะเป็นแบบเอ็กโพแนนเชียล ซึ่งจะนำคุณลักษณะนี้ไปใช้ในการออกแบบวงจรในบทที่5 และ สมการที่(2.3) ให้ค่าความสัมพันธ์ของค่ากระแส I_C เทียบกับค่าแรงดัน V_{CE} การทำงานแบบจำลองจะให้ค่ากระแส I_C คงที่เทียบกับค่าแรงดัน V_{CE} เมื่อ

ทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงแอคทีฟ แต่ในทางปฏิบัติ เมื่อค่ากระแส I_C เพิ่มขึ้น จะมีผลทำให้ค่าแรงดัน V_{CE} เพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งปรากฏการณ์นี้เกิดขึ้นเนื่องมาจากผลของ Base-Width Modulation

$$I_C = I_S \exp(\frac{V_{BE}}{V_T})\left[1+\frac{V_{CE}}{V_A}\right] \tag{2.3}$$

เมื่อ V_A คือค่าแรงดันขีดเริ่ม(Early Voltage) ของทรานซิสเตอร์โดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 130โวลท์ จากสมการที่(2.2) สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดัน V_{BE} กับค่ากระแส I_C ได้ดังนี้

$$V_{BE} = \frac{kT}{q}\ln\frac{I_C}{I_S} \tag{2.4}$$

$$= V_T \ln\frac{I_C}{I_S}$$

วงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก(Small Signal) ในวงจรอิมิตเตอร์ร่วม(Common Emitter) แสดงดังในรูปที่2.2 ในการหาสมการแสดงความสัมพันธ์ของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ดังรูปที่2.2 สามารถหาได้ดังต่อไปนี้

จากสมการที่(2.2) สามารถหาค่าทรานส์คอนดัคแตนซ์ g_m ได้จากความสัมพันธ์ของอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส I_C กับค่าแรงดัน V_{BE} ซึ่งจะได้ดังสมการที่(2.5)

$$g_m = \frac{dI_C}{dV_{BE}}\Big|V_{BE=0}$$

$$= \frac{qI_C}{kT} \tag{2.5}$$

$$= \frac{I_C}{V_T}$$

โดยที่ g_m คือค่าความนำของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์(Transconductance) จะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง V_T และจะมีความเป็นเชิงเส้นโดยขึ้นอยู่กับค่ากระแสไบอัสของกระแสคอลเลคเตอร์ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และในส่วนความสัมพันธ์ของอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส I_B กับค่าแรงดัน V_{BE} จะได้ว่า

$$g_\pi = \frac{dI_B}{dV_{BE}}\Big|V_{BE=0}$$

$$= \frac{1}{\beta_F}\frac{dI_C}{dV_{BE}} \qquad (2.6)$$

$$= \frac{g_m}{\beta_F}$$

เมื่อ

β_F คือค่าอัตราขยายกระแสของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม(โดยทั่วไปมีค่าประมาณ 200 เท่า)

g_π คือค่าความนำที่ขาเบสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

หรือสามารถแสดงอยู่ในรูปของค่าความต้านทาน (r_π) ได้ดังสมการที่(2.7)

$$r_\pi = \frac{1}{g_\pi} \qquad (2.7)$$

$$= \frac{\beta_F}{g_m}$$

ส่วนความต้านทานเอ้าท์พุท (r_o) จะได้จากความสัมพันธ์ของอัตราการเปลี่ยนแปลงของค่ากระแส I_C กับค่าแรงดัน V_{CE} โดยจากสมการที่(2.3) จะได้

$$\frac{1}{r_o} = g_o = \frac{dI_C}{dV_{CE}}\Big|V_{CE=0}$$

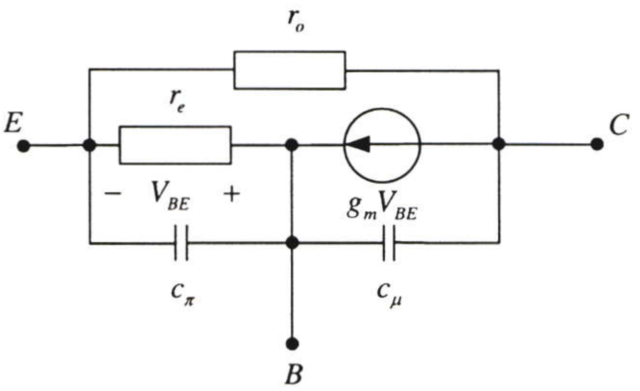
$$= \frac{I_S}{V_A}\exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \qquad (2.8)$$

$$= \frac{I_C}{V_A}$$

หรือ

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} \qquad (2.9)$$

จากวงจรสมมูลที่ใช้ในวงจรอิมิตเตอร์ร่วม สามารถเขียนวงจรสมมูลให้อยู่ในวงจรเบสร่วม (Common Base) ได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่2.3 วงจรสมมูลของวงจรเบสร่วม

ซึ่งค่าความต้านทานที่ขาอิมิตเตอร์ (r_e) ของวงจรเบสร่วมนั้น จะมีค่าเท่ากับ

$$r_e = \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_\pi}}$$

$$= \frac{1}{g_m(1+1/\beta_F)} \qquad (2.10)$$

$$= \frac{\alpha_F}{g_m}$$

$$\cong \frac{V_T}{I_C}$$

α_F คือค่าอัตราขยายกระแสของวงจรเบสร่วม

2.4 บทสรุป

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงการทำงาน**พื้นฐาน**ของวงจรสมมูล และแบบจำลองการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ รวมทั้งสมการที่เป็นคุณลักษณะเฉพาะของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

เพื่อใช้เป็นแนวทางในการนำความสัมพันธ์ของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้จากสมการในบทนี้ โดยค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่กล่าวมานั้น จะพบว่าขึ้นอยู่กับค่าแรงดันความร้อน V_T ซึ่งค่าแรงดันความร้อนจะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิรอบข้างดังสมการ(2.3) ถึงสมการที่(2.10)ไม่ว่าจะนำไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ต่อแบบใดก็ตาม ดังนั้นถ้ามีการนำไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ไปใช้งาน จะทำให้มีผลการทำงานผิดพลาดไปตามอุณหภูมิรอบข้าง จึงต้องมีการชดเชยผลของอุณหภูมิรอบข้างขึ้นด้วยในการนำไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ไปใช้งาน ซึ่งสมการที่เป็นคุณลักษณะเฉพาะของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ได้จะนำไปใช้ในการวิเคราะห์ผลที่คาดว่าจะเกิดขึ้นและเพื่อใช้นำไปอ้างอิง หรือเปรียบเทียบกับผลซึ่งอาจจะได้มาจากการทดลองต่อวงจรจริงหรือใช้คอมพิวเตอร์มาช่วยในการวิเคราะห์ ในการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูปPSPICE ซึ่งวงจรที่ทำการออกแบบนั้นว่าจะมีสมรรถนะและการทำงานเป็นไปตามหลักการที่ได้ทำการออกแบบจริง ซึ่งจะกล่าวในบทที่ 5

บทที่3

การชดเชยอุณหภูมิของวงจรทรานส์ลิเนียร์

3.1 บทนำ

ในปีค.ศ.1975 Barrie Gilbertได้บัญญัติคำว่า“ทรานส์ลิเนียร์”ขึ้นเพื่อใช้อธิบายกลุ่มวงจรไม่เป็นเชิงเส้นที่นิยมใช้กันทั่วไป[18] เช่นวงจรคูณ(Multiplier) วงจรหาร(Divider)[36],[37] หรือวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอส(R.M.S)[39] ของสัญญาณเป็นต้น โดยใช้ประโยชน์จากความสัมพันธ์ที่ว่าค่าอัตราการส่งผ่านความนำ(Transconductance) ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้น(Linear) กับกระแสที่ไหลผ่านขาคอลเลคเตอร์ จึงเป็นที่มาของชื่อ “Trans-linear” นอกจากนี้เรายังพบว่าในวงจรเชิงเส้นหลายชนิดได้แก่ วงจรขยายคลาสAB ในภาคเอ้าท์พุทของออปแอมป์, วงจรสายพานกระแส, วงจรขยายสัญญาณแบบป้อนกลับด้วยกระแสก็สามารถมองอยู่ในรูปแบบของทรานส์ลิเนียร์ได้

วงจรทรานส์ลิเนียร์อาศัยความสัมพันธ์เชิงเส้นระหว่างค่าความนำกับการเปลี่ยนแปลงทางกระแส สำหรับการพิจารณาสัญญาณทั้งส่วนขาเข้า และขาออกของวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปนั้นจะอยู่ในรูปแบบของกระแสแทบทั้งสิ้น มีเพียงศักดาที่รอยต่อพี-เอ็นของทรานซิสเตอร์เท่านั้นที่ถูกนำมาพิจารณาร่วมด้วย เป็นเหตุให้ก่อนที่จะมีคำว่าทรานส์ลิเนียร์เราจึงเรียกวงจรแบบนี้ว่าวงจรโหมดกระแส(Current-Mode Circuits) วงจรที่ใช้หลักการของทรานส์ลิเนียร์มักจะพบในวงจรต่างๆ โดยไม่มีรูปแบบที่แน่นอน วงจรประเภทนี้จะถูกนำไปสร้างด้วยเทคโนโลยีของวงจรรวมเพื่อให้วงจรมีคุณสมบัติในเรื่องของความใกล้เคียงกันทางอุณหภูมิขณะปฏิบัติการ ความเข้ากันของโครงสร้างอุปกรณ์ และความเข้มข้นของสารเจือมีความสำคัญเป็นอย่างมากต่อการทำงานของวงจร ทำให้แม้จะมีการคิดหลักการของวงจรแบบนี้ได้ตั้งแต่ทศวรรษที่60 แต่ก็ยังไม่สามารถสร้างขึ้นได้ด้วยเทคโนโลยีของอุปกรณ์แบบแยกชิ้น(Discrete Device) ในขณะนั้น

ในปัจจุบันการประมวลผลสัญญาณในโหมดกระแสได้มีบทบาทอย่างมาก เนื่องจากการประมวลผลในโหมดกระแสจะมีข้อดีกว่าการประมวลผลในโหมดแรงดันหลายประการ เช่นความถี่ในการใช้งานกว้าง(Wide Bandwidth) ช่วงปฏิบัติการทำงานกว้าง(Wide Dynamic Range) และสามารถใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ ซึ่งวงจรประมวลผลสัญญาณในโหมดกระแส[30] ที่กล่าวถึงก็คือวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ลูป และวงจรขยายโอทีเอซึ่งเป็นวงจรที่มีการนำไปประยุกต์ใช้งานทางด้านการประมวลผลสัญญาณแอนะลอกต่างๆ มากมาย เช่น วงจรกำเนิดความถี่(Oscillator)[7-11] วงจรกรองสัญญาณ(Filter)[8] วงจรแปลงค่าอิมพีแดนซ์(Impedance Converter)[13],[14] และวงจรคูณ(Multiplier)[15],[16] เป็นต้น โดยวงจรที่กล่าวมานี้ ซึ่งถ้าออกแบบ

วงจรโดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ลูป และวงจรขยายโอทีเอจะทำให้วงจรที่ออกแบบมีฟังก์ชันการทำงานที่มีผลขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง จึงทำให้ผลของการทำงานของวงจรมีความผิดพลาดเกิดขึ้น และลดประสิทธิภาพการทำงานของวงจรลง ซึ่งในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ที่มีคุณสมบัติไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้างขณะใช้งาน

3.2 หลักการเบื้องต้น และทฤษฎีของวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูป

หลักการของวงจรทรานส์ลิเนียร์สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เป็นการอาศัยความสัมพันธ์ที่เป็นเชิงเส้นระหว่างค่าทรานส์คอนดัคแตนซ์กับค่ากระแสคอลเลคเตอร์เพื่อนำไปประยุกต์ใช้วงจรที่มีการนำไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาต่อกันเป็นวงจรซึ่งมีรอยต่อพี-เอ็นระหว่างเบสและคอล-เลคเตอร์ต่อเรียงกันเป็นวงปิด ซึ่งจะเรียกวงจรในลักษณะนี้ว่าวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูป (Translinear - Loop) ที่แสดงในรูปที่3.1 วงจรจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ถูกออกแบบโดยอาศัยความสัมพันธ์เชิงเส้นระหว่างค่าทรานส์คอนดัคแตนซ์(Transconductance) กับค่ากระแสคอลเลคเตอร์ (I_C) ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์[4]

$$g_m = \frac{dI}{dV} = aI \tag{3.1}$$

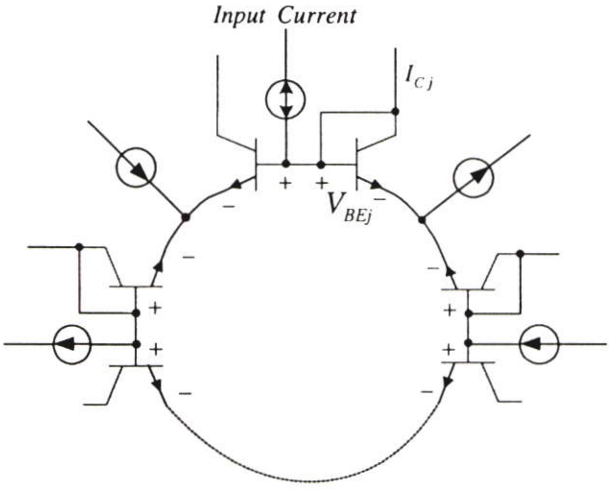
ค่า a คือ เป็นค่าคงที่ (ที่เกี่ยวเนื่องกับ I หรือ V)
ทำสมการที่(3.1) ให้สำเร็จจะได้

$$I = b\exp(aV) \tag{3.2}$$

กำหนดให้ b คือ ค่าคงที่

พิจารณาจากสมการที่(3.2) ถึงค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสกับแรงดันที่อยู่ในลูปปิดสามารถอธิบายถึงคุณสมบัติระหว่างกระแส I_C กับแรงดัน V_{BE} ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จากคุณสมบัตินี้ เมื่อนำไปต่อเข้ากับวงจรที่ประกอบด้วยรอยต่อของสารพี–เอ็น(P-N Junction) เป็นจำนวนคู่ และต่อกันอยู่ในลักษณะไบอัสตรง(Forward Bias) โดยที่รอยต่อพี–เอ็นแต่ละตัวจะถูกต่อเข้ากับขั้วของรอยต่อตัวอื่นๆ เรียงกันเป็นลูป(Loop) จะเรียกวงจรลักษณะแบบนี้ว่าวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูป [9] ซึ่งโดยปกติวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปทั่วๆไป จะมีเพียงหนึ่งลูป แต่หลักการพื้นฐานโดยทั่วไปแล้ว

สามารถจะมีกี่ลูปก็ได้โดยที่รอยต่อ พี-เอ็นเหล่านี้จะเป็นรอยต่อพี-เอ็นของไดโอด หรือรอยต่อเบส–อิมิตเตอร์(Base–Emitter Junction) ของทรานซิสเตอร์ก็ได้ ดังแสดงในรูปที่3.1



รูปที่3.1 รูปแบบพื้นฐานของวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

การพิจารณาลูปปิดที่ประกอบด้วยการไบอัสโดยตรงที่รอยต่อเบส–อิมิตเตอร์จะมีจำนวนเท่าใดก็ได้ แต่จะแบ่งออกมาได้เป็น 2ส่วน คือในส่วนแรกแรงดันเบส–อิมิตเตอร์ที่มีทิศทางตามเข็มนาฬิกา(Clockwise:CW) และส่วนที่สองแรงดันเบส–อิมิตเตอร์ที่มีทิศทางทวนเข็มนาฬิกา (Counterclockwise:CCW) ดังแสดงในรูปที่3.1 โดยที่แหล่งจ่ายกระแสต่างๆ จะมีค่าคงที่พร้อมทั้งแสดงการเชื่อมต่อของกระแสคอลเลคเตอร์เป็นทั้งอินพุท และเอ้าท์พุท ดังนั้นผลรวมของแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ รอบลูปปิดในรูปที่3.1 สามารถจะเขียนได้ดังนี้

$$\sum_{j=1}^{N} V_{BEj} = 0 \tag{3.3}$$

หรือ

$$\sum_{CW} V_{BEj} = \sum_{CCW} V_{BEj} \tag{3.4}$$

ซึ่งแทนค่าของ V_{BEj}

$$V_{BEj} = \frac{kT}{q}\ln(\frac{I_{Cj}}{I_s}) \tag{3.5}$$

หรือ

$$V_{BEj} = V_T \ln\left(\frac{I_{Cj}}{A_j J}\right) \tag{3.6}$$

โดยที่

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

และ

$$I_S = A_j J$$

แทนค่าสมการที่(3.6) ลงในสมการที่(3.4) จะได้ดังสมการที่(3.7)

$$\sum_{CW} V_T \ln\left(\frac{I_{Cj}}{A_j J}\right) = \sum_{CCW} V_T \ln\left(\frac{I_{Cj}}{A_j J}\right) \tag{3.7}$$

เมื่อ

V_T คือค่าแรงดันความร้อน (Thermal Voltage) (V)
I_{cj} คือค่ากระแสคอลเลคเตอร์ (A)
I_s คือค่ากระแสอิ่มตัว(Saturation Current) (A)
A_j คือพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ (cm^2)
J คือค่าความหนาแน่นของกระแสต่อพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ $\left(A/cm^2\right)$

ถ้าสมมุติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าความหนาแน่นของกระแสต่อพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ และอุณหภูมิที่รอยต่อทุกตัวมีค่าเท่ากัน ซึ่งจากวงจรรวมโมโนลิทิคจะสามารถให้คุณสมบัติเหล่านี้ จะเป็นสิ่งที่สำคัญมากในวงจรทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งจะทำให้ผลของแรงดันความร้อนหรืออุณหภูมิรอบข้างมีการชดเชยกันหมดไป ดังนั้นจากสมการที่(3.7) จะได้ว่า

$$\sum_{CW} \ln\left(\frac{I_{Cj}}{A_j}\right) = \sum_{CCW} \ln\left(\frac{I_{cj}}{A_j}\right) \tag{3.8}$$

จากสมการที่(3.8) จะไม่มีเทอมใดที่ขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิรอบข้าง $\frac{kT}{q}$ หรือแรงดันความร้อน V_T และความหนาแน่นของกระแส J แต่เนื่องจากสมการที่(3.8) จะอยู่ในรูปผลบวกของอนุกรมในเทอมล็อกการิมิค ดังนั้นสามารถที่จะจัดสมการใหม่ให้อยู่ในเทอมผลคูณ ได้ดังสมการที่(3.9)

$$\prod_{CW}\left(\frac{I_{Cj}}{A_j}\right)=\prod_{CCW}\left(\frac{I_{Cj}}{A_j}\right) \tag{3.9}$$

ถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวถูกสร้างขึ้นที่มีค่าแมทช์(Match) โดยให้มีพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์มีค่าเท่ากันจากสมการที่(3.9) จะเขียนใหม่ได้

$$\prod_{CW} I_{cj}=\prod_{CCW} I_{cj} \tag{3.10}$$

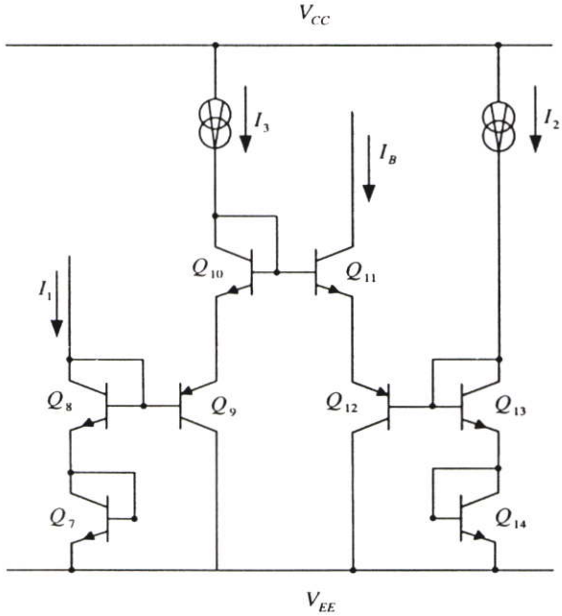
จากสมการที่(3.10) จะแสดงหลักการของวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูป สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งกล่าวได้ว่า คือผลคูณของกระแสทิศทางตามเข็มนาฬิกาจะมีค่าเท่ากับผลคูณของกระแสทิศทางทวนเข็มนาฬิกา ซึ่งจากสมการดังกล่าวข้างต้นนี้ ด้วยคุณสมบัติของวงจรที่ไม่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิ มีความแม่นยำต่อการทำงาน และมีคุณสมบัติที่มีช่วงปฏิบัติการสูง สามารถที่จะนำไปสังเคราะห์เป็นวงจรทางพีชคณิตต่างๆได้ เช่นวงจรคูณ(Multiplier) วงจรหาร(Divider) วงจรถอดราก(Square root) วงจรกำลังสอง(Square) และฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์อื่นๆ ได้โดยไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ จากที่กล่าวมาจึงเหมาะสมที่จะนำไปสร้างวงจรรวมแบบชิพเดี่ยว

3.3 การประยุกต์ใช้งานของวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูป

การนำวงจรพื้นฐานของหลักการทรานส์ลิเนียร์ลูปในรูปแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ไปประยุกต์ใช้งาน โดยจะเป็นการนำเสนอวงจรพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง ซึ่งจะนำไปออกแบบการทำงานที่มีการชดเชยอุณหภูมิของวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อก และวงจรขยายสัญญาณแบบแอนติล็อก รวมไปถึงการออกแบบวงจรเรียงกระแสที่มีการชดเชยอุณหภูมิในที่ใช้โอทีเอ ในการทำงานซึ่งประกอบด้วยวงจรคูณ และหาร ทำงานร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส รวมถึงจะกล่าวถึงวงจรสายพานกระแสในบทนี้ด้วย และการนำวงจรพื้นฐานที่กล่าวมาไปใช้ในการอธิบายการทำงานการชดเชยอุณหภูมิในวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปในรูปแบบวงจรสายพานกระแส และการชดเชยอุณหภูมิของวงจรโอทีเอ พร้อมทั้งยกตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานในบทที่4 จากนั้นจะนำผลที่ได้ไปออกแบบวงจรชดเชยอุณหภูมิในวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้โอทีเอในบทที่6 ต่อไป

3.3.1 วงจรคูณและหาร

ส่วนวงจรคูณ และหารกระแสแสดงในรูปที่3.2 ที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ PNP และNPN โดยมีกระแส I_3 และ I_2 เป็นแหล่งจ่ายกระแสจากภายนอก ส่วนกระแส I_1 เป็นกระแสอินพุทของวงจร และกระแส I_B เป็นกระแสเอ้าท์พุทของวงจร ซึ่งทรานซิสเตอร์ Q_7 ถึง Q_{14} จะต่อกันอยู่ในลักษณะแบบทรานส์ลิเนียร์ลูป ซึ่งได้ความสัมพันธ์ของค่าแรงดัน V_{BE} ของทรานซิสเตอร์ได้เป็นดังนี้



รูปที่3.2 วงจรคูณและหารกระแสโดยใช้หลักการของทรานส์ลิเนียร์ลูป

จากรูปที่3.2 จะได้ลูปกระแสดังนี้

$$V_{BE7} + V_{BE8} + V_{BE9} + V_{BE10} = V_{BE11} + V_{BE12} + V_{BE13} + V_{BE14} \tag{3.11}$$

โดยที่

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \tag{3.12}$$

แทนค่าสมการที่(3.12) ลงในสมการที่(3.11) โดยกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กัน

$$V_T \ln\frac{I_{C7}}{I_{SN}} + V_T \ln\frac{I_{C8}}{I_{SN}} + V_T \ln\frac{I_{C9}}{I_{SP}} + V_T \ln\frac{I_{C10}}{I_{SN}}$$

$$= V_T \ln\frac{I_{C11}}{I_{SN}} + V_T \ln\frac{I_{C12}}{I_{SP}} + V_T \ln\frac{I_{C13}}{I_{SN}} + V_T \ln\frac{I_{C14}}{I_{SN}} \quad (3.13)$$

$$V_T \ln\frac{I_{C7}.I_{C8}.I_{C9}.I_{C10}}{I_{SN}^3.I_{SP}} = V_T \ln\frac{I_{C11}.I_{C12}.I_{C13}.I_{C14}}{I_{SN}^3.I_{SP}} \quad (3.14)$$

เมื่อ $I_{C7} = I_{C8} = I_1$, $I_{C9} = I_{C10} = I_3$, $I_{C11} = I_{C12} = I_B$ และ $I_{C13} = I_{C14} = I_2$

แทนลงในสมการที่(3.14) จะได้

$$I_1^2 I_3^2 = I_B^2 I_2^2 \quad (3.15)$$

$$I_B = \frac{I_1.I_3}{I_2} \quad (3.16)$$

จากสมการที่(3.16) กระแสเอ้าท์พุท I_B จะกำหนดให้เป็นวงจรหาร หรือวงจรคูณโดยมีเงื่อนไขดังนี้ ถ้ากำหนดค่า I_2 เป็นค่าคงที่ เอ้าท์พุทของ I_B จะเกิดจากค่า I_1 คูณกับค่า I_3 วงจรนี้เป็นวงจรคูณค่า 2 ค่าเข้าด้วยกัน ในทำนองเดียวกันหากกำหนดค่า I_3 เป็นค่าคงที่ เอ้าท์พุทของ I_B จะเกิดจากค่า I_1 หารค่า I_2 วงจรนี้เป็นวงจรหาร ซึ่งจะนำไปใช้ในหัวข้อถัดไป เรื่องการชดเชยอุณหภูมิของวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูป และการชดเชยอุณหภูมิในวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคกับวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิค ซึ่งเป็นวงจรหลักในการชดเชยอุณหภูมิ

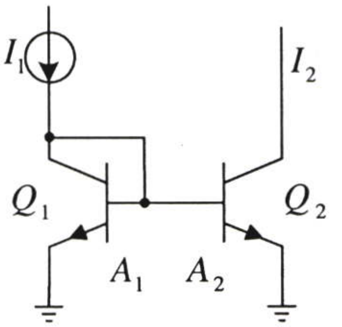
3.3.2 วงจรสะท้อนกระแส

วงจรสะท้อนกระแสเป็นวงจรที่นำมาใช้ในการออกแบบทางวงจรรวมเป็นที่รู้จักกันดีหน้าที่หลักของวงจรนี้คือ สำเนากระแสจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่งตามที่ต้องการ หลักการสะท้อนกระแสมีการทำงานในหลายรูปแบบเช่น วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน และวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน(Wilson Current Mirror) วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน[18]

$$I_C = I_S \exp(\frac{V_{BE}}{V_T})\left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) \quad (3.17)$$

ในวงจรสะท้อนกระแสจะได้ว่าทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่า V_{BE} และ I_S เท่ากัน ดังรูปที่แสดง 3.3 ทำให้ได้ว่า

$$\frac{I_{C1}}{A_1(1+V_{BE}/V_A)}=\frac{I_{C2}}{A_2(1+V_{CE2}/V_A)} \tag{3.18}$$



รูปที่3.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

ซึ่ง A_1 และ A_2 คือพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ จะได้ดังสมการที่ (3.19)

$$I_1 = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} \tag{3.19}$$

$$I_1 = I_{C1} + \frac{I_{C1}}{\beta_F} + \frac{I_{C2}}{\beta_F} \tag{3.20}$$

$$I_1 \approx I_{C1} + \frac{I_{C1}}{\beta_F} + \frac{A_2 I_{C1}}{A_1 \beta_F} \tag{3.21}$$

$$I_1 = I_{C1}\left[1+\frac{1}{\beta_F}\left(1+\frac{A_2}{A_1}\right)\right] \tag{3.22}$$

จากสมการที่(3.18) จะได้ค่า I_2 คือ

$$I_2 = \frac{A_2}{A_1} I_1 \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{\beta_F}\left(1 + \frac{A_2}{A_1}\right)} \right) \left(\frac{1 + V_{CE} / V_A}{1 + V_{BE} / V_A} \right) \tag{3.23}$$

เนื่องจาก $\beta_F \gg 1$ และ $V_A \gg V_{CE}$ จะได้

$$I_2 \approx \frac{A_2}{A_1} I_1 \tag{3.24}$$

ถ้ากำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวมีพื้นฐานที่อิมิตเตอร์เท่ากัน หรือ $A_1 = A_2$ จะได้ว่า

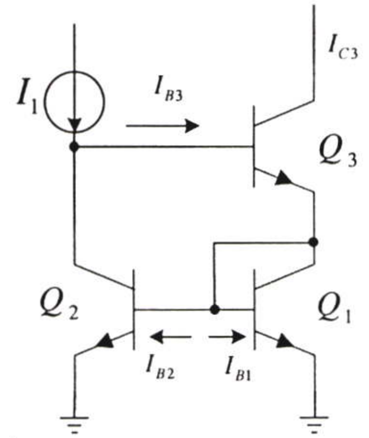
$$I_2 \approx I_1 \tag{3.25}$$

วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน[19] ซึ่งแสดงดังรูปที่3.4 ปรับปรุงมาจากวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน เพื่อให้อัตราขยายกระแสขึ้นกับ β น้อยลง และให้ความต้านทานที่จุดสัญญาณจุดออกสูงขึ้น Q_1, Q_2 ทำงานเหมือนกับวงจรพื้นฐาน โดยแรงดันที่ตกคล่อมคอลเลคเตอร์อิมิตเตอร์ของ $Q_2 (V_{CE})$ มีค่าเป็น $2V_{BE}$ ทำให้ผลของ Base-width Modulation ที่มีต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์พื้นฐานลดลง และไม่ขึ้นกับแรงดันที่จุดสัญญาณออก เนื่องจากกระแส I_{E3} จากอิมิตเตอร์ของ Q_3 เป็นกระแสเข้าวงจรสะท้อนกระแส Q_1 , Q_2 มีค่าค่อนข้างคงที่ แม้ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่จุดสัญญาณออกก็ตาม เมื่อ I_{E3} มีค่าค่อนข้างคงที่ต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่จุดสัญญาณออก ทำให้กระแสออก I_{C3} มีค่าค่อนข้างคงที่ต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่สัญญาณออกด้วย ลักษณะเช่นนี้ทำให้ได้ค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณออกสูง ซึ่งจะปรับให้ $I_{C3} + I_O$ มีค่าใกล้เคียงกับค่ากระแส I_1 มากยิ่งขึ้นกำหนดให้เป็น I_2 จากรูปที่3.4 จะได้ค่ากระแส I_2 ดังสมการ(3.26)

$$I_{E3} = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{C1}\left(1 + \frac{2}{\beta_F}\right) \tag{3.26}$$

จัดสมการใหม่ได้

$$I_{C3} = \left(\frac{\beta_F}{\beta_F + 1}\right) I_{E3} = I_{C1}\left(1 + \frac{2}{\beta_F}\right)\left(\frac{\beta_F}{\beta_F + 1}\right)$$



รูปที่3.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน

$$I_{C3} = I_1\left(1 - \frac{2}{\beta_F^2 + 2\beta_F + 2}\right) \approx I_1\left(1 - \frac{2}{\beta_F^2}\right) \qquad (3.27)$$

กำหนดให้ค่า $\beta_F \gg 1$ จะทำให้ค่ากระแส I_2 ใกล้เคียง I_1 มากยิ่งขึ้น จะได้ว่า

$$I_2 \approx I_1 \qquad (3.28)$$

จากสมการที่(3.27) ค่ากระแสที่เอ้าท์พุทจะมีค่าใกล้เคียงกระแสอินพุทมาก ด้วยเทอมในวงเล็บถ้าเกณฑ์การขยายของทรานซิสเตอร์ยิ่งมากยิ่งดี เมื่อเทียบกับสมการที่ (3.23)เป็นการสะท้อนกระแสแบบวงจรพื้นฐาน

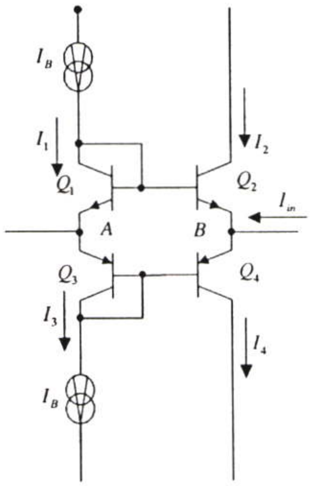
3.3.3 วงจรสายพานกระแสในรูปแบบทรานส์ลิเนียร์ลูป

วงจรสายพานกระแสจัดเป็นอุปกรณ์ที่ทำงานในโหมดกระแส[18] ซึ่งในปี ค.ศ.1968- โดย K. C. Smith และA. Sedra ได้เป็นผู้กำเนิดแนวความคิดวงจรขึ้นมาใหม่ที่เรียกว่า วงจรสายพานกระแสยุคแรก(First – Generation Current Convevor) หรือCCI ในการนำCCI ไปใช้งานแต่ไม่ได้รับความนิยม จึงมีการพัฒนาในปีค.ศ.1970 ได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสยุคที่สอง(Second – Generation Current Conveyor) หรือCCII พร้อมทั้งแสดงการนำเอาCCII ไปประยุกต์ใช้งานต่างๆ มากมายทำให้CCIIได้รับความสนใจ และนิยมนำมาใช้งานกันมากมายจนถึงปัจจุบันนี้ พร้อมทั้งได้มีการปรับปรุงและพัฒนาสร้างวงจรCCII ได้มีการนำเสนอCCII ในรูปแบบต่างๆด้วยกัน เช่น วงจรสายพานกระแสแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเลคทรอนิกส์ และวงจรสายพานกระแสที่สร้างขึ้นโดยการใช้วงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปมาต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งได้เรียกชื่อวงจร CCII ลักษณะ

แบบนี้ว่า วงจรสายพานกระแสยุคที่สองซึ่งควบคุมได้ด้วยกระแส(Second – Generation Current Controlled Conveyor) ซึ่งเขียนแทนด้วยCCCII และวงจรสายพานกระแสแบบนี้จะสามารถนำไปใช้งานได้ในย่านความถี่สูง[11] แต่จะมีข้อจำกัดบางประการซึ่งจะกล่าวในส่วนต่อไป

3.3.4 วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์ลูป

พิจารณาจากรูปที่3.5 แสดงวงจรขยายคลาสAB แบบทรานส์ลิเนียร์ลูป[20-21] จะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ชนิดPNP 2 ตัว และชนิด NPN 2 ตัว กระแส I_B เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ และ I_{in} เป็นกระแสอินพุท ถ้าสมมุติให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 มีความสมพงษ์กันทุกประการจากหลักการของทรานส์ลิเนียร์ลูป จะได้ซึ่งความสัมพันธ์ของค่าแรงดันระหว่างขาเบส และขาอิมิตเตอร์ V_{BE} ของทรานซิสเตอร์ Q_1, Q_2, Q_3 และ Q_4 สามารถเขียนได้ดังนี้[11],[44]



รูปที่3.5 วงจรขยายคลาสABแบบทรานส์ลิเนียร์ลูป

$$V_{BE1} + V_{BE3} = V_{BE2} + V_{BE4} \tag{3.29}$$

ซึ่ง

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \tag{3.30}$$

เมื่อแรงดัน $V_{BE1}, V_{BE2}, V_{BE3}$ และ V_{BE4} เป็นแรงดันระหว่างขาเบส และขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1, Q_2, Q_3 และ Q_4 ตามลำดับ ซึ่งถ้าป้อนกระแส I_{in} เข้าที่จุด B โดยให้แรงดันที่จุด A คงที่ ดังรูปที่3.5

จากคุณลักษณะของทรานส์ลิเนียร์ลูปแทนสมการที่(3.30) ลงในสมการที่(3.29) ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ของกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์เป็นดังนี้

$$I_1 I_3 = I_2 I_4 \quad (3.31)$$

โดยที่กระแส $I_1 = I_3 \cong I_B$ ซึ่ง I_B เป็นกระแสไบอัสทรานซิสเตอร์ ถ้าค่าอัตราขยายกระแส $\beta >> 1$ ที่จุด B จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_2, I_4 และ I_{in}

$$I_4 = I_2 + I_{in} \quad (3.32)$$

หรือ

$$I_2 = I_4 - I_{in} \quad (3.33)$$

จากสมการที่(3.31),สมการที่(3.32) และสมการที่(3.33) ดังนั้นจะได้กระแส I_2 และ I_4 สามารถหาค่าได้ในสมการที่(3.34) และ(3.35)

$$I_2 = \left[\left(I_{in}^2 + 4I_B^2 \right)^{1/2} - 1_{in} \right] / 2 \quad (3.34)$$

และ

$$I_4 = \left[\left(I_{in}^2 + 4I_B^2 \right)^{1/2} + I_{in} \right] / 2 \quad (3.35)$$

ถ้าพิจารณาที่พอร์ทA กำหนดเป็นอินพุทซึ่งค่าอิมพิแดนซ์ที่พอร์ท A จะมีค่าสูงมาก และเอ้าท์พุทอิมพีแดนซ์ที่พอร์ท B จะมีค่าต่ำ ดังนั้นวงจรนี้จะทำหน้าที่เป็นวงจรตามแรงดัน(Volttage Follower)[16] ค่าผลต่างของแรงดัน(Voltage Differential) ระหว่างจุด B และจุด A คือ V_{BA} จะมีค่า

$$V_{BA} = -V_T \ln \frac{I_2}{I_B} \quad (3.36)$$

แทนสมการที่(3.34) ลงในสมการที่(3.36) ซึ่งแรงดัน V_{BA} จะขึ้นอยู่กับค่ากระแส I_{in} จะได้ว่า

$$V_{BA} = -V_T \ln \left[\left(I_{in}^2 + 4I_B^2 \right)^{1/2} - I_{in} \right] / 2I_B$$

(3.37)

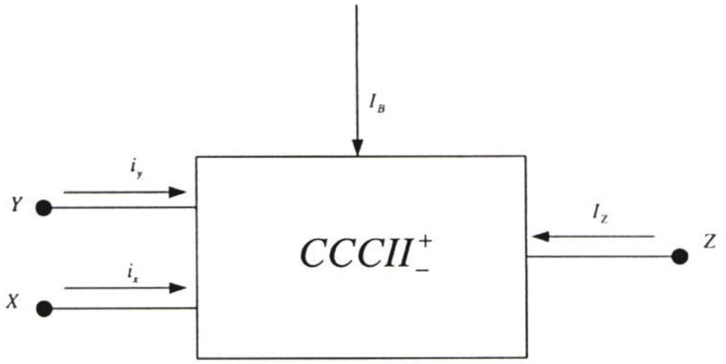
$$= -V_T \ln \left\{ \left[1 + \left(I_{in}^2 / 4I_B^2 \right) \right]^{1/2} - I_{in} / 2I_B \right\}$$

ถ้าค่ากระแส $I_{in} << 2I_B$ จะพบว่าค่าความต้านทานของสัญญาณขนาดเล็กที่จุด B และจุด A มีค่าเป็นตามสมการที่(3.38)

$$R_X = \frac{V_{AB}}{I_{in}} = \frac{V_T}{2I_B} \tag{3.38}$$

จากสมการที่(3.38) จะพบว่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน V_{BA} กับกระแส I_{in} ก็คือค่าความต้านทานของสัญญาณขนาดเล็กที่จุด B กับจุด A ของวงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์ลูป โดยสามารถที่จะเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานนี้ได้ด้วยกระแสไบอัส I_B ซึ่งทำให้สามารถที่จะควบคุมการปรับค่าความต้านทานนี้ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และค่าความต้านทานนี้จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน V_T ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิรอบข้าง ดังนั้นความต้านทานของสัญญาณขนาดเล็กที่จุด B กับจุด A จะเปลี่ยนแปลงไปเมื่อ V_T เกิดการเปลี่ยนแปลงไป

3.3.5 วงจรสายพานกระแสยุคที่สองซึ่งควบคุมได้ด้วยกระแสหรือ CCCII



รูปที่3.6 สัญลักษณ์ของCCCII

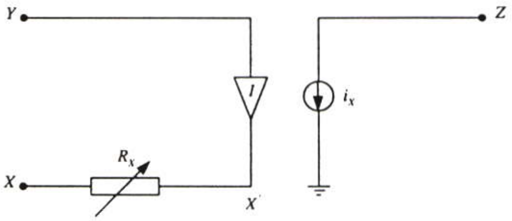
วงจรCCCII คือวงจรสายพานกระแสยุคที่สองซึ่งสามารถควบคุมได้ด้วยกระแส ได้ถูกนำเสนอโดย A.Fabre โครงสร้างของวงจรจะอาศัย หลักการพื้นฐานของวงจรขยายคลาส AB เป็นหลัก โดยมีจุด A และจุด B ของวงจรในรูปที่3.5 เป็นพอร์ท Y และพอร์ท X ตามลำดับ ซึ่งวงจร CCCII จะแบ่งออกได้เป็น 2 แบบ คือCCCII แบบบวก หรือCCCII+ และCCCII แบบลบ หรือCCCII- โดยสัญลักษณ์ และวงจรสมมูลของ CCCII แสดงในรูปที่3.6 และ3.7 ตามลำดับ ซึ่งวงจร CCCII จะมีคุณสมบัติคล้ายคลึงกับวงจรCCII แต่จะแตกต่างกันตรงที่เมื่อใช้กระแสไบอัสป้อนให้กับวงจร CCCII ที่มีค่าไม่สูงนัก จะทำให้เกิดค่าความต้านทานแฝงปรากฏขึ้น(Parasitic Resistance) หรือค่าความต้านทานภายในเกิดขึ้นที่พอร์ท(Port) X ของวงจรสายพานกระแส(R_X)ค่าความต้านทานนี้จะมีค่า

แปรผกผันกับค่ากระแสไบอัสจากภายนอก และจะแปรผันตรงกับอุณหภูมิรอบข้าง ซึ่งถ้าคิดในแง่ลบค่าความต้านทานนี้ก็จะสร้างขีดจำกัดให้กับวงจรCCCII แต่ถ้าคิดในแง่บวกก็จะพบว่าค่าความต้านทานในที่แฝงอยู่ที่พอร์ท X ของCCCII นี้ก็น่าจะนำไปใช้ประโยชน์ได้ โดยพิจารณาจากค่าความต้านทาน R_X นี้จะมีค่าเท่ากับสมการที่(3.39)

$$R_X = \frac{V_T}{2I_B} \tag{3.39}$$

เมื่อ

V_T คือแรงดันความร้อน(Thermal Voltage)



รูปที่3.7 วงจรสมมูลของ CCCII

จากรูปที่3.7 เมื่อพิจารณาวงจร CCCII จากจุด Y ถึงจุด X จะได้ความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ของวงจรCCCII นี้ ซึ่งจะมีคุณสมบัติเหมือนกับ CCII คือ

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \tag{3.40}$$

แต่เมื่อพิจารณารวมค่าความต้านทานภายใน R_X ด้วยแล้ว จากจุด Y ถึงจุด X จะสามารถแสดงความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ในรูปทั่วไปของCCCII ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_X & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \tag{3.41}$$

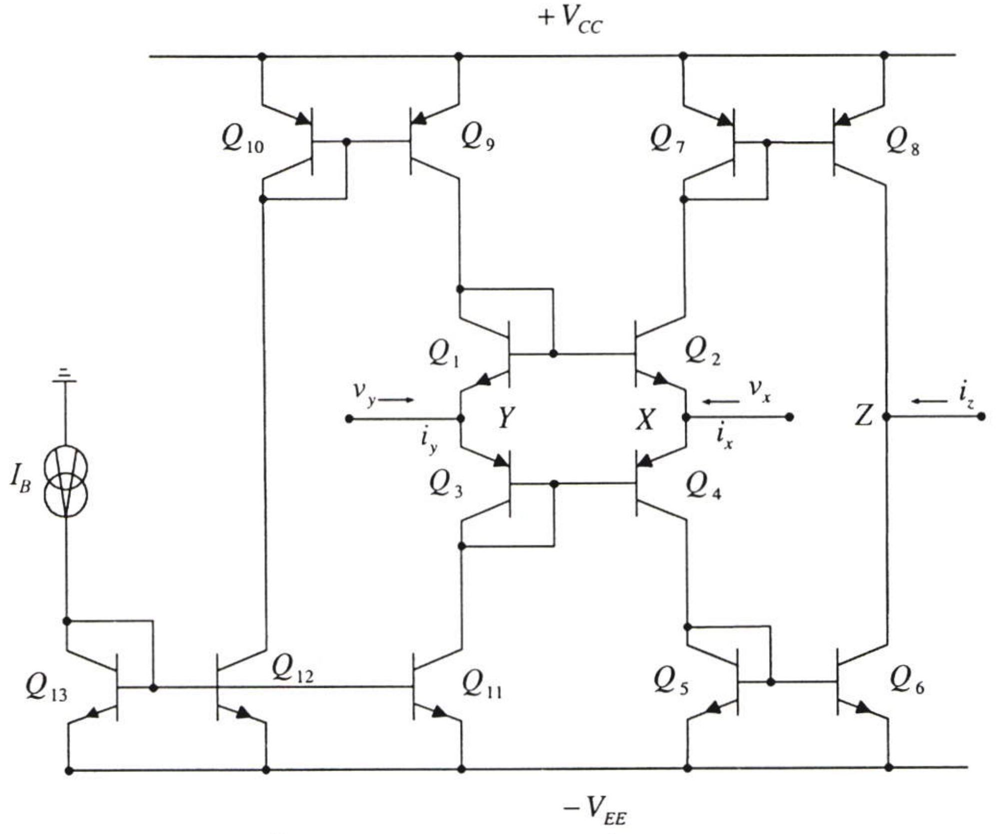
จากสมการที่(3.41) ที่ค่า h_{22} จะเห็นว่ามีเครื่องหมายแสดงเป็นค่าบวก และลบ ซึ่งเครื่องหมายนี้จะแสดงถึงความสัมพันธ์ของทิศทางการไหลของกระแส i_Z เมื่อเปรียบเทียบกับทิศทางของกระแส i_X โดยเครื่องหมายเป็นบวกจะแสดงถึงว่าทิศทางการไหลของกระแส i_Z กับกระแส i_X

มีทิศทางการไหลของกระแสทิศทางเดียวกันเรียกว่า CCCII+ และถ้าเครื่องหมายเป็นลบจะแสดงถึงทิศทางการไหลของกระแส i_Z กับกระแส i_X มีทิศทางการไหลของกระแสตรงกันข้ามหรือสวนทางกันเรียกว่าCCCII-ส่วนค่า h_{22} จะเป็นค่าความต้านทานภายในที่พอร์ท X ของวงจรสายพานกระแส ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่า R_X นี้ จะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง และสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการแปรค่ากระแสไบอัส I_B ซึ่งเป็นกระแสไบอัสจากภายนอกนั่นเอง

3.3.5.1 วงจรสายพานกระแสบวกยุคที่สองแบบปรับค่าได้

วงจรสายพานกระแสบวกยุคที่สองแบบปรับค่าได้ การทำงานของวงจร CCCII+ แสดงในรูปที่3.8 จะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 เป็นวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปกระแส I_B เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ทรานซิสเตอร์ Q_{11} ถึง Q_{13} เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกจะทำการสะท้อนกระแสจาก I_{C13} ซึ่งค่าเท่ากับ I_B ไปยัง I_{C12} หลังจากนั้นจะมีการสะท้อนกระแสอีกครั้งไปยัง I_{C9} โดยวงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_9 และ Q_{10} โดยมีอัตราการสะท้อนกระแสของวงจรสะท้อนกระแสทั้งสองมีค่าเป็นหนึ่งเท่า กระแส I_{C9} นี้จะเป็นกระแสไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 มีค่าเท่ากับ $I_{C9} = I_B$ คือค่า $I_{C12} = I_{C10} = I_B$ และกระแสอีกส่วนหนึ่งจาก Q_{13} จะถูกสำเนา(Copy) ออกมาจากวงจรสะท้อนกระแสอีกส่วนหนึ่งซึ่งจะมีการสะท้อนกระแส $I_{C13} = I_B$ ไปยัง I_{C11} ซึ่ง $I_{C11} = I_{C13}$ เป็นกระแสไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ Q_3 มีค่าเท่ากับ I_B เมื่อใช้กระแสไบอัส I_B ที่มีค่าน้อยให้กับวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ลูป จะมีความต้านทานแฝงปรากฏเกิดขึ้นที่พอร์ท X โดยที่ค่า R_X จะมีค่าในสมการที่(3.39) โดยเมื่อนำกระแสจากภายนอกป้อนเข้าสู่พอร์ท X จะทำให้เกิดแรงดันขึ้นที่พอร์ท X ซึ่งค่าแรงดัน V_X จะมีค่าเท่ากับ $V_y + i_X R_X$ และค่าความต้านทานที่พิจารณาเข้าไปยังพอร์ท Y จะมีค่าสูงมาก ทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่านได้ ดังนั้นจะได้ว่า $i_y = 0$ ส่วนกระแส $i_Z = i_X$ นั้น สามารถพิจารณา ถ้าสมมติว่าขณะนั้นมีกระแส i_X ไหลเข้าที่พอร์ท X จะเกิดมีค่ากระแสไหลผ่าน Q_4 เท่ากับ i_X ต่อจากนั้นกระแส i_X ก็จะไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแสแบบบวก ที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_5 และ Q_6 ด้วยอัตราการสะท้อนกระแสเป็นหนึ่งเท่า

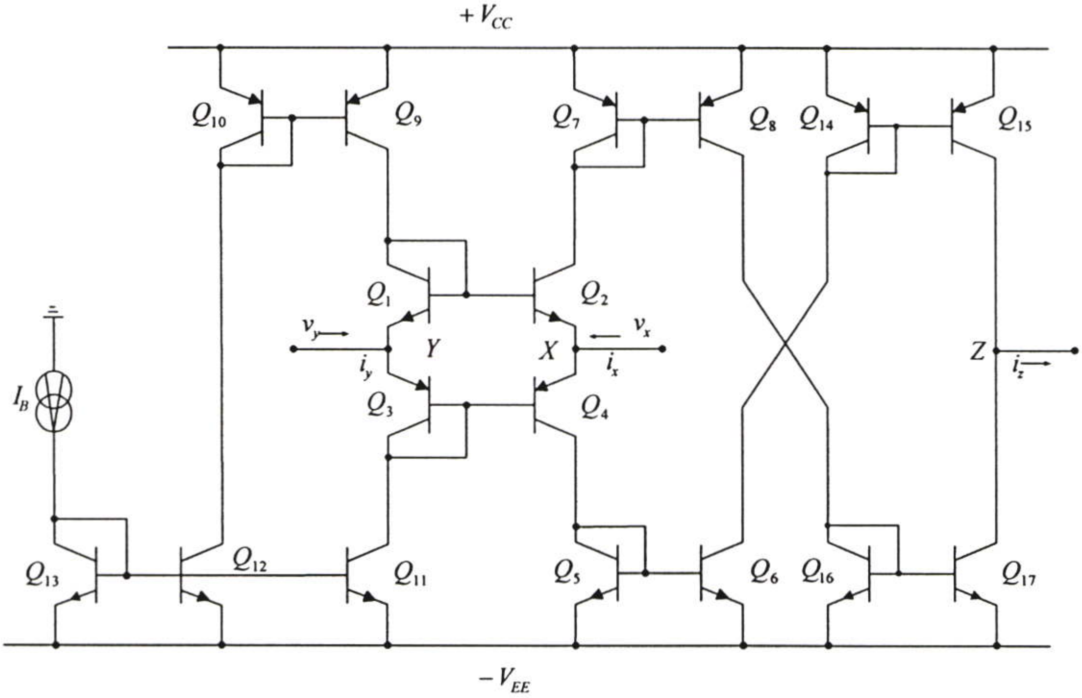
ดังนั้นกระแส $I_{C5} = i_X$ จะถูกสะท้อนไปยัง I_{C6} ซึ่งกระแส I_{C6} นี้จะไปปรากฏขึ้นที่พอร์ท Z โดยมีทิศทางการไหลของกระแสเข้าที่พอร์ท Z เป็นกระแส i_Z ส่วนในกรณีที่ค่ากระแส i_X ไหลออกจากพอร์ท X จะเกิดกระแส i_X ไหลผ่าน Q_2 ต่อจากนั้นกระแส i_X จะถูกสะท้อนกระแสด้วยทรานซิสเตอร์ Q_7 และ Q_8 ซึ่งเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบลบด้วยอัตราการสะท้อนหนึ่งเท่า ซึ่งกระแส $I_{C7} = I_{C8} = i_X$ นี้จะปรากฏขึ้นที่พอร์ท Z มีทิศทางการไหลของกระแสออกจากพอร์ท Z ทำให้เกิดเป็นค่ากระแส i_Z ต่อไป



รูปที่3.8 วงจรสายพานกระแสยุคที่สองCCCII+

3.3.5.2 วงจรสายพานกระแสลบยุคที่สองแบบปรับค่าได้

วงจรสายพานกระแสลบยุคที่สองแบบปรับค่าได้แสดงดังรูปที่3.9 ในส่วนการทำงานของวงจร CCCII- จะทำการเพิ่มวงจรสะท้อนกระแสขึ้นมาอีก 2 ชุด โดยทำการสะท้อนกระแสไข้วกัน ถ้าพิจารณากระแส i_X ไหลเข้าที่พอร์ท X กระแส i_X จะไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_4 แล้วถูกสะท้อนกระแสเป็น I_{C6} และจะไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_{14} และ Q_{15} ด้วยอัตราการสะท้อนเป็นหนึ่งเท่า ดังนั้นกระแส $I_{C6} = I_{C14} = i_X$ จะถูกสะท้อนไปยัง I_{C15} ไปปรากฏขึ้นที่พอร์ท Z มีทิศทางการไหลของกระแสออกจากพอร์ท Z ซึ่งมีทิศทางตรงกันข้ามกับกระแส i_X เป็นกระแสลบ i_Z ส่วนในกรณีที่กระแส i_X ไหลออกจากพอร์ท X กระแส i_X จะไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_2 และถูกสะท้อนกระแสเป็น I_{C8} ต่อจากนั้นกระแส I_{C8} จะถูกสะท้อนด้วยทรานซิสเตอร์ Q_{16} และ Q_{17} ซึ่งเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก ด้วยอัตราการสะท้อนเท่ากับหนึ่ง ซึ่งกระแส $I_{C8} = I_{C16} = i_X$ จะถูกสะท้อนไปยัง I_{C17} นี้จะไปปรากฏขึ้นที่พอร์ท Z ซึ่งมีทิศทางของกระแสไหลเข้าที่พอร์ท Z ทำให้เกิดเป็นกระแสลบ i_Z ซึ่งมีทิศทางตรงกันข้ามกับกระแส i_X



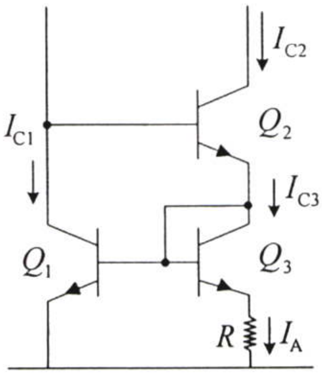
รูปที่3.9 วงจรสายพานกระแสยุคที่สองCCCII-

3.4 การชดเชยอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ลูป

ในการออกแบบวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ทำงานขึ้นตรงต่ออุณหภูมิรอบข้าง[17] เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรในการทำงานให้มีความไวต่ออุณหภูมิน้อยลง หากกำหนดแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่มีการชดเชยอุณหภูมิรอบข้างไว้ก็สามารถนำไปแทนแหล่งจ่ายกระแสในวงจรที่ต้องการชดเชยอุณหภูมิได้ โดยวงจรจะให้ค่ากระแสแปรผกผันตรงกับอุณหภูมิรอบข้าง และสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งวงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่นี้สามารถนำผลของค่ากระแสเอ้าท์พุทที่ได้ไปต่อใช้งานร่วมกับวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ และวงจรขยายโอทีเอได้อย่างง่าย โดยจะนำไปแทนแหล่งจ่ายกระแสจากภายนอกที่ป้อนให้กับวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรขยายโอทีเอ โดยใช้วงจรคูณ และหารในรูปแบบของทรานส์ลิเนียร์เพื่อช่วยในการชดเชยอุณหภูมิ ซึ่งจะได้กล่าวในหัวต่อไป

ในหลักการนี้สามารถนำแนวทางการปรับปรุง R_x ที่เกิดขึ้นเมื่อป้อนสัญญาณทางอินพุทของวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ และในส่วนของโอทีเอนำค่า g_m ของวงจรขยายโอทีเอที่ขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิรอบข้างมาทำการชดเชย โดยการทำงานของฟังก์ชันอยู่ในโหมดกระแส ดังนั้น ถ้าสร้างวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง และนำไปแทนแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ก็สามารถชดเชยผลของอุณหภูมิรอบข้างที่เกิดขึ้นในวงจรได้ จากแนวความคิดของ T.J.van Kessel และ R.J.van de Plassche และบทความB. Gilbert[22] และค่าความต้านทานที่ควบคุมด้วยกระแส[23] พิจารณาจากวงจรรูปที่3.10 ทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_3 เป็นวงจรสะท้อนกระแสในรูปที่3.4

นำมาเพิ่มความต้านทาน R เข้าไปที่ขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_3 เพื่อสร้างเป็นวงจรแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิงพื้นฐานดังรูปที่3.10 และกำหนดให้การทำงานของวงจรมีค่ากระแสเบสน้อยๆ สามารถหาค่ากระแส I_A ได้ดังนี้



รูปที่3.10 วงจรแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิงพื้นฐาน

จากวงจรในรูปที่3.10 จะได้ว่า

$$I_A R = V_{BE1} - V_{BE3} \tag{3.42}$$

แทนค่า V_{BE} ที่นำมาจากสมการที่(2.4) ลงในสมการที่(3.42) ได้ดังสมการที่(3.43)

$$I_A R = V_{T1} ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} - V_{T3} ln \frac{I_{C3}}{I_{S3}} \tag{3.43}$$

หรือ

$$I_A R = V_T ln \frac{I_{C1}}{I_{C3}} . \frac{I_{S3}}{I_{S1}} \tag{3.44}$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{T1} = V_{T3} = V_T$, $I_{C1} \cong I_{C3}$ และ $I_{Sj} = J.A_{Ej}$

โดยที่ J คือค่าความหนาแน่นของกระแสต่อพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์แทนค่าลงในสมการที่(3.44) จะได้ค่ากระแส I_A มีค่าเท่ากับ

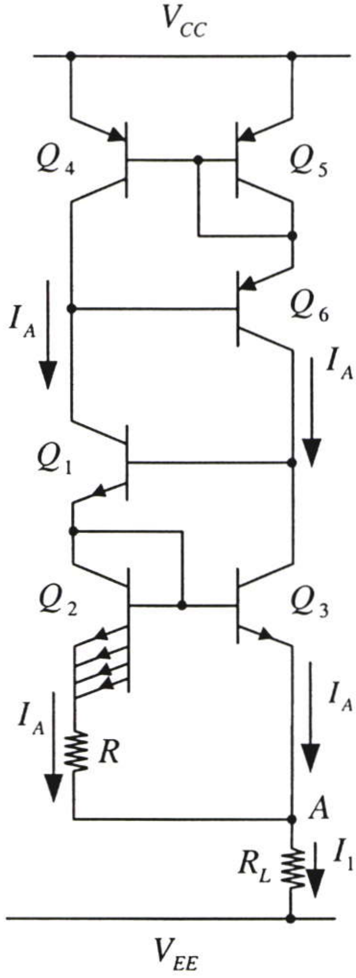
$$I_A = \frac{V_T}{R} ln \frac{A_{E3}}{A_{E1}} \tag{3.45}$$

หรือ

$$I_A = \frac{V_T}{R} \ln \alpha \tag{3.46}$$

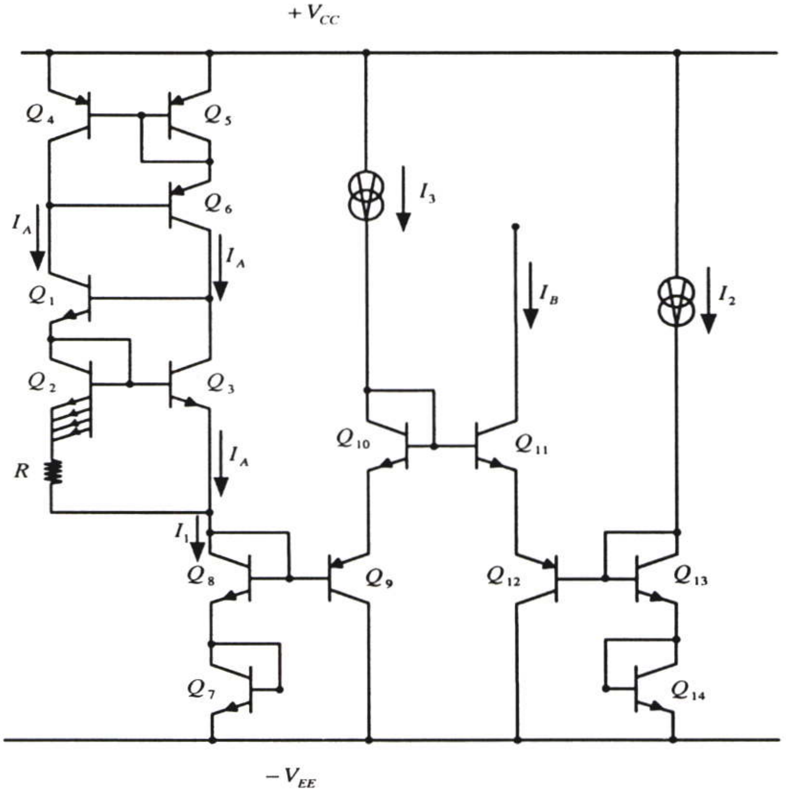
โดยที่ $\frac{A_{E3}}{A_{E1}} = \alpha$ เป็นอัตราส่วนพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_3 กับ Q_1 และกำหนดค่ากระแสเบสให้มีค่าน้อยๆ ดังนั้นจะได้ค่ากระแส $I_{C2} = I_{C3} = I_A$

3.4.1 แหล่งจ่ายกระแสคงที่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิ



รูปที่3.11 วงจรแหล่งจ่ายกระแสขึ้นอยู่กับค่าอุณหภูมิรอบข้าง

พิจารณาจากหลักการของวงจรในรูปที่3.10 เป็นวงจรแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิงพื้นฐาน สามารถพัฒนาให้เป็นรูปวงจรในรูปที่3.11 โดยเพิ่มวงจรสะท้อนกระแสเข้าไปซึ่งจะทำให้เป็นวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่มีความเที่ยงตรงแต่ก็ยังขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง โดยจะสร้างกระแสคงที่สำหรับนำไปแทนแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_B ซึ่งมีค่าความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นโดยมีค่าขึ้นตรงกับอุณหภูมิ และสามารถปรับค่ากระแสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ประกอบด้วย 2 ส่วน คือส่วนแรกเป็นแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิง กับส่วนที่สองเป็นวงจรคูณ และหารค่ากระแสดังแสดงในรูปที่3.12



รูปที่3.12 วงจรแหล่งจ่ายกระแสที่ขึ้นอยู่กับค่าอุณหภูมิรอบข้างทำงานร่วมกับวงจรหาร

ในส่วนของวงจรแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิงประกอบด้วยวงจรทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_3 และความต้านทานR สร้างกระแส I_A ในหลักการของการสะท้อนกระแสที่กล่าวมา จะทำให้ได้ค่า $I_A = I_{C1} = I_{C2}$ สามารถอธิบายการทำงานดังนี้กระแส I_{C1} จะไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_4 ถึง Q_6 ซึ่งมีอัตราการสะท้อนของกระแสเป็นหนึ่งเท่าโดยกระแส $I_{C4} = I_{C1}$ แล้วทำการสะท้อนกระแสจาก I_{C4} ไปยัง I_{C6} มีค่าเท่ากับ I_A ต่อจากนั้นกระแส I_{C6} ก็จะไหลเข้าสู่ทรานซิสเตอร์ Q_3 ซึ่งกระแส $I_{C3} = I_1$ ดังนั้น จะได้ว่ากระแส $I_{C3} = I_{C2} = I_A$ มีค่าเท่ากันเป็นไปดังสมการที่(3.47) ในกรณีนี้จะกำหนดให้อัตราส่วนพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 กับ Q_3 ให้มีค่าเท่ากับ4 หรือ $\alpha = 4$ ส่วนกระแส I_1 ที่ไหลออกจากจุดA มีค่าดังสมการที่(3.47)

$$I_1 = 2I_A \qquad (3.47)$$

แทนค่าสมการที่(3.46) ลงในสมการที่(3.47) จะได้ค่ากระแส I_1 มีค่าดังสมการที่(3.48)

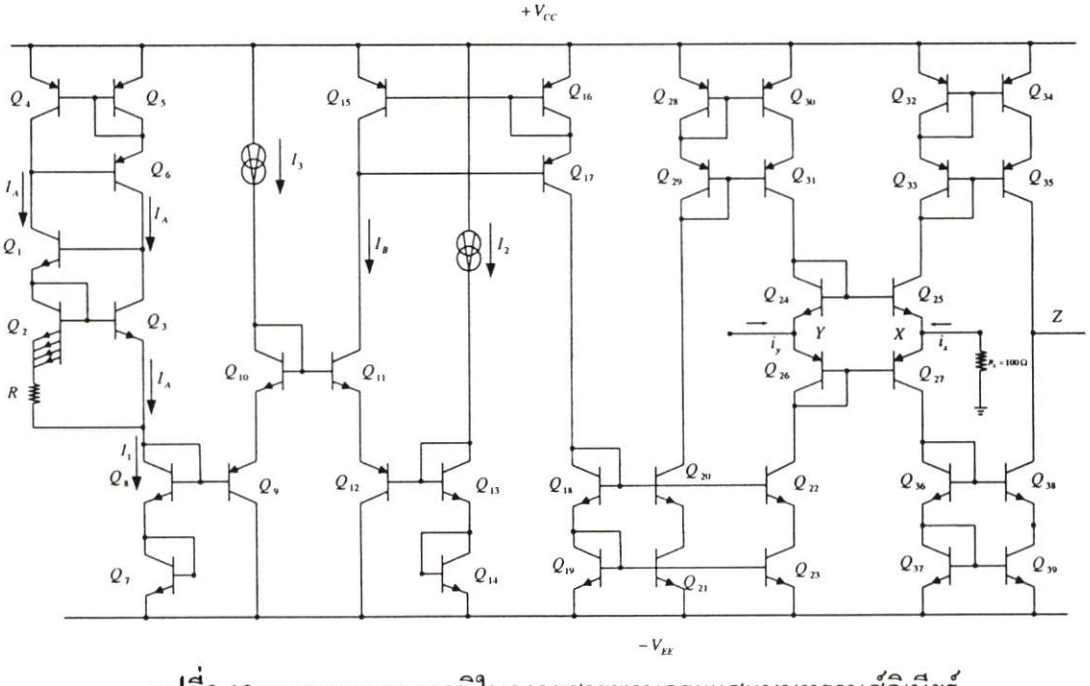
$$I_1 = \frac{2V_T}{R} \ln \alpha \qquad (3.48)$$

จากสมการที่(3.48) ค่ากระแส I_1 จะถูกส่งผ่านวงจรคูณ และหารเป็นไบอัส คือกระแส I_B โดยมี Q_7, Q_8 ทำหน้าที่สะท้อนกระแสไปที่ I_{C9} และส่งผ่าน Q_{10}, Q_{11} ดังสมการที่(3.16) ของวงจรรูปที่ 3.2 แทนค่าสมการที่(3.16) ด้วยสมการที่(3.48) จะได้ค่าดังสมการที่(3.49)

$$I_B = \frac{(2V_T \ln \alpha) I_3}{I_2 R} \tag{3.49}$$

ค่า I_B ที่ได้จากการทำงานของวงจรเป็นไปตามสมการที่(3.49) เป็นกระแสไบอัสที่จะนำไปใช้งานยังเป็นค่าที่ขึ้นกับอุณหภูมิโดยตรงจึงนำกระแสนี้ไปชดเชยในวงจรสายพานกระแสที่สร้างค่าความต้านทานแฝง R_X ที่พอร์ทX ค่าความต้านทานแฝงนี้จะขึ้นกับอุณหภูมิที่เหมือนกันดังหัวข้อที่ 3.3.5 สมการที่(3.39)

3.4.2 การชดเชยอุณหภูมิในรูปแบบทรานส์ลิเนียร์ลูป



รูปที่3.13 การชดเชยอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์

พิจารณาจากวงจรรูปที่3.13 เป็นวงจรสายพานกระแสที่มีการชดเชยอุณหภูมิโดยการนำวงจรในรูปที่3.12 ที่ทำหน้าที่สร้างแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ที่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิดังสมการที่(3.49) ไปเป็นอินพุทของวงจรสายพานกระแสยุคที่สองCCCII+ ซึ่งแหล่งจ่ายกระแสไบอัสจากภายนอกที่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิทำการชดเชยอุณหภูมิให้กับวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ ในกรณีนี้จะได้ค่าความต้านทานแฝงที่ปรากฏขึ้นที่พอร์ทX ในรูปที่3.8 ของวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ จะได้

ค่าดังสมการ(3.39) ค่าความต้านทานที่แฝงนี้จะมีค่าขึ้นตรงต่ออุณหภูมิโดยตรง เมื่อนำค่าสมการที่(3.49) แทนค่าในสมการที่(3.39) ค่าความต้านทานแฝงที่เกิดขึ้นดังที่กล่าวมาแทนก็จะได้เป็นดังสมการที่(3.50),(3.51)

$$R_X = \frac{V_T}{4(V_T \ln \alpha) I_3 / I_2 R} \tag{3.50}$$

$$R_X = \frac{I_2 R}{4 \ln \alpha I_3} \tag{3.51}$$

จากสมการที่(3.51) ค่าความต้านทานที่เกิดขึ้นในวงจรสายพานกระแสจะถูกชดเชยอุณหภูมิเป็นที่เรียบร้อยแล้ว และยังสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยค่า I_2, I_3 จากภายนอก

3.5 บทสรุป

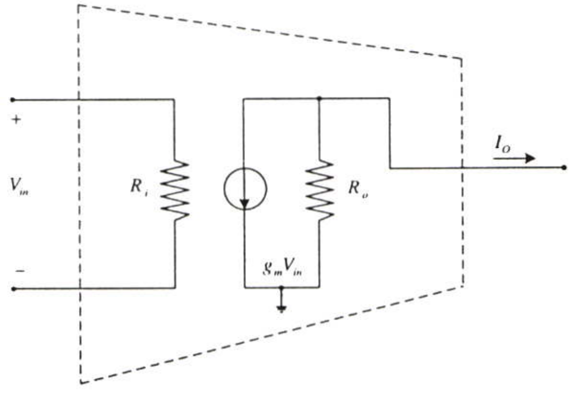
วงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปจะอาศัยรอยต่อพี-เอ็นที่นำมาต่อเข้าด้วยกันเป็นลูปสัมพันธ์กับกระแสในวงจร ซึ่งบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของทรานส์ลิเนียร์ที่สามารถชดเชยอุณหภูมิที่รอยต่อให้หมดไป อีกทั้งยังสามารถที่ชดเชยกระแสที่อยู่ในรูปสัญญาณล็อกให้หมดไปเหลือเฉพาะผลคูณของกระแสคอลเลคเตอร์ในลูป ซึ่งจะนำไปใช้วิเคราะห์วงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปทั่วๆไป วงจรที่กล่าวคือวงจรขยายคลาส*AB* แบบทรานส์ลิเนียร์ลูปนี้ ได้ถูกนำไปสร้างเป็นวงจรสายพานกระแส โดยA. Fabreได้เป็นผู้นำเสนอวงจรสายพานกระแสลักษณะนี้ขึ้น มีการนำไปใช้งานอย่างแพร่หลายซึ่งเรียกว่าวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ลูป หรือวงจรสายพานกระแสยุคที่สองสามารถควบคุมได้ด้วยกระแสCCCII ซึ่งวงจรสายพานกระแสแบบนี้ จะมีคุณลักษณะเด่นก็คือค่าความต้านทานแฝงปรากฏขึ้นที่พอร์ท X หรือ R_X ของวงจรสายพานกระแส ที่เกิดแฝงมาในวงจรสายพานกระแสสามารถนำไปให้เกิดประโยชน์โดยไปเป็นส่วนหนึ่งของการชดเชยอุณหภูมิได้ ในส่วนการชดเชยนี้มีวิธีการโดยสร้างแหล่งจ่ายกระแสคงที่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิชดเชยด้วยวงจรคูณและหาร ผลที่เกิดขึ้นทางเอ้าท์พุทจะไม่มีส่วนของความต้านทานที่ขึ้นต่ออุณหภูมิ จึงสามารถนำค่าความต้านทานที่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิและปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์นำไปเป็นตัวควบคุมการทำงานในวงจรอิเล็กทรอนิกส์แบบอัตโนมัติ

บทที่ 4
การชดเชยอุณหภูมิของวงจรขยายโอทีเอ

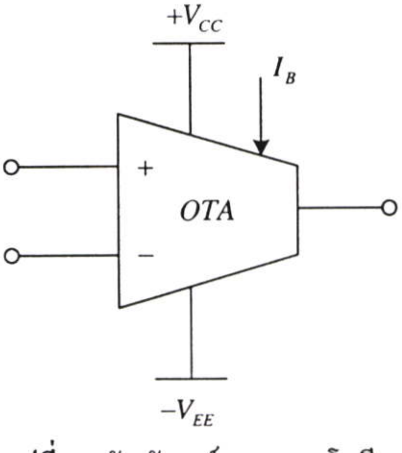
4.1 บทนำ

Operational Amplifierหรือ Op-Amp ถือเป็นวงจรขยายชนิดหนึ่งที่นิยมใช้ในการสร้างวงจรขยาย หรือวงจรประมวลผลแบบแอนะลอกเป็นที่แพร่หลายมาก แต่ในปัจจุบันนี้ได้มีวงจรขยายอีกชนิดหนึ่ง มีหลักการพื้นฐานมาจากออปแอมป์ ซึ่งเป็นที่นิยมใช้งานกันมากอีกชนิดหนึ่งคือ วงจรขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์(Operational Transconductance Amplifier) หรือเรียกสั้นๆว่า วงจรขยายโอทีเอ จัดเป็นอุปกรณ์วงจรรวมชนิดหนึ่ง ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนค่าแรงดันที่อินพุทให้เป็นกระแสที่เอ้าท์พุท ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่มีค่าแบนด์วิทธ์สูงกว่าออปแอมป์ธรรมดาทั่วไป วงจรที่ใช้งานทางด้านการประมวลผลสัญญาณแบบแอนะลอกในลักษณะของโหมดกระแส และได้มีการนำมาประยุกต์ใช้งานกันอย่างกว้างขวาง เช่น วงจรแอคทีฟฟิลเตอร์[24],[25] วงจรออสซิสเตอร์ วงจรสังเคราะห์ความต้านทาน[26] และวงจรขยายสัญญาณแบบอินสทรูเม้นท์ (Instrument Amplifier)[27] เป็นต้น

4.2 หลักการพื้นฐานวงจรขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์



รูปที่4.1 วงจรสมมูลทางอุดมคติของโอทีเอ

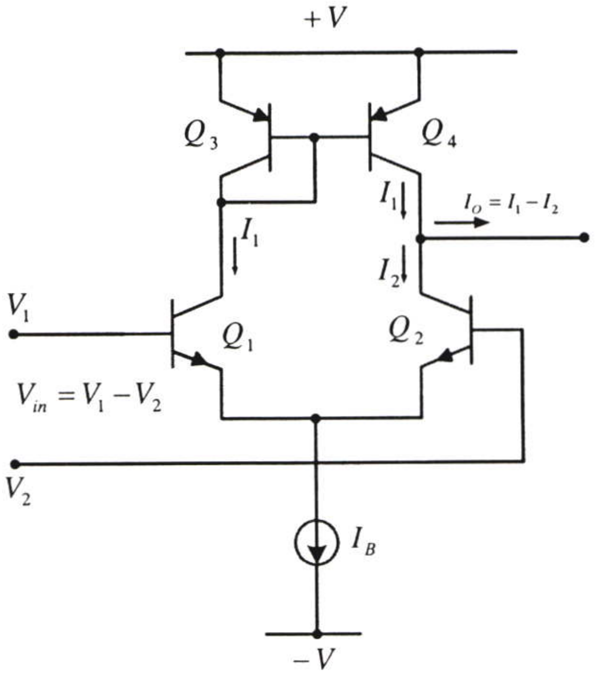


รูปที่4.2 สัญลักษณ์ของวงจร โอทีเอ

วงจรขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสจัดได้ว่าเป็นอุปกรณ์แอคทีฟ(Active Element) จะทำงานในลักษณะโวลท์เตจคอนโทรลเคอร์เร็นท์ซอร์ท(Voltage

Controller Current Source : VCCS) อัตราการเปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้า เรียกว่าค่าทรานส์คอนดัคแตนซ์(Transcondutance) โดยทั่วไป โอทีเอจะสร้างขึ้นจากสารกึ่งตัวนำ ซึ่งอยู่ในรูปแบบของวงจรรวม และมีคุณสมบัติพื้นฐานคือ มีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ และเอ้าท์พุทอิมพีแดนซ์สูง ส่วนค่าทรานส์คอนดัคแตนซ์ของโอทีเอสามารถควบคุมได้โดยกระแสไบอัสจากภายนอกสำหรับวงจรสมมูลทางอุดมคติ และสัญลักษณ์ของโอทีเอ แสดงดังในรูปที่4.1 และ4.2 ตามลำดับ

การทำงานของวงจรขยายโอทีเอแบบง่ายๆ คือการนำวงจรขยายความแตกต่าง(Differential Amplifier) กับวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานในรูปที่3.3 มาประกอบเข้าด้วยกันดังรูป4.3 เป็นวงจรพื้นฐานของการแปลงแรงดันเป็นกระแส การทำงานโดยมี Q_1 ถึง Q_4 ประกอบกัน ซึ่งจะอธิบายการทำงานได้ดังนี้

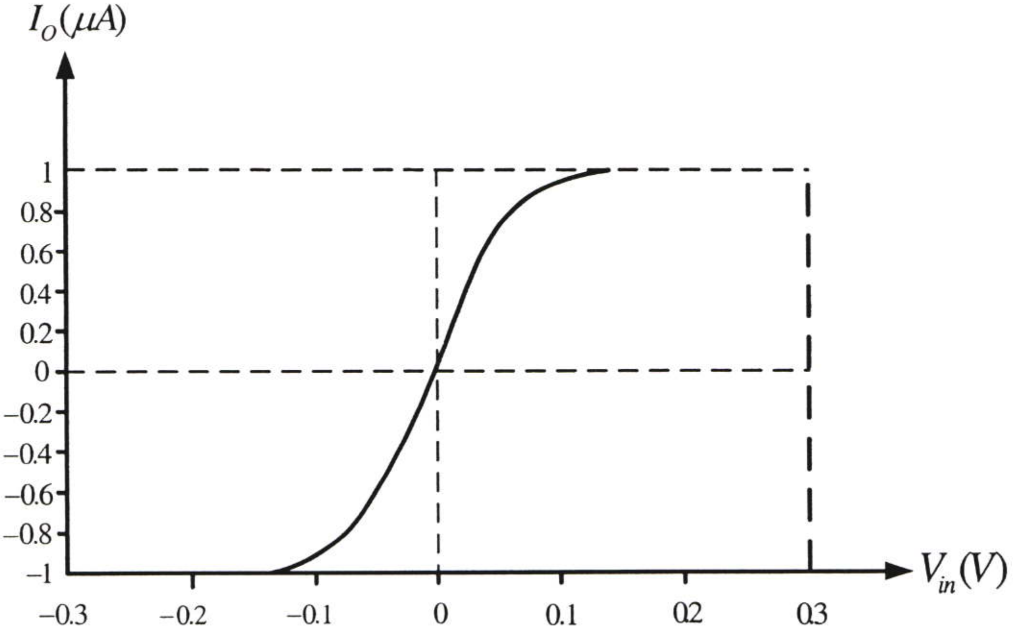


รูปที่4.3 วงจรขยายความแตกต่าง

จากวงจรในรูปที่4.3 จะมีทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็นวงจรขยายความแตกต่างแบบดิฟเฟอร์เรนเชียล ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ส่วนทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 เป็นวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งมีค่าอัตราการสะท้อนกระแสเท่ากับหนึ่ง โดยมีกระแส I_B เป็นกระแสไบอัสให้กับวงจร 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 แล้วได้กระแสออกเป็นกระแสเอ้าท์พุทซึ่งมีค่าเท่ากับ I_O ต่อไป จะพบว่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_O กับแรงดันที่อินพุท V_{in} ของวงจรขยายความแตกต่างในรูปที่4.3 มีค่าเป็นดังสมการที่(4.1)

$$I_O = I_B \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \tag{4.1}$$

จากสมการที่(4.1) จะสามารถเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอ้าท์พุท I_O กับ V_{in} แรงดันอินพุท ได้ดังในรูปที่4.4 จากกราฟจะพบว่าค่าทรานส์คอนดัคแตนซ์จะมีความสัมพันธ์อยู่ในลักษณะของฟังก์ชันไฮเปอร์โบลาแทนเจนท์(Hyperbolic-Tangent) โดยในช่วงเชิงเส้นจะอยู่ในช่วงแคบๆ แล้วจากนั้นจึงเข้าสู่ช่วงอิ่มตัว



รูปที่4.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอ้าท์พุทกับแรงดันอินพุท

จากสมการที่(4.1) สามารถหาค่าทรานส์คอนดัคแตนซ์ g_m ได้จาก

$$g_m = \left.\frac{dI_O}{dV_{in}}\right|_{V_{in}=0} = \frac{I_B}{2V_T} \tag{4.2}$$

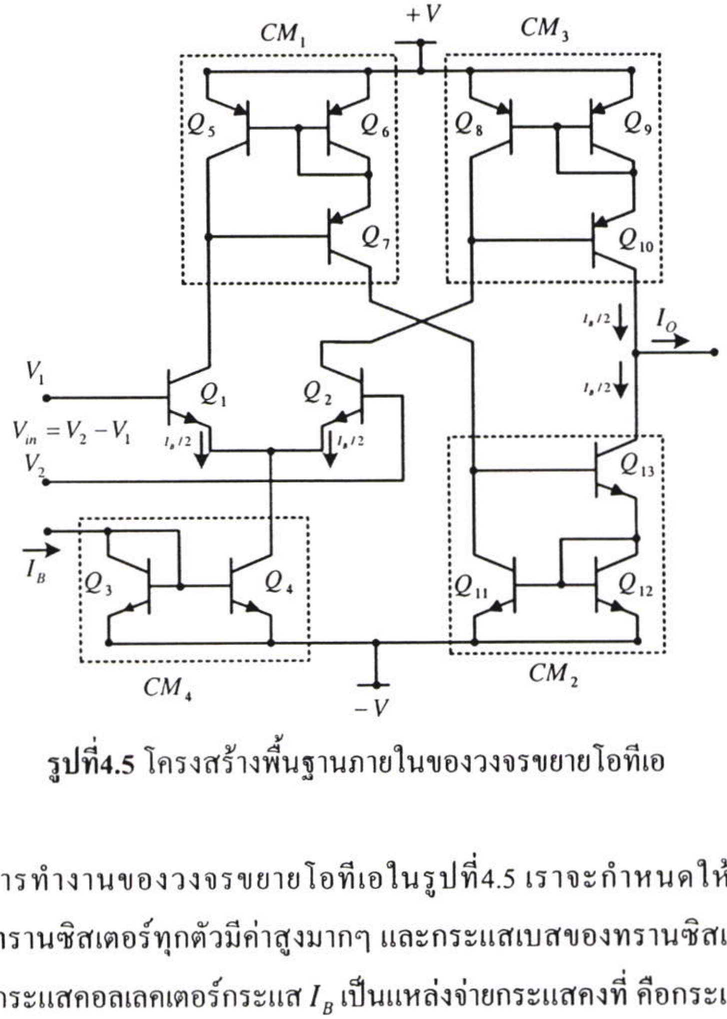
ดังนั้น

$$I_O = \frac{I_B}{2V_T}V_{in} = g_m V_{in} \tag{4.3}$$

พบว่าค่า g_m ของวงจรที่เกิดขึ้นสามารถที่จะเปลี่ยนแปลงได้จากค่าของกระแส I_B ซึ่งทำให้วงจรดังกล่าวสามารถที่จะควบคุมค่า g_m ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และจะมีค่าแปรเปลี่ยนไปตามอุณหภูมิรอบข้าง

4.3 โครงสร้างและรูปแบบการทำงานภายในของวงจรขยายโอทีเอ

4.3.1 การทำงานของวงจรขยายโอทีเอ



รูปที่4.5 โครงสร้างพื้นฐานภายในของวงจรขยายโอทีเอ

สำหรับการทำงานของวงจรขยายโอทีเอในรูปที่4.5 เราจะกำหนดให้ค่าอัตราการขยายกระแส (β) ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าสูงมากๆ และกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับกระแสคอลเลคเตอร์กระแส I_B เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ คือกระแสไบอัสของโอทีเอ โดยวงจรจะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_1 กับ Q_2 จะทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความแตกต่างพื้นฐาน หรือวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ส่วนทรานซิสเตอร์ Q_3 กับ Q_4 จะทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก โดยจะทำการสะท้อนกระแสคอลเลคเตอร์จาก I_{C3} ซึ่งมีค่าเท่ากับ I_B ไปยัง I_{C4} ซึ่งมีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่งให้มีค่าเท่ากับ I_B และกระแส I_B นี้จะแยกไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็น I_{C1} และ I_{C2} ตามลำดับ มีค่าเท่ากับ $\frac{I_B}{2}$ โดยกระแส I_B จะไหลเข้าสู่วงจร

สะท้อนกระแสแบบลบที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_8 ถึง Q_{10} ซึ่งมีอัตราการสะท้อนกระแสเป็นหนึ่งเท่าแล้วจะทำการสะท้อนกระแสจาก 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} หลังจากนั้นจะมีการสะท้อนกระแสอีกครั้งหนึ่งจาก $I_{C7} = I_{C11} = I_{C1}$ ไปยัง I_{C13} โดยวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_{11} ถึง Q_{13} โดยอัตราการสะท้อนกระแสของวงจรสะท้อนกระแสทั้งสองมีค่าเป็นหนึ่งเท่ากระแส I_{C13} จะมีค่าเท่ากับ I_{C1} ซึ่งจากกระแสที่จุดออกของวงจรขยายโอทีเอกระแส I_O จะมีค่าเท่ากับผลต่างของกระแส I_{C10} กับ I_{C13} ดังนั้นจึงทำให้กระแส I_O มีเท่ากับ $I_{C2} - I_{C1}$ นั่นเอง

ถ้าสัญญาณอินพุท $V_{in} = 0$ กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1 จะมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_2 ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\frac{I_B}{2}$ ในกรณีนี้ จะพบว่าไม่มีค่ากระแสเอ้าท์พุท I_O ออกมากล่าวคือกระแสเอ้าท์พุท I_O มีค่าเป็น 0 นั่นเอง

ถ้าสัญญาณอินพุท V_{in} มีค่าไม่เป็นศูนย์ สัญญาณนี้จะบังคับให้กระแส I_{C1} ของ Q_1 และกระแส I_{C2} ของ Q_2 มีค่าไม่เท่ากัน เพราะเนื่องจากค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลคเตอร์ (I_C) และแรงดันไฟฟ้าระหว่าง เบส และอิมิตเตอร์(V_{BE}) ของทรานซิสเตอร์อยู่ในรูปของเอ็กโพแนนเชียล เป็นไปตามสมการที่(2.2) ดังนั้น สำหรับในกรณีที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีความสมพงษ์กันทุกประการ จะได้ค่ากระแสป้อนกลับอิ่มตัว I_S จะมีค่าเท่ากัน และจะเป็นผลทำให้ความสัมพันธ์ของค่าแรงดันไฟฟ้า V_{in} กับ I_C กระแสคอลเลคเตอร์ จะเป็นดังนี้

$$V_{in} = V_2 - V_1 \tag{4.4}$$

หรือ

$$V_{in} = V_{BE2} - V_{BE1} \tag{4.5}$$

โดยที่ V_2 และ V_1 เป็นค่าแรงดัน V_{BE2} และ V_{BE1} ตามลำดับจากสมการที่(2.4)แทนลงในสมการที่(4.5)จะได้

$$V_{in} = V_T \ln\frac{I_{C2}}{I_S} - V_T \ln\frac{I_{C1}}{I_S} \tag{4.6}$$

หรือ

$$V_{in} = V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$$

$$= \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \qquad (4.7)$$

เมื่อ I_{C1} และ I_{C2} เป็นกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ

ถ้าสัญญาณอินพุท V_{in} มีขนาดน้อยมากๆ (ประมาณมิลลิโวลท์) ค่าอัตราส่วนของกระแสในเทอม $\ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$ จะมีค่าเข้าใกล้1 โดยการกระจายอนุกรมของเทย์เลอร์(Taylor's Series) ของสมการที่ (4.7) จะได้

$$\ln x = 2\left\{\left(\frac{x-1}{x+1}\right) + \frac{1}{3}\left(\frac{x-1}{x+1}\right)^3 + \frac{1}{5}\left(\frac{x-1}{x+1}\right)^5 + \ldots\right\} \qquad (4.8)$$

จะประมาณค่า $\ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$ ได้ว่า

$$\ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = 2\left\{\left(\frac{I_{C2}-I_{C1}}{I_{C2}+I_{C1}}\right) + \frac{1}{3}\left(\frac{I_{C2}-I_{C1}}{I_{C2}+I_{C1}}\right)^3 + \frac{1}{5}\left(\frac{I_{C2}-I_{C1}}{I_{C2}+I_{C1}}\right)^5 + ..\right\} \qquad (4.9)$$

โดยตั้งแต่เทอมที่2 เป็นต้นไป จะมีค่าน้อยมาก ซึ่งสมการที่(4.9) จะประมาณค่าเท่ากับ

$$\ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \cong \frac{I_{C2}-I_{C1}}{I_{C1}} \qquad (4.10)$$

แทนที่สมการ(4.10) ลงในสมการที่(4.7) จะได้

$$V_{in} = \frac{kT}{q}\left(\frac{I_{C2}-I_{C1}}{I_{C1}}\right) \qquad (4.11)$$

$$= \frac{kT}{q}\left(\frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_B/2}\right)$$

พิจารณาจากรูปที่4.5 กระแส I_{C1} จะมีค่าเท่ากับ I_{C5} ซึ่งผ่านวงจรสะท้อนกระแสเป็น I_{C7} และ I_{C13} ตามลำดับ สำหรับกระแส I_{C2} จะมีค่าเท่ากับ I_{C8} ผ่านวงจรสะท้อนกระแสเป็น I_{C10} ดังนั้นแทนค่า I_{C1} และ I_{C2} ด้วย I_{C13} และ I_{C10} ลงในสมการที่(4.10) แล้วจะได้

$$V_{in} = \frac{2kT}{qI_B}(I_{C10} - I_{C13}) \tag{4.12}$$

ซึ่งจะพบได้ว่าค่าผลต่างของกระแส $(I_{C10} - I_{C13})$ มีค่าเท่ากับ $(I_{C2} - I_{C1})$ คือค่ากระแสเอ้าท์พุทมีค่าเท่ากับ I_O นั้นเอง ดังนั้น จากสมการที่(4.12) เราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอ้าท์พุท I_O และแรงดันอินพุท V_{in} เป็นดังนี้

$$V_{in} = \frac{2kT}{qI_B}I_O \tag{4.13}$$

หรือ

$$I_O = \frac{I_B}{2V_T}V_{in} \tag{4.14}$$

$$= g_m V_{in}$$

โดยที่

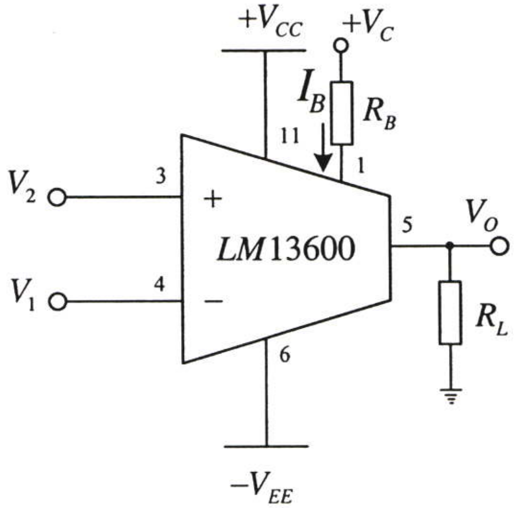
$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \tag{4.15}$$

เมื่อ g_m ซึ่งก็คือค่าทรานส์คอนดัคแตนซ์ของวงจรขยายโอทีเอ ดังนั้น เราจะสามารถปรับค่า g_m ได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัสจากภายนอกที่ป้อนให้วงจรขยายโอทีเอค่า g_m จากสมการที่(4.15)นี้ กล่าวได้ว่าวงจรขยายโอทีเอจะให้กระแสเอ้าท์พุท I_O มีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุท V_{in} แต่จะแปรผกผันกับอุณหภูมิรอบข้าง ถ้านำเอาสมการที่(3.39) หัวข้อที่3.3.5 ที่มีการนำวงจรสายพานกระแสยุคที่สองทีมีการปรับปรุงค่าความต้านทานได้ด้วยการปรับค่ากระแสมาทำงานร่วมกับโอทีเอ โดยการนำความต้านทานแฝงที่มีค่าขึ้นอยู่กับอุณหภูมิโดยตรงมาทำงานร่วมกับ

การให้ไบอัสเพื่อให้เกิดค่าความนำของโอทีเอในสมการที่(4.15) ก็จะสามารถชดเชยอุณหภูมิของวงจรขยายโอทีเอได้ตามวัตถุประสงค์ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

4.4 การชดเชยอุณหภูมิของวงจรขยายโอทีเอ

พิจารณาจากรูปที่4.6 เป็นการนำวงจรขยายโอทีเอไปใช้งานโดยใช้ไอซี เบอร์LM13600 ภายในวงจรจะประกอบด้วยวงจรขยายโอทีเอจำนวน2 ตัว ซึ่งค่าทรานส์คอนดักแตนซ์(g_m)ของวงจรจะควบคุมได้ด้วยกระแส I_B ในขาที่1 โดยที่อุณหภูมิรอบข้างจะกำหนดให้ค่าแรงดันความร้อน $V_T = 26mV$ ซึ่งค่า g_m ของวงจรขยายโอทีเอจะมีค่าเท่ากับสมการที่(4.16)



รูปที่4.6 วงจรขยายโอทีเอไอซี LM13600

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T}$$

$$= \frac{I_B}{2 \times 26mV} \qquad (4.16)$$

$$= (19.23)I_B$$

และจากสมการที่(4.14) จะแทนค่าด้วยสมการที่(4.16) ได้ค่ากระแสเอ้าท์พุทเป็น

$$I_O = (19.23)I_B V_{in} \qquad (4.17)$$

สำหรับกระแสไบอัสจะสามารถหาค่าได้จาก

$$I_B = \frac{V_C - V_{EE} - 2V_d}{R_B} \quad (4.18)$$

โดยที่ V_d คือแรงดันที่รอยต่อของเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่อยู่ภายในไอซีจะมีค่าประมาณ 0.6-0.7 โวลท์

4.4.1 วงจรชดเชยอุณหภูมิของวงจรขยายโอทีเอที่ทำงานในรูปแบบทรานส์ลิเนียร์ลูป

วงจรชดเชยอุณหภูมิมีการทำงานของวงจรประกอบด้วย 3 ส่วน $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6$ เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ที่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิโดยตรงเป็นดังสมการ(4.19) ซึ่งได้มาจากสมการที่(3.48)

$$I_1 = \frac{2V_T}{R} \ln \alpha \quad (4.19)$$

ส่วนที่สองเป็นส่วนของการทำงานการชดเชยอุณหภูมิด้วยวงจรคูณ และหาร สามารถกำหนดค่าในวงจร ดังสมการที่(4.20) โดยทำหน้าที่เป็นวงจรทรานส์ลิเนียร์ที่มีฟังก์ชันคูณ และหารให้แก่วงจรชดเชยอุณหภูมิจะสร้างสัญญาณกระแส I_B ทางเอ้าท์พุท ซึ่งจะนำไปทำการชดเชยอุณหภูมิที่เกิดขึ้น วงจรหารจะนำค่า I_l ที่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิในสมการที่(4.19) มาเป็นไบอัสให้แก่วงจรทรานซิสเตอร์ในภาคเปลี่ยนแรงดันทางอินพุทเป็นกระแสทางเอ้าท์พุทของวงจรขยายโอทีเอที่เป็นส่วนที่สาม

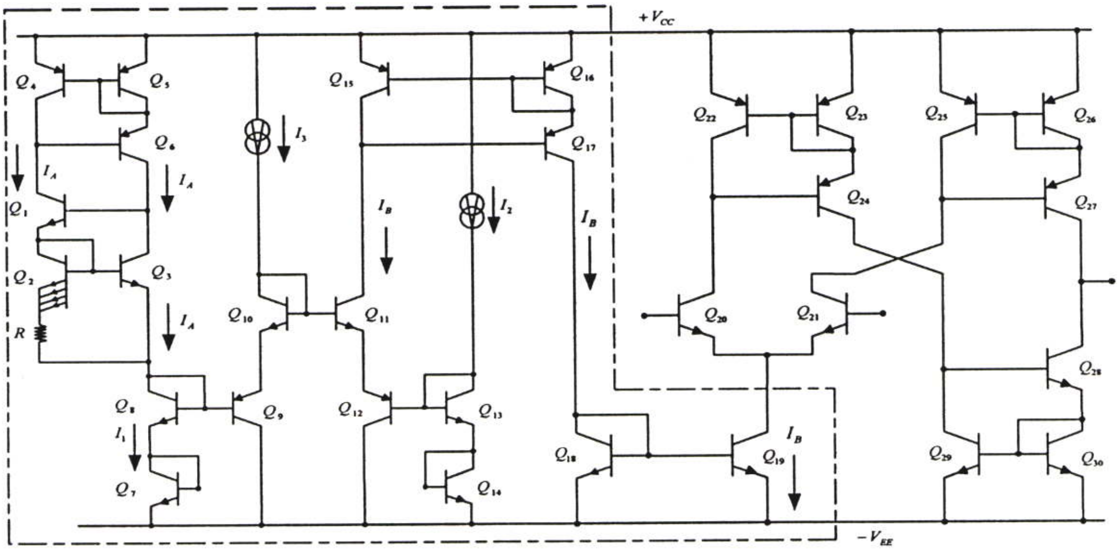
$$I_B = \frac{\left(\frac{2V_T}{R} \ln \alpha\right) I_3}{I_2} \quad (4.20)$$

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (4.21)$$

$$g_m = \frac{(\ln \alpha) I_3}{I_2 R} \quad (4.22)$$

วงจรชดเชยอุณหภูมิของวงจรขยายโอทีเอเป็นไปดังรูปที่4.7 สามารถอธิบายได้ดังนี้ การทำงานของวงจรสามารถพิจารณา คือส่วนที่เป็นวงจรสร้างกระแสภายนอกอ้างอิง

พิจารณาสมการที่(4.19)เกิดจากการทำงานของ $Q_1 - Q_6$ ได้กระแสเอ้าท์พุท I_1 ที่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิส่งต่อไปวงจรชดเชยอุณหภูมิในรูปแบบทรานส์ลิเนียร์ลูปเป็นกระแส I_B ซึ่งประกอบด้วย $Q_7 - Q_{17}$ ค่าที่เกิดขึ้นทางเอ้าท์พุท I_B เป็นดังสมการที่(4.20) จากกระแสเอ้าท์พุท I_B ที่สร้างขึ้นจะนำไปชดเชยผลของอุณหภูมิของวงจรโอทีเอที่เป็นกระแสส่งไปให้ไบอัสแก่วงจรขยายโอทีเอ การทำงานของวงจรซึ่งประกอบด้วย $Q_{18} - Q_{30}$ ค่าที่เกิดขึ้นของวงจรขยายค่าความนำของโอทีเอที่ยังไม่มีการชดเชยอุณหภูมิเป็นดังสมการที่(4.21) เมื่อนำกระแส I_B ที่เกิดขึ้นด้วยการทำงานของทรานซิสเตอร์ Q_{19} ไปเป็นไบอัสแก่วงจรขยายโอทีเอ สามารถพิจารณาค่า V_T ที่เกิดขึ้นในสมการที่(4.22) จะถูกชดเชยอุณหภูมิไปหมด นั่นหมายถึงค่าขยายความนำในวงจรขยายโอทีเอจะไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ



รูปที่4.7 วงจรชดเชยอุณหภูมิของวงจรขยายโอทีเอทำงานร่วมกับแหล่งจ่ายกระแสในรูปแบบทรานส์ลิเนียร์ลูป

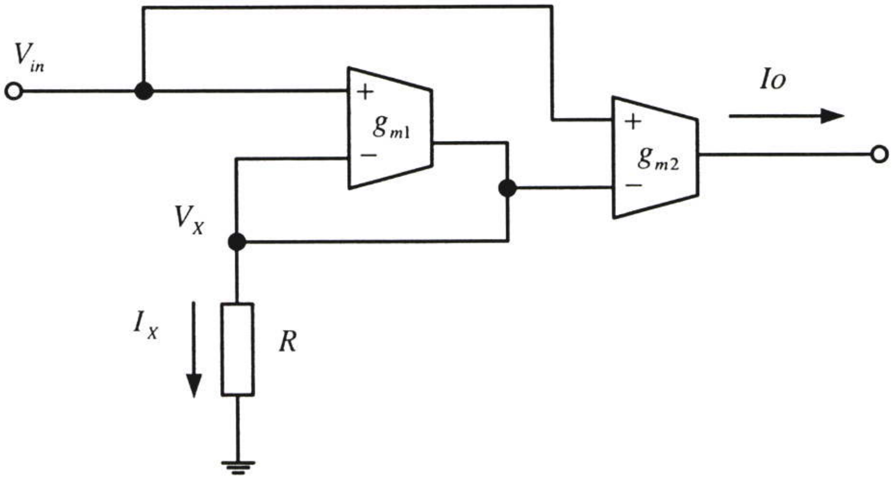
4.4.2 การชดเชยอุณหภูมิของวงจรขยายโอทีเอในรูปแบบวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส

พิจารณาในรูปที่4.8 เป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสประกอบด้วยโอทีเอ1 และโอทีเอ2 จะหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน V_x และกระแส I_o จะสามารถหาได้ดังต่อไปนี้

$$I_x = g_{m1}(V_{in} - V_x) \tag{4.23}$$

และ

$$I_x = \frac{V_x}{R} \tag{4.24}$$



รูปที่4.8 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสโดยใช้วงจรขยายโอทีเอที่ไม่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิ

จากสมการที่(4.23) และสมการที่(4.24) จะได้

$$V_x = \frac{g_{m1}R}{1+g_{m1}R}V_{in} \tag{4.25}$$

ที่โอทีเอ A_2 จะได้

$$I_o = g_{m2}(V_{in} - V_x) \tag{4.26}$$

แทนค่าสมการที่(4.25) ลงในสมการที่(4.26) จะได้กระแส I_o เท่ากับ

$$I_o = \frac{g_{m2}}{1+g_{m1}R}V_{in} \tag{4.27}$$

จากสมการที่(4.27) ถ้ากำหนดให้ $g_{m1}R >> 1$ กระแส I_o จะประมาณได้ดังนี้

$$I_o \cong \frac{g_{m2}}{g_{m1}}\frac{V_{in}}{R} \tag{4.28}$$

หรือ

$$I_o = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \frac{V_{in}}{R} \tag{4.29}$$

$$= A_G \frac{V_{in}}{R}$$

ซึ่ง

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \tag{4.30}$$

เมื่อ A_G คืออัตราขยายกระแสระหว่าง I_{B2} กับ I_{B1}

จากสมการที่(4.29) ค่ากระแส I_o จะขึ้นอยู่กับกระแส I_{B1} และ I_{B2} โดยไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ เนื่องจากค่าความนำ g_{m1} และ g_{m2} ที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิได้ถูกชดเชยออกไปในรูปแบบทรานส์ลิเนียร์ที่เกิดจากอินพุทของวงจรโอทีเอทั้งสองตัวต่อในลักษณะขนานกัน โดยมีอัตราขยายของกระแสไบอัส A_G สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์อีกทั้งค่าแรงดันจุดเข้าที่ป้อนให้กับวงจรสามารถปรับค่าได้กว้าง หรืออาจกล่าวได้ว่าวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่มีช่วงปฏิบัติการที่กว้างจากสมการที่(4.25) และสมการที่(4.27) สามารถหาความผิดพลาด ε_a ของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสของแรงดัน V_{in} ไปยัง V_X และกระแส i_x ไปยัง I_o ได้ในเทอมของ ε_a ดังนี้และสามารถเขียนได้ใหม่คือ

$$V_x = (1 - \varepsilon_a) V_{in} \tag{4.31}$$

และ

$$I_o = (1 - \varepsilon_a) \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \frac{V_{in}}{R}$$

$$= (1 - \varepsilon_a) A_G \frac{V_{in}}{R} \tag{4.32}$$

โดยที่

$$\varepsilon_a = \frac{1}{1 + g_{m1} R} \tag{4.33}$$

จากสมการที่(4.33) ถ้ากำหนดให้ $g_{m1} = 19.2\times10^{-3} A/V$ และ $R = 10k\Omega$ จะได้ค่า ε_a เท่ากับ 0.5% ซึ่งจะเห็นได้ว่า ε_a จะมีค่าน้อยมากทำให้ค่าความผิดพลาดของวงจรลดลงโดยเทียบค่าความเที่ยงตรงต่ออุณหภูมิ ได้โดยการเพิ่มค่า $g_{m1}R >> 1$

โดยการวิเคราะห์ค่าความไว(Sensitivity) ของวงจรที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ซึ่งเป็นการจัดการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติบางอย่างที่จะมีผลต่อส่วนประกอบส่วนใดส่วนหนึ่งหรือหลายๆส่วน ในวงจรนั้นๆ ซึ่งวงจรที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิควรจะให้มีความไวต่ำที่สุดเพื่อรักษาเสถียรภาพของวงจร โดยสมการความไวของวงจร สามารถเขียนได้ดังนี้

$$S_X^Y = \frac{\partial\, lnY}{\partial\, lnX} = \frac{\partial Y / Y}{\partial X / X} \qquad (4.34)$$

จากสมการที่(4.34) หมายความว่าความไวของตัวแปรY เมื่อเทียบกับตัวแปรX ซึ่งอาจจะอยู่ในรูปแบบของเปอร์เซ็นต์ การเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยY ต่อเปอร์เซ็นต์เทียบกับการเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยX ซึ่งโดยทั่วๆไป แล้วค่าY จะเปลี่ยนไปตามค่าของX ที่เปลี่ยนแปลงไป

ในรูปที่(4.8) นั้นสามารถวิเคราะห์หาค่าความไวซึ่งเป็นตัวบอกประสิทธิภาพของวงจรได้คือ ความไวของกระแสจุดออกเทียบกับอุณหภูมิจะมีสมการคือ

$$S_T^{I_o} = \frac{T}{I_o}\frac{\partial I_o}{\partial T} \qquad (4.35)$$

จากสมการที่(4.35) สามารถหาค่าความไวของกระแส I_o เทียบกับอุณหภูมิ T ของสมการที่(4.32)ได้ดังสมการที่(4.36)

$$S_T^{I_o} \frac{-2V_T}{2V_T + I_{B1}R} \qquad (4.36)$$

หรือสามารถเขียนอยู่ในรูปของค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสจุดออกได้

$$\frac{\delta I_o}{I_o} = \frac{-2V_T}{2V_T + I_{B1}R}\frac{\Delta T}{T}\times 100\% \qquad (4.37)$$

โดยที่ T คืออุณหภูมิรอบข้างและ ΔT คืออุณหภูมิรอบข้างที่เปลี่ยนไป ถ้า $V_T = 26mV$, $R = 10k\Omega$ $I_{B1} = 100\mu A,$ และ $\Delta T = 10°C$ ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสจุดออก I_o มีค่าประมาณ0.2%

ซึ่งจากสมการที่(4.36) ค่าความไวของกระแสจุดออกเทียบกับอุณหภูมิจะลดลงถ้าเพิ่มค่า $g_{m1}R$ เพราะค่าความนำ g_m จะมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นกับกระแส I_B

4.5 บทสรุป

การชดเชยอุณหภูมิในวงจรขยายโอทีเอในบทนี้นำเสนอการชดเชยด้วยสองวิธีคือ โดยวิธีที่หนึ่งใช้วิธีการชดเชยภายนอกโดยใช้วงจรในรูปแบบทรานส์ลิเนียร์ลูปที่เกิดขึ้นจากคุณสมบัติการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่ประกอบกันเป็นวงจรคูณและหาร โดยมีแหล่งจ่ายกระแสคงที่สร้างจากภายนอกที่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิมาทำการชดเชยค่าความนำที่แปรผกผันกับอุณหภูมิด้วยการแทนค่ากระแสในวงจรที่เป็นไบอัสดังสมการที่(4.20)ถึง(4.22) ในรูปแบบที่สองที่ทำการชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรขยายโอทีเอสองตัว นำมาต่อกันแบบขนาน โดยการใช้คุณสมบัติของวงจรดิฟเฟอเร็นเชียลทางอินพุทของวงจรทั้งสองต่อกันให้เป็นแบบทรานส์ลิเนียร์ลูปและพิจารณาผลทางอินพุทของทรานซิสเตอร์ที่ต่อกันในรูปแบบนี้การทำงานของวงจรก็สามารถชดเชยอุณหภูมิที่กล่าวมาได้สามารถวิเคราะห์ได้ดังสมการที่(4.23)ถึง(4.29) การชดเชยอุณหภูมิทั้งสองรูปแบบสามารถนำไปใช้งานได้ เช่นการออกแบบในรูปแบบมีอินพุทเพียงตัวเดียวจะใช้การชดเชยแบบแรก ในส่วนของการนำโอทีเอตั้งแต่สองตัวขึ้นไปนำมาต่อทางอินพุทขนานกันจะใช้คุณสมบัติทรานส์ลิเนียร์ลูปในการชดเชยอุณหภูมิซึ่งจะนำไปออกแบบวงจรในบทที่ 6

บทที่5

การชดเชยอุณหภูมิในวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคและวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิค

5.1 บทนำ

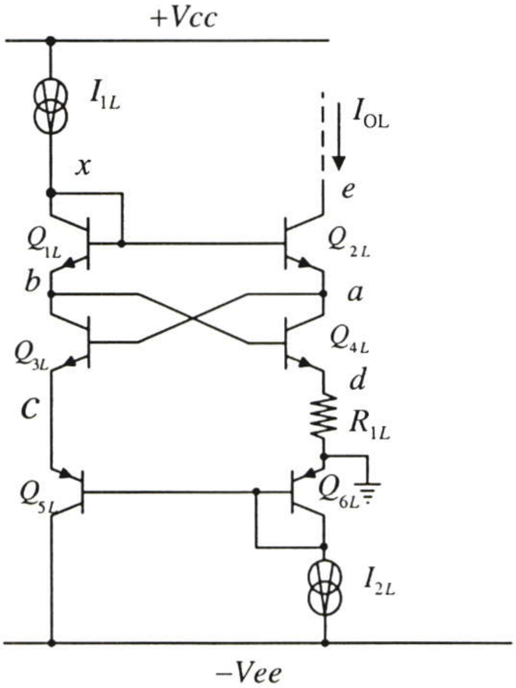
ในความจำเป็นที่จะต้องนำสัญญาณอินพุท(Input)ที่มีช่วงปฏิบัติงานที่กว้างๆ เข้ามาใช้งานเพื่อปฏิบัติงานในช่วงของการใช้งานบางอย่างจำเป็นจะต้องมีการบีบอัด(Compression) สัญญาณข้อมูลดังกล่าวให้มีขนาดแคบลงซึ่งคุณสมบัตินี้เป็นที่ทราบดีว่าจะต้องใช้คุณสมบัติของวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิค(Logarithmic Amplifier)[28-30] มาช่วยเป็นส่วนอินพุทให้กับวงจรสัญญาณที่ผ่านจากวงจรขยายในรูปสัญญาณล็อกการิมิคนี้ เมื่อมีการนำไปใช้งาน จึงจำเป็นต้องขยายสัญญาณนี้ให้มีค่าเหมือนกับอินพุทที่ป้อนเข้ามา ในส่วนของวงจรขยายทางเอ้าท์พุทให้มีค่าเป็นสัญญาณเดิมวงจรขยายสัญญาณเชิงแอนติล็อกการิมิค(Anti-Logarithmic Amplifier) นั้นจะช่วยกระจายสัญญาณข้อมูล(Expand) ที่ผ่านการบีบอัดสัญญาณข้อมูลมาจากวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิคโดยวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิค และแอนติล็อกการิมิคนั้น เป็นวงจรที่ให้สัญญาณเอ้าท์พุท(Output) ออกมาในรูปของฟังก์ชันล็อกการิมิค(Logarithm)[31]และฟังก์ชันเอ็กโพแนนเชียล(Exponential)[31,32] กับสัญญาณอินพุทตามลำดับ ซึ่งวงจรทั้งสองได้มีการนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวางในหลายๆด้านเช่นนำไปสังเคราะห์เป็นวงจรที่ให้สัญญาณเอ้าท์พุทอยู่ในรูปของฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ ใช้ในระบบวัดคุม(Instrumentation) หรือใช้ในด้านการสื่อสาร[31] เป็นต้น ซึ่งที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิค และแอนติล็อกการิมิค โดยอาศัยหลักการที่ผ่านมา[28-33]และโดยส่วนมากจะเป็นการนำเสนอการทำงานของวงจรในรูปของแรงดัน เช่นการออกแบบวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิคและแอนติล็อกการิมิคโดยใช้ออปแอมป์(Operation Amplifier) ต่อร่วมกับตัวต้านทานและมีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์(Bipolar Transistor) เป็นพื้นฐานบางครั้งอาจใช้วงจรสายพานกระแส(Current Conveyor)[34] หรือใช้วิธีการสร้างฟังก์ชันเลียนแบบการทำงานฟังก์ชันล็อกการิมิค[33] สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการนำเสนอวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคและแอนติล็อกการิมิคที่มีการทำงานในรูปแบบของกระแส(Current-Mode)ซึ่งมีข้อดีในด้านแหล่งจ่ายไฟที่ใช้จะต่ำกว่าการทำงานแบบแรงดัน(Voltage-Mode) การออกแบบวงจรจะอาศัยหลักการคุณสมบัติความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อของไดโอด และหลักการพื้นฐานของวงจรทรานส์ลิเนียร์(Translinear Circuit)[18],[2] วงจรทั้งสองออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งเหมาะสำหรับนำไปทำเป็นวงจรรวม(Integrated Circuit) ที่จะนำไปใช้ในระบบสื่อสาร

5.2 วงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิครูปแบบทรานซิสเตอร์ใช้ทรานส์ลิเนียร์ลูปที่ขึ้นกับอุณหภูมิ

วงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคเป็นวงจรที่ทำหน้าบีบอัดสัญญาณทางอินพุทให้มีค่าสัญญาณออกทางเอ้าท์พุทอยู่ในรูปฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ คือรูปสัญญาณล็อกการิมิค ซึ่งการออกแบบจะนำคุณสมบัติเบื้องต้นของทรานซิสเตอร์มาให้ใช้งาน การนำเสนอนี้จะใช้รูปแบบของกระแสเป็นหลัก โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบNPN ทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์PNP[35] เป็นวงจรสร้างสัญญาณให้เกิดรูปแบบฟังก์ชันล็อกการิมิค ในรูปแบบนี้มีข้อดีที่ใช้อุปกรณ์ประกอบวงจรน้อย การทำงานให้คุณสมบัติในด้านความเร็วสูงกว่าการใช้แรงดันในการทำงาน

5.2.1 หลักการพื้นฐานของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิครูปแบบไบโพลาร์

จากคุณสมบัติของวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูป ที่มีความสามารถขยายสัญญาณเชิงเส้นที่มีแถบสัญญาณที่กว้างมาก(Very Wideband Linear Amplifier)[22] ความสามารถของวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิคที่ทำงานในรูปของกระแสเบื้องต้น[35] วงจรนี้แสดงในรูปที่5.1



รูปที่5.1 วงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิคที่มีการทำงานในรูปแบบของกระแส

วงจรจะประกอบด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN 4 ตัว $Q_{1L} - Q_{4L}$,ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP 2 ตัว คือ Q_{5L} กับ Q_{6L} ,ตัวต้านทาน R_{1L} และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_{2L} โดยมีแหล่งจ่ายกระแสต่อออกภายนอกคือ I_{1L} , I_{OL} เป็นกระแสอินพุท และกระแสเอ้าท์พุท ตามลำดับ

5.2.2 สมการของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิค

พิจารณาจากรูปที่5.1 การวิเคราะห์ในรูปแบบทรานส์ลิเนียร์สามารถหาค่าความสัมพันธ์ที่เกิดขึ้นในวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิค ได้ดังนี้

$$V_{BE1L} + V_{BE4L} + I_{OL}R_{1L} + V_{BE6L} = V_{BE2L} + V_{BE3L} + V_{BE5L} \quad (5.1)$$

จากสมการที่(2.4) จะได้ค่าแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ คือ

$$V_{BEi} = V_T \ln \frac{I_{ci}}{I_{si}} \quad (5.2)$$

แทนค่าV_{BE} จากสมการ(5.2) ลงในสมการ(5.1) จะได้

$$V_T ln\left[\frac{I_{C1L}I_{C4L}I_{C6L}}{I_{S1L}I_{S4L}I_{S6L}}\right] + I_{OL}R_{1L} = V_T ln\left[\frac{I_{C2L}I_{C3L}I_{C5L}}{I_{S2L}I_{S3L}I_{S5L}}\right] \quad (5.3)$$

ถ้าทรานซิสเตอร์ $Q_{1L} - Q_{4L}$ และ Q_{5L} กับQ_{6L} ทุกตัวมีคุณสมบัติในการทำงานเหมือนกันนั่นคือ $I_{S1L} = I_{S2L} = I_{S3L} = I_{S4L} = I_{SN}$ และ $I_{S5L} = I_{S6L} = I_{SP}$ จึงทำให้สมการที่(5.3) เขียนใหม่ได้เป็นดังสมการที่(5.4)

$$I_{OL}R_{1L} = V_T ln\left[\frac{I_{C2L}I_{C3L}I_{C5L}}{I_{C1L}I_{C4L}I_{C6L}}\right] \quad (5.4)$$

จากวงจรรูปที่5.1 ค่า $I_{1L} = I_{C1L} = I_{C3L} = I_{C5L}$, $I_{OL} = I_{C2L} = I_{C4L}$ และ $I_{C6L} = I_{2L}$ ดังนั้นจะได้

$$I_{OL} = \frac{V_T}{R_{1L}} ln\left[\frac{I_{1L}}{I_{2L}}\right] \quad (5.5)$$

จากสมการที่(5.5) จะเห็นว่าวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิคที่มีค่าเอ้าท์พุทเป็นค่าในรูปแบบของฟังก์ชันล็อกการิมิค นั้นจะให้ค่ากระแสเอ้าท์พุทเป็นความสัมพันธ์ของฟังก์ชันล็อกการิมิคกับกระแสอินพุท กระแสเอ้าท์พุทนี้ยังไม่สามารถนำไปใช้งานได้อย่างสมบูรณ์เนื่องจากค่าที่ได้นี้ยังขึ้นตรงต่ออุณหภูมิ (V_T)

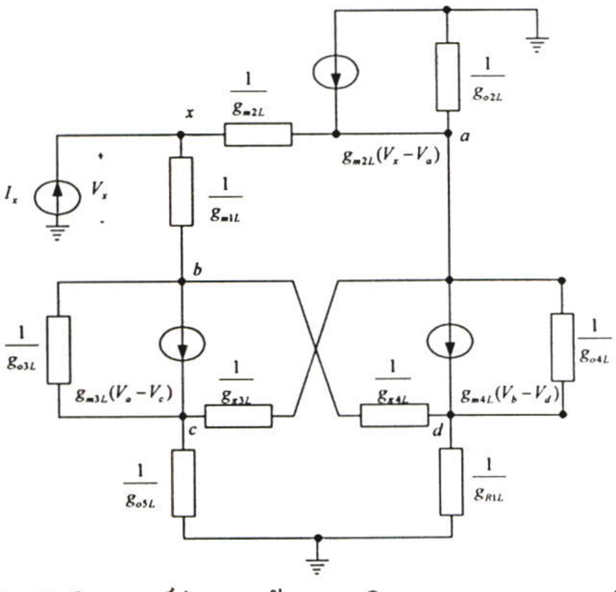
5.2.3 วิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิค

การวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิคในรูปแบบกระแสแสดงดังในรูปที่5.1 ซึ่งจะวิเคราะห์ทางด้านค่าความต้านทานอินพุท และเอ้าท์พุท ค่าช่วงแหล่งจ่ายไฟคงที่ ค่าช่วงปฏิบัติการของกระแสอินพุท

5.2.3.1 วิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุท

พิจารณาจากวงจรรูปที่5.1 ในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานทางอินพุทของวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิค สามารถทำได้โดยการแทนค่าการทำงานในรูปแบบวงจรเสมือน(Equivalent Circuits) ดังรูปที่5.2 วงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กโดยไม่พิจารณาผลของตัวเก็บประจุแฝง

สำหรับการวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุท สามารถทำได้โดยป้อนกระแสทดสอบ I_x ที่จุดx จากนั้นพิจารณาค่าของศักดาV_x ที่จุดx



รูปที่5.2 วงจรเสมือนสำหรับวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุทของวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิค

จากวงจรรูปที่5.2 พิจารณาที่จุดต่างๆ โดยใช้วิธีการวิเคราะห์กฎของ(KCL Kirchhoff 's Current Law) ได้ดังสมการต่อไปนี้

ที่จุดa จะได้

$$g_{\pi 2L}(V_a - V_x) + g_{m4L}(V_b - V_d) + g_{\pi 3L}(V_a - V_c) + g_{o2L}(V_a) + g_{o4L}(V_a - V_d) - g_{m2L}(V_x - V_a) = 0 \tag{5.6}$$

ที่จุดb จะได้

$$g_{e1L}(V_b - V_x) + g_{\pi 4L}(V_b - V_d) + g_{m3L}(V_a - V_c) + g_{o3L}(V_b - V_c) = 0 \tag{5.7}$$

ที่จุดc จะได้

$$g_{o3L}(V_c - V_b) + g_{\pi 3L}(V_c - V_a) + g_{m3L}(V_a - V_c) + g_{o5L}(V_c) = 0 \tag{5.8}$$

ที่จุดd จะได้

$$g_{r1L}(V_d) + g_{\pi 4L}(V_d - V_b) - g_{m4L}(V_b - V_d) + g_{o4L}(V_d - V_c) = 0 \tag{5.9}$$

ที่จุดx จะได้

$$g_{e1L}(V_x - V_b) - g_{\pi 2L}(V_x - V_a) = i_x \tag{5.10}$$

เมื่อ g_{oiL} ค่าความนำซึ่งเป็นส่วนกลับของค่า r_o ของทรานซิสเตอร์ Q_{iL}

เมื่อ g_{eiL} ค่าความนำซึ่งเป็นส่วนกลับของค่า r_e ของทรานซิสเตอร์ Q_{iL}

เมื่อ $g_{\pi iL}$ ค่าความนำซึ่งเป็นส่วนกลับของค่า r_π ของทรานซิสเตอร์ Q_{iL}

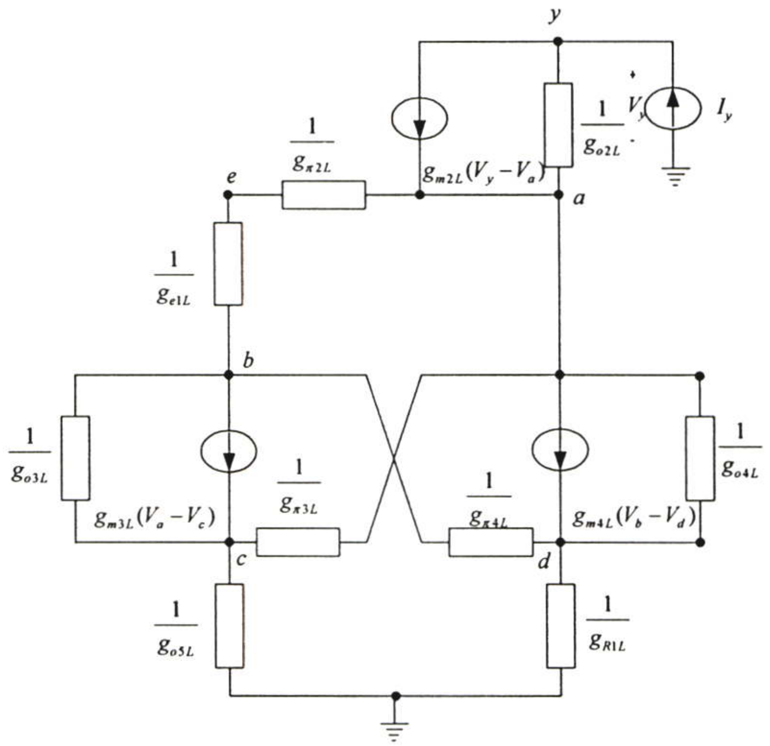
เมื่อ g_{rlL} ค่าความนำซึ่งเป็นส่วนกลับของค่าความต้านทาน R_{lL}

จากสมการที่(5.6) ถึง(5.10) สามารถคำณวนหาค่าความต้านทานอินพุทของวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิคที่จุดx มีค่าเป็น

$$R_{in} = \frac{V_x}{I_x} \approx \frac{\left[(g_{m2L} - g_{m3L})\left\{-(g_{m4L}g_{\pi4L}) + g_{e1L}\left(g_{m4L} + g_{r1L}\right)\right\}\right]}{\left[g_{m2L}g_{m4L}g_{\pi2L}g_{\pi4L} - g_{e1L}\begin{pmatrix} g_{m2L}g_{m4L}\left(g_{\pi2L} + g_{\pi4L}\right) \\ +g_{m2L}g_{\pi2L}g_{r1L} \\ -g_{m4L}\left(g_{\pi3L}g_{\pi4L} + g_{\pi2L}g_{r1L}\right) \end{pmatrix}\right]} \quad (5.11)$$

5.2.3.2 วิเคราะห์ค่าความต้านทานเอ้าท์พุท

จากวงจรรูปที่5.1 ในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอ้าท์พุทของวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิค สามารถทำได้โดยการแทนวงจรด้วยวงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กโดยไม่พิจารณาผลของตัวเก็บประจุแฝง ดังแสดงในรูป5.3



รูปที่5.3 วงจรเสมือนสำหรับวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอ้าท์พุทของวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิค

สำหรับวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอ้าท์พุท สามารถทำได้โดยป้อนกระแสเข้าที่ I_y ที่จุดy จากนั้นพิจารณาหาค่าของศักดา V_y ที่จุดy

จากวงจรรูปที่5.3 พิจารณาที่จุดต่างๆ ซึ่งสามารถใช้วิธีการวิเคราะห์กฎของ (KCL Kirchhoff 's Current Law)ได้ดังสมการต่อไปนี้

ที่จุดa จะได้

$$g_{\pi 2L}(V_a - V_e) + g_{m4L}(V_b - V_d) + g_{\pi 3L}(V_a - V_c) + g_{o2L}(V_a - V_y) + g_{o4L}(V_a - V_d) - g_{m2L}(V_e - V_a) = 0 \quad (5.12)$$

ที่จุด b จะได้

$$g_{e1L}(V_b - V_e) + g_{\pi 4L}(V_b - V_d) + g_{m3L}(V_a - V_c) + g_{o3L}(V_b - V_c) = 0 \quad (5.13)$$

ที่จุด c จะได้

$$g_{o3L}(V_c - V_b) + g_{\pi 3L}(V_c - V_a) + g_{m3L}(V_a - V_c) + g_{o5L}(V_c) = 0 \quad (5.14)$$

ที่จุด d จะได้

$$g_{R1L}(V_d) + g_{\pi 4L}(V_d - V_b) - g_{m4L}(V_b - V_d) + g_{o4L}(V_d - V_a) = 0 \quad (5.15)$$

ที่จุด e จะได้

$$g_{\pi 2L}(V_e - V_a) - g_{e1L}(V_e - V_b) = 0 \quad (5.16)$$

ที่จุด x จะได้

$$g_{o2L}(V_y - V_a) - g_{m2L}(V_e - V_a) = i_y \quad (5.17)$$

เมื่อ g_{oi} ค่าความนำซึ่งเป็นส่วนกลับของค่า r_o ของทรานซิสเตอร์ Q_i

เมื่อ g_{eiL} ค่าความนำซึ่งเป็นส่วนกลับของค่า r_e ของทรานซิสเตอร์ Q_{iL}

เมื่อ $g_{\pi i}$ ค่าความนำซึ่งเป็นส่วนกลับของค่า r_π ของทรานซิสเตอร์ Q_i

เมื่อ g_{rIL} ค่าความนำซึ่งเป็นส่วนกลับของค่าความต้านทาน R_{IL}

จากสมการที่(5.12) ถึงสมการที่(5.17) สามารถคำนวณหาค่าความต้านทานเอ้าท์พุท ของวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิคที่จุดy ได้ ซึ่งมีค่าเป็น

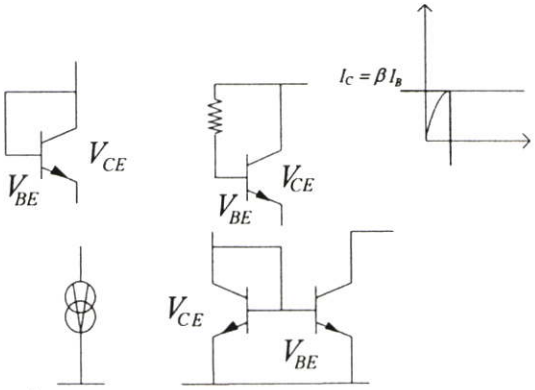
$$R_{out} = \frac{V_y}{I_y} \approx \frac{i}{g_{o2L}} \tag{5.18}$$

5.2.3.3 วิเคราะห์ค่าแหล่งจ่ายไฟคงที่

จากรูปวงจรที่5.1 จะได้ค่าแหล่งจ่ายไฟตรง ค่าต่ำสุดที่ทำให้วงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิคยังคงทำงานได้คือ

$$V_{ccmin} \geq 2V_{BE} + V_{CE(sat)} + I_{OL}R_{OL} \tag{5.19}$$

การทำงานของวงจรทรานซิสเตอร์ที่ใช้แรงดันสูงสุดที่ขณะปฏิบัติการ



รูปที่5.4 แสดงค่าแรงดันขณะทรานซิสเตอร์ทำงาน

ในรูปที่5.4 แสดงค่าแรงดันในรูปแบบของการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่มีโครงสร้างเป็นแบบซิลิคอน จะมีค่าแรงดันเป็น V_{BE} จะมีค่าเป็น0.7 Volts และแรงดัน $V_{CE(Sat)}$ ของทรานซิสเตอร์ขณะอิ่มตัวจะมีค่าเป็น0.3 Volts ดังสมการที่(5.20),(5.21)

$$V_{BE} \cong 0.7\, Volts \tag{5.20}$$

$$V_{CE(sat)} \cong 0.3\, Volts \tag{5.21}$$

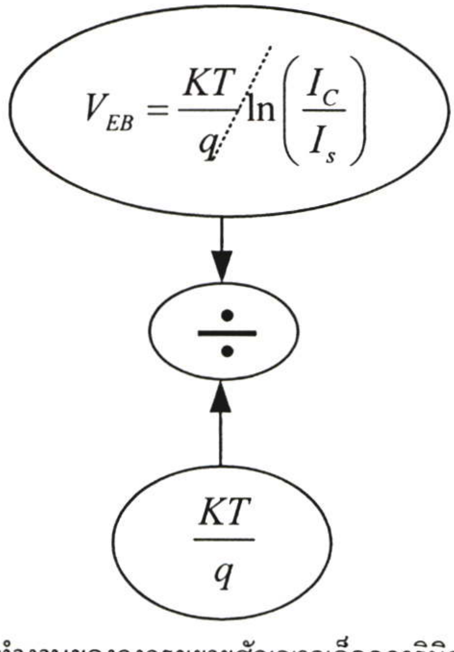
5.2.3.4 การวิเคราะห์ค่าช่วงปฏิบัติการของสัญญาณอินพุท

จากสมการที่(5.22) จะเห็นได้ว่าถ้ากระแสอินพุท I_{1L} มีค่าน้อยกระแสไบอัส I_{2L} จะทำให้ค่า $ln\left[\frac{I_{1L}}{I_{2L}}\right]$ มีค่าเป็นลบ ซึ่งจะทำให้ค่ากระแสเอ้าท์พุท มีค่าผิดพลาดไปจากความเป็นจริง ดังนั้นกระแสอินพุทต่ำสุดที่ทำให้วงจรทำงานได้ถูกต้องคือ

$$I_{1L} \geq I_{2L} \tag{5.22}$$

5.3 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิโดยใช้ทรานซิสเตอร์ NPN

5.3.1 หลักการออกแบบวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิ



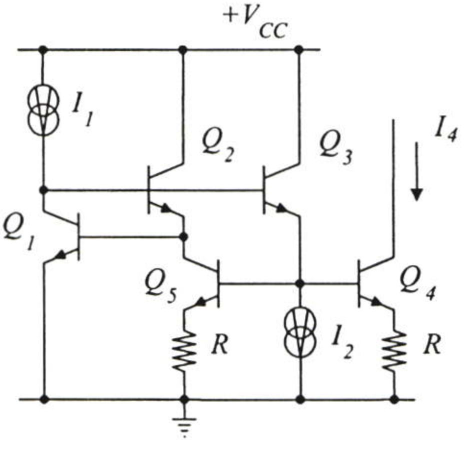
รูปที่5.5 หลักการพื้นฐานการทำงานของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิ

จากรูปที่5.5 การทำงานของบล็อกไดอะแกรมเป็นหลักการชดเชยอุณหภูมิที่เกิดขึ้นในวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิค กล่าวคือการทำงานของวงจรใดๆ ก็ตาม ที่ทำให้เกิดฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ ค่าที่เกิดขึ้นของฟังก์ชันหลักที่มีการเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ สามารถชดเชยอุณหภูมิของฟังก์ชันนั้นได้ด้วยวิธีทางคณิตศาสตร์ที่มีพื้นฐานมาจากการทำงานเบื้องต้น ในรูปแบบคูณ/หาร หรือบวก/ลบ ในการชดเชยของอุณหภูมิจากบล็อกไดอะแกรมค่า V_{BE} เป็นไปตามฟังก์ชันล็อกการิมิค

นั้นจะขึ้นตรงต่ออุณหภูมิโดยตรง $V_{BE}=\frac{KT}{q}\ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$ ซึ่งสามารถชดเชยการทำงานของอุณหภูมิได้ด้วยการสร้างวงจรเสมือนในรูปแบบเดียวกันให้มีการทำงานเป็นไปตามอุณหภูมิที่เกิดขึ้นตามฟังก์ชันหลัก $\frac{KT}{q}$ จากนั้นนำค่าทั้งสองมากระทำในรูปแบบทางคณิตศาสตร์ จากบล็อกไดอะแกรมใช้วงจรหารเป็นตัวกระทำให้เกิดการชดเชยขึ้นเป็นค่า $V_{BE}=\frac{KT}{q}\ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$ กับค่า $\frac{KT}{q}$ ซึ่งค่า K และค่า q เป็นค่าคงที่ ดังนั้นค่าอุณหภูมิซึ่งเป็นตัวแปรสำคัญสามารถชดเชยให้ค่าที่เกิดขึ้นใหม่เป็นดังฟังก์ชัน $V_{BE}=\ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$ ที่ไม่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิแต่ยังคงทำงานในรูปของฟังก์ล็อกการิมิคอย่างสมบูรณ์ ซึ่งสามารถนำมาสร้างเป็นวงจรการทำงานได้ในหัวข้อถัดไป

5.3.2 การทำงานวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิ

พิจารณาจากวงจรรูปที่5.1 เราสามารถนำมาสร้างวงจรใหม่ให้เหมาะสมในการนำไปสร้างวงจรรวมได้ดังรูปที่5.6 การทำงานของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคที่มีการทำงานในโหมดของกระแส[36] การออกแบบวงจรสามารถสร้างจากการทำงานพื้นฐานของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียวโดยมี Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 ต่อในรูปแบบของวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปให้มีการทำงานร่วมกับตัวต้านทาน R โดยมีแหล่งจ่ายกระแสภายนอก I_2 วงจรจะสร้างกระแสในรูปฟังก์ชันล็อกการิมิคที่สัมพันธ์โดยตรงกับค่าอุณหภูมิสมบูรณ์ แสดงดังรูปที่5.6 สามารถวิเคราะห์หลักการเดียวกับสมการที่(5.1) ถึง (5.5) ได้ดังสมการที่(5.23) V_T เป็นค่าแรงเคลื่อนที่เกิดขึ้นภายในทรานซิสเตอร์ที่ขึ้นกับอุณหภูมิ ซึ่งมีค่าเท่ากับ kT/q กระแส I_4 เป็นกระแสทางด้านเอ้าท์พุท

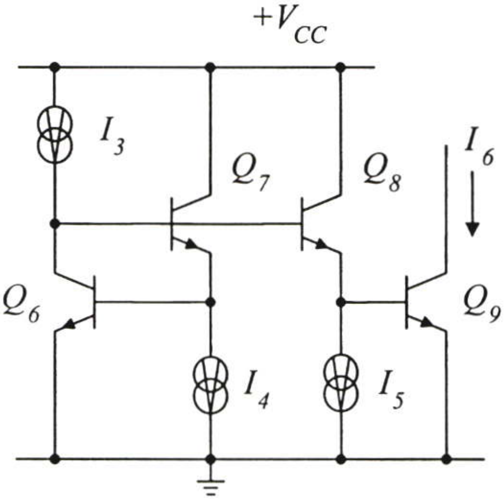


รูปที่5.6 วงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคที่ขึ้นกับอุณหภูมิ

$$I_4 = \frac{V_T}{R} \ln \frac{I_1}{I_2} \tag{5.23}$$

พิจารณา I_4 ที่เกิดขึ้นจะอยู่ในรูปฟังก์ชันล็อกการิมิค และค่าจะแปรตามอุณหภูมิ จึงไม่สามารถนำวงจรไปใช้งานได้อย่างเสถียรภาพ เพราะค่าที่ได้ยังขึ้นตรงต่ออุณหภูมิไม่สามารถทำงานได้ที่อุณหภูมิที่มีค่าแตกต่างกัน

วงจรคูณ/หารอาศัยการทำงานในรูปแบบทรานส์ลิเนียร์ลูปดังที่กล่าวมาในบทที่3 โดยออกแบบในรูปของทรานซิสเตอร์ชนิดNPN นับว่าเป็นวงจรหลักของการชดเชยอุณหภูมิทั้งในส่วนของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิค และวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิซึ่งจะนำไปกล่าวในหัวข้อที่5.4ต่อไป ส่วนของวงจรหารประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_6, Q_7, Q_8, Q_9 ซึ่งสามารถลดจำนวนทรานซิสเตอร์ในรูปที่3.2 จากทรานซิสเตอร์ 8 ตัวแบบPNP,NPN ให้คงเหลือ 4 ตัว แบบNPN และยังคงคุณสมบัติของการทำงานเหมือนเดิมแสดงการทำงานของวงจร ได้ดังรูปที่5.7



รูปที่5.7 วงจรคูณและหารโดยใช้กระแสในรูปทรานส์ลิเนียร์ลูป

วงจรคูณ และหารที่มีการทำงานในโหมดของกระแส[37] กระแสเอ้าท์พุทที่ได้ถูกแทนด้วย I_6 สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสในวงจรได้ดังสมการที่(5.24) การพิจารณาสมการการทำงานเป็นไปดังหลักการของทรานส์ลิเนียร์ลูปสมการที่(3.11) ถึง(3.16) วงจรนี้จะถูกนำไปใช้งานร่วมกับวงจรในรูปที่5.6 เพื่อการชดเชยอุณหภูมิของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิค

$$I_6 = \frac{I_3 I_4}{I_5} \tag{5.24}$$

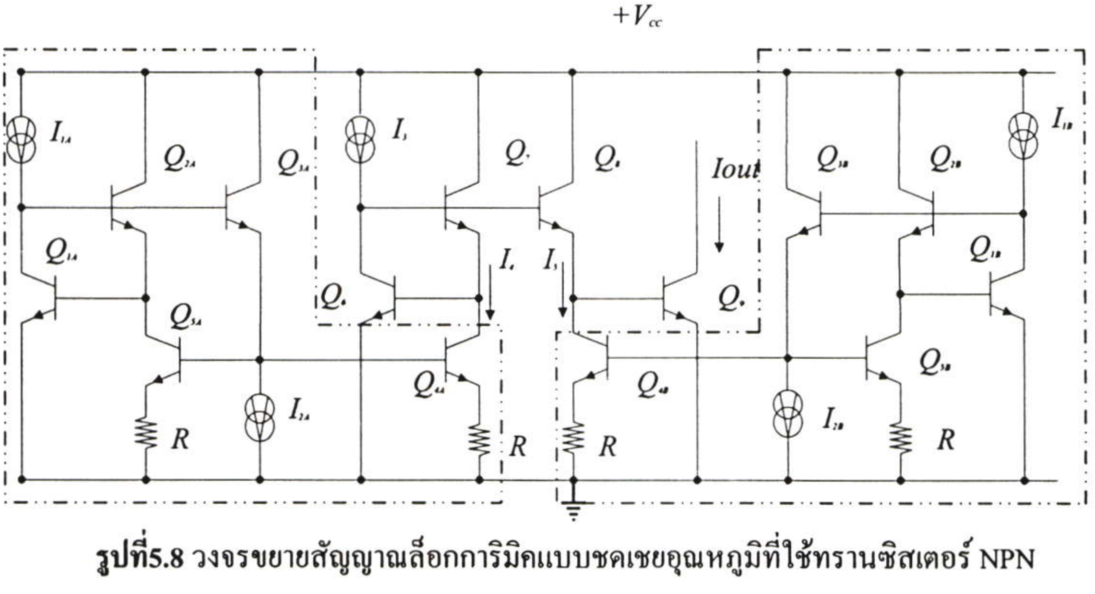
จากสมการที่(5.24) I_3, I_4, I_5 เป็นแหล่งจ่ายกระแสภายนอก การกำหนดค่าต่างๆ ของวงจรนี้จะเป็นตัวกำหนดการทำงานของวงจร โดยมีเงื่อนไขดังนี้ I_3 เป็นแหล่งจ่ายกระแสภายนอกให้แก่วงจรมีค่าคงที่ I_4 เป็นกระแสภายนอกที่เป็นตัวแปรหลัก ในการนำมาเป็นตัวตั้ง และมีกระแสจากภายนอก I_5 เป็นตัวแปรของเทอมหาร ค่าเอ้าท์พุทเป็นค่า I_6 ซึ่งจะเป็นเอ้าท์พุทที่ได้จากการหารค่า $\frac{I_4}{I_5}$

5.3.3 วงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิ

วงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิแสดงการทำงานในรูปที่5.8 เป็นวงจรใช้ทรานซิสเตอร์ NPN ทั้งหมดที่เป็นส่วนของการทำงานในรูปแบบกระแส วงจรประกอบด้วยการทำงานของวงจรย่อย 3 วงจรที่ได้กล่าวมาในหลักการพื้นฐานในรูปที่5.5, รูปที่5.6 และรูปที่5.7 โดยมีวงจรคูณและหารเป็นวงจรหลักในการชดเชยอุณหภูมิ ส่วนวงจรย่อยอีก 2 วงจรที่สร้างจากวงจรฟังก์ชันหลัก ที่มีวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคที่ไม่มีการชดเชยอุณหภูมิดังแสดงในรูปที่5.6 ซึ่งแทนด้วยอักษร A อยู่ทางด้านซ้าย และอักษร B อยู่ทางด้านขวามือ ถ้าสมมุติให้ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าสมพงษ์กัน ในการเลือกมาใช้งาน ดังนั้นกระแส I_4, I_5 ของรูปที่5.8 ที่ได้มาจากสมการที่(5.23) สามารถแสดงเป็นสมการที่มีสัดส่วนโดยตรงกับค่า V_T ดังนี้

$$I_4 = \frac{V_T}{R} \ln \frac{I_{1A}}{I_{2A}} \tag{5.25}$$

$$I_5 = \frac{V_T}{R} \ln \frac{I_{1B}}{I_{2B}} \tag{5.26}$$



รูปที่5.8 วงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคแบบชดเชยอุณหภูมิที่ใช้ทรานซิสเตอร์ NPN

กระแส I_4 ที่เกิดจากวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคทางด้านซ้ายเป็นไปดังสมการที่(5.25) เป็นฟังก์ชันหลักในการสร้างสัญญาณทางเอ้าท์พุท ส่วนกระแส I_5 ที่เกิดจากการทำงานของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคทางด้านขวาเป็นไปดังสมการที่(5.26) ซึ่งในส่วนกระแสนี้จะเป็นกระแสที่นำไปสร้างสัญญาณชดเชยอุณหภูมิ กระแสทั้งสองถูกนำไปจ่ายให้วงจรคูณ และหารของรูปที่5.7 โดยแทนค่า I_4, I_5 ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังสมการที่(5.27) เกิดจากการนำสมการที่(5.25) , (5.26) แทนในสมการที่(5.24) ของวงจรหาร ดังนั้นกระแส I_{out} ที่เกิดจะเป็นค่ากระแสที่ไม่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิ ดังสมการที่(5.27)

$$I_{out} = \frac{I_3}{K} \ln \frac{I_{1A}}{I_{2A}} \tag{5.27}$$

โดยมีเงื่อนไขที่สำคัญดังนี้ค่า $K = \ln \frac{I_{1B}}{I_{2B}}$ ซึ่งต้องกำหนดค่า K มีค่าเท่ากับ 1 สามารถทำได้โดยที่เลือกให้ค่า I_{1B}/I_{2B} มีค่าเท่ากับ $e = 2.713$ ดังนั้นค่าที่ควรเป็นของ $I_{1B} = 272\,\mu A$ และค่าของ $I_{2B} = 100\,\mu A$ เพื่อให้การทำงานของวงจรขยายสัญญาณล็อกในส่วนของการชดเชยอุณหภูมิที่ทำงานโดย $Q_{1B} - Q_{4B}$ ให้มีค่าเป็น $\frac{V_T}{R}$ และนำไปเป็นส่วนหารของวงจรขยายสัญญาณล็อกหลักที่ประกอบขึ้นด้วย $Q_{1A} - Q_{4A}$ จึงสามารถกำจัดค่าที่เป็นส่วนของอุณหภูมิในสมการให้หมดไป

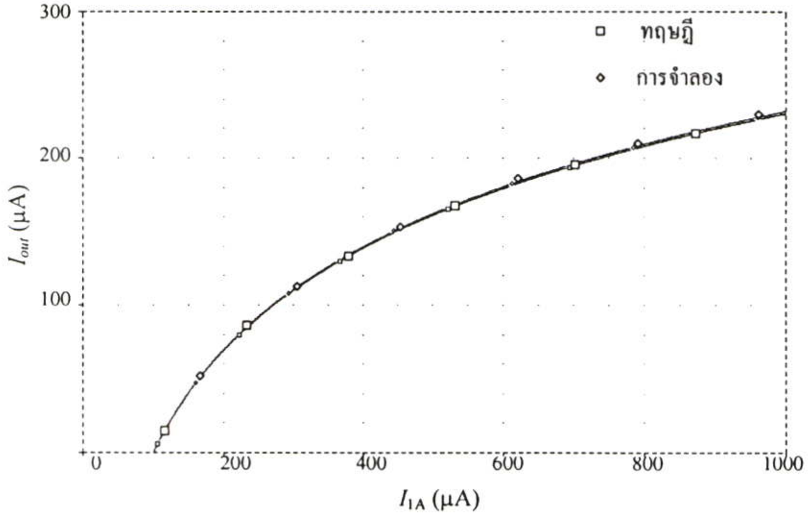
จากสมการที่(5.25) , (5.26) และ(5.27) วงจรมีการทำงานในรูปแบบกระแสเท่านั้นและสามารถใช้ระดับแหล่งจ่ายไฟต่ำ จะมีค่าประมาณ $2V_{BE} + V_{CE(sat)} + RI$ จะมีค่าประมาณการทำงานที่ทรานซิส-เตอร์ เบอร์ 2N3904 ทำงานได้ คือค่าเท่ากับ (2 (0.7)+0.3+(260x100x10^{-6}) ซึ่งรวมค่าได้ประมาณ 2โวลต์ เป็นระดับเพียงพอกับการทำงานของวงจร

5.3.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคด้วยโปรแกรม PSPICE

การจำลองการทำงานของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคที่ไม่ขึ้นกับผลของอุณหภูมิ ในส่วนการหาสมรรถนะของวงจรจะพิจารณาถึงคุณลักษณะ 3 ข้อดังนี้คือ ข้อที่1 คุณลักษณะการทำงานในการป้อนกระแสตรงให้กับวงจร และดูผลตอบสนองในด้านกระแสทางเอ้าท์พุทเป็นตามฟังก์ชันล็อกหรือไม่ ข้อที่2 เป็นการเปรียบเทียบผลทางเอ้าท์พุทของวงจรที่มีการชดเชยอุณหภูมิในรูปที่5.8 กับวงจรในรูปที่5.6 ถึงผลทางเอ้าท์พุทที่ไม่มีการชดเชยอุณหภูมิว่ายังคงการทำงานที่ฟังก์ชันเดิม โดยดูผลทางเอ้าท์พุทได้ดีเพียงใด ส่วนในข้อที่3 เป็นการทดสอบคุณสมบัติทางด้านความถี่ของการทำงานวงจรขยายสัญญาณล็อกการิคมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิในรูปที่5.8

5.3.4.1 การทดสอบการทำงานของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิค

เพื่อยืนยันการทำงานของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคแบบชดเชยอุณหภูมิในรูปที่5.8 ที่ออกแบบว่าสามารถนำไปใช้ได้จริง โดยทำการป้อนสัญญาณในรูปแบบกระแสตรงเข้าที่อินพุทที่ I_{1A} ช่วงทดสอบโดยการปรับค่าจาก 0μA ถึง 1000μA แล้วหาค่าทางเอ้าท์พุทเทียบกับค่าทางทฤษฎี โดยใช้ทรานซิสเตอร์NPN เบอร์2N3904 ใช้แหล่งจ่ายแรงดัน+2โวลต์ ที่ค่าความต้านทาน $R = 260\Omega$ ส่วนแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_{1B} เลือกค่าที่ 272μA และ I_{2B} เป็น 100μA เพื่อกำหนดค่าให้มีค่าเป็น 1($K = 1$) แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_{2A} ของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิค และ I_3 เป็นกระแสคงที่ของวงจรหารเลือกค่าเท่ากับ 100μA ได้ความสัมพันธ์ของ I_{1A} ที่เป็นกระแสอินพุทกับค่ากระแส I_{out} ที่แสดงดังรูปที่5.9 แสดงถึงผลกระแสเอ้าท์พุท ที่มีคุณลักษณะเป็นไปตามฟังก์ชันล็อกการิมิคนำไปเปรียบเทียบกับค่าล็อกการิมิคทางทฤษฎี พิจารณาจากรูปที่5.9 การทำงานของวงจรเป็นไปตามหลักการที่กล่าวมา มีผลการคลาดเคลื่อนในส่วนของค่าทางอินพุทกับเอ้าท์พุทเพียงเล็กน้อยในช่วงกระแสอินพุทที่ใกล้จุดอิ่มตัว

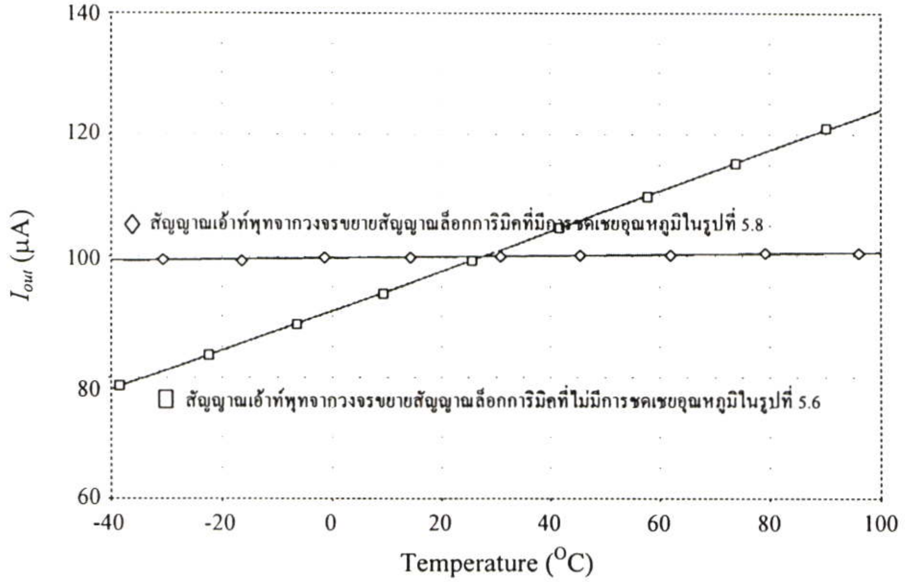


รูปที่5.9 แสดงคุณลักษณะทางกระแสตรงของวงจรขยายสัญญาณล๊อกการิมิคในรูปที่5.8

5.3.4.2 การทดสอบคุณสมบัติทางด้านอุณหภูมิ

พิจารณาจากผลการเปรียบเทียบการทำงานที่ได้จากเอ้าท์พุทของวงจรในรูปที่5.6 เทียบกับเอ้าท์พุทในรูปที่5.8 เมื่อกำหนดค่ากระแสคงที่ทางอินพุทที่ค่า 100 μA โดยเปลี่ยนค่าอุณหภูมิจาก -40°C ถึง+100°C แสดงค่าล็อกการิมิคที่ไม่มีการชดเชยอุณหภูมิของในรูปที่5.6 เปรียบเทียบกับค่าล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิในรูปที่5.8 ค่าที่ได้ทางเอ้าท์พุทของวงจรที่มีการชดเชยอุณหภูมิจะมีค่าเกือบคงที่ 100 μA แต่ค่าเอ้าท์พุทที่ได้จากวงจรที่ไม่มีการชดเชยอุณหภูมิจะมีการเปลี่ยนแปลงจาก

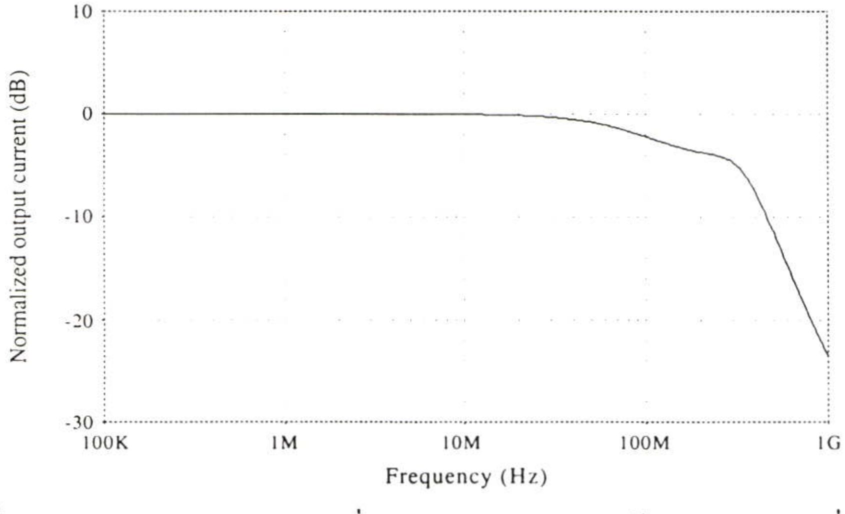
78 – 124 μA เมื่อพิจารณาค่าความไว(Sensitivity) ของวงจร จะพบว่าค่ากระแสเอ้าท์พุทที่ได้จากวงจรการชดเชยผลของอุณภูมิในรูปที่ 5.8 จะมีความไวน้อยกว่าในวงจรที่ไม่มีการชดเชยอุณหภูมิในรูปที่5.6 ซึ่งจะมีค่าประมาณ 0.03 และ 0.99 ตามลำดับแสดงดังรูปที่5.10



รูปที่5.10 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสทางเอ้าท์พุทที่อุณหภูมิค่าต่างๆ ของรูปที่5.6 กับรูปที่5.8

5.3.4.3 การทดสอบคุณสมบัติทางด้านความถี่

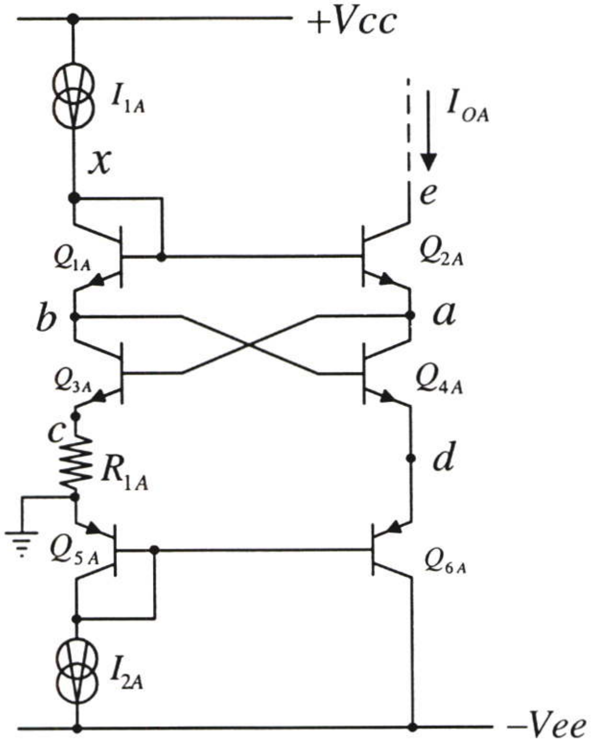
ในรูปที่5.11 แสดงค่าการตอบสนองต่อความถี่ของกระแสในวงจรรูปที่5.8 ที่มีความสามารถตอบสนองต่อความถี่ที่ใช้งานเมื่ออินพุทมีค่าเปลี่ยนแปลงกระแสทางอินพุท $I_{1A} = 100\ \mu A$ มีค่าประมาณถึง130 MHz.



รูปที่5.11 แสดงคุณสมบัติทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณล๊อกการิมิคในรูปที่5.8

5.4 หลักการพื้นฐานของวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคแบบใช้ไบโพลาร์

วงจรขยายสัญญาณเชิงแอนติล็อกการิมิคที่มีการทำงานในรูปกระแสแสดงในรูปที่5.12ในวงจรนี้ประกอบด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN4 ตัวคือ $Q_{1A}-Q_{4A}$ และPNP2 ตัวคือ Q_{5A} กับ Q_{6A} และตัวต้านทาน R_{1A} และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_{2A} โดยกระแส I_{1A} และ I_{OA} เป็นกระแสอินพุท และกระแสเอ้าท์พุทของวงจรตามลำดับ ในหลักการนี้ใช้แหล่งจ่ายแรงดันคงที่ $+Vcc$ และ $-Vee$



รูปที่5.12 วงจรขยายสัญญาณเชิงแอนติล็อกการิมิคที่มีการทำงานในรูปกระแส

5.4.1 สมการของวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิค

จากรูปที่5.12 สามารถหาความสัมพันธ์ที่เกิดขึ้นในวงจรโดยใช้การวิเคราะห์แบบทรานส์ลิเนียร์-ลูป ได้ดังสมการที่(5.28)

$$V_{BE1A}+V_{BE4A}+V_{BE6A}=V_{BE2A}+V_{BE3A}+V_{BE5A}+I_{1A}R_{1A} \qquad (5.28)$$

จากสมการที่(2.4) จะได้ค่าแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ คือ

$$V_{BEi} = V_T \ln \frac{I_{ci}}{I_{si}} \tag{5.29}$$

แทนค่า V_{BE} จากสมการ(5.29) ลงในสมการ(5.28) จะได้ดังสมการ(5.30)

$$V_T ln\left[\frac{I_{C1A}I_{C4A}I_{C6A}}{I_{S1A}I_{S4A}I_{S6A}}\right] = V_T ln\left[\frac{I_{C2A}I_{C3A}I_{C5A}}{I_{S2A}I_{S3A}I_{S5A}}\right] + I_{1A}R_{1A} \tag{5.30}$$

ถ้าทรานซิสเตอร์ $Q_{1A} - Q_{4A}$ และ Q_{5A} กับ Q_{6A} ทุกตัวมีคุณสมบัติในการทำงานเหมือนกันนั่น คือ $I_{S1A} = I_{S2A} = I_{S3A} = I_{S4A} = I_{SN}$ และ $I_{S5A} = I_{S6A} = I_{SP}$ จึงทำให้สมการที่(5.30) เขียนใหม่ได้เป็น

$$I_{1A}R_{1A} = V_T ln\left[\frac{I_{C1A}I_{C4A}I_{C6A}}{I_{C2A}I_{C3A}I_{C5A}}\right] \tag{5.31}$$

จากรูปวงจรในรูปที่(5.1) เราทราบว่า $I_{1A} = I_{C1A} = I_{C3A} = I_{OA} = I_{C2A} = I_{C4A} = I_{C6A}$ และ $I_{C5A} = I_{2A}$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$I_{1A}R_{1A} = V_T ln\left[\frac{I_{OA}}{I_{2A}}\right] \tag{5.32}$$

หรือ

$$I_{OA} = I_{2A}e^{I_{1A}R_{1A}/V_T} \tag{5.33}$$

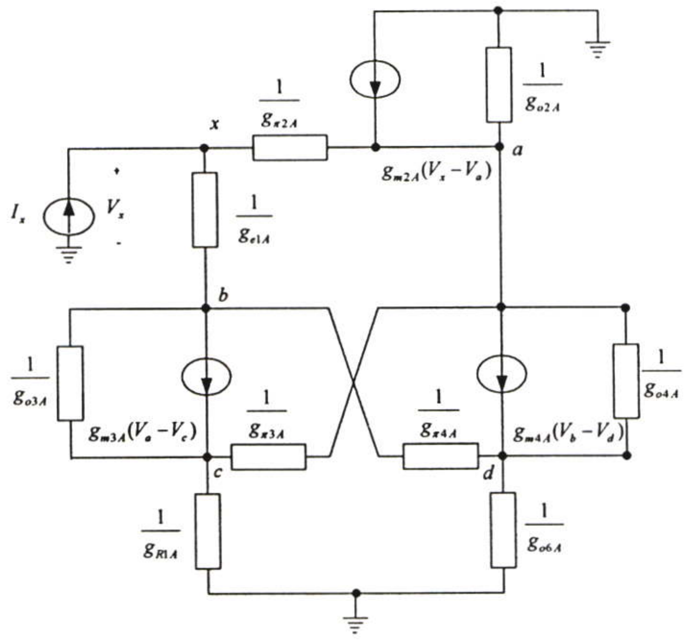
จากสมการที่(5.33) จะเห็นว่าวงจรขยายสัญญาณเชิงแอนติล็อกการิมิคที่นำเสนอ ในรูปที่5.12 นั้นกระแสเอ้าท์พุทอยู่ในรูปของฟังก์ชันเอ็กซ์โพแนนเชียลและกระแสนี้ยังขึ้นตรงกับอุณภูมิด้วย

5.4.2 วิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของวงจรขยายสัญญาณเชิงแอนติล็อกการิมิค

ในหัวข้อนี้จะเป็นการวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของวงจรขยายสัญญาณเชิงแอนติล็อกการิ-มิคของวงจร ซึ่งได้แก่ ค่าความต้านทานอินพุท และเอ้าท์พุท ค่าช่วงการทำงานแหล่งจ่ายไฟคงที่ ค่าช่วงปฏิบัติการของกระแสอินพุท ของวงจรรูปที่ 5.12 ซึ่งมีโครงสร้างของวงจรเป็นแบบไบโพลาร์ มีหลักการวิเคราะห์จำลองรูปแบบของทรานซิสเตอร์ในบทที่2 มาใช้ในหัวถัดไป

5.4.2.1 วิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุท

ในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุทของวงจรขยายสัญญาณเชิงแอนติล็อกการิมิค สามารถทำได้โดยแทนวงจรรูปที่5.12 ด้วยวงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กโดยไม่พิจารณาผลของตัวเก็บประจุแฝงดังรูปที่5.13



รูปที่5.13 วงจรเสมือนสำหรับวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุทของวงจรขยายสัญญาณเชิงแอนติล็อกการิมิค

สำหรับการวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุท สามารถทำได้โดยป้อนกระแสทดสอบ I_x ที่จุดx จากนั้นพิจารณาหาค่าของศักดา V_x ที่จุดx

จากรูปวงจรที่5.13 พิจารณาที่จุดต่างๆ ซึ่งสามารถใช้กฎของ(KCL Kirchhoff 's Current Law) ได้ดังสมการที่ต่อไปนี้

ที่จุดa จะได้

$$\begin{aligned} &g_{\pi 2A}(V_a - V_x) + g_{m4A}(V_b - V_d) + g_{\pi 3A}(V_a - V_c) \\ &+ g_{o2A}(V_a) + g_{o4A}(V_a - V_d) - g_{m2A}(V_x - V_a) = 0 \end{aligned} \tag{5.34}$$

ที่จุดb จะได้

$$g_{e1A}(V_b - V_x) + g_{\pi 4A}(V_b - V_d) + g_{m3A}(V_a - V_c) + g_{o3A}(V_b - V_c) = 0 \quad (5.35)$$

ที่จุดc จะได้

$$g_{o3A}(V_c - V_b) + g_{\pi 3A}(V_c - V_a) + g_{m3A}(V_a - V_c) + g_{r1A}(V_c) = 0 \quad (5.36)$$

ที่จุดd จะได้

$$g_{o6A}(V_d) + g_{\pi 4A}(V_d - V_b) - g_{m4A}(V_b - V_d) + g_{o4A}(V_d - V_c) = 0 \quad (5.37)$$

ที่จุดx จะได้

$$g_{e1A}(V_x - V_b) - g_{\pi 2A}(V_x - V_a) = i_x \quad (5.38)$$

เมื่อ g_{oiA} ค่าความนำซึ่งเป็นส่วนกลับของค่า r_o ของทรานซิสเตอร์ Q_{iA}

เมื่อ g_{eiA} ค่าความนำซึ่งเป็นส่วนกลับของค่า r_e ของทรานซิสเตอร์ Q_{iA}

เมื่อ $g_{\pi i}$ ค่าความนำซึ่งเป็นส่วนกลับของค่า r_π ของทรานซิสเตอร์ Q_i

เมื่อ g_{r1A} ค่าความนำซึ่งเป็นส่วนกลับของค่าความต้านทาน R_{1A}

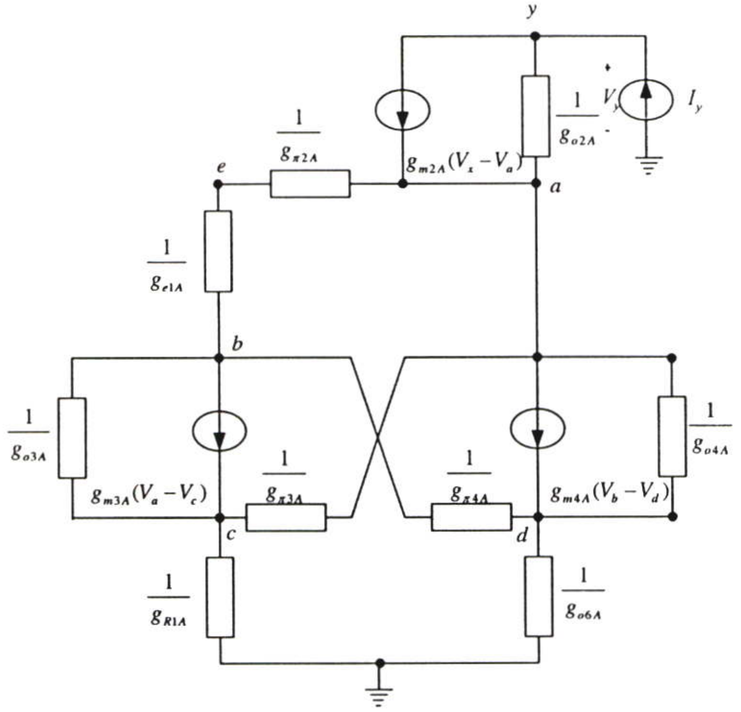
จากสมการที่(5.34) ถึง(5.38) สามารถคำณวนหาค่าความต้านทานอินพุทของวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิคที่จุดxมีค่าดังสมการที่(5.39)

$$R_{in} = \frac{V_x}{I_x} \approx \frac{\left[(g_{e1A} - g_{\pi 4A})\left\{-(g_{m3A}g_{\pi 3A}) + g_{m2A}\left(g_{m3A} + g_{r1A}\right)\right\}\right]}{\begin{pmatrix} \left(\left(g_{e1A}g_{m3A}\right)\left(-\left(g_{\pi 3A}g_{\pi 4A}\right) + g_{m2A}\left(g_{\pi 2A} + g_{\pi 4A}\right)\right)\right) \\ +g_{e1A}g_{m2A}\left(g_{m3A} - g_{\pi 2A} + g_{\pi 4A}\right)g_{r1A} \\ +g_{m2A}g_{\pi 2A}g_{\pi 4A}\left(g_{m3A} + g_{r1A}\right) \end{pmatrix}} \quad (5.39)$$

5.4.2.2 วิเคราะห์ค่าความต้านทานเอ้าท์พุท

จากวงจรรูปที่5.12 ในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอ้าท์พุทของวงจรขยายสัญญาณเชิงแอนติล็อกการิมิค สามารถทำได้โดยการแทนวงจรในรูปที่5.12 ด้วยวงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก โดยไม่พิจารณาผลของตัวเก็บประจุแฝง ดังแสดงในรูป5.14

สำหรับวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอ้าท์พุท สามารถทำได้โดยป้อนกระแสเข้าที่ I_y ที่จุดy จากนั้นพิจารณาหาค่าของศักดา V_y ที่จุดy



รูปที่5.14 วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอ้าท์พุทของวงจรขยายสัญญาณเชิงแอนติล็อกการิมิค

จากวงจรรูปที่5.14 พิจารณาที่จุดต่างๆ ซึ่งสามารถใช้วิธีการวิเคราะห์กฎของ(KCL Kirchhoff ' s Current Law)ได้ดังสมการต่อไปนี้

ที่จุดa จะได้

$$\begin{aligned} &g_{\pi 2A}(V_a - V_e) + g_{m4A}(V_b - V_d) + g_{\pi 3A}(V_a - V_c) \\ &+ g_{o2A}(V_a - V_y) + g_{o4A}(V_a - V_d) - g_{m2A}(V_e - V_a) = 0 \end{aligned} \tag{5.40}$$

ที่จุดb จะได้

$$g_{e1A}(V_b - V_e) + g_{\pi 4A}(V_b - V_d) + g_{m3A}(V_a - V_c) + g_{o3A}(V_b - V_c) = 0 \tag{5.41}$$

ที่จุดc จะได้

$$g_{o3A}(V_c - V_b) + g_{\pi 3A}(V_c - V_a) + g_{m3A}(V_a - V_c) + g_{r1A}(V_c) = 0 \tag{5.42}$$

ที่จุดd จะได้

$$g_{o6A}(V_d)+g_{\pi 4A}(V_d-V_b)-g_{m4A}(V_b-V_d)+g_{o4A}(V_d-V_a)=0 \quad (5.43)$$

ที่จุดe จะได้

$$g_{\pi 2A}(V_e-V_a)-g_{e1A}(V_e-V_b)=0 \quad (5.44)$$

ที่จุดx จะได้

$$g_{o2A}(V_y-V_a)-g_{m2A}(V_e-V_a)=i_y \quad (5.45)$$

เมื่อ g_{oiA} ค่าความนำซึ่งเป็นส่วนกลับของค่าr_o ของทรานซิสเตอร์ Q_{iA}

เมื่อ g_{eiA} ค่าความนำซึ่งเป็นส่วนกลับของค่าr_e ของทรานซิสเตอร์ Q_{1A}

เมื่อ $g_{\pi iA}$ ค่าความนำซึ่งเป็นส่วนกลับของค่าr_π ของทรานซิสเตอร์ Q_{iA}

เมื่อ g_{r1A} ค่าความนำซึ่งเป็นส่วนกลับของค่าความต้านทาน R_{1A}

จากสมการที่(5.40) ถึงสมการที่(5.45) สามารถคำณวนหาค่าความต้านทานเอ้าท์พุทของวงจรขยายสัญญาณเชิงล็อกการิมิคที่จุดyได้ซึ่งมีค่าเป็น

$$R_{out}=\frac{V_y}{I_y}\approx\frac{i}{g_{o2A}} \quad (5.46)$$

5.4.2.3 วิเคราะห์ค่าแหล่งจ่ายไฟคงที่

จากรูปวงจรที่5.12 จะได้ค่าแหล่งจ่ายไฟตรง ค่าต่ำสุดที่ทำให้วงจรขยายสัญญาณเชิงแอนติล็อกการิมิคยังคงทำงานได้คือ

$$V_{ccmin}\geq 2V_{BE}+V_{CE(sat)}+I_{1A}R_{1A} \quad (5.47)$$

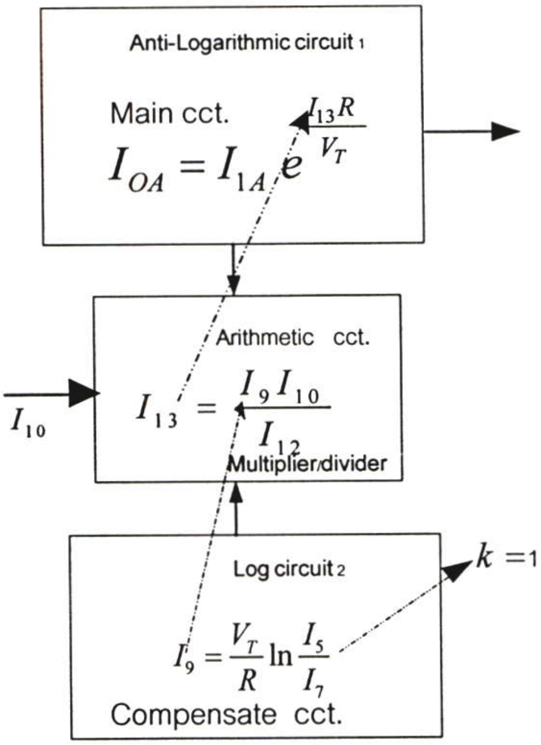
5.4.2.4 วิเคราะห์ค่าช่วงปฏิบัติการของสัญญาณอินพุท

จากรูปที่5.12 ดังนั้นกระแสอินพุทต่ำสุดที่ทำให้วงจรทำงานได้ถูกต้องคือ

$$I_{1A}\geq 0 \quad (5.48)$$

5.5 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิโดยใช้ทรานซิสเตอร์NPN

5.5.1 หลักการออกแบบวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิ



รูปที่5.15 หลักการเบื้องต้นของการชดเชยอุณภูมิในวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิค

หลักการออกแบบชดเชยอุณหภูมิในวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิค สามารถพิจารณาจากรูปที่5.15 เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาการทำงานในวงจรจริงของวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิ-มิคที่มีการชดเชยของอุณหภูมิในรูปที่5.20 จึงจำลองการทำงานให้อยู่ในรูปบล็อกไดอะแกรมซึ่งประกอบไปด้วยการทำงาน3 ส่วนใหญ่ๆ ส่วนที่1 เป็นส่วนของวงจรล็อกการิมิคมีหลักการทำงานเหมือนกับการชดเชยอุณหภูมิในวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคที่สร้างขึ้นมาเพื่อชดเชยอุณหภูมิ (Compensate Circuit) ดังบล็อก(Log Circuit2) ซึ่งจะทำหน้าที่สร้างสัญญาณ $I_9 = \frac{V_T}{R}\ln\frac{I_5}{I_7}$ โดยจะกำหนดค่า2.713 เป็นค่าคงที่ของ I_5 / I_7 ดังนั้น I_9 จะมีค่าเป็น $\frac{V_T}{R}$ ส่วนที่ 2 เป็นส่วนของการคำนวณ (Arithmetic) ทำหน้าที่เป็นวงจรหารโดยนำค่า I_9 ที่สร้างจากวงจรชดเชยอุณหภูมิแทนค่าในที่เป็นส่วนของตัวตั้ง และเพื่อให้วงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกได้ทำงานที่ไม่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิจะกำหนดค่า I_{10} เป็นอินพุทของวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อก และมี I_{12} เป็นค่าคงที่ จากนั้นนำค่าเอ้าท์พุทของวงจร

คำนวณที่ได้เป็นค่า I_{13} แทนค่าในวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกที่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิดังบล็อก(Anti-Logarithmic Circuit1) ที่เป็นวงจรหลัก ผลที่ได้ค่าอุณหภูมิจะถูกชดเชยหมดไป วงจรจะทำงานได้ดีให้ค่าที่ถูกต้อง เมื่อนำไปใช้งานที่มีอุณหภูมิเปลี่ยนแปลง

5.5.2 การทำงานวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิ

วงจรขยายสัญญาณแบบแอนติล็อกการิมิคแรงดันต่ำที่ทำงานด้วยโหมดกระแส(Low voltage Current–Mode Exponential Amplifier) ที่มีหลักการชดเชยทางอุณหภูมิ การทำงานของวงจรขยายสัญญาณแบบแอนติล็อกการิมิคแรงดันต่ำที่ขึ้นกับอุณหภูมิโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียว ทำงานร่วมกับวงจรขยายสัญญาณล็อกมีวงจรในรูปแบบทรานส์ลิเนียร์ลูปในหน้าที่วงจรหารช่วยในการป้อนสัญญาณทางอินพุท

จากรูปที่5.16 แสดงวงจรขยายสัญญาณแบบแอนติล็อกการิมิคแบบพื้นฐาน ซึ่งวงจรประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ Q_{1A} ถึง Q_{4A} ชนิด NPN จำนวน 4 ตัว ทำงานร่วมกับความต้านทาน 1 ตัว มีแหล่งจ่ายกระแสคงที่ คือ I_{1A} , I_{3A} และมี I_{2A} เป็นอินพุท I_{OA} เป็นกระแสเอ้าท์พุทอาศัยหลักการทำงานของวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูป[37] พบว่าค่าที่เกิดขึ้นในวงจรเมื่อพิจารณาที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q_{2A} , Q_{3A} ค่าแรงดันที่เกิดขึ้นเป็นดังสมการที่(5.49)

$$V_{BE1A} + I_{2A}R_1 + V_{BE2A} = V_{BE3A} + V_{BE4A} \tag{5.49}$$

เมื่อ I_{1A}, I_{2A} และ I_{3A} เป็นค่ากระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_{1A}, Q_{2A} และ Q_{3A} กับ I_{OA} เป็นค่ากระแสเอ้าท์พุทไหลผ่าน Q_{4A} ซึ่ง $V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S}$ หาค่าความสัมพันธ์ ได้ดังสมการที่(5.50)

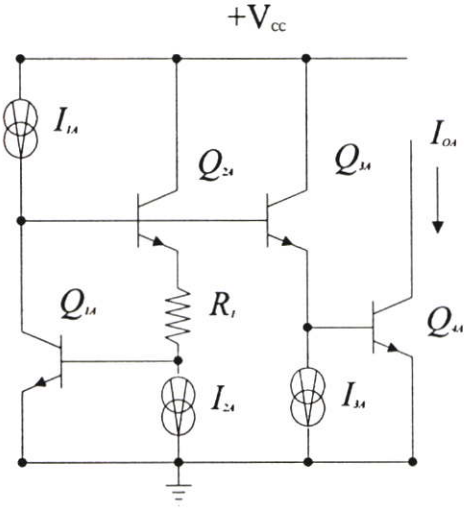
$$V_T \ln \frac{I_{1A}}{I_S} + I_{2A}R_1 + V_T \ln \frac{I_{2A}}{I_S} = V_T \ln \frac{I_{3A}}{I_S} + V_T \ln \frac{I_{OA}}{I_S} \tag{5.50}$$

หรือ

$$I_{2A}R_1 = V_T \ln \frac{I_{3A}I_{OA}}{I_{1A}I_{2A}} \tag{5.51}$$

จากสมการ(5.51) ถ้าเลือกใช้ค่ากระแส I_{3A} มีค่าเท่ากับค่ากระแส I_{2A} จะทำให้เราสามารถลดสมการที่(5.51) ใหม่ได้เป็นสมการ(5.52)

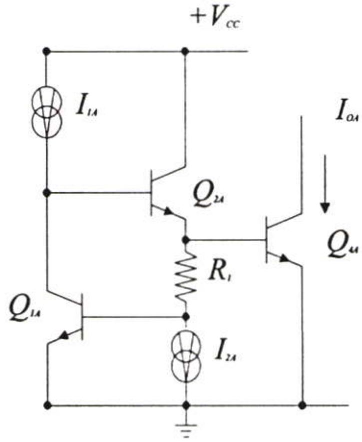
$$I_{2A}R_1 = V_T \ln \frac{I_{OA}}{I_{1A}} \tag{5.52}$$



รูปที่5.16 แสดงวงจรขยายสัญญาณแบบแอนติล็อกการิมิค

ดังนั้นค่ากระแสเอ้าท์พุท I_{OA} ของวงจรขยายสัญญาณแบบแอนติล็อกการิมิคแสดงในสมการที่(5.53)

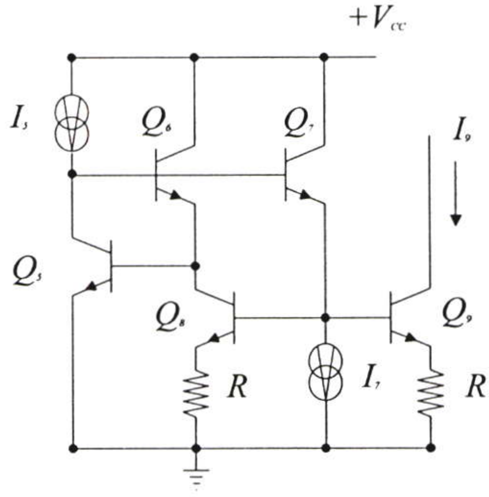
$$I_{OA} = I_{1A}e^{\frac{I_{2A}R_1}{V_T}} \tag{5.53}$$



รูปที่5.17 แสดงวงจรขยายสัญญาณแบบแอนติล็อกการิมิคที่ลดรูป

จากรูปที่5.17 แสดงวงจรขยายสัญญาณแบบแอนติล็อกการิมิคที่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิโดยสามารถลดทรานซิสเตอร์ Q_{3A} จากวงจรพื้นฐานในรูปที่5.16 ได้ 1 ตัว เนื่องจากการเลือกใช้ค่ากระแส $I_{3A} = I_{2A}$ ในสมการที่(5.51) จากสมการที่(5.53) จะพบว่ากระแสเอ้าท์พุทยังไม่คงที่จะแปรผกผันกับอุณหภูมิในรูปฟังก์ชันเอ็กโพแนลเชียล การออกแบบถ้าต้องการทำให้วงจรมีเสถียรภาพมากขึ้น ในการนำไปใช้งานควรที่จะมีการชดเชยผลของอุณหภูมิตามไปด้วย ซึ่งหมายความว่าเทอมของ V_T ในสมการที่(5.53) ซึ่งเป็นค่าของแรงดันที่ขึ้นกับอุณหภูมิ(Thermal Voltage) จะต้องถูกชดเชยให้หมดไปดังที่กล่าวมาในรูปที่5.15

วงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิค ส่วนนี้ทำหน้าที่เป็นส่วนของการชดเชยอุณหภูมิ(Compensate Circuit)[36] วงจรที่ใช้ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ NPN เพียงอย่างเดียว คือ Q_5 ถึง Q_9 ทำงานร่วมกับความต้านทานที่มีค่าเท่ากัน 2 ตัว และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 2 ตัว คือ I_5 และ I_7 เพื่อสร้างกระแส I_9 ซึ่งทำหน้าที่เป็นกระแสเอ้าท์พุทของวงจร แสดงดังรูปที่5.18 I_9 จะมีกระแสไหลดังสมการที่(5.54) เป็นไปตามฟังก์ชันล็อกการิมิคในสมการ(5.23)



รูปที่5.18 แสดงการชดเชยอุณหภูมิด้วยวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิค

$$I_9 = \frac{V_T}{R} \ln \frac{I_5}{I_7} \tag{5.54}$$

ถ้าเลือกให้ln มีค่าเหมาะสมทำให้เกิดการชดเชยได้ $\frac{I_5}{I_7} = e$ จึงควรมีค่าเท่ากับ2.713 ดังนั้น จะได้ดังสมการ(5.55)

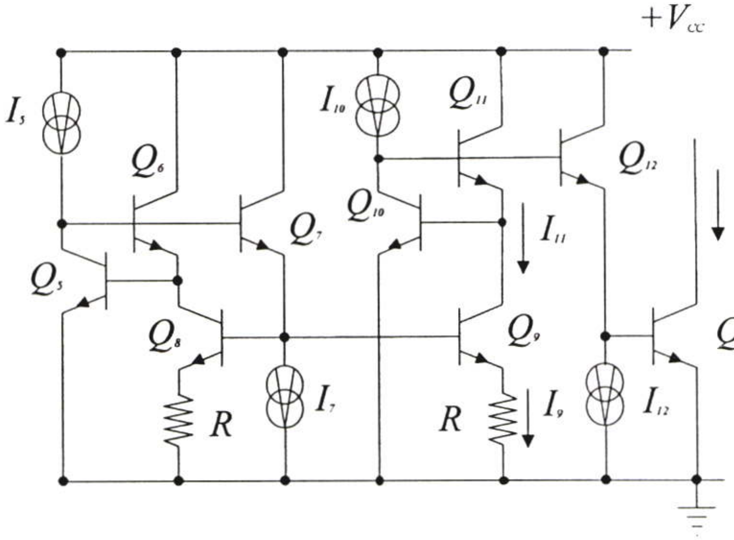
$$I_9 = \frac{V_T}{R} \tag{5.55}$$

จากรูปที่5.18 พบว่ากระแสเอ้าท์พุทของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิค I_9 ที่ได้จะขึ้นกับอุณหภูมิ ดังแสดงในสมการ(5.55) ถ้าเรานำสมการที่(5.55) ไปแทนใน I_{2A} ในสมการ(5.53) ก็จะสามารถชดเชยผลของอุณหภูมิ คือค่า V_T ถูกทำให้หมดไปได้ แต่จะมีปัญหาที่ไม่สามารถรับสัญญาณทางอินพุทได้ เนื่องจาก I_{2A} เป็นอินพุทจึงไม่มีตัวแปรใดที่เป็นอินพุทในเทอมกระแสของสมการ(5.53) ที่จะทำให้เกิดเป็นฟังก์ชันเอ็กโพแนนเชียล นั่นหมายความว่าค่าที่เกิดทางเอ้าพุทจะไม่เป็นตามอินพุท เพื่อให้สามารถป้อนสัญญาณทางอินพุทไปใช้งานได้อย่างสมบูรณ์ ในวงจรขยายสัญญาณแบบแอนติล็อกแบบมีการชดเชยอุณหภูมิ จึงจำเป็นต้องนำค่ากระแส I_9 ของวงจรรูปที่5.18 ไปทำการขยายโดยมีกระแสอินพุทจากภายนอกเพิ่มเติมเข้า เพื่อใช้เป็นสัญญาณป้อนอินพุทดังที่กล่าวมา ในหลักการนี้จึงใช้วงจรทางคณิตศาสตร์(Arithmetic Circuit)มาช่วย คือวงจรคูณ และหารมาเชื่อมสัญญาณดังแสดงในรูปที่5.19

โดยนำค่า I_9 ที่ได้ไปคูณกับกระแสทางอินพุท ในที่นี้คือค่า I_{10} ด้วยวงจรคูณ และหาร จึงจะสามารถกำหนดการป้อนสัญญาณทางอินพุทได้

จากวงจรรูปที่5.19 พิจารณาการทำงานของวงจรคูณ และหารประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_{10} ถึง Q_{13} จะพบว่า

$$I_{13} = \frac{I_{10} I_9}{I_{12}} \tag{5.56}$$



รูปที่5.19 แสดงวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคทำงานร่วมกับวงจรคูณ/หาร

แทนค่าสมการที่(5.55)ด้วย I_9 ในสมการที่(5.56) จะได้เป็นสมการที่(5.57)

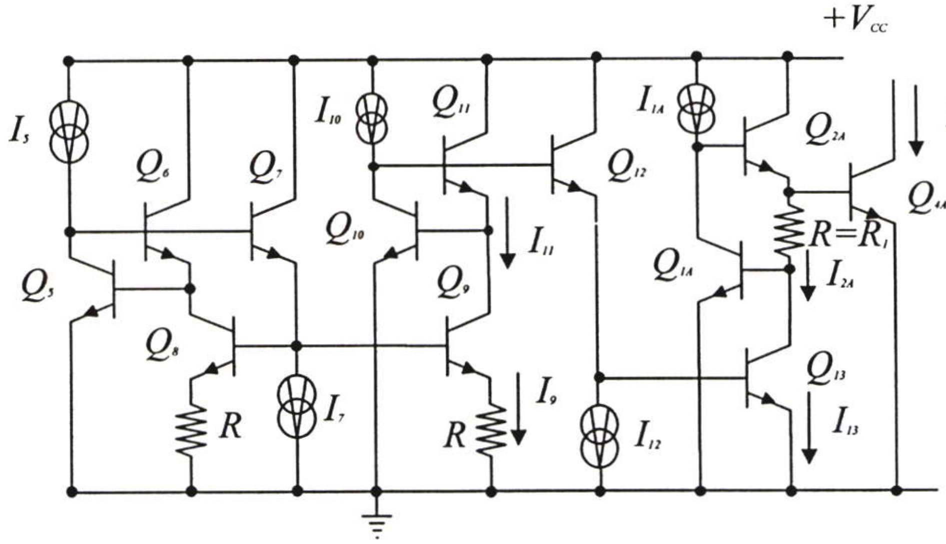
$$I_{13} = \frac{I_{10}}{I_{12}}\left(\frac{V_T}{R}\right) \tag{5.57}$$

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าในรูปที่5.19 สามารถนำเอาค่าจากวงจรสัญญาณล็อกการิมิคที่เป็น I_9 ที่ขึ้นกับอุณหภูมิคือค่า V_T นำมาสร้าง I_{13} และมีกระแสอินพุทใช้งานเพิ่มเติมเข้ามาอีก I_{10} และ I_{12} สามารถนำไปแทนใน I_{2A} ในรูปที่5.17 เพื่อชดเชยค่าของอุณหภูมิที่ได้กล่าวแล้ว และได้สมการของวงจรขยายสัญญาณแบบแอนติล็อกการิมิคที่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมินี้แสดงในสมการที่(5.58) โดยรูปวงจรที่สมบูรณ์แสดงในรูปที่5.20 ซึ่งมี I_{10} เป็นกระแสอินพุท I_{1A} และ I_{12} เป็นค่ากระแสคงที่ I_{OA} เป็นค่ากระแสเอ้าท์พุท

$$I_{OA} = I_{1A} e^{\frac{I_{10}}{I_{12}}} \tag{5.58}$$

5.5.3 วงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

จากรูปวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิที่มีการทำงานด้วยทรานซิสเตอร์ NPN เพียงอย่างเดียว ทำงานด้วยแรงดันขนาดต่ำ ในโหมดกระแสเป็นไปดังสมการที่ (5.58) กระแสที่เกิดทางเอ้าท์พุทจะไม่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิ และเป็นไปในรูปของฟังก์ชันเอ็กโพแนนเชียลของวัตถุประสงค์การวิจัย



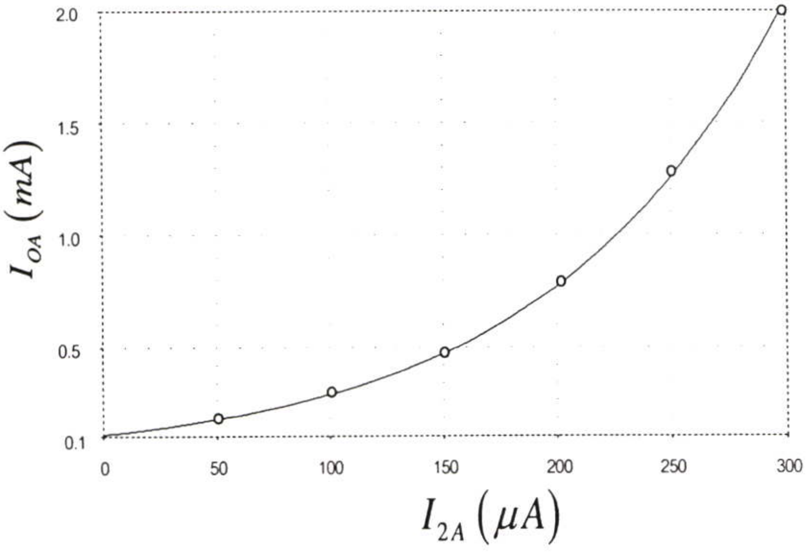
รูปที่5.20 แสดงวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิ

5.5.4 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

ในวงจรที่ได้นำเสนอประกอบด้วยวงจรแอคทีฟที่เลือกใช้เพียงทรานซิสเตอร์ NPN เท่านั้น ดังนั้น ในการเลียนแบบการทำงานของวงจรจึงเลือกใช้แบบจำลองจากทรานซิสเตอร์เบอร์2N3904 ซึ่งในโปรแกรมแสดงคุณลักษณะในบทที่2 คุณสมบัติทางด้านความถี่คัทอ๊อฟของทรานซิสเตอร์เบอร์นี้มีค่าเท่ากับ300 MHz ส่วนค่าของ $+Vcc$ เลือกใช้เพียง 2 $Volts$ ก็สามารถปฏิบัติงานได้ $2V_{BE}+V_{CEsat}+IR \approx 1.8\,Volts$ ดังนั้นแรงดัน $2Volts$ จึงพอเพียงเป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้วงจร และภายในวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคมีอุปกรณ์พาสซีพเป็นค่าความต้านทานทั้งหมด 3 ตัว เลือกใช้ $R=R_1$ เท่ากันทุกตัว ดังนั้นเพื่อให้เห็นคุณลักษณะของวงจรขยายสัญญาณในรูปแบบเอ็ก-โพแนนเชียลขณะที่ยังไม่ได้ชดเชยผลของอุณหภูมิดังรูปที่5.17 โดยกำหนดการเลียนแบบวงจรที่มี $I_{1A}=100\mu A$, $R_1=260\,\Omega$, $V_T=26\,mV$ ซึ่งแสดงผลของคุณลักษณะของวงจรขยายสัญญาณแบบเอ็กโพแนนเชียลในรูปแบบกระแสทางเอ้าท์พุท และผลของการชดเชยทางอุณหภูมิของวงจรในรูปที่5.20 ตามลำดับ

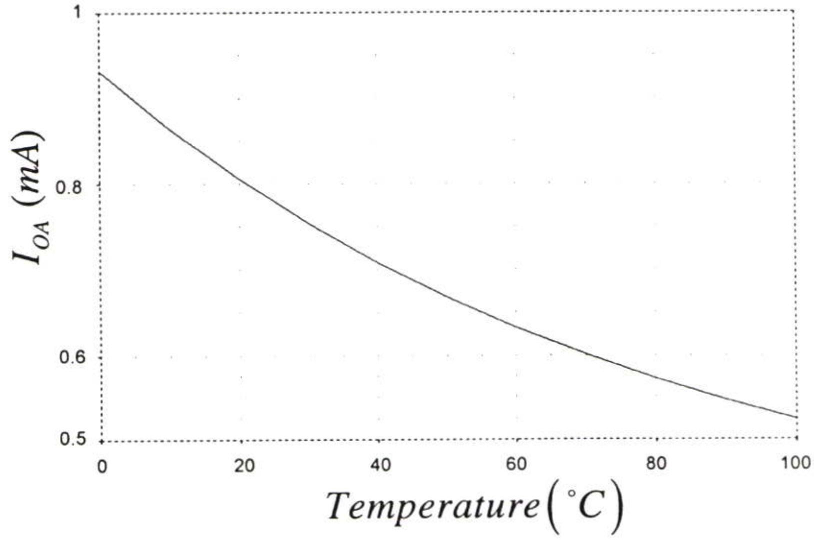
5.5.4.1 การทดสอบการทำงานของวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคที่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิ

พิจารณาจากรูปที่5.17 ถึงการทำงานตามฟังก์ชันเอ็กโพแนนเชียล กำหนดค่าการทำงานที่อุณหภูมิ 25°C โดยทดสอบจากค่า I_{1A} เป็นค่ากระแสคงที่ให้ไบอัสแก่ Q_{1A} มีค่าเท่ากับ $100\mu A$ และมี I_{2A} เป็นกระแสอินพุทที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 0 ถึง 300 μA จะให้ค่ากระแส I_{OA} ซึ่งเป็นกระแสทางเอ้าท์พุทจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ $100\mu A$ จนถึงค่า $2\,mA$ และเป็นไปตามการขยายสัญญาณแอนติ-ล็อกการิมิคแสดงในรูปที่ 5.21



รูปที่5.21 แสดงค่ากระแสเอ้าท์พุทที่เกิดขึ้นจากรูปที่5.16 เมื่อเปลี่ยนค่ากระแส I_{2A} ที่อุณหภูมิ $25^{\circ}\,C$

5.5.4.2 การทดสอบถึงสมรรถนะทางด้านอุณหภูมิของวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกที่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิ

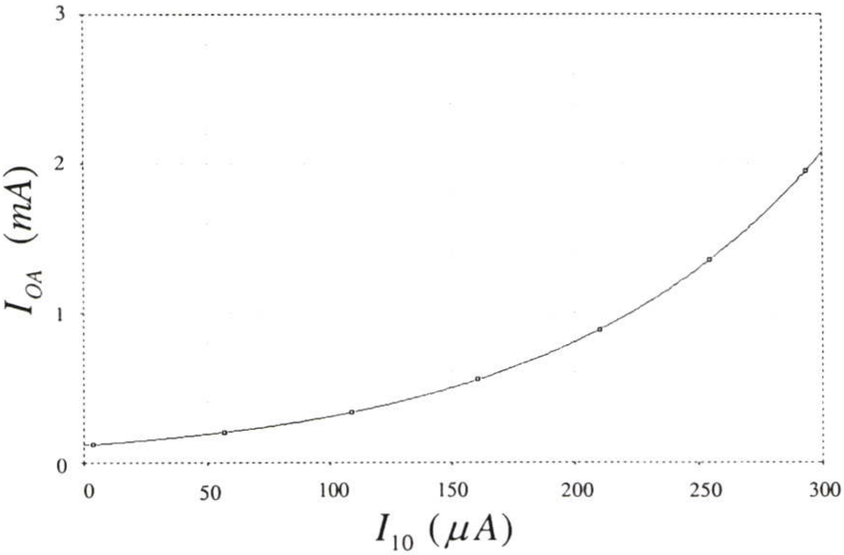


รูปที่5.22 แสดงค่ากระแส I_{OA} ของวงจรขยายสัญญาณแบบแอนติล็อกการิมิคที่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิ

ในส่วนของวงจรขยายสัญญาณแบบแอนติล็อกการิมิคในรูปที่5.17 เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิการทำงานให้มีค่า 0-100° C ค่าที่ได้ทางเอ้าท์พุทจะเกิดการเปลี่ยนแปลงจากค่า 0.92 mA. ลดลงจนถึง 0.53 mA เทียบค่าได้ว่าเมื่อค่าอุณหภูมิสูงค่าที่เอ้าท์พุทจะต่ำลงดังรูปที่5.22

5.5.4.3 การจำลองค่าคุณสมบัติทางกระแสอินพุทเทียบกับค่ากระแสเอ้าท์พุท

จากรูปการทำงานของวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกที่มีการชดเชยอุณหภูมิในรูปที่5.20 ซึ่งให้ผลของคุณลักษณะที่จำลองผลการทำงานทางด้านการตอบสนองต่อกระแสทางอินพุทที่มีการเปลี่ยนแปลงจากค่า $0\mu A$ ถึง $300\mu A$ โดยป้อนอินพุททางอ้อมในวงจรคูณค่าคือ I_{10} และผลทางเอ้าท์พุทจะมีค่าตั้งแต่ค่า $100\mu A$ ถึง 2.10 mA เป็นไปตามสมการที่(5.57)

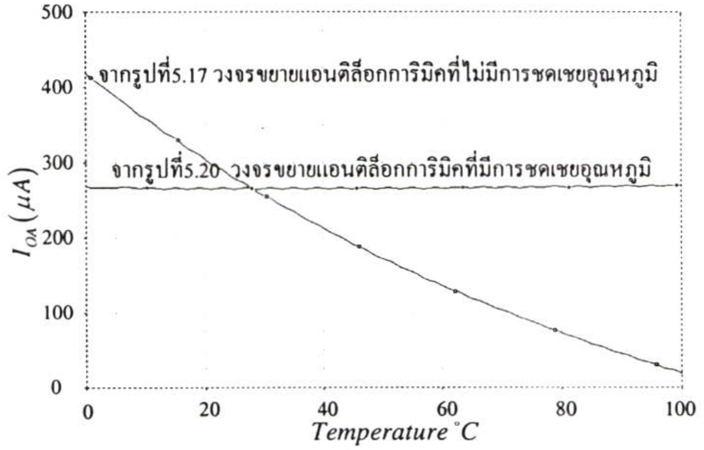


รูปที่5.23 แสดงค่ากระแส I_{OA} ของวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิในรูปที่ 5.20 โดยทำการเปลี่ยนค่ากระแส I_{10} จาก 0 ถึง 300 μA

5.5.4.4 การทดสอบสมถรรนะทางด้านอุณหภูมิ

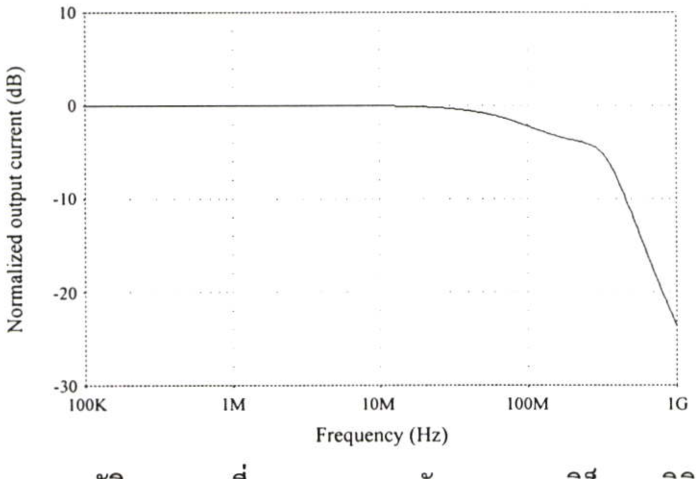
ในรูปที่5.24 แสดงผลการเปรียบเทียบกระแส I_{OA} ของวงจรที่มีการชดเชยอุณหภูมิรูปที่5.20 กับวงจรที่ไม่มีการชดเชยในรูปที่5.17 เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ0 ถึง100 ^{O} C ค่ากระแสทางอินพุทป้อนให้กับวงจรมีค่าเท่ากับ100 μA ค่าที่เกิดขึ้นในวงจร จะเห็นได้ว่าวงจรที่มีการชดเชยอุณหภูมิไม่ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิไปอย่างใดก็ตามยังให้ค่าที่เอ้าท์พุทที่ประมาณ280 ไมโครแอมป์ ที่จุดเปรียบเทียบค่าทั้งสองวงจรตัดกันที่อุณหภูมิ 25^{O}C เป็นจุดที่ทำงานของวงจรทั้งสองที่ให้ค่าที่เอ้าท์พุท

ได้ถูกต้องได้กำหนดการเลียนแบบการทำงานของวงจรที่มี $I_7 = I_{12} = 100\mu A$ $I_5 = 273\ \mu A$, $R_1 = R = 260\ \Omega$



รูปที่5.24 แสดงค่าเอ้าท์พุทของวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคที่ไม่มีการชดเชยอุณหภูมิเทียบกับวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณภูมิ

5.5.4.5 การทดสอบสมถรรนะทางด้านความถี่



รูปที่5.25 แสดงคุณสมบัติทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคของรูปที่5.20

การทำงานในรูปที่5.25 เป็นการทำงานของวงจรแอนติล็อกการิมิคที่มีการชดเชยอุณหภูมิแสดงถึงค่าตอบสนองต่อความถี่ของวงจรรูปที่5.20 จากคุณสมบัติการทำงานของวงจรซึ่งมีพื้นฐานของวงจรขยายสัญญาณล็อก และวงจรคูณและหารค่าเป็นส่วนประกอบของวงจรหลัก การทำงานของวงจรซึ่งมีการออกแบบ และการใช้งานในด้านความถี่ โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 ซึ่งค่าตอบสนองของความถี่ที่เอ้าท์พุท โดยป้อนค่าอินพุทของวงจรที่ 100 μA มีผลใกล้เคียงกับวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคเป็นอย่างดี ซึ่งจากค่าความถี่ที่มีค่าใกล้เคียงกัน จึงเหมาะสมที่จะนำไปใช้งานร่วมกันเป็นไปตามหลักการที่นำเสนอ

5.6 บทสรุป

ในการนำเสนอวิธีการชดเชยอุณหภูมิในวงจรแบบทรานส์ลิเนียร์ลูปเป็นอีกแนวทางหนึ่งที่ได้ทำการวิจัยและพัฒนาขึ้น โดยการออกแบบวงจรจะอาศัยหลักการของวงจรรวมที่นำทรานซิสเตอร์มาใช้เพียงชนิด NPN อย่างเดียว การทำงานของวงจรจะอยู่ในรูปแบบกระแส โดยวงจรแรกเป็นวงจรขยายสัญญาณแบบขยายสัญญาณทางคณิตศาสตร์ในรูปฟังก์ชันทางล็อกการิมิค ส่วนวงจรที่สองนำเสนอวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิค ซึ่งรูปแบบทั้งสองมักจะมีการใช้งานร่วมกันเสมอในวงจรบีบอัดสัญญาณให้มีขนาดจำกัดใช้วงจรขยายสัญญาณแบบล็อกการิมิค และทำการขยายสัญญาณด้วยวงจรขยายสัญญาณแบบแอนติล็อกการิมิคให้มีค่าเหมือนอินพุทในรูปแบบกระแส วงจรจะมีการชดเชยอุณหภูมิ จึงสามารถใช้งานได้ดีที่ทุกค่าของอุณหภูมิ การนำเสนอในรูปแบบกระแสทำให้วงจรมีขนาดเล็ก และใช้แรงดันต่ำเพียง 2 โวลต์ ทำให้เกิดความสะดวกในการใช้งานในเรื่องความรวดเร็ว และประสิทธิภาพสูง ซึ่งเหมาะนำไปทำเป็นวงจรรวม และนำไปใช้ในเครื่องมือวัดที่มีความแตกต่างของอุณหภูมิในทางปฏิบัติได้ดี

บทที่6

การชดเชยอุณหภูมิในวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้โอทีเอ

6.1 บทนำ

วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นเป็นวงจรหนึ่งที่มีความสำคัญเพื่อใช้สำหรับการประมวลผลสัญญาณแบบแอนะล็อก และเป็นวงจรที่มีการประยุกต์ใช้งานกันอย่างกว้างขวางทั้งในด้านการสื่อสารโทรคมนาคม และในเครื่องมือวัดต่างๆ เช่น ในวงจรตรวจจับค่ายอดสัญญาณซายน์(Peak Amplitude Detector)[38] ใช้ในการแปลงค่าสัญญาณRMS เป็นกระแสตรง[39] หรือใช้ในวงจรคอมแพนเดอร์(Compander) วงจรเอกซ์แพนเดอร์(Expander)[40],[41] ของระบบโทรศัพท์ วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นมีการประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวางทั่วไป ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์เช่นวงจรหาค่าสมบูรณ์(Absolute-Value Circuit)[43] วงจรหาค่าเฉลี่ย(Average Circuit) วงจรเปลี่ยนสัญญาณกระแสสลับเป็นกระแสตรง(AC to DC Converter) แต่เดิมนั้นอุปกรณ์ที่นำมาใช้งานคือไดโอดกับหม้อแปลงแรงดันไฟฟ้า วิธีการนี้เหมาะสำหรับสัญญาณที่มีขนาดใหญ่ ในส่วนของสัญญาณขนาดเล็กจะทำได้ไม่ดี หรือทำไม่ได้เลย ทั้งนี้เนื่องจากขีดจำกัดของซิลิคอนไดโอด(Silicon Diode) ที่ไม่สามารถทำงานในสภาวะที่สัญญาณอินพุทมีขนาดต่ำกว่า0.6โวลต์ อีกทั้งตัวหม้อแปลงเมื่อเทียบกับอุปกรณ์อื่นๆ เช่นตัวต้านทาน ไดโอดแล้วยังมีขนาดใหญ่ และมีน้ำหนักมาก ดังนั้นจึงไม่เหมาะที่จะนำไปใช้งานกับวงจรที่ใช้กับกำลังสัญญาณต่ำๆ เมื่อปี ค.ศ.1977-1989 มานี้ มีการนำเสนอวิธีการออกแบบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ในรูปแบบการนำออปแอมป์ และไดโอดมาทำงานร่วมกันเพื่อแก้ปัญหาที่กล่าวมา[45] หรือใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ไบอัสให้ทำงานที่คลาสB[42],[43] ซึ่งทั้งสองวงจรนี้จะเกิดผิดพลาดที่สัญญาณเอ้าท์พุทขึ้นที่บริเวณช่วงสัญญาณผ่านจุดศูนย์เนื่องจากการเปลี่ยนสภาวะเมื่อนำกระแส และไม่นำกระแสของทรานซิสเตอร์หรือไดโอด ในวิธีการอื่นๆอีก ที่ใช้ออกแบบวงจรเรียงกระแสโดยใช้เทคนิคการตรวจจับกระแสที่จ่ายให้กับออปแอมป์(Operation-Amplifier Supply-Current Sensing Technique)[44] ซึ่งวิธีนี้มีข้อจำกัดอยู่ที่ขนาดของสัญญาณกระแสทางอินพุทต้องมากกว่าสี่เท่าของกระแสที่ใช้ไบอัสให้กับออปแอมป์ เพื่อหลีกเลี่ยงความผิดพลาดเนื่องจากคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นของออปแอมป์[45-46] นอกจากวิธีการดังที่กล่าวมานี้ ยังมีการออกแบบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยอาศัยหลักการของวงจรสายพานกระแส และไดโอด[46],[47] ซึ่งวิธีนี้ใช้เทคนิคการให้ไบอัสแก่ไดโอดตรงบริเวณจุดที่เริ่มนำกระแส เพื่อหลีกเลี่ยงการเปลี่ยนสภาวะไม่ทันของไดโอดระหว่างสภาวะนำกระแส และไม่นำกระแส วงจรเรียงกระแสจัดได้ว่าเป็นบล็อกวงจรพื้นฐานที่มีความสำคัญมาก โดยทั่วไปแล้ว วงจรเรียงกระแสที่นำมาใช้งานกันจะอยู่ในโหมดแรงดัน ซึ่งถูกสร้างขึ้นบนพื้นฐานของการใช้ออปแอมป์กับไดโอด ซึ่งจะพบว่ามีปัญหาอัน

เนื่องมาจากพฤติกรรมทางด้านทรานเชี่ยน(Transient) ของสัญญาณขนาดเล็กในสภาวะการสวิทช์ON และOFF ของไดโอดนั้นจะแสดงพฤติการที่เกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณขึ้นในช่วงของการตัดผ่านศูนย์[42-45] ซึ่งปัญหานี้ได้ถูกปรับปรุงมาตลอดโดยดัง[42-48] เพื่อแก้ปัญหาที่กล่าวมาทั้งหมดนี้ จึงได้มีการนำการใช้งานของโอทีเอมานำเสนอในบทนี้

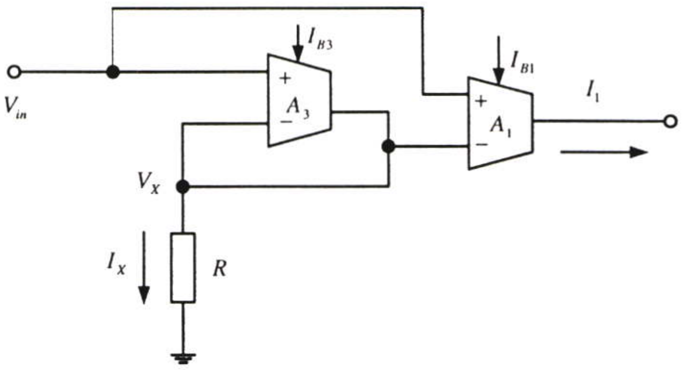
6.2 วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นในโหมดกระแส

เมื่อเร็วๆ นี้มีสิ่งที่น่าสนใจมาก ในการออกแบบวงจรของการประมวลผลสัญญาณในโหมดกระแส เพราะว่าวงจรในโหมดกระแสให้สมรรถนะทางความถี่สูงได้ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรในโหมดแรงดัน ดังนั้นจึงได้มีการนำเสนอวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้วงจรสายพานกระแสกับไดโอดพร้อมทั้งได้มีการปรับปรุงแก้ไขปัญหาต่างๆ ที่กล่าวมา นอกจากนั้นแล้ว วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นยังได้นำมาออกแบบ โดยใช้หลักการตรวจจับกระแสของแหล่งจ่ายของวงจรสายพานกระแสด้วย เป็นที่ยอมรับกันดีว่าโอทีเอเป็นบล็อกของวงจรอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟที่มีความสำคัญในวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะลอก ในอดีตได้มีการนำโอทีเอกับไดโอดมาสร้างฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น[49-53] แต่อย่างไรก็ตามมีบทความไม่มากนักที่ใช้วงจรขยายโอทีเอสำหรับนำมาออกแบบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น[48] นอกจากนั้น วงจรเรียงกระแสที่พบเป็นส่วนใหญ่จะใช้ไดโอดหรือทรานซิสเตอร์เป็นกุญแจสำคัญในการทำหน้าที่ในการเรียงกระแส และก็ดูประหนึ่งว่าวงจรเรียงกระแสจะยังไม่เคยถูกสร้างขึ้นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอเพียงอย่างเดียว จุดมุ่งหมายของวิทยานิพนธ์นี้ จะนำเสนอหลักการออกแบบวงจรเรียงกระแส โดยใช้คุณลักษณะของวงจรขยายดิฟเฟอเรนเชียลภายในตัวโอทีเอ ซึ่งวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่ได้นำเสนอขึ้นนี้ มีการออกแบบโดยใช้วงจรขยายโอทีเอที่จัดว่าเป็นอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟที่มีการใช้งานกันมากมายในรูปแบบกระแสมาทำการออกแบบวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่ให้การพัฒนาใหม่ และได้มีการปรับปรุงข้อจำกัดของโอทีเอในเรื่องแรงดันทางอินพุทกับอุณหภูมิที่มีผลกับค่าอัตราขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ของโอทีเอด้วย

6.2.1 วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นใช้วงจรขยายโอทีเอทำงานร่วมกับความต้านทานที่มีการชดเชยอุณหภูมิ

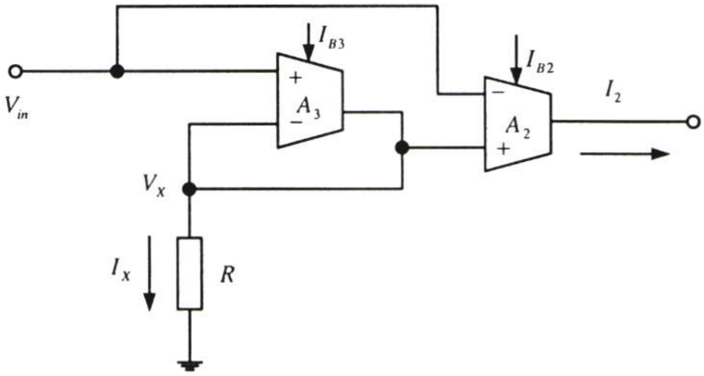
วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นชนิดพื้นฐานโดยใช้วงจรขยายโอทีเอทำงานร่วมกับความต้านทานในรูปแบบโวลต์เตจเปลี่ยนเป็นกระแสที่ได้กล่าวมาในหัวข้อที่4.4.2 สามารถพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_1 กับแรงดันจุดเข้า V_{in} ได้จากรูปที่6.1 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_1 กับ

แรงดัน V_{in} ก็คือวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส โดยความสัมพันธ์ของ I_1 และ V_{in} สามารถหาได้ดังนี้ ถ้า $V_{in} > 0$ โอทีเอ A_1 จะจ่ายกระแส I_1 โดยมีทิศทางไหลออกจากจุดออกของโอทีเอ A_1 ในทางตรงกันข้ามถ้า $V_{in} < 0$ จะเกิดกระแส I_1 ไหลเข้าโอทีเอ A_1 ดังเขียนเป็นสมการความสัมพันธ์ได้ ดังสมการที่(6.1) โดยที่ I_{B1} และ I_{B3} คือ กระแสไบอัสของโอทีเอ A_1 และ A_3 ตามลำดับ ค่ากระแส I_1 ที่เกิดขึ้นในวงจรจะไม่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิ และยังสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์จากภายนอก ซึ่งการทำงานในรูปแบบนี้ได้อธิบายในสมการที่(4.29)แล้ว



รูปที่6.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_1 กับแรงดันจุดเข้า V_{in}

$$I_1 = \begin{cases} \dfrac{I_{B1}}{I_{B3}}\left(\dfrac{V_{in}}{R}\right) & : V_{in} > 0 \\ \\ -\dfrac{I_{B1}}{I_{B3}}\left(\dfrac{V_{in}}{R}\right) & : V_{in} < 0 \end{cases} \tag{6.1}$$



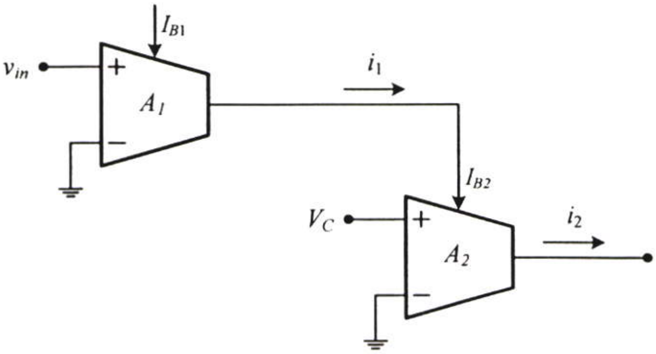
รูปที่6.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_2 กับแรงดันจุดเข้า V_{in}

ในทำนองเดียวกันเมื่อสลับขา (+) และขา (–) ของโอทีเอ A_1 ในรูปที่6.1 แทนด้วย A_2 ดังแสดงในรูปที่6.2 กระแสที่เกิดขึ้นจะตรงข้ามกับสมการที่(6.1) เมื่อสัญญาณทางอินพุทที่ป้อนให้สามารถพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_2 กับแรงดันจุดเข้า V_{in} แสดงดังรูปที่6.2 ความสัมพันธ์ของ I_2 และ V_{in} สามารถหาได้ดังนี้ ถ้า $V_{in} > 0$ จะเกิดกระแส I_2 ไหลเข้าโอทีเอ A_2 ในทางตรงกันข้ามถ้า $V_{in} < 0$ โอทีเอ A_2 จะจ่ายกระแส I_2 โดยมีทิศทางไหลออกจากจุดออกของโอทีเอ A_2 ซึ่งเขียนเป็นสมการความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่(6.2)

$$I_2 = \begin{cases} -\dfrac{I_{B2}}{I_{B3}}\left(\dfrac{V_{in}}{R}\right) & :V_{in} > 0 \\ \\ \dfrac{I_{B2}}{I_{B3}}\left(\dfrac{V_{in}}{R}\right) & :V_{in} < 0 \end{cases} \qquad (6.2)$$

จากสมการที่(6.1),(6.2) ค่ากระแส I_1, I_2 ที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่น แบบบวกหรือแบบลบ โดยทำการควบคุมการเรียงกระแสที่ I_{B1}, I_{B2} และ I_{B3} ที่ทำหน้าที่เป็นกระแสไบอัสให้โอทีเอ A_1, A_2 และ A_3 ตามลำดับ

6.2.2 วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นใช้วงจรขยายโอทีเอเพียงอย่างเดียวที่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิ



รูปที่6.3 วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นชนิดพื้นฐาน

พื้นฐานของวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นแสดงดังในรูปที่6.3 จะประกอบด้วยโอทีเอสองตัว และแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ V_C ส่วนโอทีเอ1 ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันอินพุท V_{in} ให้เป็นกระแส i_1 ซึ่งมีค่าเท่ากับ $g_{m1}V_{in}$ โดยที่ $g_{m1}=I_{B1}/2V_T$ และ I_{B1} เป็นกระแสไบอัส กระแสเอ้าท์พุท i_1 ของโอทีเอ1 จะถูก

ส่งต่อไปในฐานะที่เป็นกระแสไบอัสให้กับโอทีเอ2 และโอทีเอ2 จะทำงานเมื่อกำหนดจ่ายแรงดันคงที่ $V_C >> 2V_T$ จะได้กระแสเอ้าท์พุท i_2 สามารถแสดงได้ดังสมการที่(6.3)

$$i_2 = \begin{cases} g_{m1} v_{in} & \text{for } v_{in} > 0 \\ 0 & \text{for } v_{in} < 0 \end{cases} \tag{6.3}$$

ในทางตรงกันข้าม เมื่อ $V_C << -2V_T$ กระแสเอ้าท์พุท i_2 จะสามารถกำหนดให้เป็นดังนี้

$$i_2 = \begin{cases} -g_{m1} v_{in} & \text{for } v_{in} > 0 \\ 0 & \text{for } v_{in} < 0 \end{cases} \tag{6.4}$$

จากสมการที่(6.3) และ(6.4) สามารถบ่งชี้ให้เห็นว่าสามารถนำไปสร้างเป็นวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นแบบบวก และแบบลบตามลำดับ ซึ่งขึ้นอยู่กับการควบคุมทิศทางของแหล่งจ่ายแรงดัน V_C สำหรับระดับแรงดันควบคุมที่ดีของวงจรเรียงกระแส ค่าแรงดันดีซีจะต้องอยู่ในช่วง $|200\text{mV}| \le |v_C| \le |5\text{V}|$ ในสภาวะที่ทำงานด้วยแหล่งจ่ายไฟ ± 5 V

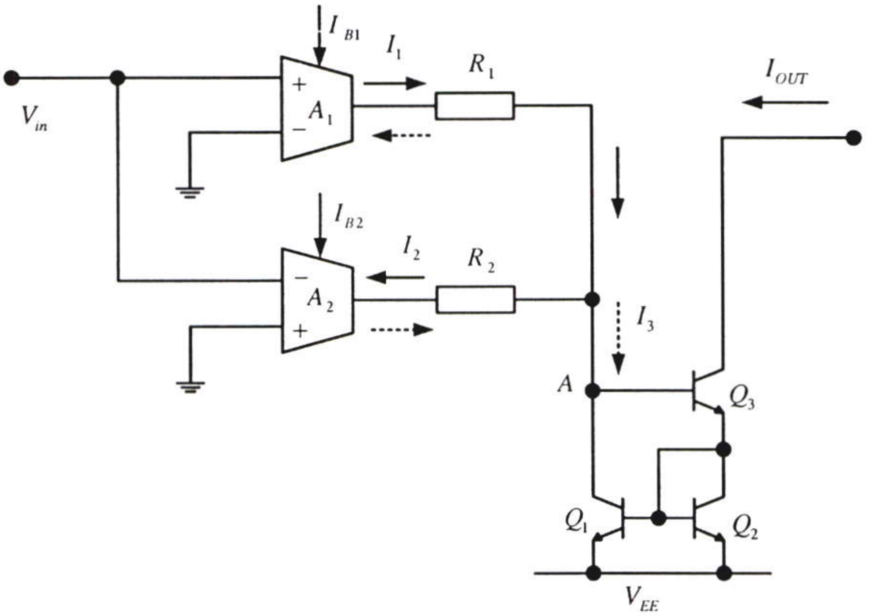
6.3 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นในโหมดกระแส

ในหัวข้อนี้จะเป็นการนำเสนอวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสำหรับสัญญาณขนาดเล็กอีกวิธีหนึ่งที่มีการพัฒนาขึ้นซึ่งจะแตกต่างจากการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นทั่วๆ ไป โดยจะใช้หลักการแปลงโวลต์เตจเป็นกระแสด้วยโอทีเอ การทำงานของวงจร จะประกอบด้วยโอทีเอกับวงจรสะท้อนกระแส และตัวต้านทาน วงจรที่ออกแบบด้วยวิธีนี้จะให้ช่วงปฏิบัติการทางความถี่กว้างกว่าวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่ออกแบบโดยใช้ออปแอมป์ทั่วๆ ไป และสามารถใช้งานได้ในช่วงปฏิบัติงานที่แรงดันทางอินพุทกว้างกว่าการใช้วงจรขยายโอทีเอแบบพื้นฐาน นอกจากนี้ผลของศักดาความร้อนที่เกิดขึ้นอันจะเป็นผลทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณได้ถูกชดเชยในวงจรด้วย วงจรมีการทำงานที่เร็วขึ้นคือมีช่วงหน่วงเวลาน้อยมาก ทำให้วงจรมีความผิดเพี้ยนของสัญญาณต่ำมาก การทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นด้วยวิธีนี้มีการพัฒนาจากเดิม คือนอกจากจะมีข้อดีตามที่กล่าวมาข้างต้นแล้ว ยังสามารถลดจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรลงได้อีก โดยใช้เพียงโอทีเอสามตัวทำงานร่วมกับความต้านทาน และวงจรสะท้อนกระแสเท่านั้น ดังนั้นจะเห็นว่าวงจรเรียงกระแสแบบเต็ม

คลื่นแบบนี้จะมีขนาดเล็กลง มีช่วงปฏิบัติการทางสัญญาณจุดเข้า และสัญญาณมีความเพี้ยนต่ำ[48] จึงเหมาะสมมากในการนำไปทำเป็นวงจรรวมหรือใช้งานร่วมกับวงจรอื่นๆ ได้ดี

6.3.1 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอทำงานร่วมกับความต้านทาน

วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสำหรับสัญญาณขนาดเล็กโดยใช้วงจรขยายโอทีเอแบบพื้นฐาน วงจรประกอบด้วยโอทีเอสองตัวคือ A_1 และ A_2 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์สามตัว คือทรานซิสเตอร์ Q_1 , Q_2 และ Q_3 ที่ทำหน้าที่สะท้อนกระแส โดยมีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง และตัวต้านทานสองตัว คือ R_1 และ R_2 ที่มีค่าสูงเพื่อแยกการทำงานของโอทีเอทั้งสองออกจากกัน การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้ กำหนดให้ค่าความนำของโอทีเอ A_1 และ A_2 มีค่าเท่ากัน และ V_{in} คือสัญญาณแรงดันจุดเข้าที่ให้กับวงจร แสดงดังรูปที่6.4



รูปที่6.4 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอชนิดพื้นฐานร่วมกับความต้านทาน

เมื่อป้อนแรงดัน V_{in} ที่มีค่ามากกว่าศูนย์เข้าไปในวงจร โดยแรงดันจะถูกป้อนเข้าที่ขา (+) ของโอทีเอ A_1 และที่ขา (−) ของโอทีเอ A_2 จะเป็นผลทำให้เกิดกระแส I_1 ไหลออกผ่านตัวต้านทาน R_1 มายังจุด A ขณะเดียวกันนี้ก็เกิดกระแส I_2 ไหลเข้าที่จุดออกของโอทีเอ A_2 ซึ่งกระแสนี้มาจากจุด A แต่มีค่าน้อยเนื่องมาจากความต้านทาน R_2 มีค่าสูง ค่าของกระแส I_1 และ I_2 เป็นดังสมการ

$$I_1 = g_m V_{in}$$

เมื่อ $V_{in} > 0$ (6.5)

$$= \frac{I_{B1}}{2V_T} V_{in}$$

และ

$$I_2 = -g_{m2} V_{in}$$

เมื่อ $V_{in} > 0$ (6.6)

$$= -\frac{I_{B2}}{2V_T} V_{in}$$

ในทางตรงกันข้ามเมื่อป้อนแรงดัน V_{in} ที่มีค่าน้อยกว่าศูนย์ สมการของกระแส I_1 และ I_2 จะเป็นดังนี้

$$I_1 = -g_{m1} V_{in}$$

เมื่อ $V_{in} < 0$ (6.7)

$$= -\frac{I_{B1}}{2V_T} V_{in}$$

และ

$$I_2 = g_{m2} V_{in}$$

เมื่อ $V_{in} < 0$ (6.8)

$$= \frac{I_{B2}}{2V_T} V_{in}$$

เมื่อ $V_{in} > 0$ กระแส I_1 จะไหลออกจากจุดออกของโอทีเอ A_1 และกระแส I_2 จะไหลเข้ามายังจุดออกของโอทีเอ A_2 ดังเส้นทึบแต่เนื่องจากวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก Q_1 ถึง Q_3 ต่ออ้างอิงกับ

แหล่งจ่ายไฟ V_{EE} เป็นผลให้แรงดันที่จุด A มีค่าเท่ากับ $2V_{BE} + (-V_{EE})$ การทำงานที่จุดนี้ค่ากระแสต้องมากกว่าศูนย์วงจรจึงจะทำงาน การสะท้อนกระแส I_3 ไปที่ I_{OUT} จึงเกิดขึ้นได้ นั่นหมายความว่าจะมีกระแสไหลออกจาก A_1 ไปยังเอ้าท์พุท และจะไม่มีกระแสจาก A_2 ไปยังเอ้าท์พุท ทิศทางกระแสเป็นดังรูปที่6.4

ในทำนองเดียวกันเมื่อ $V_{in} < 0$ กระแส I_1 จะไหลเข้ามายังจุดออกของโอทีเอ A_1 และกระแส I_2 จะไหลออกจากจุดออกของโอทีเอ A_2 ดังกระแสในรูปกระแสเส้นประ และเนื่องจากวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก Q_1 ถึง Q_3 ต่ออ้างอิงกับแหล่งจ่ายไฟ V_{EE} เป็นผลให้แรงดันที่จุด A มีค่าเท่ากับ $-V_{EE} + 1.4\,V$ ดังนั้นกระแสที่ถูกส่งไปยังเอ้าท์พุทคือค่ากระแสที่เกิดจาก I_2 เป็น I_3 ส่วนกระแส I_1 มีค่าเป็นศูนย์ และสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$I_1 = \begin{cases} g_{m1}V_{in} = \left(\dfrac{I_{B1}}{2V_T}\right)V_{in} & : V_{in} > 0 \\ \\ 0 & : V_{in} < 0 \end{cases} \tag{6.9}$$

$$I_2 = \begin{cases} 0 & : V_{in} > 0 \\ \\ g_{m2}V_{in} = \left(\dfrac{I_{B2}}{2V_T}\right)V_{in} & : V_{in} < 0 \end{cases} \tag{6.10}$$

กระแส I_1 และ I_2 จะไหลไปรวมกันยังจุด A ทำให้ได้กระแส I_3 ที่มีทิศทางเดียวไม่ว่าอินพุทจะเป็นบวกหรือลบดังเส้นทึบและเส้นประของกระแส I_3 แต่จะมีขนาดเท่ากับกระแส $I_1 + I_2$ โดยกระแส I_3 นี้จะถูกวงจรสะท้อนกระแส Q_1 ถึง Q_3 ซึ่งมีอัตราการส่งผ่านเท่ากับหนึ่งส่งผ่านไปเป็นกระแสจุดออก I_{out} พิจารณากระแสที่ออกจากจุดเอ้าท์พุทเป็นกระแสที่เกิดการสะท้อนของกระแส I_3 จะมีทิศทางมาจากเอ้าท์พุทออกไปขาคอลเลคเตอร์ Q_3 ทิศทางเป็นไปดังรูป จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสดังนี้

$$\begin{aligned} I_{out} &= -I_3 \\ &= -(I_1 + I_2) \end{aligned} \tag{6.11}$$

จากสมการที่(6.9) และสมการที่(6.10) กับสมการที่(6.11) ถ้ากำหนดให้กระแสไบอัสของโอทีเอ A_1 และ A_2 มีค่าเท่ากัน คือ $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ ดังนั้นจะได้ว่า

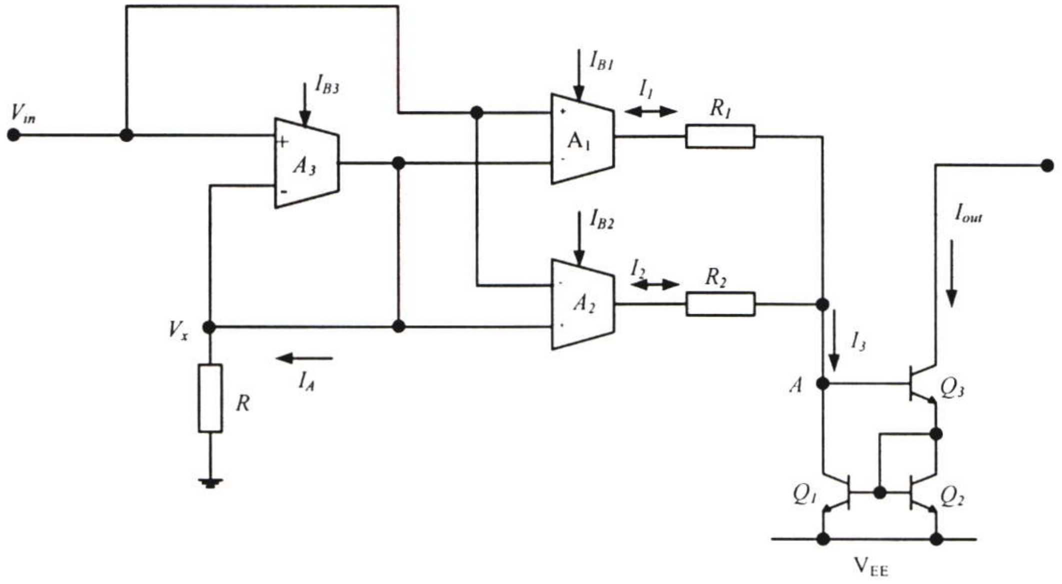
$$I_{out} = -g_m |V_{in}|$$

(6.12)

$$= -\frac{I_B}{2V_T}|V_{in}|$$

กระแสที่จุดออก I_{out} ที่ได้จะเป็นการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นของแรงดันจุดเข้า V_{in} ได้กระแสทางเอ้าท์พุททิศทางเดียว แต่กระแสที่ได้จะเห็นว่าค่า V_T เป็นผลของศักดาความร้อนที่เกิดขึ้นของตัวโอทีเอพิจารณาจากสมการที่(6.12) ซึ่งมีผลต่อกระแสที่ออกของการเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบนี้ยังขึ้นตรงต่ออุณหภูมิ

6.3.2 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอร่วมกับความต้านทานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ



รูปที่6.5 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอที่มีการชดเชยอุณหภูมิ

วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสำหรับสัญญาณขนาดเล็กโดยใช้วงจรขยายโอทีเอ เป็นการนำหลักการของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสของโอทีเอมาออกแบบร่วมกับวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นขนาดเล็กแบบพื้นฐานมาใช้ร่วมกันในรูปที่6.4 ตัวแปรสำคัญที่ทำให้การทำงานพื้นฐานให้กระแสทางเอ้าท์พุทเพี้ยนจากค่าความเป็นจริงคือค่าแรงดันที่ขึ้นกับอุณหภูมิ และผลทางด้านอินพุทเมื่อป้อนสัญญาณที่มีค่าเกินกว่า 50มิลิโวลท์ เพื่อให้ได้วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่มีช่วงปฏิบัติการทางสัญญาณเข้าที่กว้างขึ้น และชดเชยผลของศักดาความร้อนที่เกิดขึ้นในภายในวงจร จึงใช้วงจร*V/I* เพื่อชดเชยกับข้อจำกัดบางประการของโอทีเอ การทำงานของวงจร *V/I* สามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อป้อนแรงดันจุดเข้าV_{in} เข้าไปในวงจรจะเป็นผลให้เกิดกระแส I_1 และ I_2 ที่จุดออกของโอทีเอ A_1 และ A_2 ตามลำดับ ดังรูปที่6.5

จากรูปที่6.1 วงจร*V/I* เดิมของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่ไม่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมินำมาจากพื้นฐานการสร้างเป็นวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นได้ดังสมการที่(6.1) สมการที่(6.2) จะเห็นว่ากระแส I_1 และ I_2 ได้ชดเชยผลของศักดาความร้อนที่เกิดขึ้นนำไปแทนอินพุทเดิมของรูปที่6.4 ในวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นจะได้ในรูปที่6.5 พิจารณาค่าที่ได้จากสมการที่(6.1),(6.2) นำไปแทนค่าใน(6.9),(6.10) จะทำให้ได้สมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก I_{out} กับแรงดันจุดเข้าV_{in} ที่ป้อนเข้าไป โดยกำหนดให้ค่ากระแสไบอัสของโอทีเอ A_1 และ A_2 มีค่าเท่ากันคือ $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ ดังนี้

$$I_{out} = -(I_1 + I_2) \tag{6.13}$$

$$= -\frac{I_B}{I_{B3}R}|V_{in}|$$

ดังนั้นจะได้กระแสจุดออก I_{out} ตามสมการที่(6.13) เป็นการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในรูปแบบกระแส ซึ่งสามารถนำมาเขียนเป็นสมการใหม่ได้ดังนี้

$$I_{out} = \frac{A_i}{R}|V_{in}| \tag{6.14}$$

โดยที่ A_i คืออัตราขยายกระแสที่สามารถแปรค่าได้โดยการเปลี่ยนอัตราส่วนของกระแสไบอัส I_B และ I_{B3} และจากสมการ(6.14) จะเห็นว่าค่าศักดาความร้อนที่เกิดขึ้นของตัวโอทีเอที่มีผลต่อการทำงานของวงจรได้ถูกชดเชยไป ทำให้วงจรมีเสถียรภาพทางอุณหภูมิที่ดี และวงจรยังมีช่วงปฏิบัติงานที่กว้างขึ้นอีกด้วย

6.3.3 วิเคราะห์หาสมรรถนะการทำงานของวงจร

จากการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก(Small Signal) โดยจะแสดงการวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานของวงจร การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานของวงจร การวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ และการหาค่าความผิดพลาดของวงจรดังต่อไปนี้

6.3.3.1 วิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานของวงจร

การหาช่วงปฏิบัติงานของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในรูปที่6.5 จะหาได้จากการวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสแสดงไว้ในรูปที่4.8 จากสมการที่(4.27) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก I_o และแรงดันจุดเข้า V_{in} ซึ่งสามารถนำมาเขียนเป็นสมการใหม่ได้ดังสมการที่(6.15) ดังนี้

$$I_o = \frac{g_{m2}}{1+g_{m3}R}V_{in} = \frac{I_{B2}}{2V_T + I_{B3}R}V_{in} \quad (6.15)$$

ถ้ากำหนดให้กระแส $I_o = I_{B2}$ ดังนั้นจากสมการที่(6.15) จะได้

$$V_{in} = 2V_T + I_{B3}R \quad (6.16)$$

จากสมการที่(6.16) จะได้ว่าช่วงปฏิบัติการของสัญญาณจุดเข้า V_{in} ของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นเป็นตามสมการ(6.17)

$$-2V_T - I_{B3}R \le V_{in} \le 2V_T + I_{B3}R \quad (6.17)$$

ดังนั้นถ้ากำหนดให้กระแส I_{B3} และความต้านทาน R มีค่าเท่ากับ $100\mu A$ และ $10k\Omega$ ตามลำดับ จะได้ช่วงปฏิบัติการของสัญญาณแรงดันจุดเข้าสูงสุดที่วงจรสามารถทำงานได้มีค่าประมาณ1 โวลท์

การพิจารณาหาช่วงปฏิบัติงานสูงสุดของแรงดันสัญญาณจุดออก V_o สามารถหาได้ดังนี้ กระแสจุดออก I_o จากรูปที่6.6 จะเห็นว่าค่าของกระแสจุดออก I_o มีค่าสูงสุดได้ไม่เกินค่าของกระแส

ไบอัส I_B หรือมีค่าสูงสุดใกล้เคียงกระแส I_B ดังนั้นเมื่อพิจารณาแรงดันที่จุดออก V_o จะเห็นว่าค่าของแรงดันจุดออก V_o สูงสุดไม่เกิน $V_{CC}-V_{sat}$ และต่ำสุดไม่เกิน $V_{EE}+V_{sat}$ ดังสมการที่(6.18)

$$V_{O(MAX)} = \begin{cases} V_{CC}-V_{sat} & : V_{in} > 0 \\ \\ V_{EE}+V_{sat} & : V_{in} < 0 \end{cases} \quad (6.18)$$

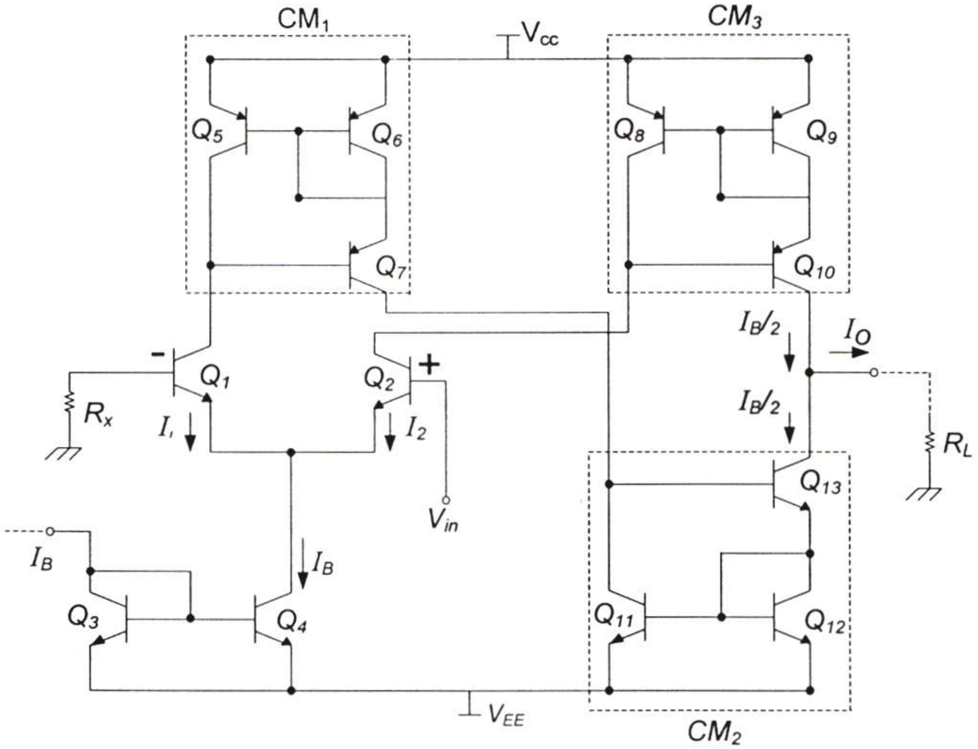
โดยที่

$V_{O(MAX)}$ คือแรงดันจุดออกที่สามารถแกว่งไปมาได้สูงสุด

V_{CC} คือแรงดันไฟบวก

V_{EE} คือแรงดันไฟลบ

V_{sat} คือแรงดันที่ทำให้โอทีเอทำงานช่วงอิ่มตัว



รูปที่6.6 แบบจำลองของวงจรขยายโอทีเอ

จากสมการที่(6.18) ในกรณีที่แรงดันจุดเข้ามีค่ามากกว่าศูนย์ แรงดันที่ทำให้โอทีเอทำงานช่วงอิ่มตัว (V_{Sat}) คือแรงดันอิมิตเตอร์–เบส ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_9 ทำงานช่วงอิ่มตัว รวมกับแรงดันอิมิตเตอร์-คอลเลคเตอร์ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_{10} ทำงานช่วงอิ่มตัว ($V_{BE9}+V_{CE(sat)}$) ส่วนในกรณีที่แรงดันจุดเข้ามีค่าน้อยกว่าศูนย์ แรงดันที่ทำให้โอทีเอทำงานช่วงอิ่มตัว (V_{Sat}) คือแรงดันเบส–

อิมิตเตอร์ ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_{12} ทำงานช่วงอิ่มตัวรวมกับแรงดันคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_{13} ทำงานช่วงอิ่มตัว $(V_{BE12}+V_{CE13(sat)})$ ดังนั้นสามารถเขียนเป็นสมการใหม่ได้ดังนี้

$$V_{EB9}=V_{BE12}=V_{BE}$$

และ

$$V_{CE10(sat)}=V_{CE13(sat)}=V_{CE(sat)}$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$V_{o(MAX)}=\begin{cases} V_{CC}-(V_{BE}+V_{CE(sat)}) & :V_{in}>0 \\ \\ V_{EE}+(V_{BE}+V_{CE(sat)}) & :V_{in}<0 \end{cases} \qquad (6.19)$$

หรือเขียนเป็นสมการใหม่ได้ดังนี้

$$V_{EE}+(V_{BE}+V_{CE(sat)})\le V_{o(MAX)}\le V_{CC}-(V_{BE}+V_{CE(sat)}) \qquad (6.20)$$

โดยที่ V_{BE} คือแรงดันเบส–อิมิตเตอร์ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานช่วงอิ่มตัว

$V_{CE(sat)}$ คือแรงดันคอลเลคเตอร์–อิมิตเตอร์ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานช่วงอิ่มตัว

ถ้ากำหนดให้แรงดันไฟบวก (V_{CC}) และแรงดันไฟลบ (V_{EE}) ที่ป้อนให้กับวงจรมีค่าเท่ากับ15 โวลท์ และ-15โวลท์ตามลำดับ และแรงดันที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานช่วงอิ่มตัวคือ V_{BE} และ $V_{CE(sat)}$ มีค่าเท่ากับ0.6โวลท์ และ0.2โวลท์ ตามลำดับ ดังนั้นค่าแรงดันจุดออก $V_{o(MAX)}$ สูงสุดจะอยู่ในช่วงระหว่าง-14.2โวลท์ ถึง+14.2โวลท์

6.3.3.2 วิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานสูงสุดของแรงดันสัญญาณจุดเข้า

พิจารณาวงจรในรูปที่6.6จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ต่อกันอยู่ในรูปของวงจรดิฟเฟอร์เรนเชียล ซึ่งมีทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกเพื่อที่จะทำหน้าที่สะท้อนกระแสไบอัสจากภายนอกส่งไปยังคอลเลคเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 ให้มีค่าเท่ากันแต่ผลรวมของค่ากระแสทั้งสองจะมีค่าเท่ากับค่าไบอัส I_B ดังนั้นความสัมพันธ์ของกระแสดังกล่าวจะได้ว่า

$$I_1 = I_2 = \frac{I_B}{2} \tag{6.21}$$

$$I_1 + I_2 = I_B \tag{6.22}$$

ถ้ากำหนดให้ $V_{in(Max)}$ และ $V_{in(Min)}$ เป็นค่าของแรงดันปฏิบัติงานสูงสุดและต่ำสุดที่เกิดขึ้นที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q_2 ซึ่งยังคงทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีการทำงานอยู่ในช่วงแอคทีฟ ดังนั้นจึงสามารถหาค่า $V_{in(Max)}$ ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$V_{CC} = V_{EB9} + V_{EB10} + V_{CE2} - V_{BE2} + V_{in(Max)} \tag{6.23}$$

หรือ

$$V_{CE2} = V_{CC} - V_{EB9} - V_{EB10} + V_{BE2} - V_{in(Max)} \tag{6.24}$$

จากสมการของทรานซิสเตอร์คือ

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \tag{6.25}$$

แทนค่าสมการ(6.25) ลงในสมการที่(6.24) ดังนั้นจะได้ค่าของ $V_{in(Max)}$ ดังสมการ

$$V_{in(Max)} = V_{CC} - V_{CE(sat)} - V_T \ln \frac{I_2}{I_S} \tag{6.26}$$

โดยที่กระแสคอลเลคเตอร์ $I_{C9} = I_{C10} = I_{C2} = I_2$ และแรงดันคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ต่ำสุดที่ทรานซิสเตอร์ทำงานได้ คือ $V_{CE2} = V_{CE(sat)}$ ส่วนค่าของแรงดันปฏิบัติการต่ำสุด $V_{in(Min)}$ สามารถหาได้จากสมการ

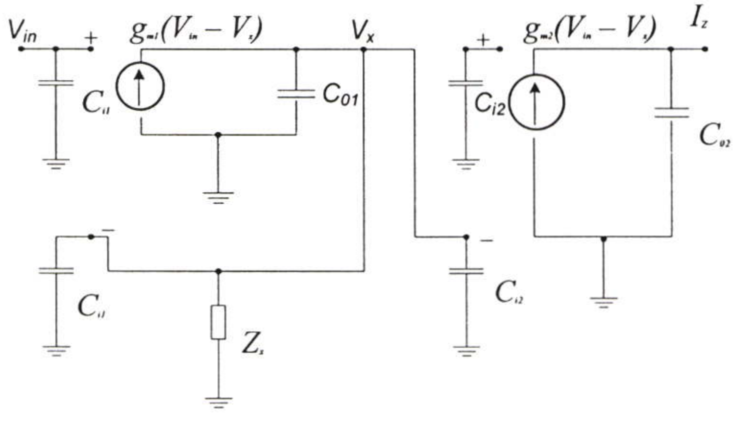
$$V_{in(Min)} - V_{EE} = V_{BE2} - V_{CE4} \tag{6.27}$$

แทนค่าสมการที่(6.25) ลงในสมการที่(6.27) และกำหนดให้ แรงดันคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ต่ำสุดที่ทรานซิสเตอร์ทำงานได้ คือ $V_{CE4} = V_{CE(sat)}$ ดังนั้นจะได้สมการ(6.28) ดังนี้

$$V_{in(Min)} = V_{CE(sat)} + V_T \ln \frac{I_2}{I_S} + V_{EE} \tag{6.28}$$

6.3.3.3 วิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

จากหลักการทำงานของวงจรในรูปที่6.5 ซึ่งจะเห็นว่าวงจรประกอบด้วยสองส่วนคือวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส และวงจรสะท้อนกระแส ดังนั้นการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่จะแยกการวิเคราะห์ออกเป็นสองส่วน คือการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอที่ต่อร่วมกันเป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสดังแสดงในรูปที่6.1 และการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันที่อัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่ง ดังนี้



รูปที่6.7 แสดงวงจรสมมูลของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส

จากรูปที่6.7 แสดงวงจรสมมูลของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส โดยที่ค่าความต้านทานภายในตัวโอทีเอมีค่าสูงมากๆ จะสามารถวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ได้ดังต่อไปนี้

พิจารณาที่ Node V_X จะได้

$$sC_{o1}V_X + sC_{i1}V_X + sC_{i2}V_X + \frac{V_X}{Z_X} = g_{m1}(V_{in} - V_X)$$

$$\left(g_{m1} + \frac{1}{Z_X} + sC_{i1} + sC_{i2} + sC_{o1} \right) V_X = g_{m1} V_{in} \tag{6.29}$$

ดังนั้นจะได้

$$\frac{V_X}{V_{in}} = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + \dfrac{1}{Z_X} + sC_{i1} + sC_{i2} + sC_{o1}}$$

$$= \frac{g_{m1} Z_X}{1 + g_{m1} Z_X + Z_X s(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})} \quad (6.30)$$

กำหนดให้

$$g_{m1} = g_m(s) = \frac{g_m}{1 + \dfrac{s}{\omega_c}} \quad (6.31)$$

โดยที่ ω_c คือความถี่สูงสุดที่สามารถปฏิบัติงานได้(Cutoff Frequency)
แทนค่า g_{m1} จากสมการที่(6.31) ลงในสมการที่(6.30) จะได้

$$\frac{V_X}{V_{in}} = \frac{g_m Z_X}{1 + g_m Z_X + \dfrac{s}{\omega_c} + Z_X s(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1}) + \dfrac{s^2\left(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1}\right)}{\omega_C}}$$

$$= \frac{g_m Z_X}{1 + g_m Z_X}\left[\frac{1}{1 + \dfrac{\left(\dfrac{1}{\omega_c} + Z_X(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1}\right)s}{(1 + g_m Z_X)} + \dfrac{\dfrac{s^2\left(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1}\right)Z_X}{\omega_c}}{\left(1 + g_m Z_X\right)}}\right] \quad (6.32)$$

กำหนดให้ $g_m Z_X >> 1$ และ $\dfrac{1}{\omega_C} >> Z_X(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})$ ดังนั้นจะได้เป็นสมการใหม่คือ

$$\frac{V_X}{V_{in}} = \left[\frac{1}{1 + \dfrac{s}{\omega_c g_m Z_X} + \dfrac{s^2\left(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1}\right)}{\omega_c g_m}}\right] \quad (6.33)$$

ถ้ากำหนดให้ค่าคาปาซิสแตนซ์ $C_{i1} = C_{i2} = 5pF, C_{o1} = 6pF$ และ $\omega_c = 12.6 \times 10^6\ rad/s$

ดังนั้นจะสามารถหาค่าผลตอบสนองทางความถี่ได้ประมาณ 6.15MHz

พิจารณาที่กระแสจุดออก Node I_Z จากรูปที่6.5 จะได้

$$\frac{I_Z}{V_{in}} = \frac{A_G}{Z_X} \frac{1}{\left(1+\frac{s}{\omega_c}\right)} \tag{6.34}$$

จากสมการที่(6.34) ถ้ากำหนดให้ $\omega_c = 12.6 \times 10^6 \quad rad/s$ ผลตอบสนองทางความถี่ของจุดออกที่ได้นี้ค่าประมาณ 2 MHz ดังนั้นผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสจะมีค่าประมาณ 2 MHz

ส่วนผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสที่เป็นไบโพลาร์แบบวิลสันอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง จะสามารถหาได้จากสมการ

$$I_{out} = \left[1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2}\right] I_{in} \tag{6.35}$$

และคุณสมบัติทางความถี่ของอัตราขยายกระแส β ของทรานซิสเตอร์ โดยกำหนดให้

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

และ

$$T = \frac{\beta_0}{\omega_T}$$

โดยที่

β_0 คืออัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์

ω_T คือความถี่ที่ทำให้ค่า β ของทรานซิสเตอร์มีค่าเท่ากับหนึ่ง

แทนค่า β ด้วย $\beta(s)$ ลงในสมการที่(6.35) ดังนั้นผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรจะหาได้จาก

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

$$=\left[\frac{\beta_0^2+2\beta_0+\beta_0 Ts}{\beta_0^2+2\beta_0+\beta_0 Ts+2+4Ts+2T^2s^2}\right]I_{in}(s) \qquad (6.36)$$

$$=\left[\frac{\beta_0^2+2\beta_0}{\beta_0^2+2\beta_0+2}\right]\left[\frac{1+\dfrac{2Ts}{\beta_0+2}}{1+\dfrac{2\beta_0 Ts+4Ts+2T^2s^2}{\beta_0^2+2\beta_0+2}}\right]I_{in}(s)$$

จากสมการที่(6.36) เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)}=\left[1-\frac{2}{\beta_0^2+2\beta_0+2}\right]\left[\frac{1+\dfrac{2Ts}{(\beta_0+2)}}{1+\dfrac{(2\beta_0+4)Ts}{\beta_0^2+2\beta_0+2}+\dfrac{2T^2s^2}{\beta_0^2+2\beta_0+2}}\right] \qquad (6.37)$$

กรณีที่ $\beta_0 >> 2$ จะได้ว่า

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)}=\left[1-\frac{2}{\beta_0^2+2\beta_0}\right]\left[\frac{1+\dfrac{2}{\omega_T}s}{1+\dfrac{2}{\omega_T}s+\dfrac{2}{\omega_T^2}s^2}\right] \qquad (6.38)$$

จากสมการที่(6.38) ค่าผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้ของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันนี้จะมีค่าเท่ากับ $\omega_T / \sqrt{2}$ ซึ่งจะเห็นว่ามีค่าสูงมาก

ดังนั้นผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นดังรูปที่6.5 จะถูกจำกัดอยู่ที่ค่าผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสคือประมาณ 2 *MHz*

6.3.3.4 วิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดของวงจร

จากหลักทำงานของวงจรในรูปที่6.5 กรณีของแรงดันจุดเข้าที่มีค่ามากกว่าศูนย์ $(V_{in} > 0)$ และกรณีแรงดันจุดเข้าที่มีค่าน้อยกว่าศูนย์ $(V_{in} < 0)$ จะเห็นว่าโอทีเอ A_1 และโอทีเอ A_2 จะสลับกันทำงาน ดังนั้นในการหาค่าความผิดพลาด (ε_τ) ของวงจรเพื่อพิจารณาสมรรถนะของวงจร จึงหาเพียงกรณีใดกรณีหนึ่งได้ ดังนั้นจึงพิจารณาเฉพาะกรณีแรงดันจุดเข้าที่มีค่าน้อยกว่าศูนย์ $(V_{in} < 0)$ เท่านั้น โดยขั้นแรกพิจารณาที่วงจรสะท้อนกระแสดังสมการ

$$I_{out} = (1-\varepsilon_a)I_1 \tag{6.39}$$

โดยที่ ε_a คือค่าความผิดพลาดที่เกิดจากวงจรสะท้อนกระแส

I_1 คือกระแสจุดเข้าของวงจรสะท้อนกระแส

จากสมการที่(4.31) กระแส I_1 เป็นกระแสจุดออกของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ดังนี้

$$I_1 = (1-\varepsilon_b)A_G\frac{V_{in}}{R} \tag{6.40}$$

โดยที่ ε_b คือค่าความผิดพลาดที่เกิดจากวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส
แทนค่าสมการที่(6.40) ลงในสมการที่(6.39) จะได้

$$\begin{aligned} I_{out} &= (1-\varepsilon_a)(1-\varepsilon_b)A_G\frac{V_{in}}{R} \\ &= \left(1-\varepsilon_a-\varepsilon_b+\varepsilon_a\varepsilon_b\right)A_G\frac{V_{in}}{R} \end{aligned} \tag{6.41}$$

จากสมการที่(6.35) เป็นสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดเข้าและกระแสจุดออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันที่เป็นไบโพลาร์ที่มีอัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่ง

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \left[1-\frac{2}{\beta^2+2\beta+2}\right]$$

ดังนั้นค่าความผิดพลาด (ε_a) ของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันนี้จะมีค่าเท่ากับ

$$\varepsilon_a = \frac{2}{\beta^2+2\beta+2} \tag{6.42}$$

โดยที่ β คืออัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ในวงจรสะท้อนกระแสจากสมการที่(4.33) ค่าความผิดพลาด (ε_b) ของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส มีค่าเท่ากับ

$$\varepsilon_b = \frac{1}{1+g_{m3}R} \tag{6.43}$$

แทนค่า ε_a และ ε_b ลงในสมการที่(6.41) จะได้สมการ

$$I_{out} = \left(1 - \frac{2}{\beta^2+2\beta+2} - \frac{1}{1+g_{m3}R} + \left(\frac{2}{\beta^2+2\beta+2}\right)\left(\frac{1}{1+g_{m3}R}\right)\right) A_G \frac{V_{in}}{R} \tag{6.44}$$

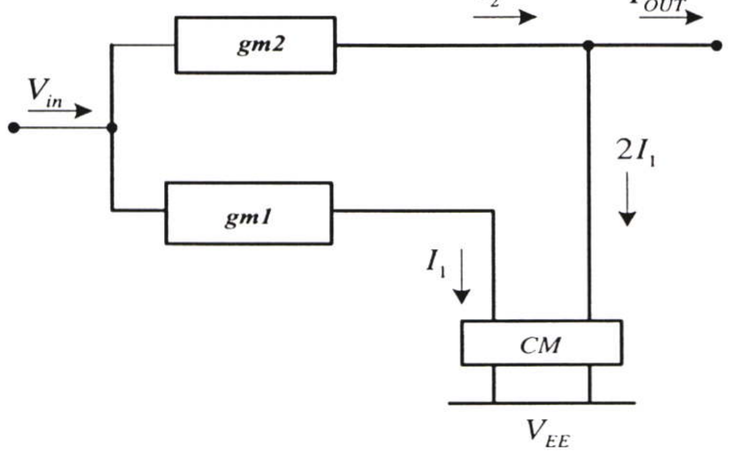
$$= \left(1 - \frac{\beta^2+2\beta+2+2g_{m3}R}{(\beta^2+2\beta+2)(1+g_{m3}R)}\right) A_G \frac{V_{in}}{R}$$

ดังนั้น ค่าความผิดพลาดของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น$\left(\varepsilon_\tau\right)$ จะมีค่าเป็นดังสมการ

$$\varepsilon_\tau = \frac{\beta^2+2\beta+2+2g_{m3}R}{(\beta^2+2\beta+2)(1+g_{m3}R)} \tag{6.45}$$

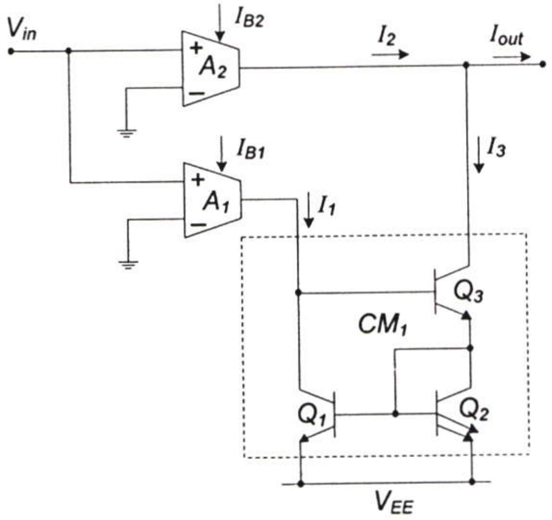
6.3.4 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นใช้วงจรขยายโอทีเอทำงานร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสสองเท่า

เนื่องจากในวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอแบบแรกที่ได้กล่าวมาแล้ว จะต้องใช้ค่าความต้านทานที่มีค่าสูงสองตัว ซึ่งไม่เหมาะที่จะนำวงจรดังกล่าวมาสร้างเป็นวงจรรวมได้ ดังนั้นจึงได้มีการนำเสนอการออกแบบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก โดยใช้วงจรขยายโอทีเออีกวิธีหนึ่งที่มีการพัฒนาให้ดีขึ้นกว่าเดิม ซึ่งวงจรที่มีการพัฒนาขึ้นนี้ นอกจากวงจรจะมีช่วงปฏิบัติงานและผลตอบสนองทางความถี่ที่กว้าง วงจรมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิที่ดีทำให้มีความเพี้ยนของสัญญาณต่ำ ใช้อุปกรณ์น้อยลงอีกด้วย โดยวงจรจะมีเพียงใช้อุปกรณ์โอทีเอ และวงจรสะท้อนกระแสเท่านั้น ซึ่งบล็อกไดอะแกรมของวงจร แสดงไว้ในรูปที่6.8



รูปที่6.8 บล็อกไดอะแกรมการเรียงกระแสเต็มคลื่นใช้วงจรขยายโอทีเอร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสสองเท่า

จากบล็อกไดอะแกรมนำมาสร้างเป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสำหรับสัญญาณขนาดเล็กแบบใช้วงจรขยายโอทีเอร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสสองเท่าแสดงไว้ในรูปที่6.9 แสดงวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบใช้วงจรขยายโอทีเอร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสสองเท่า วงจรประกอบด้วยโอทีเอสองตัวคือ A_1 และ A_2 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันที่มีอัตราการขยายกระแสเป็นสองเท่า วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันประกอบด้วยทรานซิสเตอร์สามตัว ทรานซิสเตอร์ Q_1 , Q_2 และ Q_3 ตามลำดับ โดยออกแบบ Q_2 ให้มีพื้นที่ส่วนของอิมิตเตอร์เป็นสองเท่า ทำหน้าที่สะท้อนกระแสไปยังเอ้าท์พุทมีค่าเป็นสองเท่า การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้



รูปที่6.9 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นใช้วงจรขยายโอทีเอทำงานร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสสองเท่า

กำหนดให้ค่าความนำ g_m ของโอทีเอ A_1 และ A_2 มีค่าเท่ากันและ V_{in} เป็นสัญญาณอินพุทที่ให้กับวงจร ดังนั้นกระแส I_1 และ I_2 จะมีค่าเท่ากับ $g_m V_{in}$ โดยที่ $g_m = I_B / 2V_T$ เมื่อป้อนแรงดัน V_{in} ที่มีค่ามากกว่าศูนย์เข้าที่ขา(+) ของโอทีเอ A_1 และโอทีเอ A_2 จะเป็นผลทำให้โอทีเอทั้งสองตัวจ่ายกระแสโดยโอทีเอ A_1 จะจ่ายกระแส I_1 และโอทีเอ A_2 จะจ่ายกระแส I_2 ซึ่งมีค่าดังสมการที่(6.46) และสมการที่(6.47) ดังนี้

$$I_1 = g_{m1} V_{in} \tag{6.46}$$

และ

$$I_2 = g_{m2} V_{in} \tag{6.47}$$

เมื่อกระแส I_1 ไหลผ่านวงจรสะท้อนกระแส CM_1 ซึ่งมีอัตราขยายกระแสเป็นสองเท่าดังนั้นจะทำให้ได้กระแส I_3 ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$I_3 = 2I_1$$
$$= 2g_{m1}V_{in} \qquad (6.48)$$

ดังนั้นกระแสจุดออก I_{out} จะสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$I_{out} = I_2 - I_3$$
$$\text{เมื่อ } V_{in} > 0 \qquad (6.49)$$
$$= g_{m2}V_{in} - 2g_{m1}V_{in}$$

ถ้ากำหนดให้

$$I_{B2} = I_{B1} = I_B$$

จะได้ว่า

$$g_{m1} = g_{m2} = g_m$$

ดังนั้นจากสมการ(6.49) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$I_{out} = -g_m V_{in} \quad \text{เมื่อ } V_{in} > 0 \qquad (6.50)$$

ในทางตรงกันข้าม เมื่อป้อนแรงดัน V_{in} ที่มีค่าน้อยกว่าศูนย์ จะได้ค่ากระแส I_1 และ I_2 มีค่าเท่ากับ

$$I_1 = -g_{m1}V_{in} \qquad (6.51)$$

และ

$$I_2 = -g_{m2}V_{in} \qquad (6.52)$$

เนื่องจากกระแส I_1 มีค่าเป็นลบ จึงทำให้กระแส I_1 ไม่สามารถไหลผ่านวงจรสะท้อนกระแส CM_1 ได้เนื่องจากวงจรสะท้อนกระแส CM_1 เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก ซึ่งจะยอมให้กระแสที่มีค่าเป็นบวกเท่านั้นที่สามารถไหลผ่านไปได้ ดังนั้นทำให้ส่วนจุดออกของโอทีเอ A_2 มีกระแสที่มีค่าเป็นลบ โดยสามารถเขียนเป็นสมการของกระแสจุดออก I_{out} ได้เป็นดังนี้

$$I_{out} = -I_2$$

เมื่อ $V_{in} < 0$ (6.53)

$$= -g_{m2}V_{in}$$

เมื่อกำหนดให้ $I_{B2} = I_{B1} = I_B$ และ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ จะได้ว่า

$$I_{out} = -g_m V_{in} \tag{6.54}$$

จากสมการที่(6.50) และสมการที่(6.54) กระแสจุดออก I_{out} สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$I_{out} = -g_m |V_{in}|$$

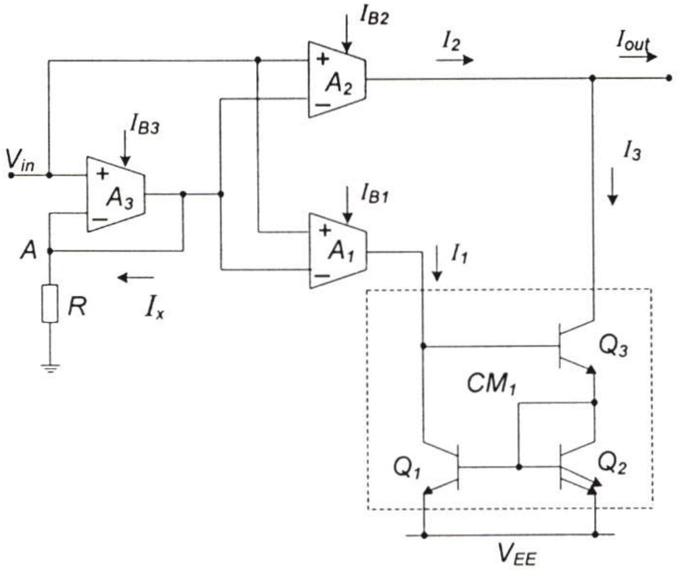
(6.55)

$$= -\frac{I_B}{2V_T}|V_{in}|$$

ดังนั้นจะพบว่ากระแสจุดออก I_{out} ที่ได้จะเป็นการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นของแรงดันจุดเข้า V_{in} คูณกับอัตราค่าความนำ g_m ของโอทีเอ แต่จากสมการที่ได้สิ่งที่ต้องคำนึงถึงอีกอย่างหนึ่งคือค่าของศักดาความร้อนที่เกิดขึ้น ซึ่งค่าศักดาความร้อนนี้จะมีผลต่อค่าความนำ (g_m) ของโอทีเอ ดังนั้นจะทำให้สัญญาณเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่จุดออกมีความผิดเพี้ยนไป

6.3.5 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นใช้วงจรขยายโอทีเอทำงานร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสสองเท่าที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสสองเท่าที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิสำหรับสัญญาณขนาดเล็กแสดงในรูปที่6.10 ที่นำเสนอนี้จะใช้หลักการของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ดังที่กล่าวมาแล้วโดยมีโอทีเอ A_3 และตัวต้านทาน R ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส มาใช้ร่วมกับหลักการของวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบใช้วงจรขยายโอทีเอทำงานร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสสองเท่าในรูปที่6.9 ซึ่งวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่ประกอบด้วยโอทีเอสามตัว คือ A_1, A_2 และ A_3 ตามลำดับ และวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน โดยที่โอทีเอ A_3 กับ A_1 และโอทีเอ A_3 กับ A_2 ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส และส่งไปยังวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน CM_1 ซึ่งเป็นวงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราการขยายกระแสเป็นสองเท่าประกอบด้วย ทรานซิสเตอร์สามตัว คือ ทรานซิสเตอร์ Q_1, Q_2 และ Q_3 ตามลำดับที่กล่าวมา



รูปที่6.10 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอที่มีการชดเชยอุณหภูมิแบบกระแสสองเท่า

การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้เมื่อป้อนแรงดัน V_{in} ที่มีค่ามากกว่าศูนย์เข้าที่ขา (+)ของโอทีเอ A_3 จะเป็นผลทำให้โอทีเอ A_1 จ่ายกระแส I_1 และโอทีเอ A_2 จ่ายกระแส I_2 ดังสมการที่ (6.1),(6.2) ถ้ากำหนดให้ค่า g_m ของโอทีเอ A_1 และ A_2 มีค่าเท่ากับคือ $g_{m1}=g_{m2}=g_m$ ทำให้กระแส $I_{B2}=I_{B1}=I_B$ ดังนั้นจะได้สมการกระแส I_1 และ I_2 เป็นดังนี้

$$I_1 = \frac{I_B}{I_{B3}}\left(\frac{V_{in}}{R}\right) \qquad (6.56)$$

และ

$$I_2 = \frac{I_B}{I_{B3}}\left(\frac{V_{in}}{R}\right) \qquad (6.57)$$

เมื่อกระแส I_1 ไหลผ่านวงจรสะท้อนกระแส CM_1 ซึ่งมีอัตราขยายกระแสเป็นสองเท่าจะทำให้ได้กระแส I_3 ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$I_3 = 2I_1$$
$$= 2\frac{I_B}{I_{B3}}\left(\frac{V_{in}}{R}\right) \qquad (6.58)$$

ดังนั้นกระแสจุดออก I_{out} จะสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$I_{out} = I_2 - I_3 \quad \text{เมื่อ } V_{in} > 0 \qquad (6.59)$$
$$= -\frac{I_B}{I_{B3}}\left(\frac{V_{in}}{R}\right)$$

ในทางตรงกันข้าม เมื่อป้อนแรงดัน V_{in} ที่มีค่าน้อยกว่าศูนย์ จะได้ค่ากระแส I_1 และ I_2 มีค่าเท่ากับ

$$I_1 = -\frac{I_B}{I_{B3}}\left(\frac{V_{in}}{R}\right) \qquad (6.60)$$

และ

$$I_2 = -\frac{I_B}{I_{B3}}\left(\frac{V_{in}}{R}\right) \qquad (6.61)$$

เนื่องจากกระแส I_1 มีค่าเป็นลบ จึงทำให้กระแส I_1 ไม่สามารถไหลผ่านวงจรสะท้อนกระแส CM_1 ได้ เพราะว่าวงจรสะท้อนกระแส CM_1 เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก ซึ่งจะยอมให้กระแสที่มีค่าเป็นบวกเท่านั้นที่สามารถไหลผ่านไปได้ กระแสทางเอ้าท์พุทจึงเกิดจากกระแส I_2 ซึ่งจะเป็นดังสมการที่(6.62)

$$I_{out} = -I_2 \quad \text{เมื่อ } V_{in} < 0 \qquad (6.62)$$
$$= -\frac{I_B}{I_{B3}}\left(\frac{V_{in}}{R}\right)$$

จากสมการที่(6.59) และสมการที่(6.62) กระแสจุดออก I_{out} สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$I_{out} = -\frac{I_B}{I_{B3}R}\left|V_{in}\right| \qquad (6.63)$$

หรือ

$$I_{out} = \frac{A_i}{R}\left|V_{in}\right| \qquad (6.64)$$

ดังนั้นจะพบว่ากระแสจุดออก I_{out} ที่ได้จะเป็นการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นของแรงดันจุดเข้า V_{in} ผลของค่าศักดาความร้อนที่เกิดขึ้นในตัวโอทีเอได้ถูกชดเชยไป ทำให้วงจรมีเสถียรภาพต่ออุณภูมิที่ดี วงจรจึงมีความเที่ยงตรงสูง แรงดันทางด้านอินพุทกว้าง และสามารถควบคุมกระแสเอ้าท์พุทได้ด้วยอิเล็กทรอนิกส์

6.3.6 วิเคราะห์หาสมรรถนะการทำงานของวงจร

6.3.6.1 วิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานของวงจร

การหาช่วงปฏิบัติงานของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในรูปที่6.10 จะหาได้จากการวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานของวงจรเปลี่ยนแปลงแรงดันเป็นกระแสแสดงไว้ในหัวข้อ6.3.3 นั่นเอง ดังนั้นการหาช่วงปฏิบัติการของสัญญาณจุดเข้า V_{in} ของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นวิธีนี้สามารถหาได้จากสมการที่(6.17) เช่นกันคือ

$$-2V_T - I_{B3}R \le V_{in} \le 2V_T + I_{B3}R \qquad (6.65)$$

6.3.6.2 วิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

จากหลักการทำงานของวงจรในรูปที่6.10 จะเห็นว่าวงจรประกอบด้วยสองส่วน คือวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส และวงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราขยายกระแสเป็นสองเท่า ดังนั้นการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่จะแยกการวิเคราะห์ออกเป็นสองส่วนคือวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอที่ต่อร่วมกันเป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส โดยสามารถดูได้จากสมการที่(6.33)และสมการที่(6.34) ในหัวข้อที่6.33 ส่วนการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันที่อัตราขยายกระแสเป็นสองเท่าสามารถหาได้ดังสมการที่(6.69)

จากสมการแสดงความสัมพันธ์ของกระแสจุดออก I_{out} และกระแสจุดเข้า I_{in} ของวงจรสะท้อนกระแสที่เป็นไบไพลาร์แบบวิลสันดังนี้

$$I_{out} = \left[2 - \frac{3(\beta+2)}{\beta^2+3\beta+3}\right] I_{in} \qquad (6.66)$$

$$\beta(s)=\frac{\beta_0}{1+T_S}$$

และ

$$T=\frac{\beta_0}{\omega_T}$$

โดยที่

β_0 คืออัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์

ω_T คือความถี่ที่ทำให้ค่าของทรานซิสเตอร์มีค่าเท่ากับหนึ่ง

แทนค่า β ด้วย $\beta(S)$ ลงในสมการที่(6.66) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรจะหาได้ดังนี้

$$I_{out}(s)=\left[\frac{2\left(\frac{\beta_0}{1+Ts}\right)^2+3\left(\frac{\beta_0}{1+Ts}\right)}{\left(\frac{\beta_0}{1+Ts}\right)^2+3\left(\frac{\beta_0}{1+Ts}\right)+3}\right]I_{in}(S) \qquad (6.67)$$

จากสมการที่(6.67) นำมาจัดใหม่ได้ดังนี้

$$I_{out}(s)=\left[\frac{2\beta_0^2+3\beta_0+3\beta_0Ts}{\beta_0^2+3\beta_0+3\beta_0Ts+3+6Ts+3T^2s^2}\right]I_{in}(s)$$

(6.68)

$$=\left[2-\frac{3\beta_0+6}{\beta_0^2+3\beta_0+3}\right]\left[\frac{1+\frac{3\beta_0Ts}{2\beta_0^2+3\beta_0}}{1+\frac{3\beta_0Ts+6Ts+3T^2s^2}{\beta_0^2+3\beta_0+3}}\right]I_{in}(s)$$

จากสมการที่(6.68) เขียนเป็นสมการใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(S)}=\left[2-\frac{3\beta_0+6}{\beta_0^2+3\beta_0+3}\right]\left[\frac{1+\frac{3\beta_0Ts}{2\beta_0^2+3\beta_0}}{1+\frac{(3\beta_0+6)Ts}{\beta_0^2+3\beta_0+3}+\frac{3T^2s^2}{\beta_0^2+3\beta_0+3}}\right] \qquad (6.69)$$

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(S)}=\left[2-\frac{3\beta_0+6}{\beta_0^2+3\beta_0+3}\right]\left[\frac{1+\dfrac{3\beta_0 Ts}{2\beta_0^2+3\beta_0}}{1+\dfrac{(3\beta_0+6)Ts}{\beta_0^2+3\beta_0+3}+\dfrac{3T^2s^2}{\beta_0^2+3\beta_0+3}}\right] \tag{6.69}$$

กรณีที่ $\beta_0 >> 3$ จะได้ว่า

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)}=\left[2-\frac{3}{\beta_0+3}\right]\left[\frac{1+\dfrac{3}{2\omega_T}s}{1+\dfrac{3}{\omega_T}s+\dfrac{3}{\omega_T^2}s^2}\right] \tag{6.70}$$

จากสมการที่(6.70) ค่าผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้ของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันที่มีอัตราการขยายกระแสเป็นสองเท่านี้จะมีค่าเท่ากับ $\omega_T / \sqrt{3}$ ซึ่งจะเห็นว่ามีค่าสูงมาก

ดังนั้นผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นดังรูปที่6.10 จะถูกจำกัดอยู่ที่ค่าผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสคือประมาณ $2MHz$

6.3.6.3 วิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดของวงจร

จากหลักการทำงานของวงจรในรูปที่6.10 การหาค่าความผิดพลาด$\left(\varepsilon_\tau\right)$ ของวงจรมีด้วยกันสองกรณีคือ กรณีของแรงดันจุดเข้าที่มีค่ามากกว่าศูนย์($V_{in} > 0$) กรณีแรงดันจุดเข้าที่มีค่าน้อยกว่าศูนย์($V_{in} < 0$) ซึ่งทั้งสองกรณีจะมีค่าความผิดพลาดของวงจรแตกต่างกัน ดังนี้

กรณีแรงดันจุดเข้าที่มีค่าน้อยกว่าศูนย์($V_{in} < 0$) ก็คือค่าความผิดพลาดของวงจร $\left(\varepsilon_\tau\right)$ ก็คือค่าความผิดพลาดของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสนั่นเอง

$$I_{out}=(1-\varepsilon_\tau)\frac{g_{m1}}{g_{m3}}\frac{V_{in}}{R}$$

(6.71)

$$=\left(1-\varepsilon_\tau\right)A_G\frac{V_{in}}{R}$$

ค่าความผิดพลาดของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสคือ

$$\varepsilon_{\tau} = \frac{1}{1 + g_{m3}R}$$

ส่วนกรณีแรงดันจุดเข้าที่มีค่ามากกว่าศูนย์) ($V_{in} > 0$) ค่าความผิดพลาดของวงจร (ε_{τ}) สามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$I_{out} = (2 - \varepsilon_a)(1 - \varepsilon_b) A_G \frac{V_{in}}{R} + (1 - \varepsilon_b) A_G \frac{V_{in}}{R} \tag{6.72}$$

จากสมการแสดงความสัมพันธ์ ของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันที่เป็นไบโพลาร์ที่มีอัตราการขยายกระแสเป็นสองเท่า ดังนี้

$$I_{out} = \left[2 - \frac{3(\beta + 2)}{\beta^2 + 3\beta + 3} \right] I_{in} \tag{6.73}$$

จะพบว่าค่าความผิดพลาด (ε_a) ของวงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราขยายสองเท่านี้จะมีค่าเท่ากับ

$$\varepsilon_a = \frac{3(\beta + 2)}{\beta^2 + 3\beta + 3} \tag{6.74}$$

โดยที่ β คืออัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ในวงจรสะท้อนกระแส
แทนค่า ε_a และ ε_b ลงในสมการที่(6.72) จะได้

$$I_{out} = \left[\begin{array}{l} \left(2 - \frac{3(\beta + 2)}{\beta^2 + 3\beta + 3} - \frac{2}{1 + g_{m3}R} + \left(\frac{3(\beta + 2)}{\beta^2 + 3\beta + 3} \right) \left(\frac{1}{1 + g_{m3}R} \right) \right) \\ + \left(1 - \frac{1}{1 + g_{m3}R} \right) \end{array} \right] A_G \frac{V_{in}}{R}$$

(6.75)

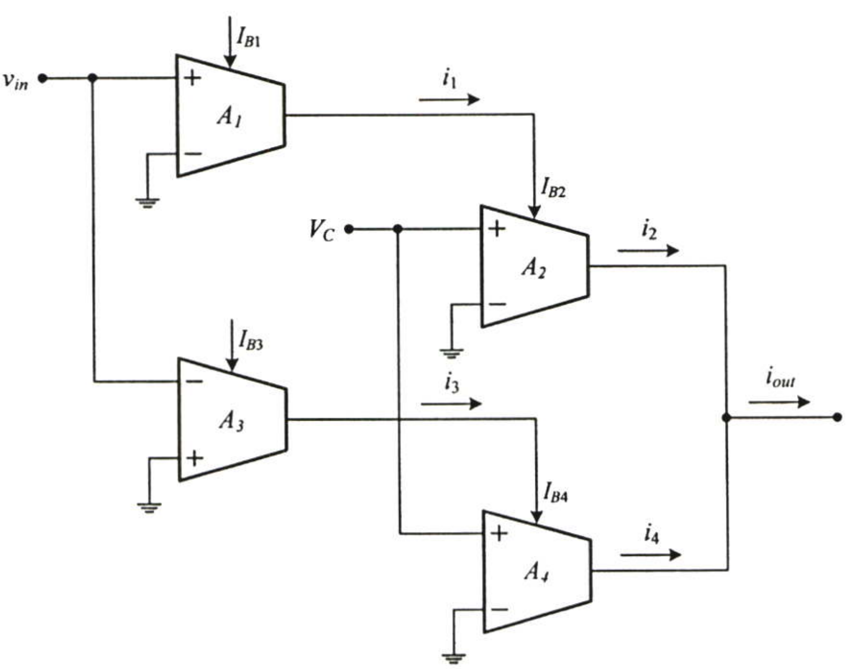
$$= \left[1 - \frac{\left(\beta^2 + 3\beta + 3\right) + \left(2\beta^2 - 3\beta\right) g_{m3} R}{\left(\beta^2 + 3\beta + 3\right)\left(1 + g_{m3} R\right)} \right] A_G \frac{V_{in}}{R}$$

ดังนั้นค่าความผิดพลาดของวงจร (ε_τ) จะมีค่าเป็นดังสมการ

$$\varepsilon_\tau = \frac{\left(\beta^2 + 3\beta + 3\right) + \left(2\beta^2 - 3\beta\right) g_{m3} R}{\left(\beta^2 + 3\beta + 3\right)\left(1 + g_{m3} R\right)} \qquad (6.76)$$

6.4 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นใช้วงจรขยายโอทีเอที่ควบคุมได้

วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นแบบใช้วงจรขยายโอทีเอที่ควบคุมได้นำมาจากวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นสองชุดจากรูปที่6.3 ถูกนำมาต่อแสดงในรูปที่6.11 เพื่อสร้างเป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นซึ่งโอทีเอ1 และโอทีเอ2 จะเป็นวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นซีกบวก ในส่วนโอทีเอ3 และโอทีเอ4 จะเป็นวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นซีกลบ โดยใช้การควบคุมการทำงานด้วยโวลท์เตจในทางอุดมคตินั้น ถ้าให้อัตราขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ของ โอทีเอ1 และ โอทีเอ3 มีค่าเท่ากัน $g_{m1}=g_{m3}=g_m$ โดยที่ $I_{B1}=I_{B3}=I_B$ และ $g_m=I_B/2V_T$ สำหรับ $v_{in} > 0$ กระแส i_1 และ i_3 ของ โอทีเอ1 และ โอทีเอ3 สามารถที่จะแสดงได้เป็นดังนี้



รูปที่6.11 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอที่สามารถควบคุมกระแสได้

$$i_1 = g_{m1}v_{in} = g_m v_{in} \quad (6.77)$$

และ

$$i_3 = -g_{m3}v_{in} = -g_m v_{in} \quad (6.78)$$

ในส่วนของกระแสi_1 และi_3 จะถูกส่งต่อไปเป็นกระแสไบอัสให้กับโอทีเอ2 และโอทีเอ4 ตามลำดับ ซึ่งในกรณีV_C >> 2V_Tเป็นการเรียงกระแสซีกบวก ซึ่งโอทีเอ2 และโอทีเอ4 จะยอมให้กระแสที่เป็นช่วงบวกไหลผ่านตัวมันเท่านั้น นั่นหมายความว่าสำหรับ $v_{in} > 0$ กระแส i_2=i_1 และ i_4=0 หรือ

$$i_2 = i_1 = g_m v_{in} \ \text{ and } \ i_4 = 0 \qquad \text{for } \ v_{in} > 0 \quad (6.79a)$$

ในช่วง $v_{in} < 0$ กระแส i_1 จะเป็นลบ และกระแส i_3 จะเป็นบวก ดังนั้น i_2=0 หรือ i_4=i_3 หรือ

$$i_2 = 0 \ \text{ and } \ i_4 = i_3 = g_m v_{in} \qquad \text{for } \ v_{in} < 0 \quad (6.79b)$$

จากรูปที่6.11 กระแสทางเอ้าท์พุท i_{out} เป็นผลบวกของกระแส i_2และ i_4 จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุท v_{in}กับกระแสเอ้าท์พุท i_{out}ได้เป็น

$$i_{out} = i_2 + i_4 = g_m |v_{in}| = \frac{I_B}{2V_T}|v_{in}| \quad (6.80)$$

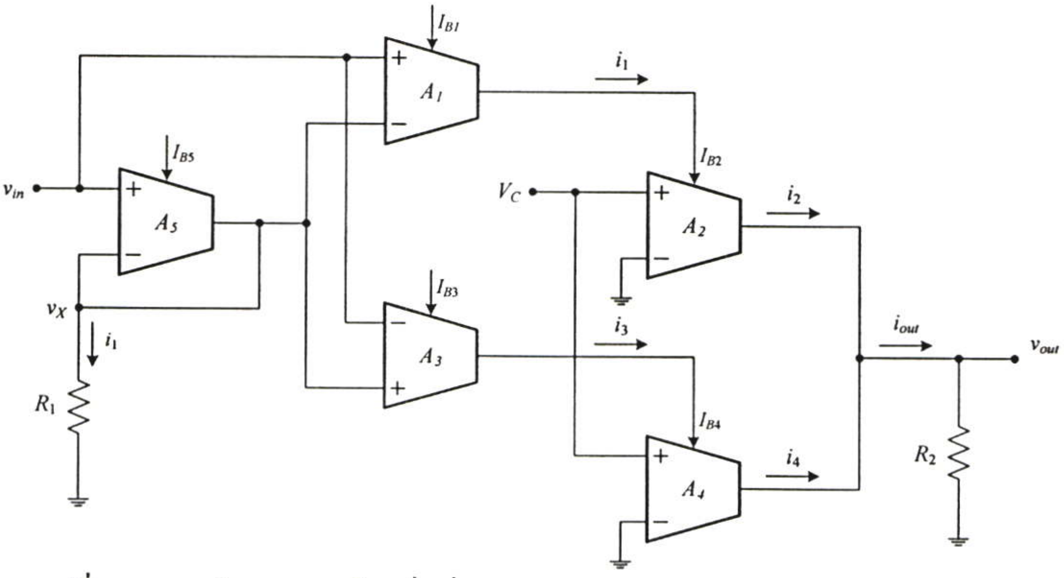
ซึ่งจะเรียกว่าวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นแบบบวก ในทำนองตรงกันข้าม ถ้า V_C << -2V_Tเป็นการควบคุมทิศทางกระแสทางลบ จากสมการที่(6.4) สามารถพิจารณาได้ดังสมการ(6.77)ถึงสมการ(6.80) อธิบายได้ว่าการทำงานของวงจรสามารถทำเป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นทางลบโดยที่กระแสเอ้าท์พุทสามารถที่จะแสดงได้เป็นสมการที่(6.81)

$$i_{out} = -g_m |v_{in}| = -\frac{I_B}{2V_T}|v_{in}| \quad (6.81)$$

จากสมการที่(6.80) และ(6.81) แสดงให้เห็นว่าวงจรในรูปที่6.11 สามารถทำงานเป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นทางบวกหรือทางลบได้โดยการควบคุมทิศทางของแรงดันV_Cซึ่งข้อดีอันนี้ไม่สามารถที่จะหาได้ในวงจรเรียงกระแสแบบพื้นฐานของการนำเสนอทั้งหมด

6.4.1 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นใช้วงจรขยายโอทีเอที่ควบคุมได้และมีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

การปรับปรุงวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่ได้นำเสนอนี้ มีการพัฒนาให้สามารถรับแรงดันอินพุทที่จำกัด และผลของอุณหภูมิ จากสมการที่(6.80) และ (6.81) จะพบว่าผลลัพธ์สุทธิของกระแสเอ้าท์พุทจะเป็นการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นของสัญญาณอินพุท แต่อย่างไรก็ตามวงจรจะมีข้อจำกัดอยู่สองประการที่เกิดขึ้นจากการนำโอทีเอมาใช้ในการออกแบบ คือ ข้อจำกัดแรกภาคอินพุทของโอทีเอที่เป็นวงจรขยายดิฟเฟอเรนเชียลซึ่งแรงดันอินพุทที่มีความแตกต่างจะถูกจำกัดอยู่ที่ต้องมีค่าน้อยกว่า $50mV$ สำหรับการทำงานในช่วงเชิงเส้น ข้อจำกัดที่สองก็คือค่าอัตราขยาย ทรานส์คอนดัค-แตนซ์ของโอทีเอจะเป็นสัดส่วนกลับกับผลของอุณหภูมิ ดังนั้นวงจรที่ทำการชดเชยผลของอุณหภูมิโดยใช้วงจรขยายโอทีเอได้มีการนำเสนอไว้แล้วในบทที่4 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นแบบใช้วงจรขยายโอทีเอที่มีช่วงแรงดันอินพุทกว้าง และไม่ขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิ แสดงในรูปที่ 6.12 เป็นการแก้ปัญหาข้อจำกัดของโอทีเอที่กล่าวมาในเรื่องอุณหภูมิและขีดจำกัดทางอินพุท ซึ่งโอทีเอ5 จะทำหน้าที่เป็นความต้านทานที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และตัวต้านทาน R_1 ทำหน้าที่เป็นวงจรแบ่งแรงดัน โดยจะให้แรงดันตกคร่อมโอทีเอ5มีค่าน้อยมากซึ่งจะมีค่าเท่ากับ($Vin-Vx$) ดังนั้น ช่วงปฏิบัติงานของวงจรจะมีค่าสูงขึ้นต่างจากที่กล่าวมานั้น แรงดันที่ตกคร่อมโอทีเอ5 จะใช้เป็นแรงดันอินพุทสำหรับโอทีเอ1 และโอทีเอ3 จากการวิเคราะห์วงจรของรูปที่6.12 แรงดันที่จุด x หรือ Vx สามารถแสดงได้ดังนี้



รูปที่6.12 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่สามารถปรับค่ากระแสและมีการชดเชยอุณหภูมิ

$$v_X = \frac{g_{m5}R_1}{1+g_{m5}R_1} v_{in} \tag{6.82}$$

และกระแส i_1 และ i_3 สามารถแสดงได้ดังนี้

$$i_1 = -i_3 = g_m \left(v_{in} - v_X \right) \tag{6.83}$$

ซึ่ง g_{m1}=g_{m3}=g_m จากสมการที่(6.82) และ(6.83) กระแส i_1 และ i_3 จะมีค่าเท่ากับ

$$i_1 = -i_3 = \frac{g_m}{1 + g_{m5} R_1} v_{in} \tag{6.84}$$

ถ้าในการออกแบบโดยใช้ $g_{m5}R_1$ >> 1 กระแส i_2 และ i_4 จะสามารถให้ค่าโดยประมาณ

$$i_2 = -i_4 = \frac{g_m}{g_{m5} R_1} v_{in} = \frac{I_B}{I_{B5}} \frac{v_{in}}{R_1} \tag{6.85}$$

ดังนั้น แรงดันเอ้าท์พุท *Vout* จะมีค่าเท่ากับ

$$v_{out} = \frac{I_B R_2}{I_{B5} R_1} |v_{in}| \qquad \text{for } V_C >> 2V_T \tag{6.86a}$$

และ

$$v_{out} = -\frac{I_B R_2}{I_{B5} R_1} |v_{in}| \qquad \text{for } V_C << -2V_T \tag{6.86b}$$

สมการที่ (6.86a) และ (6.86b) แสดงให้เห็นว่าค่าอัตราขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ของ g_{m1} และg_{m3} จะไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ ซึ่งจะถูกชดเชยโดย g_{m5} นอกจากนั้น ข้อจำกัดของการสวิงแรงดันอินพุทได้ถูกปรับปรุงจากค่า $2V_T$ ไปเป็นI_{B5} R_1 แรงดันเอ้าท์พุท *Vout* สามารถที่ปรับค่าได้โดยใช้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยประมาณด้วยอัตราส่วนของกระแส I_B/I_{B5}

6.4.2 วิเคราะห์ค่าความผิดพลาด

การทำงานของวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอเพียงอย่างเดียวดังรูปที่6.12 มีการทำงานที่สามารถวิเคราะห์การผิดพลาดของวงจรได้ 4 ปัจจัยหลักๆคือ ในส่วนของความผิดพลาดการทรานส์เฟอร์(Transfer error) ค่าแรงดันกับกระแสทางอินพุท และการส่งผ่านกระแสภายในที่เกิดจากวงจรสะท้อนกระแส อีกส่วนที่สำคัญไม่น้อยที่จะนำมาวิเคราะห์คือค่าความนำที่

เปลี่ยนตามอุณหภูมิภายในของวงจรขยายโอทีเอ ในปัจจัยสุดท้ายเป็นการผิดพลาดทางกระแสทางอ้าท์พุทที่ไม่เป็นศูนย์

ปัจจัยแรกมีสาเหตุมาจากความผิดพลาดของการส่งผ่านจากการแปลงแรงดันอินพุท v_{in} ไปสู่สัญญาณเอ้าท์พุทของกระแส i_1 โดย OTA_5 และ R_1 จะให้ความสัมพันธ์ของอินพุท v_{in} และกระแส i_1 สามารถแสดงได้อย่างถูกต้องดังนี้

6.4.2.1 ค่าความผิดพลาดที่เกิดจากการเปลี่ยนค่าแรงดันทางอินพุทเป็นกระแสเอ้าท์พุท

จากส่วนที่อธิบายไปก่อนหน้านั้น โอทีเอทั้งหมดได้สมมติให้เป็นอุดมคติ ในส่วนต่อไปนี้จะพิจารณาสาเหตุที่ทำให้เกิดความไม่เที่ยงตรง ในส่วนนี้เป็นส่วนแรกที่จะทำให้เกิดความผิดพลาดของกระแสที่เกิดขึ้นทางเอ้าท์พุทสามารถหาค่าความสัมพันธ์นี้ได้จากสมการที่(6.87)

$$i_i = (1-\varepsilon_v)\frac{g_m}{g_{m5}R_1}V_{in} \tag{6.87}$$

จากสมการที่(6.87) สามารถนำมาคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดระหว่างแรงดันกับกระแสจะได้ค่าดังสมการที่(6.88)

$$\varepsilon_v = \frac{1}{1+g_{m5}R_1}\times 100\ \% \tag{6.88}$$

ถ้ากำหนดให้ g_{m5} มีค่าเท่ากับ 0.0096 A/V และให้ค่า R_1 มีค่าเท่ากับ 10 $K\Omega$ ค่าผิดพลาดที่คาดเดาไว้จะมีค่าประมาณ 1 % ซึ่งค่าความผิดพลาดในส่วนนี้สามารถถูกทำให้ลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของ $g_{m5}R_1$ ให้สูงขึ้น

6.4.2.2 ค่าความผิดพลาดที่เกิดจากวงจรสะท้อนกระแส

ปัจจัยที่สองเป็นผลของความผิดพลาดที่เกิดจากการสะท้อนกระแสที่ไม่สามารถสะท้อนได้อย่างอุดมคติ มีสาเหตุมาจากวงจรสะท้อนกระแสที่เป็นวงจรอยู่ภายในโอทีเอ ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของการส่งผ่านกระแสจากอินพุทไปสู่เอ้าท์พุทของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน (ε_c) ที่มีความสามารถแสดงได้โดย [2]

$$\varepsilon_c = \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \times 100\% \qquad (6.89)$$

กำหนด β เป็นค่าอัตราขยายกระแสของวงจรอิมิตเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์ ตัวอย่างเช่น ถ้า $\beta = 100$ ค่าผิดพลาดจะมีค่าเท่ากับ 0.02% ด้วยการประมาณค่าแบบนี้ จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุท v_{in} และแรงดันเอ้าท์พุท v_{out} เป็นดังนี้

$$v_{out} = \left[1 - \left(\frac{1}{1 + g_{m5}R_1} + \frac{4}{\beta^2}\right)\right]\frac{R_2}{R_1}v_{in} \quad \text{for } V_C >> 2V_T \qquad (6.90a)$$

และ

$$v_{out} = -\left[1 - \left(\frac{1}{1 + g_{m5}R_1} + \frac{4}{\beta^2}\right)\right]\frac{R_2}{R_1}v_{in} \quad \text{for } V_C << \text{-}2V_T \qquad (6.90b)$$

ดังนั้น ถ้า $\beta = 100$, g_{m5} = 0.0096A/V, R_1 = 10kΩ และ R_2 = 10kΩ ค่าผิดพลาดจากการคำนวณจะมีค่าประมาณ 2%

6.4.2.3 ค่าความผิดพลาดที่เกิดจากค่าความนำที่ขึ้นกับอุณหภูมิ

ปัจจัยที่สามก็คืออุณหภูมิที่ขึ้นอยู่กับค่าอัตราขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ g_m ซึ่งจะผลกระทบกระเทือนต่อกระแสเอ้าท์พุท ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสเอ้าท์พุทสำหรับวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิโดยใช้วงจรขยายโอทีเอ สามารถจะประมาณได้เป็นดังสมการที่(6.91)

$$\frac{\delta i_{out}}{i_{out}} = \frac{-2V_T}{2V_T + I_{B5}R_1}\frac{\Delta T}{T} \times 100\% \qquad (6.91)$$

จากสมการที่(6.91) จะเห็นได้ว่าอิทธิพลของอุณหภูมิสามารถที่จะถูกลดลงโดยการเพิ่มค่าของ $I_{B5}R_1$ ซึ่ง T คืออุณหภูมิห้อง (27°C) และ ΔT คือ อุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไปจากอุณหภูมิห้อง ถ้า V_T=26mV ที่อุณหภูมิห้อง I_{B5}=500μA และ R_1 = 10kΩ และการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่ 50°C

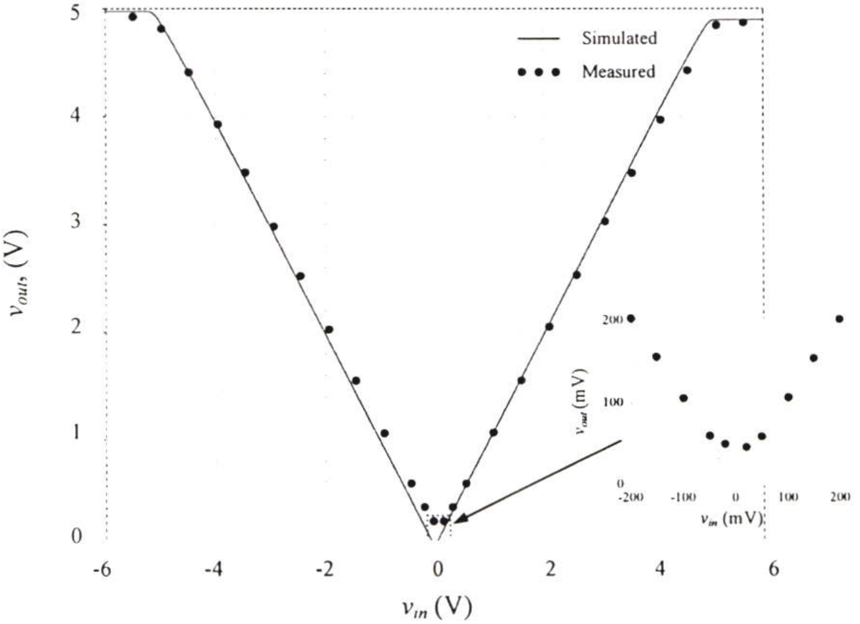
และ 70°C ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสเอ้าท์พุท i_{out} จะมีค่าประมาณ 0.0789% และ 0.1475% ตามลำดับ

6.4.2.4 ค่าความผิดพลาดที่เกิดจากกระแสเอ้าท์พุท

ปัจจัยที่สี่ก็คือค่ากระแสดีซีออฟเซตที่เอ้าท์พุท ซึ่งเกิดขึ้นจากคุณลักษณะที่ไม่เป็นอุดมคติของโอทีเอ เช่นค่าผิดพลาดของกระแสอินพุทออฟเซต และกระแสไบอัสอินพุทที่ไม่เป็นศูนย์ สามารถที่จะชดเชยได้โดยการเพิ่มแหล่งจ่ายกระแสดีซีเข้าไปกับกระแส i_1 และ i_2

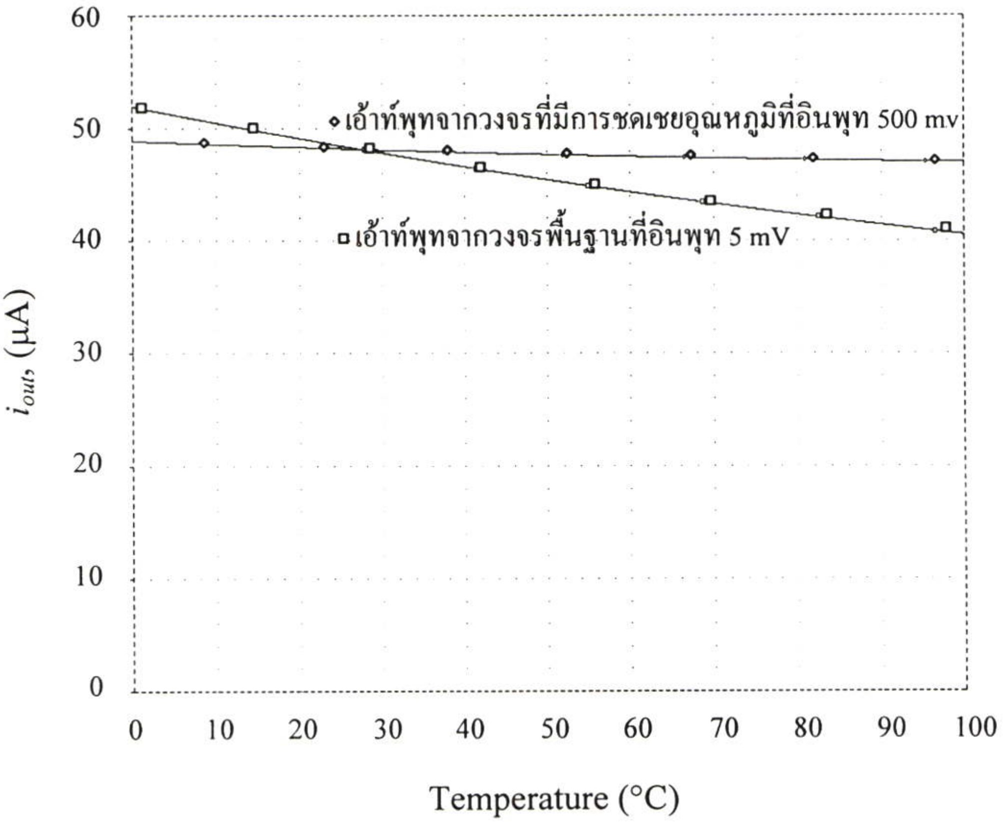
6.5 การทดสอบสมรรถนะของวงจรเรียงกระเต็มคลื่นที่สามารถควบคุมกระแสได้

การทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE ซึ่งจะใช้ไลบารี่โอทีเอ เบอร์ LM13600 จากโปรแกรม PSPICE แหล่งจากแรงดัน V_{CC}= -V_{EE}=15V กระแสไบอัสโอทีเอ I_{B1}=I_{B2}=I_{B3}=I_{B4}=I_{B5}=500μA และR_1 = R_2 = 10kΩ ดังแสดงในรูปที่6.13 แสดงการพล็อตคุณสมบัติการถ่ายโอนทางดีซีของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นระหว่างแรงดันเอ้าท์พุท v_{out} เทียบกับแรงดันอินพุท v_{in} จะพบว่าความเป็นเชิงเส้นและความเที่ยงตรงสูงสามารถพิจารณาจากค่าv_{in} 50mV ถึง5V ในส่วนของเส้นประเป็นการพล็อตรายละเอียดสำหรับค่าของv_{in} น้อยกว่า ± 200mV จะมีค่าผิดเพี้ยนของสัญญาณมากกว่าด้วยการเปรียบเทียบ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อv_{in} มีค่าน้อยกว่า ± 50mV นั่นหมายความว่าในส่วนนี้ได้ขยายย่านไดนามิคทางอินพุทให้สามารถรับค่าได้50mV ถึง5V



รูปที่6.13 แสดงการพล็อตคุณสมบัติการถ่ายโอนทางดีซีของวงจร

ในรูปที่6.14 แสดงผลการเปรียบเทียบของกระแสเอ้าท์พุท i_{out} เทียบกับอุณหภูมิในกรณีของวงจรพื้นฐานและวงจรที่มีการชดเชยทางอุณหภูมิ สำหรับแรงดันที่ป้อนทางอินพุทv_{in} $5\,mV$ ของวงจรพื้นฐาน และ 500 mV เป็นอินพุทที่ป้อนให้วงจรที่มีการชดเชยทางอุณหภูมิ เมื่อกระแสเอ้าท์พุทจะถูกตั้งไว้ที่ 48 μA เป็นไบอัสให้แก่วงจรทั้งสอง จะพบแรงดันที่อินพุทมีค่าแตกต่างกันถึง100 เท่า การทำงานของวงจรยังให้ผลดี ในส่วนของสมรรถนะทางด้านอุณหภูมิของวงจรที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิที่ทำการทดสอบก็ยังให้ผลที่คงที่ของกระแสเอ้าท์พุท 48 μA ในช่วง0 ถึง100^{O}C ดีกว่าแบบวงจรพื้นฐานที่มีค่ากระแสเอ้าท์พุทเปลี่ยนแปลงไประหว่าง 52μA ที่อุณหภูมิ 0^{O}C และจะมีค่าที่เท่ากันที่ อุณหภูมิ27^{O}C ค่าทางเอ้าท์พุทในวงจรจะลดลงเรื่อยๆ ไปจนถึง 40 μA ที่อุณหภูมิ 100^{O} C

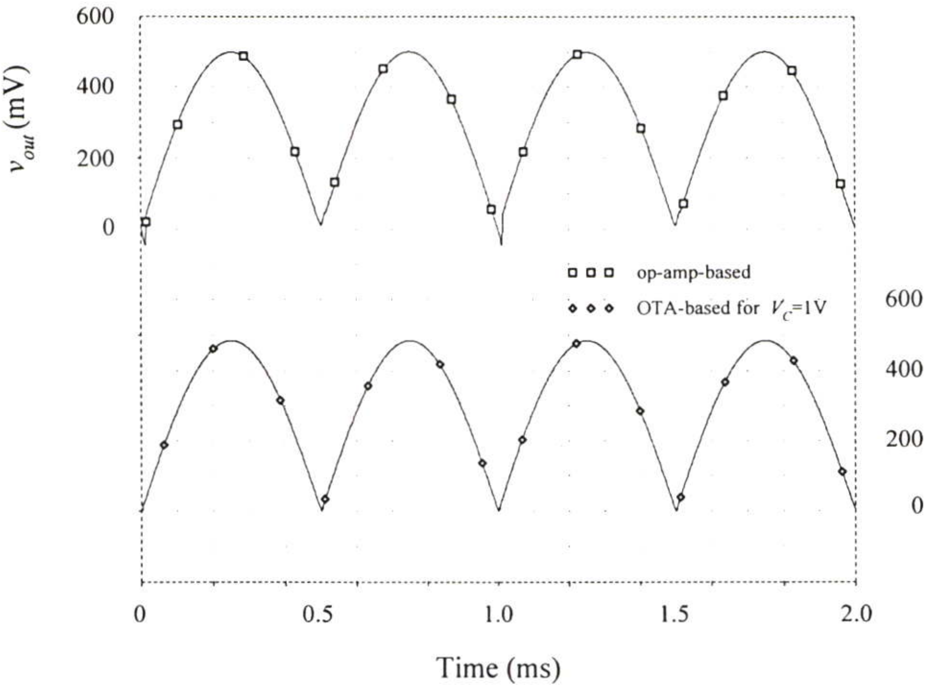


รูปที่6.14 แสดงผลการเปรียบเทียบของกระแสเอ้าท์พุท i_{out} เทียบกับอุณหภูมิ

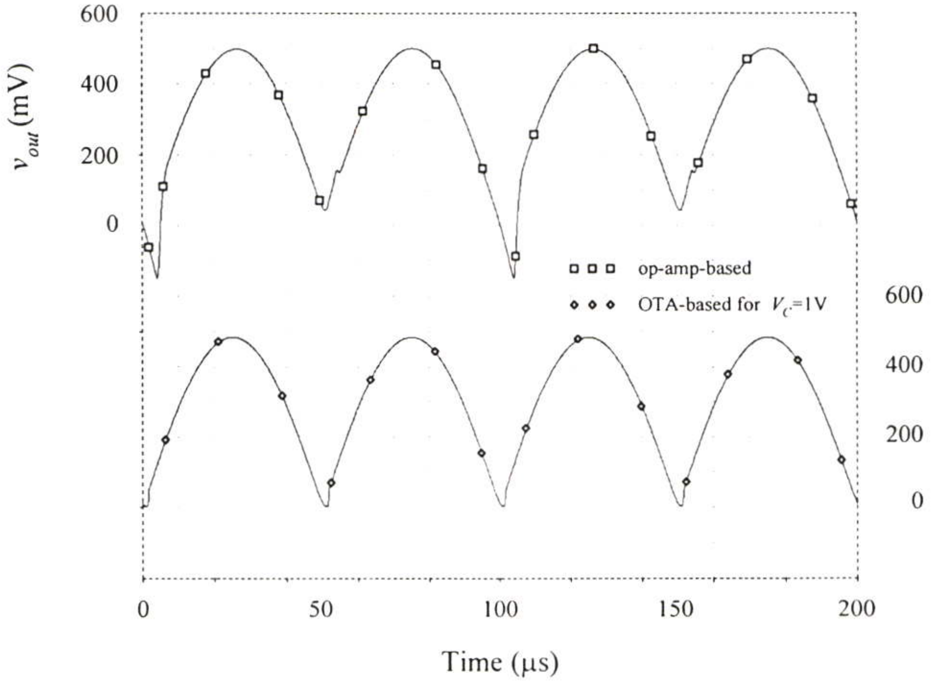
การเลียนแบบการทำงานของวงจรได้แสดงดังในรูปที่6.15a แสดงค่าเอ้าท์พุทของวงจรที่ทำงานด้วย ออปแอมป์เบอร์*LM741* เมื่อR =10 $K\Omega$ และป้อนเมื่อv_{in}=500 mV ที่ความถี่*1kHz*เปรียบเทียบการเลียนแบบการทำงานของโอทีเอในรูปที่6.12 เมื่อป้อนอินพุทที่มีค่าเท่ากับป้อนที่ออปแอมป์เพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้ มีการควบคุมการเรียงคลื่นในทางบวกให้แรงดัน *Vc= 1Volts*

ส่วนในรูป6.15b ทำการทดสอบที่ค่าความถี่ 10 kHz ซึ่งแสดงค่ารูปคลื่นแรงดันเอ้าท์พุทที่เป็นบวก ของวงจรเรียงกระแสที่ใช้ออปแอมป์ในการทดลอง มีการเปรียบเทียบกับแรงดันเอ้าท์พุท

ของวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอขึ้นที่ความถี่10kHz ผลตอบสนองแสดงว่าวงจรที่ใช้วงจรขยายโอทีเอจะให้สมรรถนะที่ดีกว่า โดยเฉพาะอย่างยิ่งในช่วงการตัดผ่านศูนย์



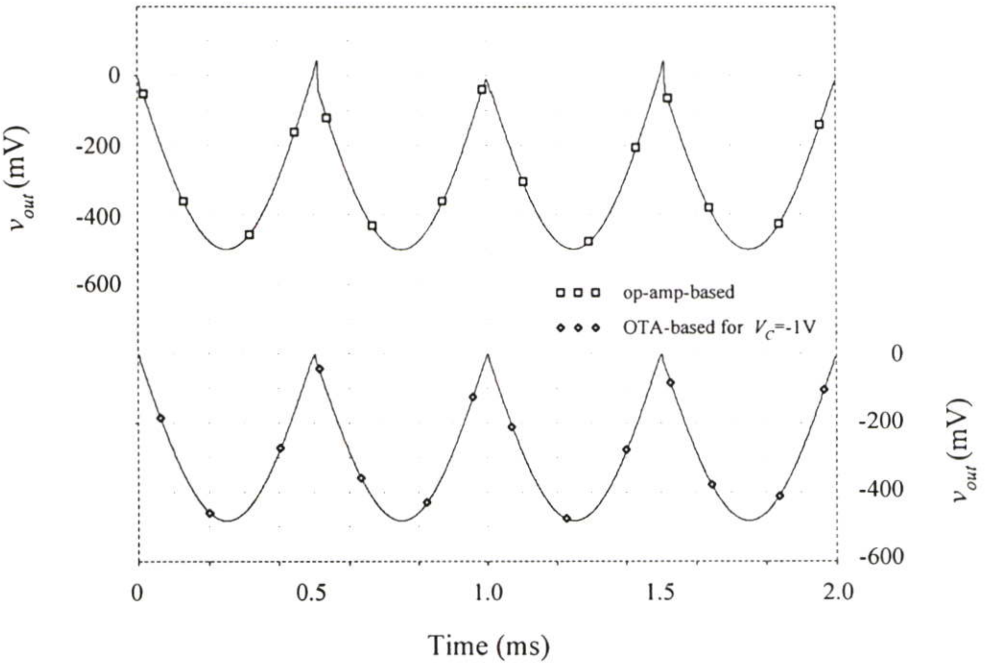
(*a*)



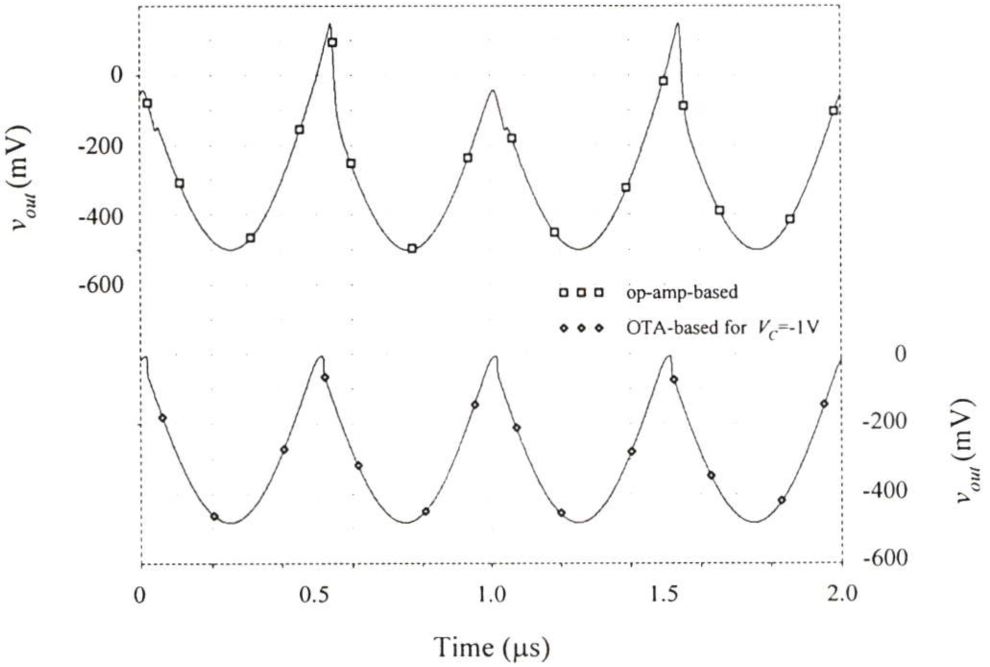
(*b*)

รูปที่6.15 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นซีกบวกที่ความถี่ (a) 1kHz และ (b) 10kHz

ในรูปที่6.16 เพื่อทดสอบถึงการควบคุมการทำงานของวงจรว่าสามารถควบคุมทิศทางกระแสเอ้าท์พุท ได้ด้วย *Vc* กำหนดการเรียงกระแสในวงจรทางลบโดยใช้แรงดันทางลบควบคุมทิศทางของกระแสในทางลบ *Vc=-1* V*olts* ผลที่ได้ยังคงค่าที่ได้เหมือนกับการเรียงกระแสทางบวกในรูปที่6.16a ที่ความถี่ 1KHz และรูปที่6.16b ที่ความถี่ 10 KHz



(*a*)

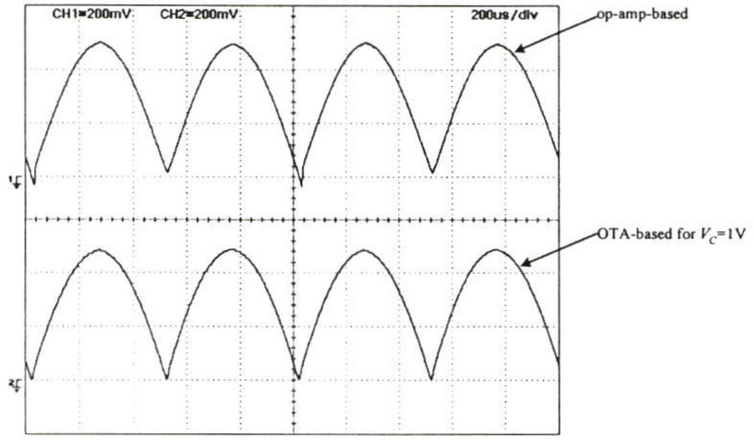


(*b*)

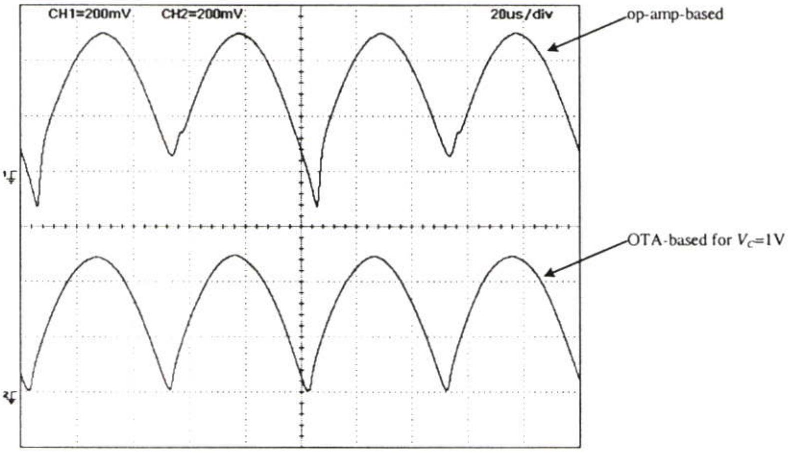
รูปที่6.16 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นซีกลบที่ความถี่ (a)1kHz และ (b) 10kHz

6.6 การทดลองวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอ

สำหรับการทดลองวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอในรูปที่6.12 จะถูกสร้างขึ้นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอเบอร์ LM13600 ความต้านทาน R_1 และ R_2 ที่ใช้ในวงจรมีค่าความผิดพลาด 1% รูปที่6.17และ6.18 แสดงรูปคลื่นเอ้าท์พุทที่วัดจากวงจรเรียงกระแสโดยใช้ออปแอมป์เปรียบเทียบกับวงจรเรียงกระแสโดยใช้วงจรขยายโอทีเอ สำหรับความถี่1kHz และ10kHz นอกจากนั้นช่วงปฏิบัติการทางด้านความถี่ของวงจรถูกทดสอบจากการวัดอยู่ที่50kHz ซึ่งจะพบว่าข้อจำกัดทางด้านความถี่ในการทำงานของวงจรขึ้นอยู่กับค่าผิดพลาดในช่วงการตัดผ่านศูนย์เนื่องมาจากสถานการณ์เปิดและปิดของโอทีเอ2และ โอทีเอ4

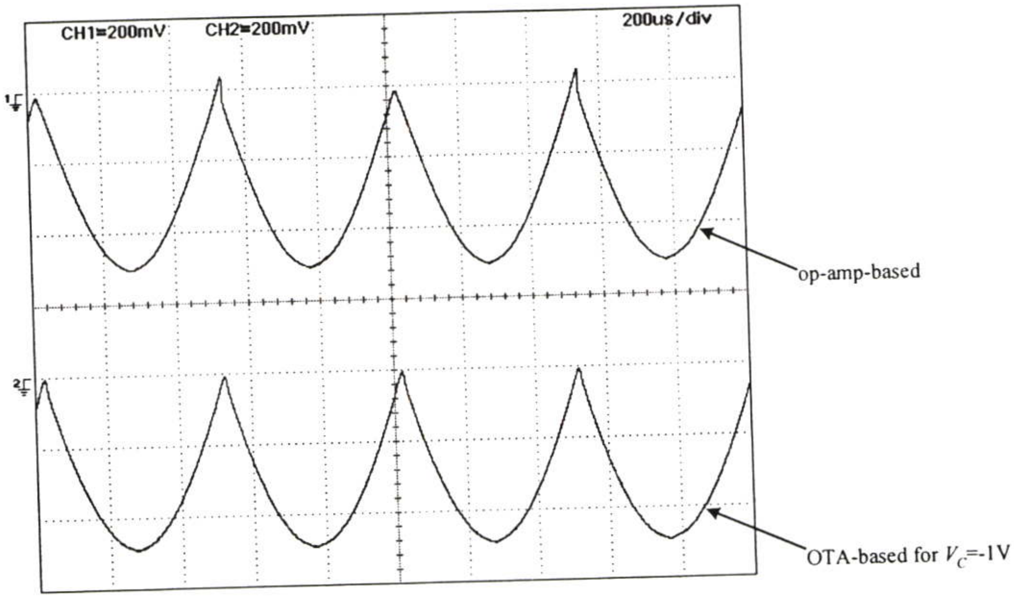


(*a*)

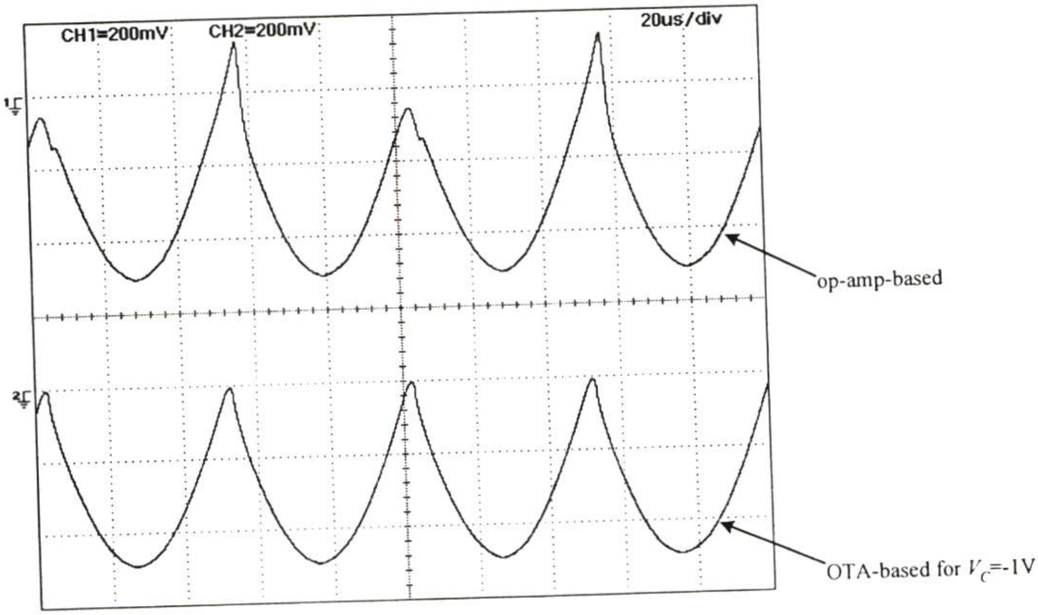


(*b*)

รูปที่6.17 แสดงผลการทดลองวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นซีกบวกที่ความถี่(a) 1kHz และ (b) 10kHz



(*a*)



(*b*)

รูปที่6.18 แสดงผลการทดลองวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นซีกลบที่ความถี่(a) 1kHz และ (b) 10kHz

6.7. บทสรุป

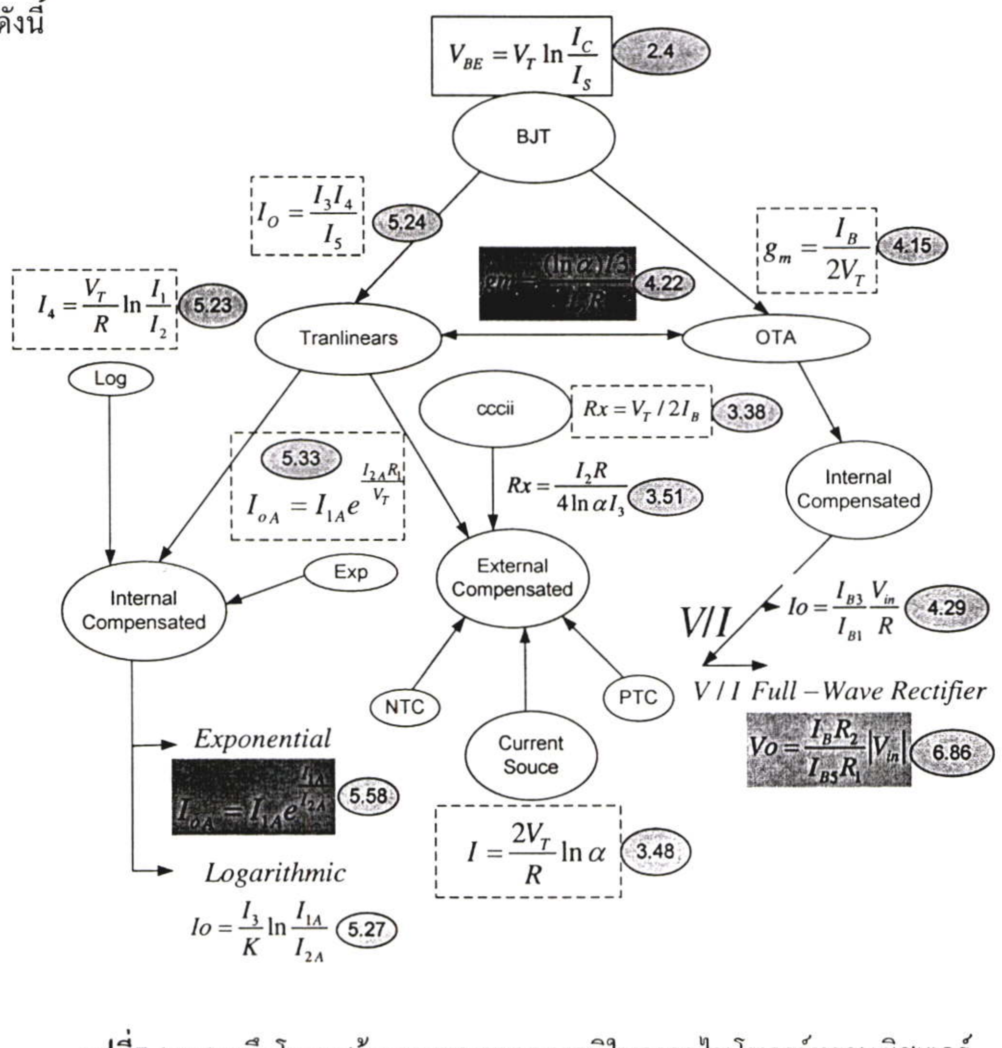
การทำงานของวงจรชดเชยอุณหภูมิในวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายโอทีเอ ที่มีการทำงานในโหมดกระแสมีรูปแบบคล้ายๆกัน ทั้งในส่วนของอินพุทและส่วนทางเอ้าท์พุทมีการใช้วงจรสะท้อนกระแสและความต้านทานที่มีการนำเสนอในหัวข้อ6.3.1,6.3.4 ส่วนในหัวข้อ6.4 เป็นการนำเสนอวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่สามารถควบคุมกระแสได้ด้วยกระแสภายนอก และยังสามารถกำหนดทิศทางของการเรียงกระแสได้ด้วยแรงดันควบคุมการทำงานอย่างง่ายๆ เพียงป้อนแรงดันควบคุมในแบบทางดิจิตอลให้มีค่าระดับบวก หรือลบ ก็สามารถควบคุมการทำงานของวงจรให้มีทิศทางการเรียงกระแสเป็นบวกหรือลบได้ ซึ่งสามารถนำไปใช้ในวงจรดีมอดดูเลตในระบบการแยกสัญญาณแบบควอดเครเจอร์ได้ด้วยการควบคุมแรงดัน ดังกล่าวมา ในความสามารถของวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่ทำการวิจัยนี้ ได้ขยายย่านการรับแรงดันทางอินพุทให้มากกว่าอินพุทที่โอทีเอพื้นฐานจะรับได้ ในการทดสอบสมรรถนะของวงจรให้เห็นจริงด้วยการทดลอง และการเลียนแบบการทำงานของวงจรเทียบกับออปแอมป์ที่มีการนำเสนอไว้ ผลที่ได้สามารถให้ค่าความเป็นเชิงเส้นได้ดี ในส่วนของอินพุททำการชดเชยการทำงานให้สามารถรับแรงดันทางอินพุทได้กว้างขึ้น และทางด้านอุณหภูมิให้มีความสามารถทางความไวน้อยลง อีกทั้งยังสามารถควบคุมกระแสทางเอ้าท์พุทได้ในส่วนนี้เป็นที่น่าสนใจของนักวิจัยมากอีกทั้งในวงจรนี้ยังสามารถควบคุมทิศทางของกระแสไหลออกให้เป็นบวกหรือลบได้ด้วยการใช้แรงดันภายนอกควบคุมทิศทางของกระแสเอ้าท์พุทของวงจรขยายโอทีเอในภาคเอ้าท์พุท จากการทดสอบการทำงานของวงจรสามารถเห็นถึงการปฏิบัติการได้ดีในช่วงผ่านตัดศูนย์ และยังให้ความถี่ได้สูงถึง 50 KHz

บทที่ 7

บทสรุปและข้อเสนอแนะการทำวิจัย

7.1 บทสรุปและวิจารณ์

โครงสร้างของการชดเชยอุณหภูมิจากบทที่2 ถึงบทที่6 จะกล่าวถึงการทำงานของการชดเชยในวงจรของ BJT สามารถเขียนเป็นเส้นทางการชดเชยดังรูปที่7.1 ที่จะอธิบายถึงการทำงานได้ดังนี้



รูปที่7.1 แสดงถึงโครงสร้างการชดเชยอุณหภูมิในวงจรไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

จากวงจรพื้นฐานของการทำงานในรูปแบบ BJT ในบทที่2 ในสมการที่2.4 แรงดันที่เกิดระหว่างขาเบสและอิมิตเตอร์จะอยู่ในรูปแบบของฟังก์ชันล็อกการิมิคที่ขึ้นกับอุณหภูมิ ในการนำ BJT ไปใช้ในการออกแบบวงจรต่างๆ จึงต้องมีการชดเชยอุณหภูมิซึ่งสามารถแบ่งตามโครงสร้างของการออกแบบวงจรชดเชยได้สองรูปแบบคือ การออกแบบวงจรชดเชยอุณหภูมิในรูปโอทีเอ

และรูปแบบของดีสครีทที่ใช้ในวงจรสายพานกระแสและวงจรขยายสัญญาณล็อกกับวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อก ซึ่งทั้งสองรูปแบบสามารถนำไปชดเชยทางอุณหภูมิที่สร้างจากวงจรภายนอก โดยใช้หลักการของการสร้างแหล่งจ่ายกระแสชดเชยจากภายนอกและรูปแบบของการใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำในรูปแบบNTC (Negative Temperature Coefficient) , PTC (Positive Temperature Coefficient) ซึ่งในส่วนของการชดเชยจากภายนอกด้วยแหล่งจ่ายกระแส สามารถพิจารณาดังสมการที่(3.48) สามารถนำไปชดเชยค่าความนำในวงจรโอทีเอในสมการที่(4.22) ที่ทำงานร่วมกับวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปวงจรหารในการช่วยชดเชยทางอุณหภูมิ เราจัดเป็นการชดเชยแบบภายนอก ส่วนที่เกิดจากการชดเชยอุณหภูมิจากภายในโดยใช้วงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปโดยตรงเป็นส่วนของวงจรโอทีเอเป็นดังสมการที่(4.15) ที่เป็นพื้นฐานของโอทีเอ นำมาต่อกันแบบขนาน โดยการใช้คุณสมบัติทางอินพุทของโอทีเอที่เป็นวงจรดิฟเฟอร์เร็นเชียลมาต่อกันในลักษณะของวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูป จากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถชดเชยอุณหภูมิได้ดังสมการ(4.29) และนำหลักการนี้ไปออกแบบเป็นวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่สามารถควบคุม และกำหนดทิศทางกระแสทางเอ้าท์พุทได้ด้วยการใช้โอทีเอเพียงอย่างเดียวในสมการที่(6.86)

ในส่วนของการชดเชยอุณหภูมิในรูปแบบทรานส์ลิเนียร์ลูปแบบดีสครีททางซ้ายมือของรูปที่7.1 สามารถใช้ในการชดเชยภายนอกและภายในจากการสร้างแหล่งจ่ายกระแสที่ขึ้นกับอุณหภูมิในสมการที่(3.48) และนำไปชดเชยค่าความต้านทานที่สร้างขึ้นในวงจรสายพานกระแสยุคที่ 2 ในสมการที่(3.38)ดังนั้นค่าความต้านที่เกิดขึ้นในวงจรสายพานกระแสจะไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ สามารถนำค่าความต้านทานที่ปรับค่าได้ไม่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิในสมการที่(3.51) ไปใช้งานได้ ส่วนการชดเชยภายในได้มีการออกแบบในรูปของวงจรขยายสัญญาณล็อกพื้นฐานดังสมการที่(5.23) และรูปแบบวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคในสมการที่(5.33) เมื่อได้ค่าล็อกและแอนติล็อกที่ขึ้นกับอุณหภูมินำไปชดเชยค่าอุณหภูมิ โดยใช้หลักการของวงจรทรานลิเนียร์ลูปในสมการที่(5.24) ก็จะได้สัญญาณล็อกที่มีการชดเชยอุณหภูมิดังสมการที่(5.27) และกระแสในรูปแบบสัญญาณแอนติล็อกดังสมการที่(5.58)

จากคุณสมบัติการชดเชยอุณหภูมิในวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคและวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคสามารถสรุปผลของการออกแบบวงจรได้ดังนี้

-วงจรขยายสัญญาณล็อกและวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกสามารถใช้แรงดันต่ำเพียง 3-15 โวลต์ ดังสมการที่วิเคราะห์หัวข้อ5.3.3, 5.5.4

-วงจรสามารถสร้างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ NPN เพียงชนิดเดียว และใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยดังรูปที่5.8, 5.20

-สามารถชดเชยอุณหภูมิในการทำงานที่อุณหภูมิ 0-100 $^{\circ}$ C ดังรูปการทำงานที่5.10, 5.24

-สามารถตอบสนองที่ความถี่สูงและใกล้เคียงกันทั้งวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคและวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคที่ความถี่ 130 MHz ดังรูปที่ 5.11, 5.25

ในส่วนของคุณสมบัติของการชดเชยอุณหภูมิในวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้โอทีเอมีคุณสมบัติเด่นในการออกแบบทางเทคนิควงจรเรียงกระแสให้ค่าที่เอ้าท์พุทที่ผ่านตัดศูนย์ได้ดีเมื่อเทียบกับการใช้ออปแอมป์ ค่าที่ได้ทางเอ้าท์พุทถูกชดเชยอุณหภูมิในรูปแบบทรานส์ลิเนียร์ดังสมการที่(4.29) การทำงานของวงจร สามารถควบคุมขนาดทางเอ้าท์พุทด้วยกระแสที่เป็นไบอัสโอทีเอดังสมการ(6.86) และสามารถควบคุมทิศทางกระแสซีกบวกด้วยการป้อนแรงดันทางบวก ในทิศทางลบก็ป้อนแรงดันทางลบที่ขาควบคุม Vc ซึ่งคุณสมบัตินี้ไม่สามารถสร้างได้จากวงจรเรียงกระแสทั่วไป คุณสมบัติของวงจรทั้งหมดมีดังนี้

-ค่าความไวทางด้านอินพุทของวงจรถูกชดเชยดังรูป6.14

-สามารถลดความเพี้ยนของสัญญาณเอ้าท์พุทในช่วงบริเวณการเบี่ยงเบนที่ผ่านจุดศูนย์แสดงในรูปที่6.15-6.18

- สามารถควบคุมทิศทางกระแสและกำหนดค่ากระแสทางเอ้าท์พุทได้ในหัวข้อ6.41

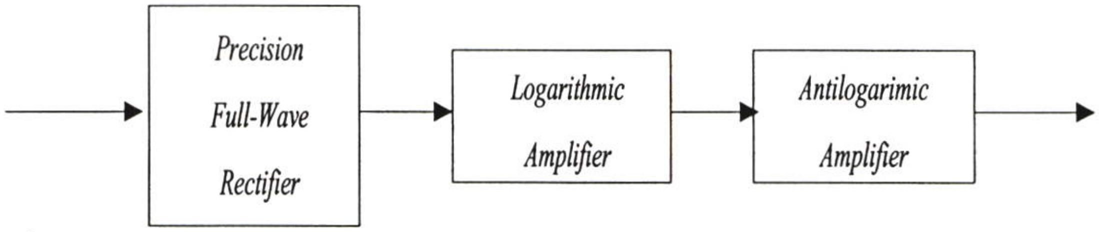
- สามารถขยายสัญญาณอินพุทได้เพิ่มขึ้นจาก $2V_T$ เป็นค่าแรงดัน 5 โวลต์อธิบายได้ดังรูปที่ 6.13

จากผลสรุปของการทำงานที่กล่าวมาทั้งหมดเป็นการสร้างวงจรที่มีการทำงานรูปแบบกระแสเปรียบเทียบให้เห็นถึงของข้อดีข้อเด่นของการชดเชยอุณหภูมิในรูปแบบของทรานส์ลิเนียร์ลูป และวิธีการชดเชยผลของอุณหภูมิด้วยกระแสภายนอกกระทำต่อวงจรภายในเช่นวงจรสายพานกระแส วงจรโอทีเอ ในวงจรขยายสัญญาณล็อก และแอนติล็อก ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้เป็นอีกแนวทางหนึ่งที่ได้ทำการวิจัยและพัฒนาขึ้นโดยใช้หลักการของทรานส์ลิเนียร์ในรูปของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงอย่างเดียว มีการทำงานในรูปแบบของกระแส มีการนำเสนอวงจรที่สามารถชดเชยอุณหภูมิภายในอย่างง่ายๆ สามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE สามารถเทียบผลของเอ้าท์พุทที่มีการชดเชยอุณหภูมิกับวงจรที่ไม่มีการชดเชยอุณหภูมิสามารถเห็นความแตกต่างได้ดังที่เสนอ วงจรขยายสัญญาณล็อก/แอนติล็อก ที่มีการชดเชยอุณหภูมิสามารถทำงานในรูปกระแส และใช้แรงดันต่ำ 2 โวลต์ โดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงอย่างเดียว สามารถประยุกต์ใช้งานร่วมกับวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นในรูปแบบของกระแสให้มีการทำงานสอดคล้องกันทั้งสองควอแดนซ์ โครงสร้างเหมาะที่จะนำวงจรไปสร้างวงจรรวม สามารถยืนยันการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE

7.2 การประยุกต์ใช้งาน

วงจรขยายสัญญาณล็อกและวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อก สามารถนำมาทำงานร่วมกับวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่ไม่ไวต่ออุณหภูมิภายนอก อีกทั้งยังมีการทำงานที่ใช้กำลังงานต่ำซึ่งจะ

ทำให้อุณหภูมิการทำงานคงที่เหมาะแก่การนำไปใช้งาน ในส่วนของการนำวงจรทั้งหมด มาประยุกต์ใช้งานสามารถลดแบนด์วิดท์ของสัญญาณเข้าให้อยู่ในรูปแบบกระแสที่บีบอัดด้วยวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิค และนำไปขยายสัญญาณแอนติล็อกให้มีค่าเหมือนทางอินพุทของวงจรล็อกการิมิค มีการทำงานแบบสองควอแดนซ์ (Two Quadrant Logarithmic / Antilogarithmic Amplifier)ในการนำวงจรทั้งสองมาต่อร่วมกับวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นดังแสดงในรูปที่ 7.2



รูปที่7.2 การประยุกต์ใช้งานของวงจรขยายสัญญาณล็อก/แอนติล็อกทำงานร่วมกับวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น

ในส่วนของการประยุกต์การทำงานของวงจรการเรียงกระแสเต็มคลื่นนี้ โดยใช้โอทีเอเพียงอย่างเดียว ที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์และสามารถกำหนดทิศทางได้ด้วยการควบคุมทางดิจิตอลเพียงพอร์ทเดียว สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในรูปแบบหลายเอ้าท์พุทเพื่อให้สะดวกในการทำงาน ในการนำเสนอนี้สามารถใช้งานร่วมกับการทำงานของวงจรขยายสัญญาณล็อกการิมิคกับวงจรขยายสัญญาณแอนติล็อกการิมิคได้เป็นอย่างดี

เอกสารอ้างอิง

[1] Sedra A. S., Smith K. C. Microeletronic Circuits. Third Edition Oxford University Press , Inc. 1982.

[2] Gray, P. R., and Meyer, R. G., Analysis and Design of Analog Integrated Circuit (New York: John Wiley & Sons), 270-287. 1993.

[3] National Semiconductor, Linear Data Book Semiconductor Corporation,1982.

[4] Greeneich E.W. Analog Integrated Circuits. Chapman & Hall 1997.

[5] Malvar H.S. Luettgen M. "Temperature Compensation of OTA-Based Filters and Amplifiers." Eletron. Lett., vol.23,no.17,Aug.1987.pp. 890-891.

[6] Karybakas C.A., Kosmatopoulos C. and Laopoulos Th. "Improved Temperature Compensation of OTAs," Electron. Lett., vol.28,no8, Apr.1992.pp.763-764.

[7] Senani R. "New Electronically Tunable OTA-C Sinusoidal ." Electron. Lett., vol.25,no.4,Feb. 1989. pp. 286-287.

[8] Fabre A., Saaid O., Wiest F. and Boucheron C. " Current Controlled Bandpass Filter Based on Translinear Conveyors." Electron. Lett. , vol.31 , no.20, Sep. 1995. pp. 1721-1728.

[9] Fabre A. Translinear Voltage/Convertor." Int.J Electron.Lett.,vol.19, Nov. 1983.pp.1030-1031.

[10] Kiranon W., Kesorn J. and Wardkein P. "Current Controlled Oscillator Based on Translinear Conveyors." Electron. Lett., Vol.32, no.15, July 1996. pp. 1330-1331.

[11] Kiranon W., Kesorn J., Sangpisit W. and Kamprasert N. "Electronically Tunable Multifunctional Translinear-C Filter and Oscillator." Electron. Lett., vol.33, no.7,Mar.1997. pp. 573-574.

[12] Fabre A., Saaid O., Wiest F. and Boucheron C. " High Frequency Applications Based on a New Current Controlled Conveyor." IEEE Trans. Circuits Syst. I , vol.43, no.2, Feb. 1996. pp. 82-91.

[13] Saaid O., Fabre A., "Class AB Current –Controlled Resistor for High Performance Current-Mode Applications." Electron. Lett. , 1996. pp.4-5.

[14] Kiranon W. , Pawarangkoon P. "Floating Inductances Simulation Based on Current Conveyors." Electron. Lett., vol. 33, no. 21, Oct. 1997. pp. 1748-1749.

[15] Silva-Martinez J., Sanchez-Sinencio E. "Analogue OTA Multiplier without Input Voltage

Swing Restrictions and Temperature-Compensated." Electron. Lett., vol. 22 , no.11, May 1986. pp. 599-600.

[16] Khan I. A. , Ahmed M.T. "OTA-Based Integrable Voltage/Current-Controlled Ideal C-Multiplier." Electron. Lett. , vol.22 , no. 7, Mar.1987. pp. 365-366.

[17] เฉลิมภัณฑ์ ฟองสมุทร "การชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรขยายโอทีเอ" วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2542

[18] Gilbert B. "Translinear Circuit : A Propose Classification." Electron. Lett., vol.11, Jan 1975. pp. 14-16.

[19] Wilson G.R. W " A Monolithic Junction FET-NPN Operation Amplifier."IEEE J. Solid-State Circuits., vol. SC-3, 1968. pp. 341-348.

[20] G.Normand,Translinear Current Conveyor, "Int.J Electronics, vol.59, pp.771-777,1985.

[21] Fabre A. "Translinear Current Conveyors Implementtation." Int. J. Electron., vol.59, Nov.1985. pp. 619-623.

[22] B. Gilbert, "A new wide-band amplifier technique", IEEE journ. Solid-State Circ. , Vol. SC-3, pp. 353-365,1968.

[23] Surakumpontorn W. "Wide-Band Voltage-Controlled and Current-Controlled Resistance Circuits." Int. J. Electron.,Vol.50,1981. pp.149-152.

[24] Geiger R. L. , Sanchez-Sinencio E. "Active Filter Design using Opertional Transconductance Amplifier : A tutorial." IEEE Circuits Devices Mag., Mar. 1985.pp.22-32.

[25] Malvar H.S. "Electronically Tunable Active Filter with Operational Transcondudtance Amplifier." IEEE Tran. CAS-29, 1982. pp.333-336.

[26] Surakampontorn W., Jutaviriya S. and Riewruja V."OTA-Base Electronically Tunable Voltage-Controlled Resistance Converter." Int. J. Electron., vol.67,no1,1989. pp.81-85.

[27] Surakampontorn W., Riewruja V., Surawatpunya C. and Yodladda S. " Instrumentation Amplifiers using Operational Transconductance Amplifiers." Int.J.Electron, Vol.71,no.3 , 1991. pp.511-515.

[28] Peyton A.J, and Walsh V. Analog Electronics with Op-Amps. Cambridge : Cambridge University Press 1993.

[29] Franco S. Design with Operational Amplifier and Analog Integrated Circuits. New York: McGraw-Hill. 1988.

[30] Toumazou C., Lidgey F.G. and Haigh D.G. Analogue IC Design : The Current Mode Approach. London : Peregrinus. 1990.

[31] Chadwick P.E. " Advances in Logarithmic Amplifiers." IEE Radio Receivers and Associated Systems International Conference, 1990. pp.51-58.

[32] Bergouignan F., Abouchi N., Grisel R., Caille G. and Caranana J. " Designs of Logarithmic and Exponential Amplifiers Using Current Conveyor." ICECS, 1996. pp. 61-64.

[33] Koli K. and Halomen K . "A 2.5 V Temperature Compensated CMOS Logarithmic Amplifier." IEEE Proc. Custom Integrated Circuit Conference, 1997.pp.79-82.

[34] ชัยวัฒน์ จงกุลสถิตชัย "การออกแบบวงจรเพาเวอร์แฟคเตอร์ โดยใช้วงจร สายพานกระแส แบบมอสทรานซิสเตอร์."วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2543

[35] ภัทรชัย อุปริพุทกุล "วงจรขยายเชิงลอกการิธมิคและแอนติลอกการิธมิกที่มีการทำงานในรูปกระแส" วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2544

[36] K. Kumwatchara and N. Fujii, "Low-voltage current mode power factor function generator", IEICE Trans. Fundamentals, vol. E83-A ,no.2, pp1-7,2000.

[37] E. Seevinck, Analysis and synthesis of translinear integrated circuits, Elsevier Science Publisher, Amsterdam, 1988.

[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. pp311.

[40] C.C.Todd, "A molithic analog compandor." IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-11, no.6, pp.754-762, Dec.1976.

[41] C.C. Todd, "An integrated expandor circuit," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-11, no.6, pp.762-772, Dec.1976.

[42] Barker, R. W. J. " Versatile precision full-wave rectifier." Electronics. Letters, vol.13, no.5, Mar.1977. pp. 143-144.

[43] Barker, R. W. J. , and Hart, B. L. "Precision absolute-value circuit technique." International Journal of Electronics, vol.66, 1989. pp.445-448.

[44] Toumazou, C., and Lidgey, F. J. "Wide-band precision rectification." Proc.IEE, Pt G,

vol.134,1987. pp.7-15.

[45] Surakampontorn, W. "Sinusoidal frequency doublers using operational amplifiers." IEEE Trans. Instru. and Measure., vol.37,1988. pp.259-262.

[46] Toumazou, C., Lidgey, F.J., and Chattong, S." High frequency current conveyor precision full-wave rectifier." Electron.Lett., vol.30,1994. pp. 745-746.

[47] Wilson, B., and Mannama, V." Current-mode rectifier with improved precision." Eletron. Lett., vol.31, 1995. pp.247-248.

[48] นรินทร์ ธรรมมารักษ์วัฒนะ "การออกแบบวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นสำหรับสัญญาณขนาดเล็กโดยใช้โอทีเอ" วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2543

[49] S. Pookaiyaudom, C. Watanachaipreteep and K. Dejhan: " A single-transistor full-wave rectifier",Proc. IEEE, Vol.67, No. 4, pp.687-688, April 1979.

[50] A. Antoniou: " Design of precision rectifiers using operation amplifier", Proc.IEE,Vol.121, No.10, pp.1041-1044, October 1974.

[51] C. Toumazou, F. J Lidgey and S. Chattong:" High frequency current conveyor precision full-wave rectifier. Electronics Letters, Vol. 30, No. 10, pp745-746, May1994.

[52] W. Surakumpontorn, S. Jutaviriya and T. Apajinda: " Dual translinear sinusoidal frequency double and full-wave rectifier" , INT.J. Electronic, Vol.65, No.6, pp.1203-1208,1989.

[53] W. Surakumpontorn, S. Jutaviriya and T. Apajinda:, "Full-ware rectifiers using operational amplifiers and resistors,"INT. J.Eletronic, Vol.66, No.6, 913-916 ,1989.

ภาคผนวก

สำเนาบทความที่ได้วิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ลงในวารสาร 4 บทความ ดังต่อไปนี้

[1] Chaiwat Jongkunstidchai, Chalermpan Fongsamut,Kiattisak Kumwachara,Wanlop Surakampontorn "Full-wave rectifiers based on operational transconductance amplifiers" AEU-International Journal of Electronics and Comunications , pp. 195-201, volume 61, 2007.

[2] C. Jongkunstidchai, P. Pienchob, K. Kumwachara, W. Surakampontorn, "Full-Wave Rectifiers Based on Operational Transconductance Amplifiers ,"ISCIT, pp. 414-417, 2005.

[3] C. Jongkunstidchai,C. Fongsamut, K. Kumwachara and W.Surakumpontorn, "A Low Voltage Temperature-Compensated Exponential Amplifier Using only NPN Transistors" , ECTI, p-p, 2005.

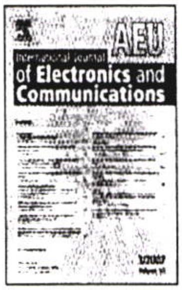
[4] C. Jongkunstidchai,C. Fongsamut, K. Kumwachara and W.Surakumpontorn, "A Temperature-Compensated Logarithmic Amplifier Using only NPN Transistors",ECTI, p-p 409-412, 2004.

ELSEVIER

Building Insights. Breaking Boundaries.

AEÜ - INTERNATIONAL JOURNAL OF ELECTRONICS AND COMMUNICATIONS

International Journal of Electronics and Communications



Editor-in-Chief:
Ralf Lehnert
See editorial board for all editors information

Description

AEÜ is an international scientific journal which publishes eight times a year both original works and invited tutorials. The journal's scope covers all aspects of theory and design of circuits, systems and devices for electronics, signal processing, and communication, including:

- signal and system theory, digital signal processing
- network theory and circuit design
- information theory, communication theory and techniques, modulation, source and channel coding
- switching theory and techniques, communication protocols
- optical communications
- microwave theory and techniques, radar, sonar
- antennas, wave propagation

AEÜ publishes full papers and letters with very short turn around time but a high standard review process. Review cycles are typically finished within six weeks by application of modern electronic communication facilities.
For more information, go to http://www.elsevier.de/aeue

Bibliographic Information
ISSN: 1434-8411
Imprint: URBAN AND FISCHER

Subscriptions for the year 2007, Volume 61, 10 issues

Institutional online access: ScienceDirect eSelect
For purchase of online access to this journal on ScienceDirect by credit card.

Institutional price:
USD 956 for all countries except Europe and Japan
JPY 118,700 for Japan
EUR 892 for European countries

Institutional price Germany, Austria, Switzerland:
EUR 805

See also information about conditions of sale & ordering procedures.

Audience
Scientists and engineers engaged in research and development in the above-mentioned fields

Abstracting / indexing
Get an overview of abstracting and indexing information.

Impact factor of this journal
2005: 0.339 Category: Engineering, Electrical & Electronic Telecommunication
Journal Citation Reports® 2005, published by Thomson Scientific

ScienceDirect

Login: Register

Home | Browse | Search | My Settings | Alerts | Help

Quick Search Title, abstract, keywords | Author | e g. j s smith
search tips | Journal/book title --This Journal/Book-- | Volume | Issue | Page | Clear

AEU - International Journal of Electronics and Communications

Alert me about new Journal Issues
Add to Favorites
Apply

Copyright © 2007 Elsevier GmbH. All rights reserved

Shortcut URL to this page: http://www.sciencedirect.com/science/journal/14348411

Sample Issue Online | About this Journal | Submit your Article | VDE Homepage

■ = Full-text available
□ = Non-subscribed
What does this mean?

■ Articles in Press
Volume 61 (2007)
■ Volume 61, Issue 3 pp. 139-208 (1 March 2007)
■ Volume 61, Issue 2 pp. 69-138 (1 February 2007)
■ Volume 61, Issue 1 pp. 1-68 (2 January 2007)
Volume 60 (2006)
Volume 59 (2005)
Volume 58 (2004)
Volume 57 (2003)
Volume 56 (2002)
Volume 55 (2001)

Volume 61, Issue 3, Pages 139-208 (1 March 2007)

◄ Previous vol/iss   Next vol/iss ►

Articles List | Full Abstracts | Add to my Quick Links
Selected articles | E-mail articles | Export citations | articles 1 - 15

1. **Editorial Board** • EDITORIAL BOARD
Page CO2
PDF (106 K)

Special Papers

2. **To Edgar Voges on his 65th birthday** • EDITORIAL
Pages 139-140
Hans-Georg Unger
SummaryPlus | Full Text + Links | PDF (111 K)

3. **Advanced modulation formats for more robust optical transmission systems** • ARTICLE
Pages 141-146
Peter M. Krummrich
SummaryPlus | Full Text + Links | PDF (432 K)

4. **More accurate simulation of dynamic transparent optical wavelength division multiplex networks** • ARTICLE
Pages 147-152
Ansgar Steinkamp, Martin Windmann and Stephan Pachnicke
SummaryPlus | Full Text + Links | PDF (349 K)

5. **Electrical equalization for advanced optical communication systems** • ARTICLE
Pages 153-157
Werner Rosenkranz and Chunmin Xia
SummaryPlus | Full Text + Links | PDF (241 K)

6. **SOI-based optical board technology** • ARTICLE
Pages 158-162
Jürgen Bruns, Torsten Mitze, Martin Schnarrenberger, Lars Zimmermann, Karsten Voigt, Martina Krieg, Jochen Kreißl, Klemens Janiak, Thorsten Hartwich and Klaus Petermann
SummaryPlus | Full Text + Links | PDF (675 K)

7. **PDMS-based optical waveguide layer for integration in electrical–optical circuit boards** • ARTICLE
Pages 163-167
Stefan Kopetz, Dengke Cai, Erik Rabe and Andreas Neyer
SummaryPlus | Full Text + Links | PDF (321 K)

8. **Coupling tolerances of high-index silicon-oxynitride waveguides with small bending radii** • ARTICLE
Pages 168-171

Stefan Kopetz, Dengke Cai, Erik Rabe and Andreas Neyer
SummaryPlus | Full Text + Links | PDF (321 K)

8. **Coupling tolerances of high-index silicon-oxynitride waveguides with small bending radii** • ARTICLE
Pages 168-171
Maxim Fadel and Roland B. Gentemann
SummaryPlus | Full Text + Links | PDF (734 K)

9. **3D-fibre channels in silicon by electrical breakdown—New opportunities for optical fibre alignment and microfluidics** • ARTICLE
Pages 172-176
Roland B. Gentemann, Daniel Teufer, Katrin Temmen and Martin Hoffmann
SummaryPlus | Full Text + Links | PDF (667 K)

10. **Numerical design strategy for lumped element circulators** • ARTICLE
Pages 177-181
Robert Stonies and Dirk Schulz
SummaryPlus | Full Text + Links | PDF (552 K)

Regular Papers

11. **Frequency selective surfaces comprised of periodic arrays of two-turn square spiral shaped conductors** • ARTICLE
Pages 182-185
Kemal Delihacioglu, Savas Uckun and Tuncay Ege
SummaryPlus | Full Text + Links | PDF (239 K)

12. **Robust observation model for visual tracking in particle filter** • ARTICLE
Pages 186-194
Anping Li, Zhongliang Jing and Shiqiang Hu
SummaryPlus | Full Text + Links | PDF (788 K)

13. **Full-wave rectifiers based on operational transconductance amplifiers** • ARTICLE
Pages 195-201
Chaiwat Jongkunstidchai, Chalermpan Fongsamut, Kiattisak Kumwachara and Wanlop Surakampontorn
SummaryPlus | Full Text + Links | PDF (632 K)

Letters

14. **The design synthesis of periodical microstrip structures using adaptive genetic algorithm and a multiresolution MoM analysis** • ARTICLE
Pages 202-204
Khaled Grayaa, Taoufik Aguili and Ammar Bouallegue
SummaryPlus | Full Text + Links | PDF (144 K)

15. **Accurate closed-form expressions for the electromagnetic parameters of the shielded split ring line** • ARTICLE
Pages 205-208
Benahmed NasrEddine
SummaryPlus | Full Text + Links | PDF (243 K)

articles **1 - 15**

Home Browse Search My Settings Alerts Help

About ScienceDirect | Contact Us | Terms & Conditions | Privacy Policy

Copyright © 2007 Elsevier B.V. All rights reserved. ScienceDirect® is a registered trademark of Elsevier B.V.

Available online at www.sciencedirect.com
ScienceDirect
ELSEVIER
Int. J. Electron. Commun. (AEÜ) 61 (2007) 195–201
International Journal of Electronics and Communications AEÜ
www.elsevier.de/aeue

Full-wave rectifiers based on operational transconductance amplifiers

Chaiwat Jongkunstidchai, Chalermpan Fongsamut, Kiattisak Kumwachara*, Wanlop Surakampontorn

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

Received 30 November 2005

Abstract

The implementation of full-wave rectifiers using operational transconductance amplifiers (OTAs) as only main active circuit elements is presented in this paper. The proposed scheme makes use of the characteristic of the differential amplifier inside the OTA and avoids the use of diodes. The typical problems of the OTA circuit, the input voltage swing limitation and the temperature dependence of the OTA transconductance gain, have been improved. Simulation and experimental results demonstrate the performance of the proposed rectifier are included.
© 2006 Elsevier GmbH. All rights reserved.

Keywords: Full-wave rectifier; Bipolar-OTA; Voltage-to-current; Electronically tunable

1. Introduction

Rectifier is one of the important basic building blocks for analog signal processing, signal conditioning and instrumentation systems. For example, its applications can be founded in RMS to DC convertors, peak detectors, RF demodulators, piecewise linear function generators and nonlinear analogue signal processing circuits. In general, conventional voltage-mode rectifier circuits are typically implemented based on the use of op-amps and diodes [1]. The classical problem is that, owing to small-signal transient behavior, during the diodes switching between the ON and OFF states exhibit significant distortion, specially the zero crossing transitional portion [2]. This drawback has been improved by Gift [3]. On the other hand, the use of high slew-rate op-amps does not solve this problem but it will perform the rectifier with a better high frequency response [4]. Rectifier circuits based on the method of operational-amplifier supply-current sensing has been successfully reported by Toumazou and Lidgey [5] and Surakampontorn et al. [6], where better frequency responses than the classical op-amp and diode-based topology are achieved.

Recently, there is a considerable interest in the design of current-mode signal processing, since a current-mode circuit provides a very good high frequency performance when compared with a voltage-mode circuit. Therefore, many current-mode full-wave rectifiers using current conveyors and diodes, have been reported in the literature [7–10]. In addition, a full-wave rectifier circuit that designed through the application of the supply-current sensing technique to current conveyors has been presented [11].

It is well accepted that an operational transconductance amplifier (OTA) is one of the important active circuit building blocks in the design of analog signal processing circuits. In the past, the use of the OTAs with diodes to realized nonlinear functions [12] have been reported. However, there is not much reported in the literature on the use of OTAs for designing full-wave rectifier [13]. In addition, in most of the

* Corresponding author.
E-mail address: kkkiatti@kmitl.ac.th (K. Kumwachara).

1434-8411/$ - see front matter © 2006 Elsevier GmbH. All rights reserved.
doi:10.1016/j.aeue.2006.04.001

reported rectifier circuits, diodes are mainly the important key element to provide the rectifying action. It seems that none the exiting rectifiers has been built by using only OTAs. The objective of this paper is to present a technique to realize rectifiers using the characteristic of the differential amplifier inside the OTAs. The proposed full-wave rectifier are therefore using OTAs as only the active circuit elements. A scheme to improve the input voltage swings restriction and the temperature dependence of the OTA transconductance gain is also introduced.

2. Basic principle

Fig. 1(a) shows a monolithic OTA, where V_{CC}, V_{EE} denote the positive and negative supply voltages, respectively. Consider an OTA typical circuit diagram as shown in the Fig. 1(b), its input stage consists of a differential amplifier stage. Normally, I_B is the bias current, and v_i and i_o are the input voltage and the output current, respectively. The output current i_o can be given as

$$i_o = i_{c1} - i_{c2} = I_B \tanh\left(\frac{v_i}{2V_T}\right), \tag{1}$$

where $V_T = KT/q$. However, from (1), one can see that if I_B is the input signal current and v_i is a constant DC voltage that much greater than $2V_T$ or $v_i \gg 2V_T$, but lower than the maximum common mode input voltage range, the output current i_o becomes

$$i_o = I_B. \tag{2}$$

It should be noted that the current I_B can only flow in the direction that into the circuit, or positive direction. On the other hand, if v_i is a constant DC voltage that much lower than $-2V_T$ or $v_i \ll -2V_T$, thus the output current i_o now becomes

$$i_o = -I_B. \tag{3}$$

Eqs. (2) and (3) demonstrate that the direction or the polarity of the output current can be controlled by the DC voltage that is applied at the v_i. Therefore, we will propose the use of the differential amplifier inside the OTA to realize rectifier circuits.

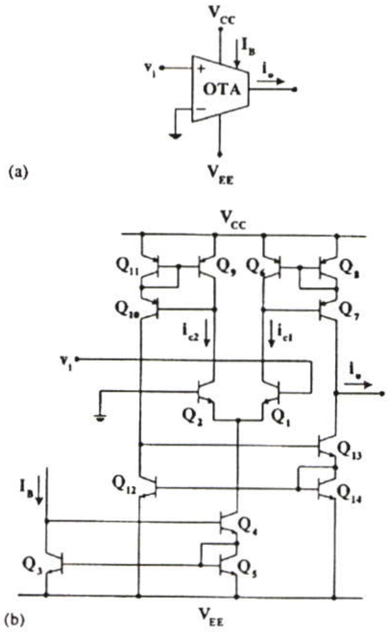


Fig. 1. (a) A monolithic OTA, (b) schematic diagram of a conventional OTA.

2.1. Basic half-wave rectifier

The basic of a half-wave rectifier circuit that using only two OTAs is shown in Fig. 2. It consists of two OTAs and a constant voltage source V_C. The OTA_1 is functioned as a voltage-to-current converter that converts an input voltage v_{in} into a signal current $i_1 = g_{m1}v_{in}$, where $g_{m1} = I_{B1}/2V_T$ and I_{B1} is the bias current. The output current i_1 of the OTA_1 is fed as the bias current of the OTA_2. At the OTA_2 and from (1), when the constant voltage source $V_C \gg 2V_T$, the output current i_2 can be expressed as

$$i_2 = \begin{cases} g_{m1}v_{in} & \text{for } v_{in} > 0, \\ 0 & \text{for } v_{in} < 0. \end{cases} \tag{4}$$

On the other hand, when $V_C \ll -2V_T$, the output current i_2 can be given as

$$i_2 = \begin{cases} -g_{m1}v_{in} & \text{for } v_{in} > 0, \\ 0 & \text{for } v_{in} < 0. \end{cases} \tag{5}$$

From (4) and (5), it is clearly indicated that the circuit acts as a positive and a negative half-wave rectifiers, respectively, which dependent on the polarity of the controlled constant voltage source V_C. It should be noted that, for a good rectifier response, the DC voltage that should be kept in the range of $|200\,\text{mV}| \leqslant |V_i| \leqslant |5\,\text{V}|$ for ± 5 V power supply [14].

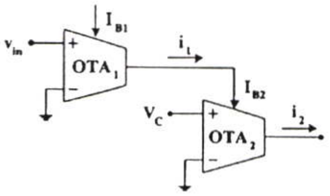


Fig. 2. A half-wave rectifier.

2.2. Basic full-wave rectifier

As shown in Fig. 3, two of the half-wave rectifier circuits are combined to form a full-wave rectifier circuit, where (OTA_1 and OTA_2) and (OTA_3 and OTA_4) are the positive and negative half-wave rectifiers, respectively. Ideally, let the transconductance gains of the OTA_1 and the OTA_3 are equal, such that $g_{m1} = g_{m3} = g_m$, where $I_{B1} = I_{B3} = I_B$ and $g_m = I_B/2V_T$. For $v_{in} > 0$, the current i_1 and i_3 of the OTA_1 and OTA_3 can be, respectively, written as

$$i_1 = g_{m1} v_{in} = g_m v_{in} \tag{6}$$

and

$$i_3 = -g_{m3} v_{in} = -g_m v_{in}. \tag{7}$$

The currents i_1 and i_3 are fed as the bias currents of the OTA_2 and OTA_4, respectively. Noting that in the case of $V_C \gg 2V_T$, the OTA_2 and OTA_4 allow only positive current flow through it. This means that for $v_{in} > 0$, the currents $i_2 = i_1$ and $i_4 = 0$ or

$$i_2 = i_1 = g_m v_{in} \quad \text{and} \quad i_4 = 0 \quad \text{for } v_{in} > 0. \tag{8a}$$

During $v_{in} < 0$, the current i_1 is negative and the current i_2 is positive. Therefore, $i_2 = 0$ and $i_4 = i_3$ or

$$i_2 = 0 \quad \text{and} \quad i_4 = i_3 = g_m v_{in} \quad \text{for } v_{in} < 0. \tag{8b}$$

Since the output current i_{out} is the summation of the current i_2 and i_4, we can write the relations between the input voltage v_{in} and the output current i_{out} as

$$i_{out} = i_2 + i_4 = g_m v_{in} = \frac{I_B}{2V_T}|v_{in}|. \tag{9}$$

We will call this as a positive full-wave rectifier. Alternatively, if $V_C \ll -2V_T$, a negative full-wave rectifier can be realized, where the output current can be expressed as

$$i_{out} = -g_m|v_{in}| = -\frac{I_B}{2V_T}|v_{in}|. \tag{10}$$

Note that (9) and (10) indicate that the circuit of Fig. 3 can be operated as a positive or a negative full-wave rectifier by controlling the polarity of V_C. This advantage is usually not available in the basic op-amp-based circuit.

3. The compensated OTA-based full-wave rectifier

3.1. Improve the limited input voltage swings and temperature dependence

It is clearly seen from (9) and (10) that the net result of the output current is the full-wave rectification of the input signal. However, there are two major limitations that occur from the use of the ordinary bipolar-based OTA in the circuit design. The first limitation is that the input stage of the OTA is a conventional differential pair, where the differential input voltage is limited to be less than 50 mV for linear operation. The second limitation is that the OTA transconductance gain g_m is inversely proportional to temperature. Therefore, based on the compensation scheme reported by Surakampontorn et al. [15], the temperature-insensitive wide-dynamic range OTA-based full-wave rectifier is shown in Fig. 4.

The OTA_5, which is formed as an electronically tunable resistor, and a resistor R_1 function as a voltage divider circuit. This makes the $v_{in} - v_X$ voltage across the OTA_5 small and therefore, increases the circuit dynamics range. The voltage across the OTA_5 is then used as the input voltages for the OTA_1 and OTA_2. From routine circuit analysis of Fig. 4, voltage at node X or v_X can be written as

$$v_X = \frac{g_{m5}R_1}{1 + g_{m5}R_1} v_{in} \tag{11}$$

and the currents i_1 and i_3 can be expressed as

$$i_1 = -i_3 = g_m(v_{in} - v_X), \tag{12}$$

where $g_{m1} = g_{m3} = g_m$. From (11) and (12), the currents i_1 and i_3 become

$$i_1 = -i_3 = \frac{g_m}{1 + g_{m5}R_1} v_{in}. \tag{13}$$

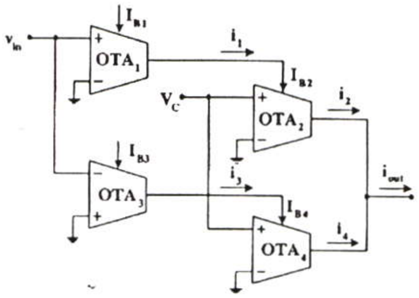


Fig. 3. Basic OTA-based full-wave rectifier.

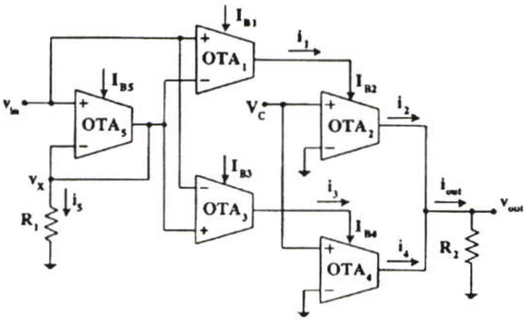


Fig. 4. The compensated OTA-based full-wave rectifier.

If by design, we let $g_{m5}R_1 \gg 1$, the currents i_2 and i_4 can be approximately given by

$$i_2 = -i_4 = \frac{g_m}{g_{m5}R_1}v_{in} = \frac{I_B}{I_{B5}}\frac{v_{in}}{R_1}. \tag{14}$$

Thus, the output voltage v_{out} is equal to

$$v_{out} = \frac{I_B R_2}{I_{B5}R_1}|v_{in}| \quad \text{for } V_C \gg 2V_T \tag{15a}$$

and

$$v_{out} = -\frac{I_B R_2}{I_{B5}R_1}|v_{in}| \quad \text{for } V_C \ll -2V_T. \tag{15b}$$

Eqs. (15a) and (15b) show that the temperature dependence of the transconductance gains g_{m1} and g_{m3} are compensated by g_{m5}. In addition, the input voltage swing limitation has been improved from $2V_T$ to approximately $I_{B5}R_1$. The output voltage v_{out} can be electronically tuned by the current ratio I_B/I_{B5}.

3.2. Performance analysis

From the previous description, the OTAs were assumed to be ideal. In this section, the major factors that contribute to the inaccuracy of the circuit performance will be considered. The first factor is due to the transfer error from the conversion of the input voltage v_{in} into the small signal current i_5 by the OTA_5 and R_1. The relationship of the input v_{in} and the current i_5 can be accurately expressed as

$$i_5 = (1-\varepsilon_v)\frac{g_m}{g_{m5}R_1}v_{in}, \tag{16}$$

where the percentage error of the voltage-to-current conversion error (ε_v) can be given by

$$\varepsilon_v = \frac{1}{1+g_{m5}R_1} \times 100\%. \tag{17}$$

For $g_{m5} = g_m = 0.0096S$ and $R_1 = 10\,\text{k}\Omega$, the error of about 1% is expected. This error can be further reduced by increasing the value of $g_{m5}R_1$. The second factor is the error due to the current mirrors inside of the OTA, the percentage error of the input and output currents transfer of the Wilson current mirror (ε_c) can be given by

$$\varepsilon_c = \frac{2}{\beta^2+2\beta+2} \times 100\%, \tag{18}$$

where β is the common emitter current gain of the bipolar transistor [16]. As an example, if $\beta = 100$, the error is about 0.02%. With this approximation, we can write the relations between the input voltage v_{in} and the output voltages v_{out} as

$$V_{out} = \left[1 - \left(\frac{1}{1+g_{m5}R_1} + \frac{4}{\beta^2}\right)\right]\frac{R_2}{R_1}v_{in} \tag{19a}$$

for $V_C \gg 2V_T$ and

$$V_{out} = -\left[1 - \left(\frac{1}{1+g_{m5}R_1} + \frac{4}{\beta^2}\right)\right]\frac{R_2}{R_1}v_{in} \tag{19b}$$

for $V_C \ll -2V_T$.

Thus, for $\beta = 100$, $g_{m5} = 0.0096S$, $R_1 = 10\,\text{k}\Omega$, and $R_2 = 10\,\text{k}\Omega$, then the error of less than 2% is expected. The third factor is the temperature dependence of transconductance gains g_m that affects the output current. The percentage error of the output current for the compensated voltage-to-current base on OTA [15] can be approximated as

$$\frac{\delta i_{out}}{i_{out}} = \frac{-2V_T}{2V_T + I_{B5}R_1}\frac{\Delta T}{T} \times 100\%. \tag{20}$$

From (20), it is clearly seen that the temperature influence can be reduced by increasing the value of $I_{B5}R_1$, where T is the room temperature (300 K or 27 °C) and ΔT is the change of temperature from room temperature. If $V_T = 26\,\text{mV}$ at room temperature, $I_{B5} = 500\,\mu\text{A}$ and $R_1 = 10\,\text{k}\Omega$ and temperature change at 50 and 70 °C, then the percentage error of the output current i_{out} are about 0.0789% and 0.1475%, respectively. The fourth factor is the dc output offset current that arise from the non-ideal characteristic of the OTAs, such as nonzero-input bias and input-offset currents errors. In this case, OTAs with low offset currents should be used, in particular for the OTA_1 and OTA_3. In addition, small DC currents should be injected to compensate the offset current, at the outputs of the OTA_1 and OTA_3, since the DC currents that presented at these points produce the distortion of the rectified signal.

4. Simulation and experimental results

In order to test the developed ideas and to verify the theoretical prediction, the performance of the circuit in Fig. 4 was

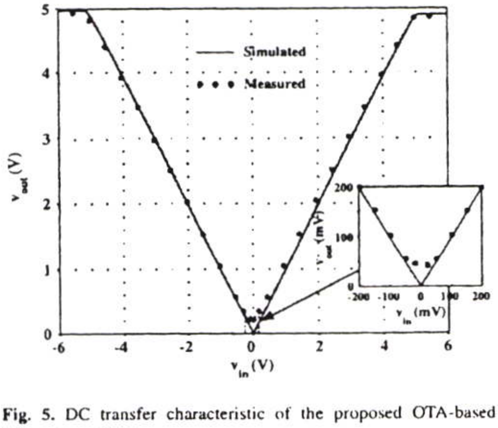


Fig. 5. DC transfer characteristic of the proposed OTA-based full-wave rectifier.

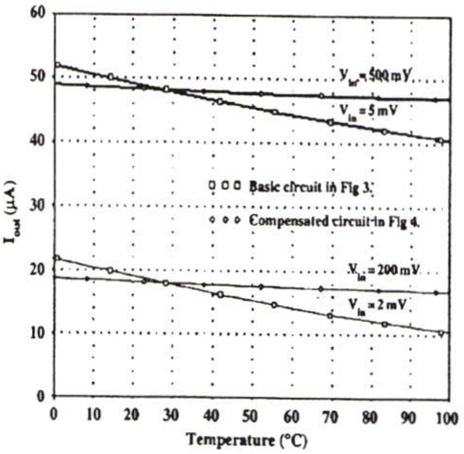


Fig. 6. Variation of output currents $i_{\rm out}$ against temperature.

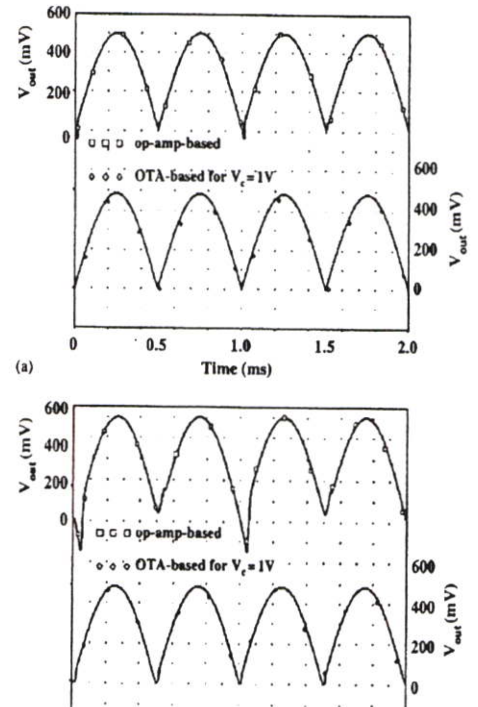


Fig. 7. Simulation results of the positive full-wave rectifier at the frequency: (a) 1 kHz; (b) 10 kHz.

simulated using the PSPICE simulation program. We use the conventional OTA LM13600 models from the PSPICE library. The supply voltage $V_{CC} = -V_{EE}$ were set to 15 V.

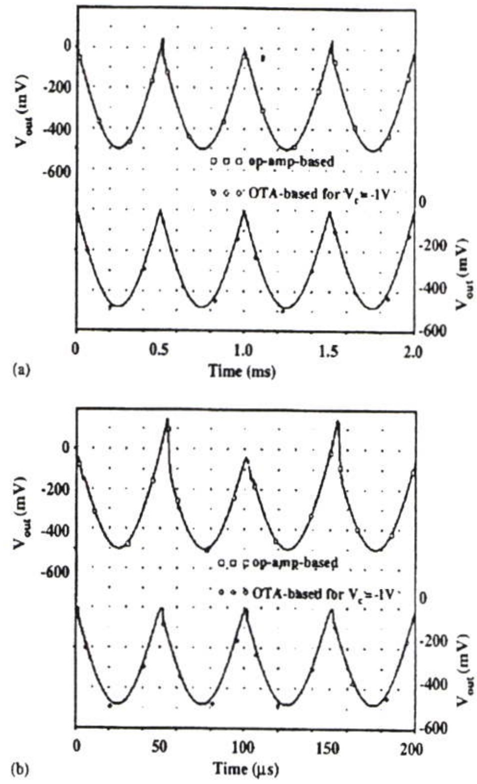


Fig. 8. Simulation results of the negative full-wave rectifier at the frequency: (a) 1 kHz; (b) 10 kHz.

The OTA bias currents used are $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = I_{B5} = 500\,\mu$A and $R_1 = R_2 = 10\,$kΩ.

The plot of the DC transfer characteristic of the proposed rectifier, the output voltage $v_{\rm out}$ versus the input voltage $v_{\rm in}$, is shown in Fig. 5. We can see that both the high accuracy and linearity can be achieved for $v_{\rm in}$ 50 mV to 5 V. In the dash-line, zoom of the plot for $v_{\rm in}$ less than ±200 mV shows the relatively large amount of distortion, particularly when $v_{\rm in}$ less than ±50 mV. This is due to the OTA_5 and R_1 that formed as a voltage divider. For small $v_{\rm in}$ the voltage across the OTA_5 that used as the input voltages for the OTA_1 and OTA_2 is very small and cause the error at the output of the rectifier.

Fig. 6 shows the comparison of the simulated output currents $i_{\rm out}$ against temperature for the case of the basic and the compensated circuits, for the input voltages $v_{\rm in}$ of 2, 5, 200 and 500 mV, respectively, where the nominal output currents were set to 18 and 48 μA, respectively. It is readily seen that the temperature performance of the compensated circuit is much better than the basic circuit.

Figs. 7 and 8 show the positive and negative output voltages of the conventional op-amps-based rectifier circuits is

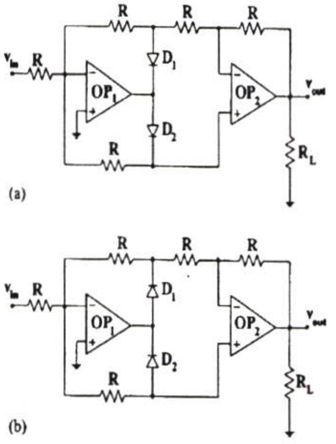


Fig. 9. The conventional op-amps-based rectifier circuits: (a) positive output voltage of the rectifier; (b) negative output voltage of the rectifier.

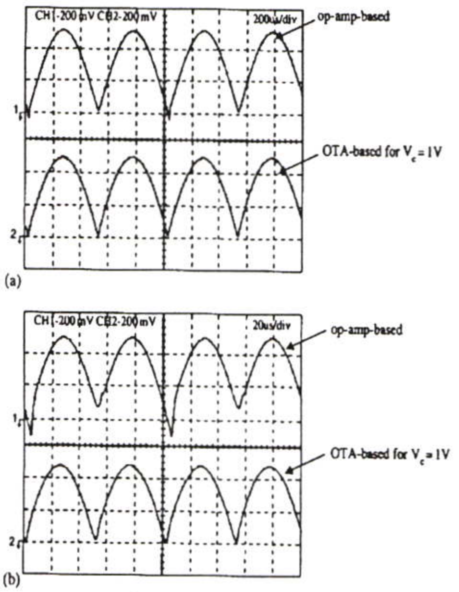


Fig. 10. Experimental results of the positive full-wave rectifier at the frequency: (a) 1 kHz; (b) 10 kHz.

shown in Fig. 9 [1], with $R = 10\,k\Omega$ and LM741 op-amps, in comparison with the output voltage of the proposed rectifier circuit, where $v_{in} = 500\,mV$, for the frequency of 1 and 10 kHz, respectively. The responses demonstrate that the OTA-based circuit provide a much better performance particularly at the zero-crossing portion. For experimental confirmation, the proposed OTA-based full-wave rectifier in Fig. 4 was constructed by using LM13600-type OTAs. Resistors R_1 and R_2 used in the circuit were 1% tolerance resistors.

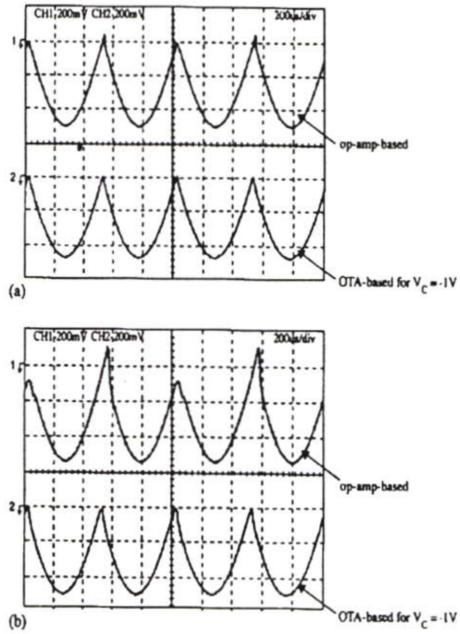


Fig. 11. Experimental results of the negative full-wave rectifier at the frequency: (a) 1 kHz; (b) 10 kHz.

Figs. 10 and 11 show the measured output waveforms of the op-amps-based rectifiers compared with the OTA-based full-wave rectifier for the frequency of 1 and 10 kHz, respectively. In addition, the bandwidth of the proposed circuit was also tested and measured to be 50 kHz. It should be noted that the operation frequency limited of the proposed rectifier depends on the error at zero crossing owing to the on/off transition of OTA_2 and OTA_4.

5. Conclusions

In this paper, a new technique employing the characteristic of the differential amplifier inside of the OTA to design a full-wave rectifier has been proposed. The full-wave rectifier circuit employs OTAs as the only active elements and does not require diodes. The input voltage swing limitation has been improved from $2V_T$ to approximately $I_{B5}R_1$ and the temperature sensitivity of the OTA is also compensated. The simulation and experimental results have been shown that the proposed circuit performs very well when compared with op-amps-based circuit.

Acknowledgement

This work is funded by the Thailand Research Fund (TRF) under the Senior Research Scholar Program, Grant no. RTA4680003.

References

[1] Coughlin RF, Driscoll FF. Operational amplifiers and linear integrated circuits. New Jersey: Prentice Hall; 1991, p. 171–87.

[2] Lidgey FJ, Hayatleh K, Toumazou C. New current-mode precision rectifiers. Proc IEEE Int Symp Circuits Syst 1993;2:1322–5.

[3] Gift S. A high-performance full-wave rectifier circuit. Int J Electron 2000;87:925–30.

[4] Hayatleh K, Lidgey FJ, Porta S. Degradation mechanisms in operational amplifier precision rectifiers. IEEE Trans Circuits Syst I: Fundam Theory Appl 1995;42:479–85.

[5] Toumazou C, Lidgey FJ. Wide-band precision rectification. Proc Inst Electr Eng, Part G 1987;134:7–15.

[6] Surakampontorn W, Jutaviriya S, Apajinda T. Full-wave rectifiers using operational amplifiers and resistors. Int J Electron 1989;66:913–6.

[7] Toumazou C, Lidgey FJ, Chattong S. High frequency current conveyor precision full-wave rectifier. Electron Lett 1994;30:745–6.

[8] Hayatleh K, Porta S, Lidgey FJ. Temperature independent current conveyor precision rectifier. Electron Lett 1994;30:2091–3.

[9] Wilson B, Mannama V. Current-mode rectifier with improve precision. Electron Lett 1995;31:247–8.

[10] Stiurca D. Truly temperature independent current conveyor precision rectifier. Electron Lett 1995;31:1302–3.

[11] Surakampontorn W, Anuntahirunrat K, Riewruja V. Sinusoidal frequency double and full-wave rectifier using translinear current conveyor. Electron Lett 1998;34:2077–9.

[12] Sánchez-sinencio E, Ramirez-angulo J, Linares-barranco B, Rodriguez-vazquez A. Operational transconductance amplifier-based nonlinear function syntheses. IEEE J Solid-state Circuits 1989;24:1576–86.

[13] Mead C. Analog VLSI and neural systems. USA: Addison-Wesley; 1989. p. 88–90.

[14] National Semiconductor: LM13600 Dual Operational Transconductance Amplifiers with Linearizing Diodes and Buffers. Application Note. 1998.

[15] Surakampontorn W, Riewruja V, Kumwachara K, Surawatpunya C, Anuntahirunrat K. Temperature insensitive voltage-to-current converter and its applications. IEEE Trans Instrument Meas 1999;48:1270–7.

[16] Gray PR, Meyer RG. Analysis and design of analog integrated circuit. New York: Wiley; 1993, p. 270–87.

Chaiwat Jongkunstidchai was born in Bangkok, Thailand. He received his B.Ind.Tech and M.Eng. degrees in Electrical Engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in 1983 and 2000, respectively. He is currently working toward his D.Eng. degree at KMITL. His research interests include analog signal processing, analog integrated circuit and electronic instrumentation.

Chalermpan Fongsamut Chalermpan Fongsamut received his B.Eng. degree in Electronics and his M.Eng. degree in Electrical Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in 1996, and 1999, respectively. He is currently working toward his D.Eng. degree in Electrical Engineering at the Department of Electronics, KMITL. His main interest lies in the field of analog integrated circuit designs and active networks.

Kiattisak Kumwachara was born in Khon Kaen, Thailand. He received his B. Sc. (Hons.) degree in Applied Physics, and M.Eng and D.Eng. degrees in Electrical Engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in 1987, 1991 and 1997, respectively. He is now an Associate Professor of Control Engineering Department at KMITL. His research interests include analog signal processing, analog integrated circuit, filter design and electronic instrumentation.

Wanlop Surakampontorn received his B.Eng. and M.Eng. degrees in Electrical Engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in 1976, and 1978, respectively, and his Ph.D. in Electronics from the University of Kent at Canterbury, Kent, UK, in 1983. Since 1978, he has been a member of the Department of Electronics, Faculty of Engineering, KMITL, where he is currently a Senior 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. He is now serving as the president of the Electrical/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association, Thailand, and also the IEEE Circuits and Systems (CAS) Thailand Chapter. He is a member of the IEICE of Japan and the senior member of the IEEE.

ISCIT2005

International Symposium on Communications and Information Technologies 2005

PROCEEDINGS

October 12-14, 2005, Beijing, CHINA

K.C.Wong Education Found, Hong Kong

13AM1D Circuits and Systems (1)

Code	Title of the paper/ Author(s)/ Affiliation
13AM1D-1	**A VR Web Service for Active Scene Using X-VRML** Haishan Tian, Yuanjun He, Hongming Cai Shanghai Jiao Tong University, Shanghai
13AM1D-2	**A Narrow-band Interference Exciser for Wideband OFDM in HF Communications** Kan Chun-Rong, Liu Ying Institute of communication engineering PLAUST, Nanjing
13AM1D-3	**A Novel Predictive Closed-Loop Power Control for CDMA Systems** Sangho Choe The Catholic University of Korea, Korea
13AM1D-4	**Improved Power Control Algorithm During SHO in WCDMA System** Chen Fan, Jing Li, Dacheng Yang Beijing University of Posts and Telecommunications
13AM1D-5	**The Describing Function Method and The Analysis of The Magnitude Stabilization Phenomenon in a Nonlinear OSC** Poramate (Tom) Pranayanuntana, Kongsak Anuntahirunrat, Chalermpan Fongsamut, Pongrapee Kaewsaiha[1] King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,Thailand
13AM1D-6	**Study and Application of Genetic algorithm in Computer Test Construction** Hanjun Jin, Xiaorong Wang, Yanlin Wang, Yaokun Zhang Huazhong University of Science & Technology, Wuhan
13AM1D-7	**Full-Wave Rectifiers Based on Operational Transconductance Amplifiers** C. Jongkunstidchai, P. Pienchob, K. Kumwachara , W. Surakampontorn King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand

Proceedings of ISCIT2005

Full-Wave Rectifiers Based on Operational Transconductance Amplifiers

C. Jongkunstidchai, P. Pienchob, K. Kumwachara and W. Surakampontorn
Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand
Email: chaiwatt_j@yahoo.com, S6060517@kmitl.ac.th, kfchaler@kmitl.ac.th, kkkiatti@kmitl.ac.th, kswanlop@kmitl.ac.th

***Abstract*—The implementation of full-wave rectifiers using operational transconductance amplifiers (OTAs) as only main active circuit elements is presented. The proposed scheme use the characteristic of the differential amplifier inside OTA and avoids the use of diode.The typical problems of the OTA circuit,the input voltage swing limitation and the temperature dependence of the OTA transconductance gain, have been improved. Simulation and experimental results demonstrate the performance of the proposed rectifier.**

Keywords: Rectifiers, Operational Transconductance Amplifiers

I. INTRODUCTION

Rectifier is one of the important basic building blocks for analog signal processing. Its applications can be founded, for example, in RMS to DC convertors, RF demodulators, and nonlinear analogue signal processing circuits. Conventional voltage-mode rectifier circuits are typically implemented by based on the use of op-amps and diodes [1]. However, it causes the significant distortion, especially the zero crossing transitional portion [2] when consider the small-signal transient behavior, during the diodes switching between the ON and OFF states. This drawback has been improved by [3]. The use of high slew-rate op-amps does not solve this problem but the rectifier with a better high frequency response is performed [4]. Rectifier circuits based on operational-amplifier supply-current sensing has been successfully reported by [5], better frequency responses than the classical op-amp and diode based topology are achieved. Many current-mode full-wave rectifiers using current conveyors and diodes, have been reported in the literature [6] since a current-mode circuit provides a very good high frequency performance when compared with a voltage-mode circuit. In addition, a full-wave rectifier circuit that designed through the application of the supply-current sensing technique to current conveyors has been presented [7].

It is well accepted that an OTA is one of the important active circuit building blocks in the design of analog signal processing circuits. In the past, [8] have reported the use of the OTAs with diodes to realized nonlinear functions. However, there is not much reported on the use of OTA's for designing full-wave rectifier [9]. In addition, in most of the reported rectifier circuits, diodes are mainly the importance element to provide the rectifying action. It seems that none of the exiting rectifiers has been build by using only OTAs. In this paper, the realization technique using the characteristic of the differential amplifier inside the OTAs is presented. The proposed full-wave rectifier is using OTAs as only the active circuit elements which improve the input voltage swings and the temperature dependence of the OTA transconductance gain is introduced.

II. BASIC PRINCIPLE

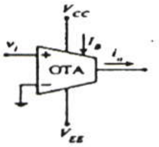


Fig. 1. A monolithic OTA,

Fig. 1 shows a monolithic OTA, where V_{CC}, V_{EE} denote the positive and negative supply voltages, respectively. I_B is the bias current, and v_i and i_o are the input voltage and the output current, respectively. The output current i_o can be given as

$$i_0 = i_{c1} - i_{c2} = I_B \tanh\left(\frac{v_i}{2V_T}\right) \quad (1)$$

where $V_T = KT/q$. However, if I_B in (1) is the input signal current and v_i is a constant DC voltage that much greater than $2V_T$ or $v_i >> 2V_T$ and lower than the maximum common mode input voltage range, the output current i_o becomes

$$i_0 = I_B \quad (2)$$

If v_i is a constant DC voltage that much lower than $-2V_T$ or $v_i << -2V_T$, thus the output current i_o now becomes

$$i_0 = -I_B \quad (3)$$

It should be noted that the direction of the output current can be controlled by the DC voltage that applied at v_i.

A. Basic Half-wave rectifier

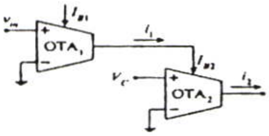


Fig. 2. A half-wave rectifier

The half-wave rectifier circuit is shown in fig. 2. The OTA_1 is functioned as a voltage-to-current converter that converts an input voltage v_{in} into a signal current $i_1 = g_{m1}v_{in}$, where $g_{m1} = I_{B1}/2V_T$ and I_{B1} is the bias current. The output current i_1 is fed as the bias current of the OTA_2. When the constant voltage source $V_C >> 2V_T$, the output current i_2 can be expressed in (4). When $V_C << -2V_T$, the output current i_2 can be given in (5).

$$i_2 = \begin{cases} g_{m1}v_{in} & for \quad vin > 0 \\ 0 & for \quad vin < 0 \end{cases} \tag{4}$$

$$i_2 = \begin{cases} -g_{m1}v_{in} & for \quad vin > 0 \\ 0 & for \quad vin < 0 \end{cases} \tag{5}$$

From equation (4) and (5), the circuit act as a positive and a negative half-wave rectifiers, respectively, depend on the polarity of the controlled constant voltage source V_C.

B. Basic Full-wave rectifier

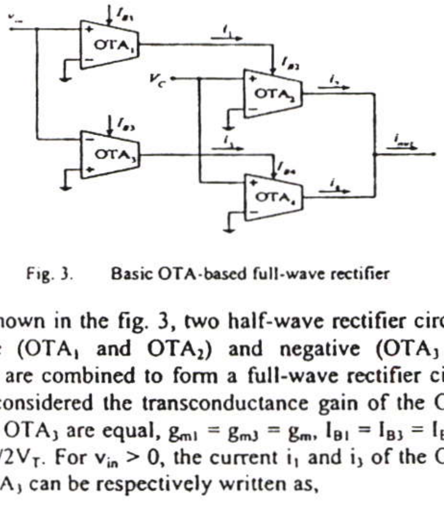


Fig. 3. Basic OTA-based full-wave rectifier

As shown in the fig. 3, two half-wave rectifier circuits, positive (OTA_1 and OTA_2) and negative (OTA_3 and OTA_4), are combined to form a full-wave rectifier circuit When considered the transconductance gain of the OTA_1 and the OTA_3 are equal, $g_{m1} = g_{m3} = g_m$, $I_{B1} = I_{B3} = I_B$ and $g_m = I_B/2V_T$. For $v_{in} > 0$, the current i_1 and i_3 of the OTA_1 and OTA_3 can be respectively written as,

$$i_1 = g_{m1}v_{in} = g_m v_{in} \tag{6}$$

and

$$i_3 = -g_{m3}v_{in} = -g_m v_{in} \tag{7}$$

The currents i_1 and i_3 are fed as the bias currents of the OTA_2 and OTA_4, respectively. In the case of $V_C >> 2V_T$, the OTA_2 and OTA_4 allow only positive current flow through. Therefore,

$$i_2 = i_1 = g_m v_{in} \text{ and } i_4 = 0 \text{ for } v_{in} > 0 \tag{8a}$$

and

$$i_2 = 0 \text{ and } i_4 = i_3 = g_m v_{in} \text{ for } v_{in} < 0 \tag{8b}$$

Since the output current i_{out} is the summation of the current i_2 and i_4, the relation between the input voltage v_{in} and the output current i_{out} is

$$i_{out} = i_2 + i_4 = g_m|v_{in}| = \frac{I_B}{2V_T}|v_{in}| \tag{9}$$

Alternatively, if $V_C << -2V_T$, from equation (5) , the negative full-wave rectifier, the output current can be expressed as

$$i_{out} = -g_m|v_{in}| = -\frac{I_B}{2V_T}|v_{in}| \tag{10}$$

equation (9) and (10) indicate the circuit in fig. 2 can be operated as a positive or a negative full-wave rectifier by controlling the polarity of V_C.

III. THE COMPENSATED OTA-BASED FULL-WAVE RECTIFIER

A. Improve the limited input voltage swings and temperature dependence

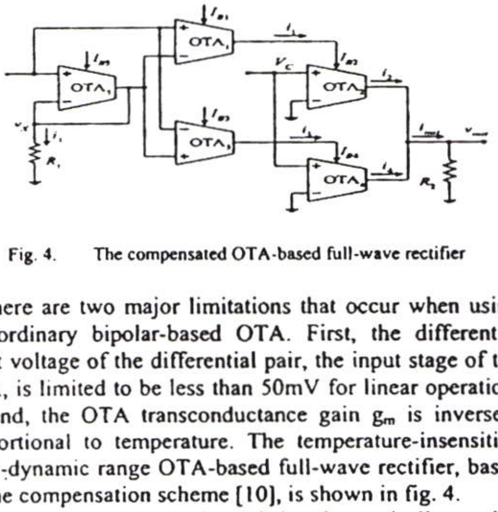


Fig. 4. The compensated OTA-based full-wave rectifier

There are two major limitations that occur when using the ordinary bipolar-based OTA. First, the differential input voltage of the differential pair, the input stage of the OTA, is limited to be less than 50mV for linear operation. Second, the OTA transconductance gain g_m is inversely proportional to temperature. The temperature-insensitive wide-dynamic range OTA-based full-wave rectifier, based on the compensation scheme [10], is shown in fig. 4.

The OTA_5, which is formed the electronically tunable resistor, and a resistor R_1 as a voltage divider circuit makes the voltage across the OTA_5, $v_{in} - v_X$, very small and increases the circuit dynamics range. The voltage across

the OTA$_5$ is then used as the input voltages for the OTA$_1$ and OTA$_3$. The voltage at node X or v_X can be written as

$$v_X = \frac{g_{m5}R_1}{1+g_{m5}R_1}v_{in} \tag{11}$$

and the currents i_1 and i_3 can be expressed as

$$i_1 = -i_3 = g_m(v_{in} - v_X) \tag{12}$$

where $g_{m1} = g_{m3} = g_m$. From (11) and (12), the currents i_1 and i_3 become

$$i_1 = -i_3 = \frac{g_m}{1+g_{m5}R_1}v_{in} \tag{13}$$

If by design, let $g_{m5}R_1 >> 1$, the currents i_2 and i_4 can be approximately given by

$$i_2 = -i_4 = \frac{g_m}{g_{m5}R_1}v_{in} = \frac{I_B}{I_{B5}}\frac{v_{in}}{R_1} \tag{14}$$

Thus, the output voltage v_{out} is equal to

$$v_{out} = \frac{I_B R_2}{I_{B5}R_1}|v_{in}| \quad \text{for} \quad V_C >> 2V_T \tag{15a}$$

and

$$v_{out} = -\frac{I_B R_2}{I_{B5}R_1}|v_{in}| \quad \text{for} \quad V_C << -2V_T \tag{15b}$$

From equations (15a) and (15b), the temperature dependence of the transconductance gains g_{m1} and g_{m3} are compensated by g_{m5}. The input voltage swing limitation has been improved from $2V_T$ to approximately $I_{B5}R_1$. The output voltage v_{out} can be electronically tuned by the current ratio I_B/I_{B5}.

B. Performance analysis

In this section, the major factors that contribute to the inaccuracy of the circuit performance will be considered. The first factor is the transfer error from the conversion of the input voltage v_{in} into the small signal current i_1. The relationship of the input v_{in} and the current i_1 can be accurately expressed as

$$i_1 = (1-\varepsilon_v)\frac{g_m}{g_{m5}R_1}v_{in} \tag{16}$$

The percentage error of the voltage-to-current conversion error is

$$\varepsilon_v = \frac{1}{1+g_{m5}R_1}\times 100\% \tag{17}$$

For $g_{m5} = 0.0096$ A/V and $R_1 = 10k\Omega$, the error of about 1% is expected. This error can be further reduced by increasing the value of $g_{m5}R_1$. Second factor is the error due to the current mirrors inside the OTA, the percentage error from the input and output currents transfer of the Wilson current mirror is given

$$\varepsilon_c = \frac{2}{\beta^2+2\beta+2}\times 100\% \tag{18}$$

where β is the common emitter current gain of the bipolar transistor [11]. As an example, if β= 100, the error is about 0.02%.

The third factor is the temperature dependence of transconductance gains g_m that affects the output current. The percentage error of the output current for the compensated voltage-to-current base on OTA [10] can be approximated as

$$\frac{\delta i_{out}}{i_{out}} = \frac{-2V_T}{2V_T + I_{B5}R_1}\frac{\Delta T}{T}\times 100\% \tag{19}$$

From equation (19), the temperature influence can be reduced by increasing the value of $I_{B5}R_1$, where T is the room temperature (27°C) and ΔT is the change of temperature from room temperature. If V_T = 26mV at room temperature, I_{B5} = 500µA and R_1 = 10kΩ and temperature change at 50°C and 70°C, then the percentage error of the output current i_{out} are about 0.0789% and 0.1475%, respectively. The forth factor is the dc output offset current that arising from the non-ideal characteristic of the OTA, such as nonzero-input bias and input-offset currents errors, can simply be compensated by adding DC current source with the currents signal i_1 and i_2.

IV. Simulation and Experimental Results

To verify the theoretical prediction, the performance of the circuit in fig. 4 was simulated using PSPICE with OTA LM13600 models. The supply voltage V_{CC}= $-V_{EE}$ = 15V. The OTA bias currents are $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = I_{B5}$ = 500µA and $R_1 = R_2$ = 10kΩ.

The DC transfer characteristic is shown in fig. 5. Both the high accuracy and linearity can be achieved for v_{in} 50mV to 5V. In the dash-line, zoom of the plot for v_{in} less than 200mV shows the relatively large amount of distortion, particularly when v_{in} less than 50mV. The comparison of the simulated output currents i_{out} against temperature is shown in fig.6, in the case of the basic and the compensated circuits, for the input voltages v_{in} of 5mV and 500mV, respectively. The nominal output currents were set to 48µA. The temperature performance of the compensated circuit is much better than the basic circuit

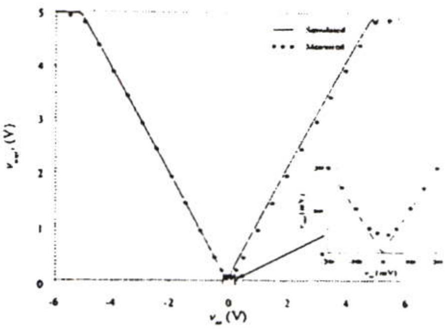


Fig. 5. DC transfer characteristic of the proposed OTA-based full-wave rectifier

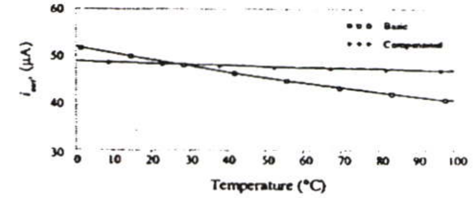


Fig. 6. Variation of output currents i_{out} against temperature

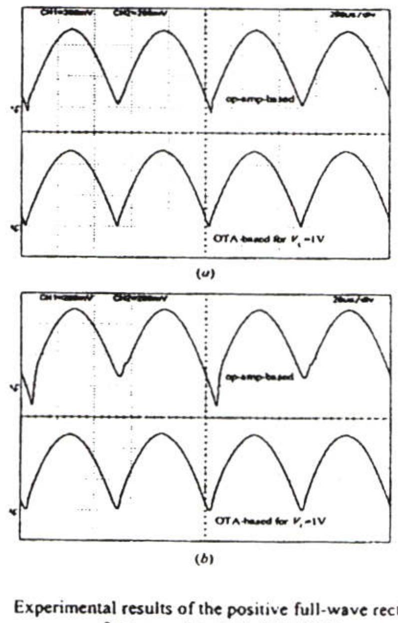


Fig. 7. Experimental results of the positive full-wave rectifier at the frequency (a) 1 kHz (b) 10 kHz

For experimental confirmation, the proposed circuit fig. 4, was constructed by using LM13600-type OTA's. Resistor R_1 and R_2 were 1% tolerance resistors. Fig. 7 shows the measured output waveforms of the op-amps-based rectifiers compared with the OTA-based positive full-wave rectifier for the frequency of 1kHz and 10kHz, respectively.

V. CONCLUSIONS

In this paper, a new technique employing the characteristic of the differential amplifier inside of the OTA to design a full-wave rectifier has been proposed. The full-wave rectifier circuit employs OTAs as the only active elements and does not require diodes. The input voltage swing limitation has been improved from $2V_T$ to approximately $I_{B5}R_1$ and the temperature sensitive of the OTA is also compensated. The simulation and experimental results have been shown that the proposed circuit performs very well when compared with op-amps-based circuit.

ACKNOWLEDGMENT

This work is funded by the Thailand Research Fund(TRF) through the Senior Research Scholar Program, grant number RTA/04/2543.

REFERENCES

[1] R. F. Coughlin, and F. F. Driscoll, *Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits*. New Jersey: Prentice Hall, 1991, pp. 171-187.

[2] F. J. Lidgey, K. Hayatleh, and C. Toumazou, "New current-mode precision rectifiers," *Proceedings of the IEEE Int. Symp. Circuits Syst. Chicago*, pp. 1322-1325, 1993.

[3] S. Gift, "A high-performance full-wave rectifier circuit," *Int. J. Electron.*, vol.87, pp. 925-930, 2000.

[4] K. Hayatleh, F. J. Lidgey, and S. Porta, "Degradation mechanisms in operational amplifier precision rectifiers," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 42, pp. 479-485, 1995.

[5] W. Surakampontorn, S. Jutaviriya, and T. Apajinda, "Full-ware rectifiers using operational amplifiers and resistors," *Int. J. Electron.*, vol. 66, pp. 913-916, 1989.

[6] C. Toumazou, F. J. Lidgey, and S. Chattong, "High frequency current conveyor precision full-wave rectifier," *Electron. Lett.*, vol. 30, pp. 745-746, 1994.

[7] W. Surakampontorn, K. Anuntahirunrut, and V. Riewruja, "Sinusoidal Frequency double and full-wave rectifier using translinear current conveyor," *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 2077-2079, 1998.

[8] E. Sanchez-sinencio, J. Ramirez-angulo, B. Linares-barranco, and A. Rodriguez-vazquez, "Operational transconductance amplifier-based nonlinear function syntheses," *IEEE J. Solid-state Circuits*, vol. 24, pp. 1576-1586, 1989.

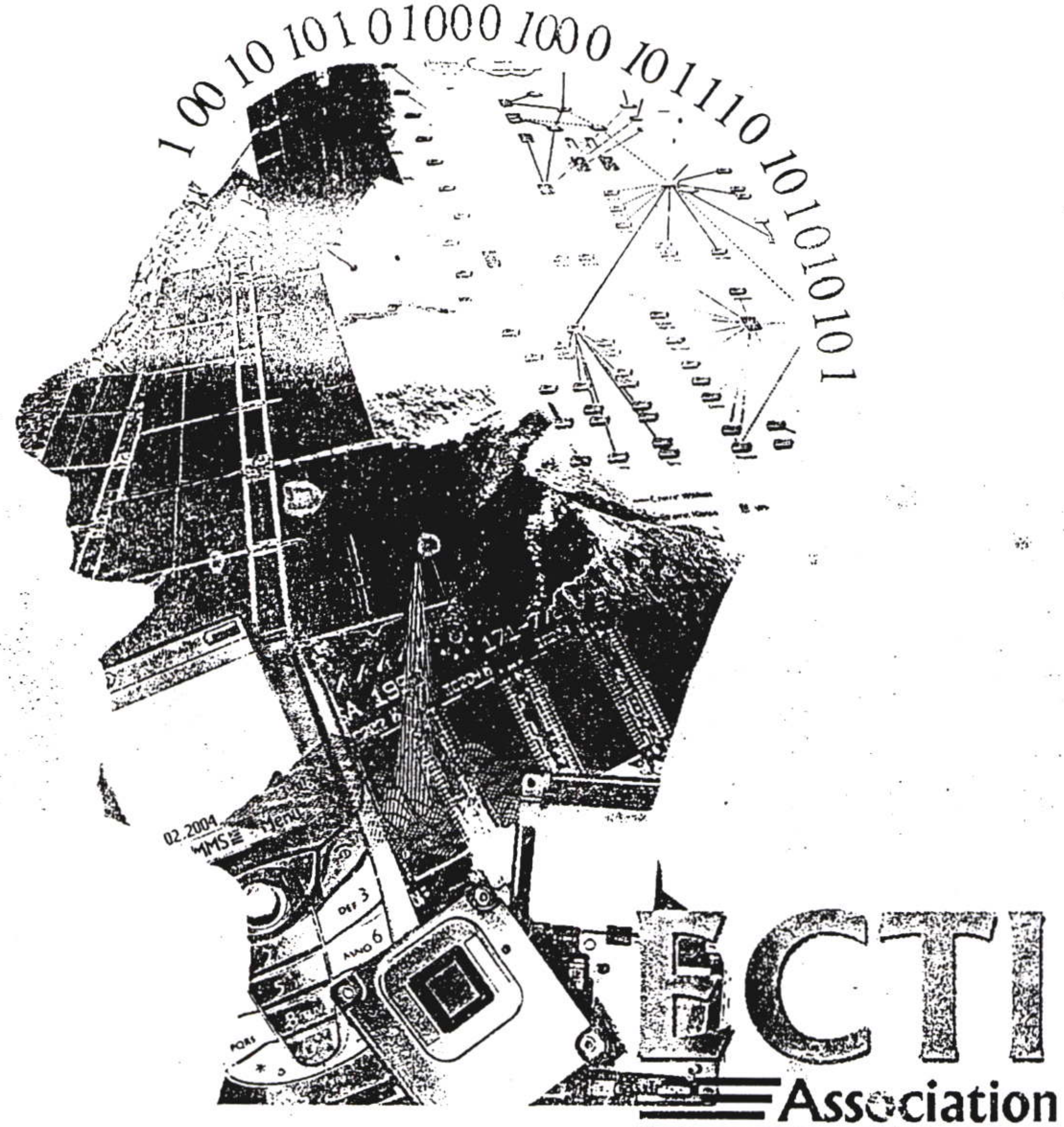
[9] C. Mead, *Analog VLSI and Neural Systems*. America: Addison-Wesley, 1989, pp. 88-90.

[10] W. Surakampontorn, V. Riewruja, K. Kumwachara, C. Surawatpunya, and K. Anuntahirunrat, "Temperature-Insensitive Voltage-to-Current converter and Its applications," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 48, pp. 1270-1277, 1999.

[11] P. R. Grey, and R. G. Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuit*. New York: John Wiley & Sons, 1993, pp. 270-287.

ECTI-CON 2005

The 2005 ECTI International Conference



ECTI Association

Proceedings of The 2005 Electrical Engineering/[illegible]
Telecommunications, and Information Technology (ECTI) [illegible]

May 12-13, 2005
Asia Pattaya Beach Hotel, Pattaya, Cholburi THAILAND

NSTDA IEEE CAS Society IEEE-LEOS Thailand Chapter IEEE MTT/AP/ED Thailand Chapter ECTI-21 NECTEC PES

- A Hi-Fi Audio Coding Technique for Wireless Communication Based on Wavelet Packet Transformation
  - *Sansanee Netirojjanakul, Watcharee Veerakachen, Mongkol Raksapatcharawong, Kasetsart University*

- Simple Waveform for UWB Communication
  - *Pichaya Supanakoon, Kritsanu Wansiang, Sathaporn Promwong, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang*
  - *Jun-ichi Takada, Tokyo Institute of Technology*

- Ground Reflection Path Loss Considering Waveform Polarization and Ground Characteristic for UWB Communication
  - *Pichaya Supanakoon, Suchada Tanchotikul, Sathaporn Promwong, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang*
  - *Jun-ichi Takada, Tokyo Institute of Technology*

FPM-3 Power system 2 634

- A Brief Review of Events, People, Market and Technologies for Enhancement of Power Scenario in ASIAN Countries
  - *P.M.Meshram, B.Y.Bagde, R.N.Nagpure, Yeshwantrao Chavan College of Engg.*

- Suitability of Composite Insulators in Tropical Conditions Case Study Tanzania
  - *S. Kihwele, A.L. Kyaruzi, University of Dar es salaam*

- Power Loss Estimation in Distribution System a Case Study of PEA Central Area I
  - *Kriengkrai Bunluesak, Pakorn Kaewtrakulpong, King Mongkut's University of Technology Thonburi*
  - *Jamnarn Horkiert, Kasetsart University*

- Multiple Tabu Search Algorithm for Solving Economic Dispatch Problem
  - *Saravuth Pothiya, Prinya Tantaswadi, Suwan Runggeratigul, Sirindhorn International Institute of Technology*

FPM-4 Analog circuits 2 649

- Electronically Tunable Floating Impedance Multiplier
  - *Prajuab Pawarangkoon, Mahanakorn University of Technology*
  - *Vuttikai Intaudom, Wiwat Kiranon, King Mongkut's Institute of Technology Lardkrabang*

- A Rail to Rail CMOS Current Feedback Operational Amplifier
  - *Patt Boonyaporn, Weerachai Nakhlo, Kasin Vichienchom, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang*
  - *Varakorn Kasemsuwan, Hyung Keun Ahn, Konkuk University*

- Multi-Output CCII for Realization of Current Conveyors
  - *Patra Pienchob, Kiattisak Kumwachara, Wanlop Surakampontorn, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang*

- Current-Controlled Differential Current Voltage Conveyor and Its Applications
  - *Tanawat Piyatat, Worapong Tangsrira, Wanlop Surakampontorn, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang*

- A Low-Voltage Temperature-Compensated Exponential Amplifier using only NPN Transistors
  - *Chaiwat Jonkunstidchai, Chalermpan Fongsamut, Kiattisak Kumwachara, Wanlop Surakampontorn, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang*

A Low-Voltage Temperature-Compensated Exponential Amplifier using only NPN Transistors

C. Jonkunstidchai, C. Fongsamut, K. Kumwachara and W. Surakampontorn

The Faculty of Engineering and The Research Center for Communication and Information Technology(ReCCIT)
King Mongkut's institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand
Email: chaiwatt_j@yahoo.com, kfchaler@kmitl.ac.th, kkkiatti@kmitl.ac.th and kswanlop@kmitl.ac.th

ABSTRACT

This paper presents a simple circuit design technique for realizing a low-voltage temperature compensated current-mode exponential amplifier using only NPN transistors. The circuit is composed of a current source dependent of temperature, a translinear-based multiplier/divider circuit, and a current mode exponential amplifier circuit. The circuit can operate for low-level power supply voltage at 2V. The simulation results obtained from the PSPICE program are employed to verify the theoretical prediction. The exponential amplifier demonstrates good characteristic performance and temperature stability.

Keywords: Exponential Amplifier, Current Mode, Temperature Compensated, Translinear, Logarithmic Amplifier

1. INTRODUCTION

An exponential amplifier is usually employed in the electronic systems, which need to handle wide dynamic ranges of signals, such as, a wide-band array radar, a sonar application, an one of the important building blocks in a variable gain amplifier (VGA)[1-2] and instrumentation applications. The basic principle for realizing the exponential amplifier is usually built by using semiconductor diodes or transistors with operational amplifier. The classical problem with this transdiode configuration is that the performance of the amplifier depends on temperature [3]. Therefore, there has been a strong interest to develop a temperature compensation scheme. Recently, there is strong interest in current-mode exponential circuit, where the applications can be found in the literature [4]. However, one of the disadvantages of this amplifier is the temperature, which is strongly dependent. The purpose of this paper is to propose a low-voltage current-mode temperature compensated exponential amplifier. The proposed circuit employs only NPN transistors, and is suitable for integrated circuit. The PSPICE simulation shows a quite good operation of the circuit.

2. CIRCUIT DESCRIPTION

2.1 Low-voltage Bipolar Translinear-based Temperature Dependent Exponential Amplifier

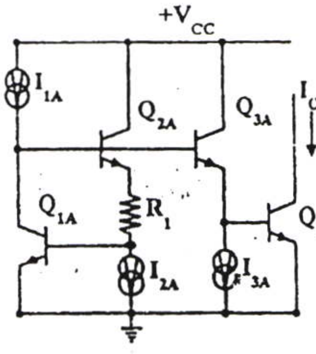


Fig.1: Temperature Dependent Exponential Amplifier Circuit

In the figure 1 shows the basic circuit obtained by inserting only one resistor R_1 into the translinear circuit [5], where I_{1A}, I_{2A} and I_{3A} are the external bias currents of the transistor Q_{1A}, Q_{2A} and Q_{3A}, respectively. We have the following relation

$$V_{BE1A} + I_{2A}R_1 + V_{BE2A} = V_{BE3A} + V_{BE4A} \qquad (1)$$

The output current I_{OA} is the current flow into Q_{4A}, where V_{BE} is the base-emitter voltage, we get

$$V_T \ln\frac{I_{1A}}{I_S} + I_{2A}R_1 + V_T \ln\frac{I_{2A}}{I_S} = V_T \ln\frac{I_{3A}}{I_S} + V_T \ln\frac{I_{OA}}{I_S} \qquad (2)$$

where I_S and V_T are the saturation current and the thermal voltage of the transistor, respectively. Assuming that the size of all transistors is same. Thus, equation (2) becomes,

$$I_{2A}R_1 = V_T \ln\frac{I_{3A}I_{OA}}{I_{1A}I_{2A}} \qquad (3)$$

The circuit that realizes from the above function, is shown in Figure 1. Letting $I_{2A}=I_{3A}$, the emitter DC current of the transistors Q_{2A} and Q_{3A} becomes same. Thus we can

directly connect the base of Q_{4A} to the emitter of Q_{2A} and we can delete of Q_{3A} and I_{3A}. The equation (3) becomes,

$$I_{2A}R_1 = V_T \ln \frac{I_{OA}}{I_{1A}} \tag{4}$$

Thus, the output current I_{OA} is given by.

$$I_{OA} = I_{1A} e^{\frac{I_{2A}R_1}{V_T}} \tag{5}$$

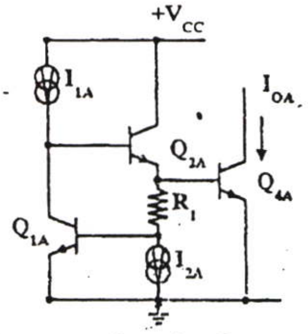


Fig.2: Temperature Dependent Exponential Amplifier with Reducing of Q_{3A} and I_{3A}

From the Figure 2, we find that another one of disadvantages of the exponential amplifier is strong temperature, which is dependent on the output current I_{OA}. The next section, we will introduce the temperature compensated exponential amplifier.

2.2 Low-voltage Bipolar Translinear-based Temperature Compensated Exponential Amplifier

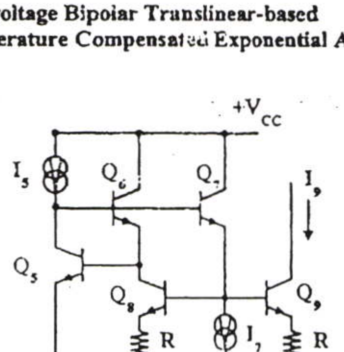


Fig.3: A Current Source Dependent of Temperature

Figure 3. Show a circuit of a low-voltage current source dependent of temperature, which is show form circuit in the logarithmic amplifier proposed in reference [6]. Assuming that the dimensions of all transistors are same and selecting two resistors are R. Thus, we can realize a current source dependent of temperature, as follows,

$$I_9 = \frac{V_T}{R} \ln \frac{I_5}{I_7} \tag{6}$$

where we have selected $I_5/I_7 = e$, then can be written as,

$$I_9 = \frac{V_T}{R} \tag{7}$$

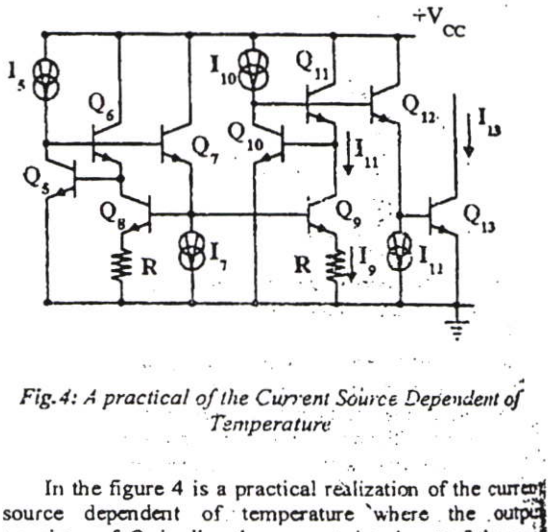


Fig.4: A practical of the Current Source Dependent of Temperature

In the figure 4 is a practical realization of the current source dependent of temperature where the output transistor of Q_9 is directly connected to input of the next stage for translinear circuit cell of Q_{10} to Q_{13}. We will use as temperature-compensated circuit next time, at the transistor Q_{10} to Q_{13}, we obtain

$$I_{13} = \frac{I_{10}I_{11}}{I_{12}} \tag{8}$$

The transistor Q_9, which is the output transistor of the first stage of current source dependent of temperature, behaves as the input transistor of the second stage Q_{10} to Q_{13}. Substituting equation(7) into equation(8), where $I_9 = I_{11}$, we obtain the output current of

$$I_{13} = \frac{I_{10}}{I_{12}}\left(\frac{V_T}{R}\right) \tag{9}$$

The schematic diagram of the proposed circuit for a low-voltage bipolar translinear-based temperature compensated exponential amplifier is shown in Figure 5. The circuit consists of a basic circuit in Figure 2, which is

directly connected to the current source dependent of temperature in Figure 4. Substituting current I_{13} from equation (9) into the current I_{2A} from equation (5), where $R_1=R$.

$$I_{OA}=I_{1A}e^{\frac{I_{10}}{I_{12}}} \quad (10)$$

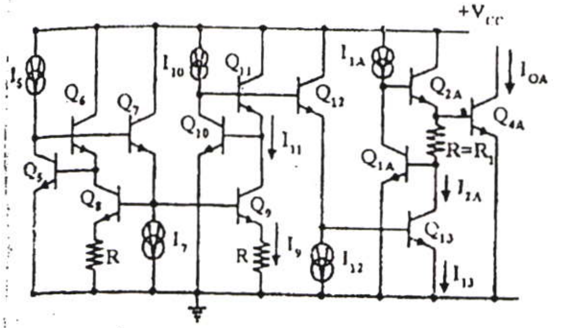


Fig.5: Temperature Compensated Exponential Amplifier Circuit using Only NPN Transistors

Now, the output current I_{OA} from equation. (10) that the circuit should also be relatively of the temperature compensated in circuit of Figure 5 Since the circuit can be operated on current mode that has a capability of low power supply voltage of $2V_{BE}+V_{CEsat}+RI \approx 1.8V$ Where I is the current of R. Thus a $2V$ power supply will be enough and the circuit attractive feature, as the circuit can be employed to implement only NPN transistor action.

3. SIMULATION RESULTS

To verify the theoretical design, the proposed low-voltage bipolar translinear-based temperature compensated exponential amplifier was simulated to confirm the characteristic of the circuits using the PSPICE program. We use the NPN transistors *2N3904* model obtained from the PSPICE library. The simulation results are shown in figure 6 for various values the power supply used is $+2V$ and $R=260\Omega$. The bias currents I_5 and I_7 are chosen to be $272\mu A$ and $100\mu A$, respectively, to give a value of ratio $I_5/I_7=e$. The bias currents $I_{1A}$and I_{12} are set to $100\mu A$ and the current I_{10} is input current signal.

Figure 6 shows the simulated and calculated DC transfer characteristic of the proposed exponential amplifier for the input signal current I_{10}, which is varied from 0 to $300\ \mu A$.

It can be seen that the resulting characteristic is precisely relate to the exponential function is good agreement with theoretical analysis with the error less than 0.5%. The simulation results shown in figure 7 exhibit the values of the output current against temperature for the case of uncompensated and compensated exponential amplifier of figure 2 and figure 5 for I_{2A} and I_{10} are equal to $100\mu A$, respectively. By varying the temperature $-40°C$ to $100°C$, it is readily seen that the temperature performance of the compensation circuit is much better than the uncompensated circuit. The sensitivity of circuit with temperature of the uncompensated and compensated circuits are approximately equal to 0.99 and 0.03, respectively.

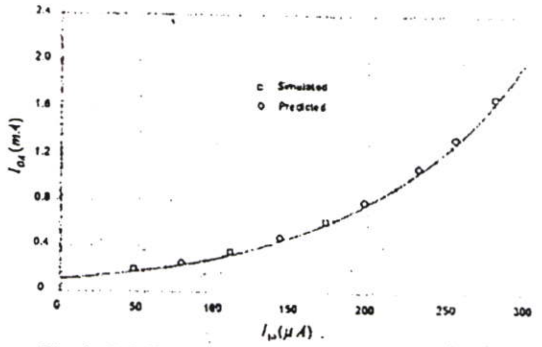


Fig.6: DC Transfer Characteristic of Exponential Amplifier for figure 5

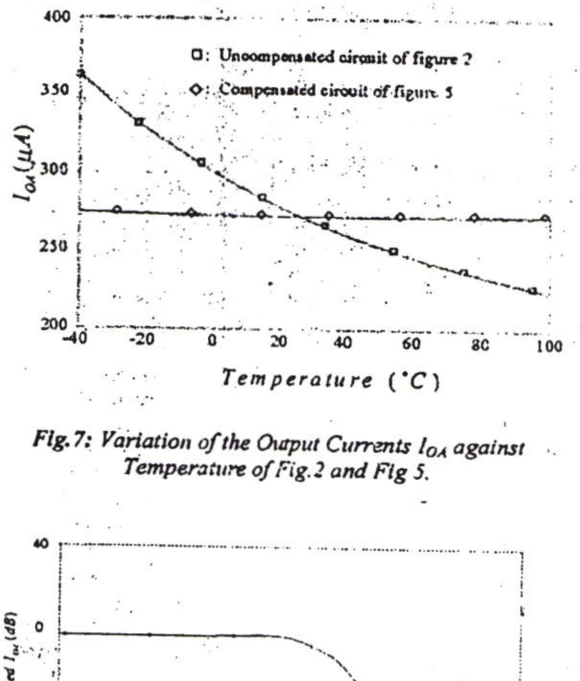


Fig.7: Variation of the Output Currents I_{OA} against Temperature of Fig.2 and Fig 5.

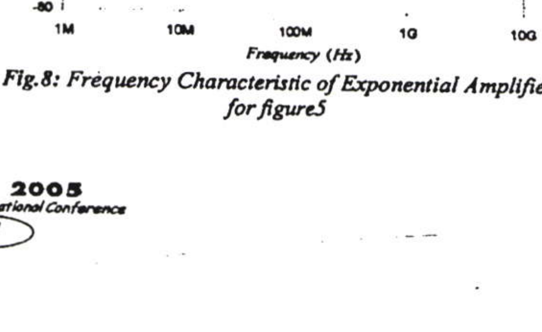


Fig.8: Frequency Characteristic of Exponential Amplifier for figure5

The figure 8 and 9 show the frequency and phase response of the output current I_{OA} of the current-mode temperature compensated exponential amplifier of figure 5, respectively.

It is clearly shown that the circuit can be used up to frequency around 160 MHz at phase shift approximately to 90 degree

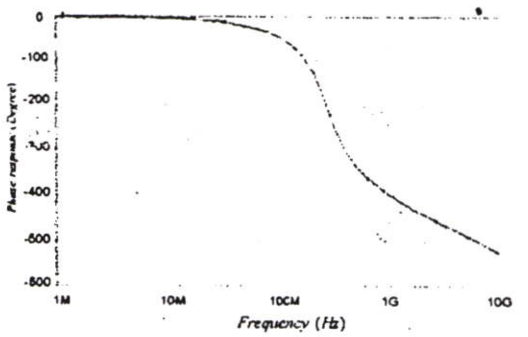


Fig.9 :Phase Response of Exponential Amplifier for figure5

4. CONCLUSION

We have proposed a low-voltage temperature compensated exponential amplifier using only NPN transistors that can operate in the current-mode and at a power supply voltage as low as 2.0 volts or less. The special features of the proposed circuit are the insensitive of temperature and the suitable structure for IC fabrication, the circuit attractive feature, as the circuit can be employed to implement only NPN transistor action. Demonstrated simulation resulted confirmed the circuit performance.

5. ACKNOWLEDGEMENT

This work is partly funded by the Thailand Research Fund (TRF) under the Senior Research Scholar Program, grant number RTA4680003. The support provided by the Japan International Cooperation Agency (JICA) is also acknowledged.

6. REFERENCES

[1] A.Motamed, C.Hwang and M. Ismail, "A low-voltage low-power wide range CMOS variable gain amplifier ", IEEE Trans. Circuit Syst.II, Analog Digit. Signal Process. , vol.45, pp.880-890,1988.

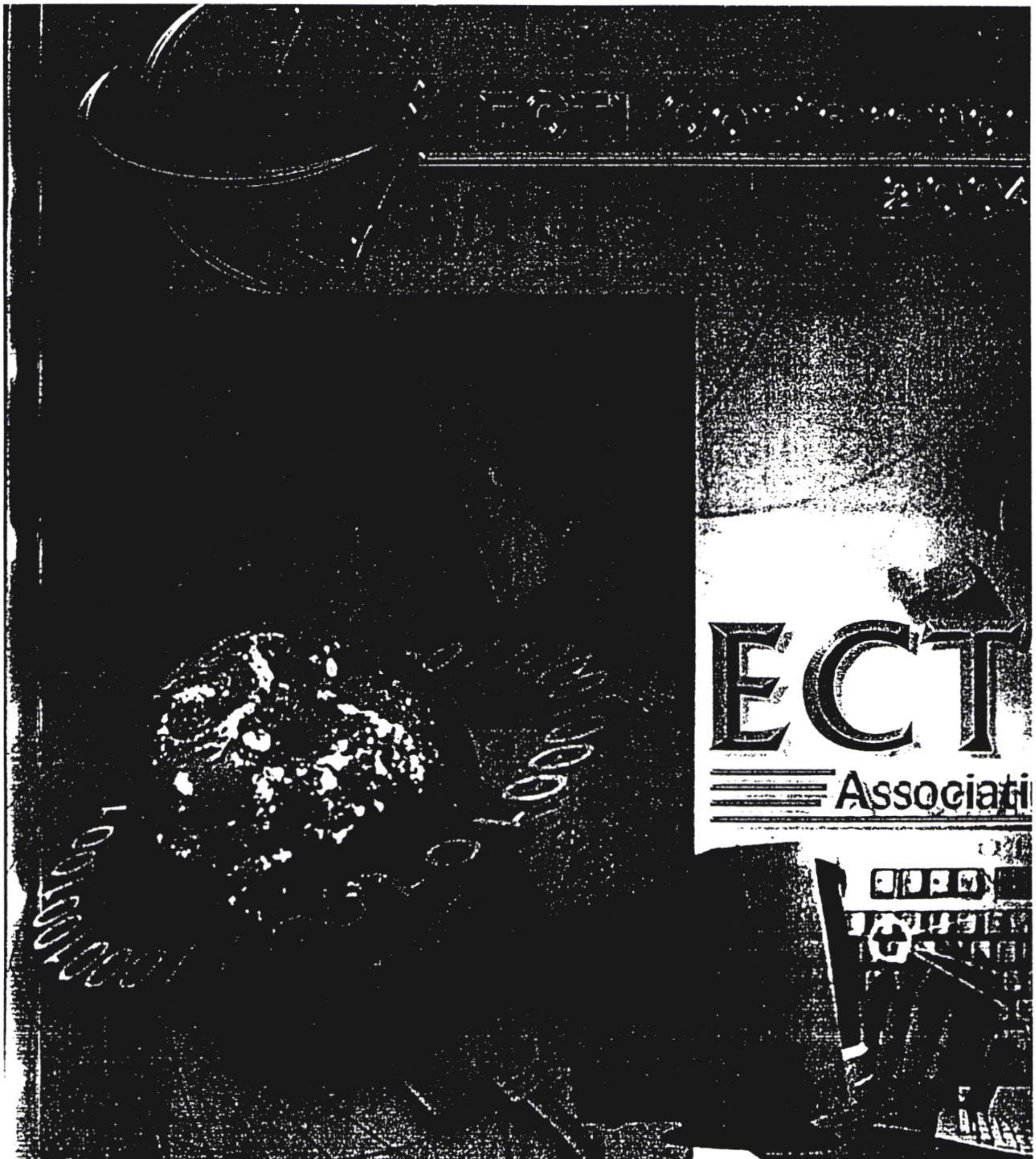
[2] K.M. Abdelfattah and A.M. soliman, "Variable gain amplifier based on a new approximation method to realize the exponential function", IEEE Trans. on circuits and systems, vol.49, no.9, pp.1348-1354, 2002.

[3] F. Sergio, *Design with operational amplifier and analog integrated circuits*, Mcgraw-Hill, New York, pp. 526-555, 1997.

[4] C. Toumazou, F. J. Lidgey and D. G. Haigh, *Analogue IC Design: the Current-Mode Approach* (London: Peter Peregrinus).

[5] E. Seevinck, *Analysis and synthesis of translinear integrated circuits*, Elsevier Science Publisher, Amsterdam, 1988. .

[6] K. Kumwatchara and N. Fujii, "Low-voltage current mode power factor function generator", *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E83-A, no. 2, pp. 1-7, 2000.



Proceedings of The First Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications, and Information Technology (ECTI) Annual Conferen

13-14, 2004

- Suthasinee Lamultree, Chawanthawat Mansup, Chuwong Phongcharoenpanich, Sompol Kosulvit, and Monai Krairiksh, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

○ Can The Magnitude of The Voltage Reflection Coefficient Be Greater Than Unity?
- A Wongwattanarat and D. Torrungrueng, Asian University of Science and Technology

○ Solving for the Current Distribution Using Gauss-Seidel Iteration and Multigrid Method
- W.Kuhirun, T.Jariyanorawiss, M.Polpasee, and N.Homsup, Kasetsart University

○ A Compact Wideband Bandpass Filter Using Square-Loop Resonators With Tuning Stubs
- Jessada Konpang, Alongkorn Namahoot and Prayoot Akkaraekthalin, King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok

FPM1-RB Amplifiers and analog signal processing 397

○ A Novel Class-AB Transconductor suitable for High Speed CMOS Operational Amplifier
- Chutham Sawigun, Jirayut Mahattanakul, Mahanakorn University of Technology

○ Electronically tunable quadrature oscillator using current-controlled differential current voltage conveyors
- Worapong Tangsrirat, Wanlop Surakampontorn, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

○ A Compounded Second-Generation Current Conveyor Using Only NMOS Transistors
- Patra Pienchob, Kiattisak Kumwachara, Wanlop Surakampontorn, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

○ A Temperature Compensated Logarithmic Amplifier using only NPN Transistors
- Chaiwat Jonkunstidchai, Chalermpan Fongsamut, Kiattisak Kumwachara, Wanlop Surakampontorn, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

○ Translinear Peak Detector Circuit for Sinusoidal Signal
- Wannaya Ngamkham, Mahanakorn University of Technology
- Thip Manmek, The university of New South Wales
- Chariya Wongtaychatham, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

FPM2-RSI Energy and Power Systems 417

○ Bidding Strategies for Continuous Generation and Maximal Profit in Electricity Markets
- Wu Jiekang, Long Jun, He Fen, Guangxi University

○ A new efficient algorithm for real time harmonics measurement in power systems
- Thip Manmek, Colin Grantham, B. T. (Toan) Phung, The University of New South Wales
- Wannaya Ngamkham, Mahanakorn University of Technology

○ A Self-Organizing Fuzzy Controller for Maximum Power Point Tracking in Photovoltaic Systems
- Noppadol Khachintung, Phaophak Sirisuk, Mahanakorn University of Technology

FPM2-RSII Antenna and Propagation 429

○ Experimental of modeling scintillation distribution in short-term on S-band(1.694 GHz)
- Viparat Torchakul, Kitichai Visessiri, Pattariya Theerapatpaiboon, Nipha Leelaruji, Narong Hemmakorn, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
- Khajitpan Makaratat, Rajamankala Institute of Technology Salaya

A Temperature-Compensated Logarithmic Amplifier using only NPN Transistors

C. Jonkunstidchai, C. Fongsamut, K. Kumwachara and W. Surakampontorn

The Faculty of Engineering and The Research Center for Communication and Information Technology(ReCCIT)
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand
Email: chaiwatt_j@yahoo.com, kfchaler@kmitl.ac.th, kkkiatti@kmitl.ac.th and kswanlop@kmitl.ac.th

ABSTRACT

This paper presents a simple circuit design technique for realizing a temperature compensated current-mode logarithmic amplifier using only NPN transistors. It comprises two current mode logarithmic amplifier circuits and a current mode multiplier/divider circuit. The circuit can operate for a low-level power supply voltage at 2V. The simulation results, obtained from the PSPICE program, are employed to verify the theoretical prediction. The logarithmic amplifier demonstrates good characteristic performance and temperature stability.

Keywords: Logarithmic Amplifier, Current Mode, Temperature Compensated, Translinear, only NPN Tr.

1. INTRODUCTION

In the electronic systems that needed to handle wide dynamic ranges of signals, such as, a wide-band array radar, a sonar application, an automatic gain control(AGC) system and instrumentation applications, a logarithmic amplifier is usually employed [1]. The basic principal for realizing the logarithmic amplifier is usually built using semiconductor diodes or transistors in the feedback path of an operational amplifier. The classical problem with this transdiode configuration is that the performance of the amplifier depends on temperature [2]. Therefore, there has been a strong interest to develop a temperature compensation scheme. Recently, there is strong interest is current-mode logarithmic circuit, where the applications can be found in the literature [3]. However, one of the disadvantages of this amplifier is the strong temperature dependant. The purpose of this paper is to propose a low-voltage current-mode temperature compensated logarithmic amplifier. The proposed circuit employs only NPN transistors, and is suitable for integrated circuits. The PSPICE simulation shows a quite good operation of the circuit.

2. CIRCUIT DESCRIPTION

2.1 Temperature Dependent Logarithmic Amplifier

Figure 1 shows a current mode logarithmic amplifier circuit [4]. This unit usually generates a current that directly relates to the absolute temperature. From the figure, we have the following relation of translinear circuit [5]

$$V_{BE1} + V_{BE2} = V_{BE3} + V_{BE4} + RI_4 \qquad (1)$$

and V_{BEi}, the base-emitter voltage, is given by

$$V_{BEi} = V_T \ln \frac{I_{ci}}{I_{si}} \qquad (2)$$

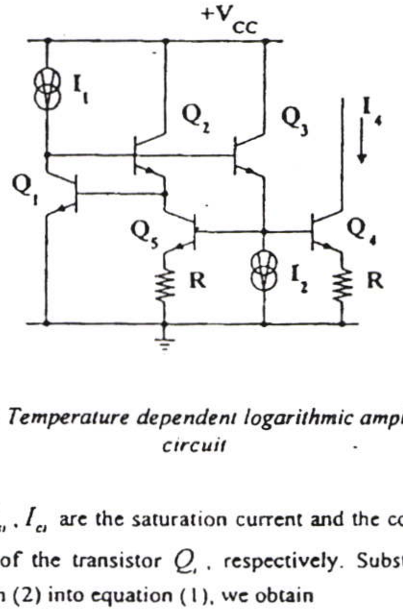


Fig. 1: Temperature dependent logarithmic amplifier circuit

where I_{si}, I_{ci} are the saturation current and the collector current of the transistor Q_i, respectively. Substituting Equation (2) into equation (1), we obtain

$$V_T \ln\left(\frac{I_{S3} I_{S4} I_{C1} I_{C2}}{I_{S1} I_{S2} I_{C3} I_{C4}}\right) = RI_4 \qquad (3)$$

Assuming that the size of all transistor is the same, we can get $I_{S1} = I_{S2} = I_{S3} = I_{S4}$

Therefore, from equation (3),we get

$$V_T \ln\left(\frac{I_{C1}I_{C2}}{I_{C3}I_{C4}}\right) = RI_4 \quad (4)$$

Transistors Q_4, Q_5 the resistors R function as a current mirror, reflecting the current of Q_4 to Q_5 that equals the current of Q_2. Its output current I_4 can be described as

$$I_4 = \frac{V_T}{R} \ln \frac{I_1}{I_2} \quad (5)$$

where V_T is the usual thermal voltage, which is given by kT/q, and I_1 and I_2 are the external bias currents. Noted that, due to V_T, the output current is strongly temperature dependent.

In this work, the current mode multiplier/divider circuit [6] shown in figure 2 will be used as a means of temperature compensation in the logarithmic amplifier. It is similar to the logarithmic amplifier that the current I_4 is substituted by transistor Q_5 and resistor R. The current I_6 will directly pass through transistor Q_9 and can be expressed as

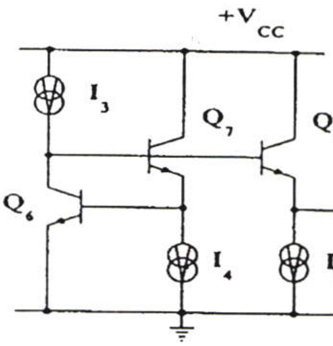


Fig.2: Current mode multiplier/divider circuit

$$I_6 = \frac{I_3 \cdot I_4}{I_5} \quad (6)$$

where I_3, I_4 and I_5 are the external bias currents.

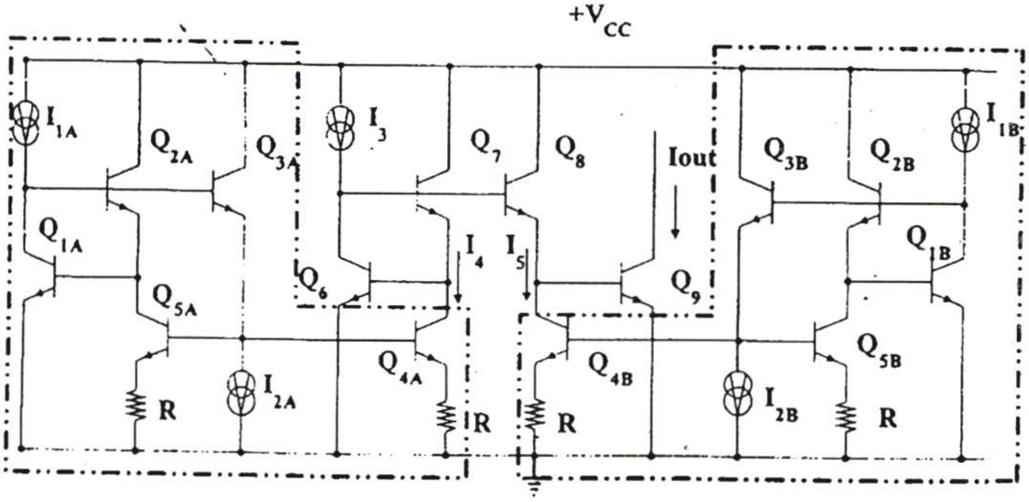


Fig.3: Temperature compensated logarithmic amplifier circuit using NPN transistors

2.2 Temperature-Compensated Logarithmic Amplifier

The proposed temperature-compensated logarithmic amplifier is shown in figure 3. It consists of a current mode multiplier/divider circuit of the figure 2 and two logarithmic amplifier circuits of the figure 1, which will refer to by the subscripts A and B. Assuming that all transistors are perfectly matched and working in forward active mode. From figure 3, the currents I4 and I5 are directly proportional to the thermal voltage VT and the logarithmic function as

$$I_4 = \frac{V_T}{R} \ln \frac{I_{1A}}{I_{2A}} \quad (7)$$

and

$$I_5 = \frac{V_T}{R} \ln \frac{I_{1B}}{I_{2B}} \quad (8)$$

These currents I_4 and I_5 are fed into the current mode multiplier/divide circuit. Substituting equations (7) and (8) into equation (6), therefore, we obtain the output current I_{out} of the circuit as

$$I_{out} = \frac{I_3}{K} \ln \frac{I_{1A}}{I_{2A}} \tag{9}$$

where $K = \ln \frac{I_{1B}}{I_{2B}}$ and K will be fixed to a constant value. Now we can see that the output current I_{out} is temperature insensitive. From figure 3, the circuit can operate at a power supply voltage of $2V_{BE}+V_{CE(sat)}+RI$, where I is the current flowing R. Thereby an approximately 2V power supply will be adequate and the process of signal passes only the NPN Transistors.

3. SIMULATION RESULTS

To verify the theoretical design, the proposed temperature compensated logarithmic amplifier was simulated to confirm the characteristic of the circuits using the PSPICE program. We use the NPN transistors 2N3904 model obtained from the PSPICE library. The power supply used is +2V and R=260Ω. The bias currents I_{1B} and I_{2B} are chosen to be 272μA and 100μA, respectively, to give a value of K=1. The bias currents I_{2A} and I_3 are set to 100μA and the current I_{1A} is input current signal. Figure 4 shows the DC transfer characteristic of the proposed logarithmic amplifier for the input signal current I1A, which is varied from 100μA to 1000μA.

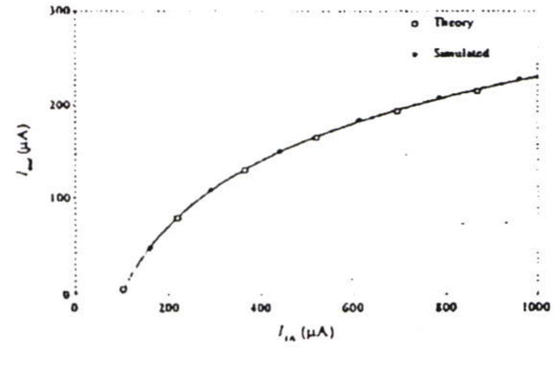


Fig.4: DC Transfer characteristic of logarithmic amplifier of figure 3

It can be seen that the resulting characteristic is precisely related to the logarithmic function in good agreement with the theoretical analysis. The simulation results shown in figure 5 exhibit the values of the output current against temperature for the case of uncompensated and compensated logarithmic amplifiers of figure 1 and figure 3, respectively. By varying the temperature from –40°C to 100°C, it is readily seen that the temperature performance of the compensation circuit is much better than the uncompensated circuit. The sensitivity of circuit with temperature of the uncompensated and compensated circuits are approximately equal to 0.99 and 0.03, respectively. Both figure 6 and 7 show the frequency and phase response of the current mode temperature compensated logarithmic amplifier of figure 3, respectively. It is clearly shown that the circuit can be used up to frequency around 130MHz at phase shift approximately equal to - 90 degree

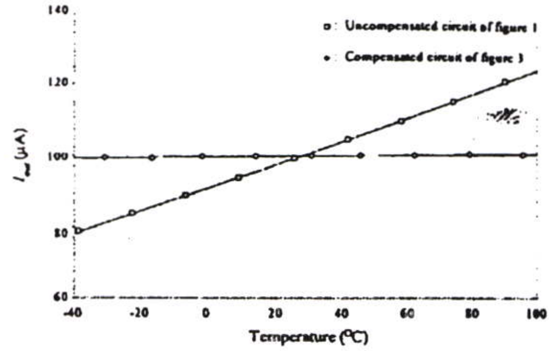


Fig.5: Variation of the output currents against temperature

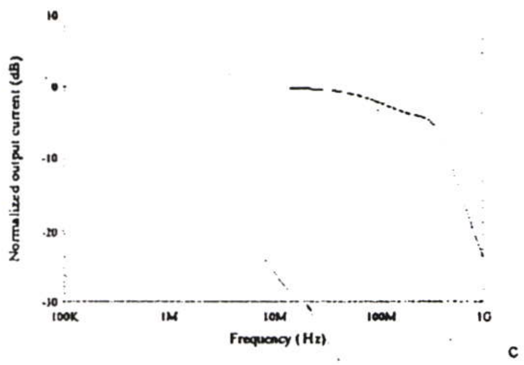


Fig.6: Frequency characteristic of logarithmic amplifier for figure3

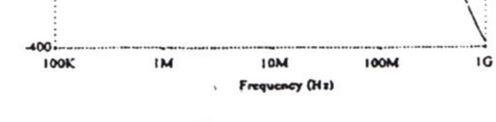


Fig. 7: Phase response of logarithmic amplifier for figure3

4. CONCLUSION

In this paper, we have proposed a temperature compensation technique of a logarithmic amplifier that can operate in the current mode and at a power supply voltage as low as 2V. The special features of the proposed circuit are the insensitive of temperature and the suitable structure for IC fabrication. Demonstrated simulation resulted confirmed the circuit performance.

5. ACKNOWLEDGEMENT

This work is partly funded by the Thailand Research Fund (TRF) under the Senior Research Scholar Program, grant number RTA4680003. The support provided by the Japan International Cooperation Agency (JICA) is also acknowledged.

6. REFERENCES

[1] R. S. Hughes, *Logarithmic Application with Application to Radar and EW*, Dedham, MA: Artech, 1986.

[2] F. Sergio, *Design with operational amplifier and analog integrated circuits*, Mcgraw-Hill, New York, pp. 526-555, 1997.

[3] C. Toumazou, F. J. Lidgey and D. G. Haigh, *Analogue IC Design: the Current-Mode Approach* (London: Peter Peregrinus).

[4] K. Kumwatchara and N. Fujii, "Low-voltage current mode power factor function generator", *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E83-A, no. 2, pp. 1-7, 2000.

[5] B. Gilbert, "A new wide-band amplifier technique", IEEE journ. Solid-State Circ. , Vol. SC-3, pp. 353-365,1968.

[6] E. Seevinck, Analysis and synthesis of translinear integrated circuits, Elsevier Science Publisher, Amsterdam, 1988.

ประวัติผู้เขียน

นายชัยวัฒน์ จงกุลสถิตชัย เกิดเมื่อวันที่ 11 สิงหาคม พ.ศ.2502 จังหวัดกรุงเทพมหานครฯ ได้สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี หลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาเทคโนโลยีโทรทัศน์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง (นนทบุรี)ปีการศึกษา2526 และในปีการศึกษา2542 สำเร็จการศึกษาปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตร์มหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และปีการศึกษา2545 ได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาเอก สาขาวิศวกรรมศาตร์ดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประสบการณ์การทำงาน เริ่มเข้ารับราชการตำแหน่งอาจารย์ระดับ3 ที่สถาบันเทคโนโลยีราชมงคลวิทยาเขตพระนครเหนือ ตั้งแต่ปีการศึกษา2527 (ปัจจุบันเปลี่ยนเป็นมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร) ในปีพ.ศ. 2544 ได้โอนย้ายไปดำรงตำแหน่งเป็นรองผู้อำนวยการฝ่ายกิจการพิเศษของสถาบันเทคโนโลยีราชมงคลวิทยาเขตศาลายา และได้รับสรรหาให้ดำรงตำแหน่งผู้อำนวยการสำนักวิทยบริการและเทคโนโลยีสารสนเทศ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนโกสินทร์ ตั้งแต่เดือนมีนาคม ปีพ.ศ.2550 จนถึงปัจจุบัน