

วงจรรีบส่งสัญญาณกระแสสองทิศทาง
BI-DIRECTIONAL CURRENT TRANSCEIVER

ทิพรัตน์ สังข์บุญชู
TIPARAT SUNGKABUNCHOO

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

KMITL-2007-EN-M-080-024

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทาง

BI-DIRECTIONAL CURRENT TRANSCEIVER



ทิพรัตน์ สังขบุญชู

TIPARAT SUNGKABUNCHOO

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....76742
วัน,เดือน,ปี.....- 6 S.ค. 2550

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2550

KMITL-2007-EN-M-080-024

BI-DIRECTIONAL CURRENT TRANSCEIVER

TIPARAT SUNGKABUNCHOO

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

2007

KMITL-2007-EN-M-080-024

COPYRIGHT 2007

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทาง
นักศึกษา	นางสาวทิพรรัตน์ ตั้งบุญชู
รหัสนักศึกษา	47060560
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. วันชัย ธีรรัฐจา

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางที่ออกแบบด้วยการอาศัยเทคนิคของวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส สำหรับใช้ในการควบคุมและระบบการวัดระยะไกล โดยที่สัญญาณที่รับและส่งจะเป็นสัญญาณกระแสมาตรฐาน 4 – 20 mA และสามารถที่จะรับและส่งได้ในเวลาเดียวกันด้วยการเชื่อมต่อแบบ 2 สาย หลักการทำงานของวงจรจะประกอบด้วยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง และวงจรสะท้อนกระแสซึ่งสามารถสร้างเป็นวงจรขึ้นมาโดยใช้อุปกรณ์ทั่วไปในห้องทดลอง สมรรถนะของวงจรสามารถที่จะยืนยันได้ด้วยผลการต่อวงจรจริงและผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE จากการทดลองพบว่าวงจรที่นำเสนอทำงานได้อย่างถูกต้อง และสัญญาณรบกวนของวงจรมีค่าประมาณ - 63 dB

Thesis Title	Bi-directional current transceiver
Student	Miss. Tiparat Sungkabunchoo
Student ID.	47060560
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2007
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Vanchai Riewruja

ABSTRACT

The current-mode circuit technique to design a bi-directional current transceiver for remote control systems and telemetering systems is presented in this thesis. The proposed transceiver can simultaneously transmit and receive the industrial standard current signal 4-20 mA using two wire connection. The realization method is based on a second generation current conveyor (CCII) and a current mirror, which can be implemented using commercially available devices. To demonstrate the performances of the proposed scheme, the transceiver was simulated by the use of the PSPICE analog simulation program. The simulation results verifying the circuit performances are agreed with the expected values. The crosstalk of the proposed transceiver of about - 63dB is observed.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จสมบูรณ์ลงได้ด้วยดี ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณรองศาสตราจารย์ ดร. วันชัย ธีรวัจจา อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ให้ความรู้ ความคิดริเริ่ม คำปรึกษาและคำชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่าง ๆ อย่างทุ่มเท ตลอดจน การฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำวิจัยและพัฒนาได้อย่างมีประสิทธิภาพมาโดยตลอดระยะเวลาการศึกษา

ขอกราบขอบพระคุณรองศาสตราจารย์ประสิทธิ์ จุลเสรีวงศ์ และผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. อัมพวัน ใจกล้า ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง รองศาสตราจารย์ ชีรศิลป์ ทุมวิภาต ภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ที่ให้การสนับสนุน และให้คำปรึกษาแก้ไข ตลอดจนชี้แนะแนวทางในการทำวิทยานิพนธ์นี้ รวมทั้งประสบการณ์อันมีค่าที่ได้จากการทำงานวิจัยร่วมกัน

ขอขอบคุณ พี่ชา (นายอนุชา แก้วพลูสุข), พี่ฟ้า (นางสาววรรณดี เพชรมณีล้ำค่า), พี่ตี๋ (นายธวัชชัย คำศรี), พี่ตี๋ (นายอมร จิรเสริอมรกุล), พี่ชู (นายอภิรักษ์ ฤกษ์รัตน์) และเพื่อน ๆ ที่ให้คำปรึกษาแนะนำ ช่วยเหลือในการแก้ไขปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นตลอดระยะเวลาของการศึกษา ให้การช่วยเหลือเอื้อเฟื้อเครื่องมือต่าง ๆ ที่ใช้ในการทดลอง และเป็นแรงผลักดันตลอดระยะเวลาในการทำวิจัย

ขอกราบขอบพระคุณพ่อธีระ และคุณแม่ศรัณยา สังขบุญชู ตลอดจนญาติพี่น้อง ที่คอยห่วงใยและให้การสนับสนุนในการศึกษามาโดยตลอด

ทิพรัตน์ สังขบุญชู

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VI
สารบัญตาราง.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	1
1.3 หลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 หลักการของการรับส่งสัญญาณ.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 ประเภทของการรับส่งสัญญาณทั่วไป.....	4
2.3 หลักการของการรับส่งสัญญาณ.....	4
2.3.1 วงจรรับส่งสัญญาณรูปกระแสระบบดิจิทัล.....	5
2.3.2 วงจรรับส่งสัญญาณรูปกระแสระบบแอนะล็อก.....	10
2.4 การรบกวนกันระหว่างการรับส่งสัญญาณ.....	11
2.5 สรุป.....	12
บทที่ 3 ทฤษฎีการทำงานของวงจรสายพานกระแส.....	13
3.1 กล่าวนำ.....	13
3.2 วงจรสายพานกระแส.....	13
3.3 หลักการทรานส์ลิเนียร์.....	17
3.4 การวิเคราะห์วงจรพื้นฐานด้วยทรานส์ลิเนียร์.....	22
3.4.1 วงจรสะท้อนกระแส.....	22
3.4.2 วงจรขยายคลาส AB.....	24
3.5 สรุป.....	27

สารบัญ (ต่อ)

บทที่ 4 การออกแบบวงจรรับส่งสัญญาณกระแสแบบสองทิศทาง	28
4.1 กล่าวนำ	28
4.2 วงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทาง	28
4.3 การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานทางกระแสของวงจร	32
4.4 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานด้านอินพุตและด้านเอาต์พุต	33
4.5 การวิเคราะห์หาค่าความถี่ปฏิบัติงาน	36
4.6 การวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดของวงจร	38
4.6.1 การวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดของวงจรทรานส์ลีนีเยอร์	38
4.6.2 การวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดของวงจรสะท้อนกระแส	40
4.7 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE	42
4.8 ผลการทดลองต่อจริงของวงจรสำหรับการรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทาง ระยะไกล	48
4.9 สรุป	58
บทที่ 5 สรุป	
5.1 บทสรุปและวิจารณ์	60
5.2 ข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อและพัฒนาต่อ	60
เอกสารอ้างอิง.....	62
ภาคผนวก.....	64
ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่สำคัญของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์	64
ภาคผนวก ข. แสดงการวิเคราะห์หาฟังก์ชันส่งผ่านระหว่างสัญญาณกระแส	70
ภาคผนวก ค. โมเดลสำหรับโปรแกรม PSPICE ของทรานซิสเตอร์และมาตรฐาน สายไฟที่ใช้ภายในวิทยานิพนธ์	72
ภาคผนวก ง. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์	78
ประวัติผู้เขียน	88

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	วงจรรูปกระแส 20 mA อย่างง่าย6
2.2	วงจรรูปกระแสสองทิศทาง 20 mA.....6
2.3	วงจรรูปกระแสทางเดียวอย่างง่าย.....7
2.4	วงจรสร้างแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 20 mA จากวงจรรักษาระดับแรงดัน8
2.5	วงจรจำกัดกระแสของตัวส่งสัญญาณ..... 10
2.6	วงจรรับส่งสัญญาณแบบจำกัดกระแส 10
2.7	วงจรรูปกระแสแบบแอนะล็อก 4 – 20 mA 11
2.8	การรับส่งสัญญาณแบบสองทิศทาง 11
3.1	วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่งแบบพื้นฐาน 14
3.2	สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (CCI)..... 14
3.3	วงจรเทียบเท่าของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง..... 15
3.4	(ก) สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองชนิดบวก..... 16
3.4	(ข) สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองชนิดลบ..... 16
3.5	รูปแบบพื้นฐานของวงจรทรานส์ลิเนียร์ที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 19
3.6	วงจรแนวคิดพื้นฐานของทรานส์ลิเนียร์ 21
3.7	วงจรทรานส์ลิเนียร์แบบพื้นฐาน 23
3.8	วงจรขยายคลาส AB..... 24
4.1	โครงสร้างวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทาง 28
4.2	วงจรทรานส์ลิเนียร์ 30
4.3	วงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางโดยใช้วงจรทรานส์ลิเนียร์ 31
4.4	วงจรสมมูลของวงจรขยายกระแสสองเอาต์พุต 34
4.5	(ก) โครงสร้างของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน..... 35
4.5	(ข) วงจรสมมูลของวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐาน 35
4.6	วงจรสมมูลของที่ใช้วิเคราะห์หาค่าความถี่ปฏิบัติงานของ CCII ส่วนด้านบน 36
4.7	วงจรทรานส์ลิเนียร์สำหรับการหาค่าผิดพลาดของวงจร 38
4.8	ผลการเลียนแบบการทำงาน กระแสอินพุตเป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นซายน์ขนาด 20 mA ขนาด 10 mA และสัญญาณกระแส i_{Loop} 43

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9 ผลการเลียนแบบการทำงาน กระแสอินพุทเป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นซายน์และสัญญาณกระแสรูปคลื่นสี่เหลี่ยม	43
4.10 ผลการเลียนแบบการทำงาน กระแสอินพุทเป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นซายน์และสัญญาณกระแสรูปคลื่นสี่เหลี่ยม	44
4.11 ผลการเลียนแบบการทำงาน กระแสอินพุทเป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นซายน์ที่มีความถี่ 20 kHz และสัญญาณกระแสรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 10 kHz	45
4.12 ผลการเลียนแบบการทำงาน กระแสอินพุทเป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นซายน์ที่มีความถี่ 20 kHz และสัญญาณกระแสรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 10 kHz	45
4.13 ผลการเลียนแบบสัญญาณรบกวนขณะทำงานของวงจรรับส่งสัญญาณกระแส	46
4.14 ผลการเลียนแบบช่วงปฏิบัติการทางความถี่ขณะทำงานของวงจรรับส่งสัญญาณกระแส	47
4.15 ผลรวมความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของวงจรรับส่งสัญญาณกระแส	47
4.16 กระแสอินพุท i_{in1} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นซายน์ และกระแสอินพุท i_{in2} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสี่เหลี่ยม	48
4.17 ผลการทดลองสัญญาณกระแสเอาต์พุท i_{out2} และกระแสเอาต์พุท i_{out1} ที่ระยะทาง 1 เมตร	49
4.18 ผลการทดลองสัญญาณกระแสเอาต์พุท i_{out2} และกระแสเอาต์พุท i_{out1} ที่ระยะทาง 100 เมตร	49
4.19 ผลการทดลองสัญญาณกระแสเอาต์พุท i_{out2} และกระแสเอาต์พุท i_{out1} ที่ระยะทาง 200 เมตร	50
4.20 กระแสอินพุท i_{in1} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นซายน์ และกระแสอินพุท i_{in2} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสี่เหลี่ยม	51
4.21 ผลการทดลองสัญญาณกระแสเอาต์พุท i_{out2} และกระแสเอาต์พุท i_{out1} ที่ระยะทาง 1 เมตร	51
4.22 ผลการทดลองสัญญาณกระแสเอาต์พุท i_{out2} และกระแสเอาต์พุท i_{out1} ที่ระยะทาง 100 เมตร	52
4.23 ผลการทดลองสัญญาณกระแสเอาต์พุท i_{out2} และกระแสเอาต์พุท i_{out1} ที่ระยะทาง 200 เมตร	52

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.24	กระแสอินพุต i_{in1} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นไซน์ความถี่ 20 kHz และกระแสอินพุต i_{in2} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 10 kHz.....53
4.25	ผลการทดลองสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และกระแสเอาต์พุต i_{out1} ที่ระยะทาง 1 เมตร.....54
4.26	ผลการทดลองสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และกระแสเอาต์พุต i_{out1} ที่ระยะทาง 100 เมตร.....54
4.27	ผลการทดลองสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และกระแสเอาต์พุต i_{out1} ที่ระยะทาง 200 เมตร.....55
4.28	กระแสอินพุต i_{in1} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นไซน์ความถี่ 20 kHz และกระแสอินพุต i_{in2} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสี่เหลี่ยมความถี่ 10 kHz56
4.29	ผลการทดลองสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และกระแสเอาต์พุต i_{out1} ที่ระยะทาง 1 เมตร.....56
4.30	ผลการทดลองสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และกระแสเอาต์พุต i_{out1} ที่ระยะทาง 100 เมตร.....57
4.31	ผลการทดลองสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และกระแสเอาต์พุต i_{out1} ที่ระยะทาง 200 เมตร.....57
ก.1	วงจรมวลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์65
ก.2	วงจรมวลของวงจรมิตเตอร์ร่วม65
ก.3	วงจรมวลของวงจรมิตเตอร์ร่วม69
ข.1	วงจรมวลที่ใช้วิเคราะห์หาฟังก์ชันส่งผ่าน.....70

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
ก.1 มาตรฐานสายไฟ American Wire Gauges (AWG).....	73
ก.2 เปรียบเทียบขนาดสายไฟมาตรฐาน Standard Wire Gauges (SWG).....	76

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

วิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีในปัจจุบันนี้มีความเจริญก้าวหน้าอย่างไม่หยุดนิ่ง ซึ่งเป็นผลทำให้ความเจริญเติบโตทางด้านอุตสาหกรรมได้มีการพัฒนาอย่างมาก ไม่ว่าจะเป็นอุตสาหกรรมการเกษตร อุตสาหกรรมสิ่งทอ อุตสาหกรรมเครื่องจักร อุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์ เกือบทุกอุตสาหกรรมล้วนแล้วแต่ต้องมีระบบควบคุมกระบวนการผลิตของโรงงานอุตสาหกรรมที่ดี ซึ่งภายในโรงงานอุตสาหกรรมระบบควบคุม และการตรวจวัดสัญญาณนั้นเป็นกลไกสำคัญในการขับเคลื่อนกระบวนการผลิตทั้งหมด ดังนั้นสัญญาณที่ใช้ในการสื่อสารระหว่างจุดที่ควบคุมกับห้องควบคุมจึงต้องมีการส่งสัญญาณและการรับสัญญาณเกิดขึ้น ซึ่งสัญญาณที่วัดได้จากกระบวนการจะถูกเรียกว่า ตัวแปรกระบวนการ (process variable) ส่วนสัญญาณที่ถูกส่งไปควบคุมกระบวนการจะถูกเรียกว่า สัญญาณควบคุม (control signal) โดยปกติสถานที่วัดสัญญาณและห้องควบคุมจะอยู่ห่างจากกัน และบางครั้งสถานที่วัดสัญญาณอาจเป็นบริเวณที่ค่อนข้างอันตรายต่อมนุษย์จึงต้องนำระบบการรับส่งสัญญาณระยะไกลเข้ามาใช้งาน

ปัจจุบันการรับส่งสัญญาณที่วัดได้ และสัญญาณควบคุมนิยมใช้ระบบการส่งสัญญาณไฟฟ้าที่อยู่ในรูปแบบของสัญญาณกระแส เพื่อให้ได้ระยะการส่งสัญญาณได้ในระยะไกลและมีรบกวนของสัญญาณต่ำ ทำให้สัญญาณที่ได้มีความเที่ยงตรงสูง การรับส่งสัญญาณแบบสัญญาณกระแส โดยทั่วไปได้มีการกำหนดมาตรฐานของระดับสัญญาณขึ้น โดยค่าสัญญาณกระแสมาตรฐาน 4 - 20 mA และในการรับส่งสัญญาณปกติจะแยกสายสัญญาณออกเป็นสองชุด คือสายสำหรับส่งหนึ่งชุดและรับหนึ่งชุดในขณะเดียวกัน จะต้องมีสายสำรองเพื่อป้องกันสำหรับกรณีฉุกเฉิน ทำให้เกิดความสิ้นเปลืองของสายนำสัญญาณและกระบวนการผลิตเกิดค่าใช้จ่ายเพิ่มมากขึ้น

1.2 วัดอุปสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

มุ่งเน้นการวิจัยและพัฒนาเทคนิควิธีการใหม่สำหรับการออกแบบวงจรรับส่งสัญญาณกระแสที่สามารถรับส่งสัญญาณได้สองทิศทางในเวลาเดียวกัน และใช้สายสัญญาณเพียงหนึ่งคู่สาย โดยอาศัยหลักการพื้นฐานของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองและวงจรสะท้อนกระแสมาออก

แบบวงจรเพื่อให้การรับส่งสัญญาณกระแสมีความยุ่งยากน้อยที่สุด และเหมาะที่จะนำมาประยุกต์ใช้สำหรับการวัดสัญญาณและการควบคุมระยะไกลอย่างมีประสิทธิภาพ

1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้เสนอการออกแบบวงจรรับส่งสัญญาณกระแสแบบสองทิศทางที่ใช้สายสัญญาณหนึ่งคู่สาย สำหรับการวัดสัญญาณและการควบคุมระยะไกล โดยสัญญาณกระแสที่รับและส่งจะเป็นสัญญาณแบบแอนะล็อก และเป็นสัญญาณกระแสมาตรฐาน 4 – 20 mA ที่สามารถรับและส่งได้ในเวลาเดียวกันทำให้สามารถช่วยลดจำนวนของสายนำสัญญาณและลดค่าใช้จ่ายลงได้ หลักการของวงจรที่นำเสนอจะมีรูปแบบที่ง่ายไม่ซับซ้อน วงจรมีสัญญาณรบกวนต่ำและสามารถที่จะทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท และภาคผนวกอีก 4 ภาค โดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำที่กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ตลอดจนวัตถุประสงค์ แนวคิดและหลักการใหม่ที่ได้นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์นี้ พร้อมรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงประเภท และหลักการรับส่งสัญญาณ รวมถึงการออกแบบตัวรับส่งสัญญาณทั่วไป

บทที่ 3 จะเป็นการกล่าวถึงหลักการพื้นฐาน และคุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง และรุ่นที่สอง รวมถึงหลักการทรานส์ลิเนียร์ พร้อมทั้งการวิเคราะห์วงจรสะท้อนกระแส และวงจรขยายคลาส AB ในมุมมองแบบทรานส์ลิเนียร์

บทที่ 4 เป็นการนำเสนอวงจรรับส่งสัญญาณกระแสแบบสองทิศทางที่ได้พัฒนาขึ้น โดยกล่าวถึงหลักการออกแบบ และสมรรถนะของวงจรรวมถึงวิเคราะห์หาคุณสมบัติของวงจรทางทฤษฎี แล้วนำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการ

ทดลองต่อวงจรจริงของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสแบบสองทิศทางที่ใช้งานสำหรับการรับและส่งสัญญาณระยะไกล เพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะของการทำงานของวงจร

บทที่ 5 เป็นบทส่งท้ายเพื่อสรุปผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอไว้ภายในวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งได้นำเสนอแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อไป

ในส่วนสุดท้ายของวิทยานิพนธ์นี้ จะเป็นภาคผนวกซึ่งจะรวบรวมการวิเคราะห์ผลการของแต่ละบทเอาไว้ ดังมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

ภาคผนวก ก. แสดงการวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่สำคัญต่างๆ วงจรสมมูลและแบบจำลองการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

ภาคผนวก ข. แสดงการวิเคราะห์หาฟังก์ชันส่งผ่านระหว่างสัญญาณกระแสเอาต์พุต กับสัญญาณกระแสอินพุต

ภาคผนวก ค. โมเดลสำหรับโปรแกรม PSPICE (PSPICE model) ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ทั้งหมด และมาตรฐานสายไฟที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

ภาคผนวก ง. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

ประวัติผู้เขียน

บทที่ 2

หลักการของการรับส่งสัญญาณ

2.1 กล่าวนำ

ระบบควบคุมและการวัดสัญญาณของกระบวนการผลิตในโรงงานอุตสาหกรรมจำเป็นต้องมีการรับส่งสัญญาณจากอุปกรณ์เครื่องมือวัดที่ใช้วัดสัญญาณที่ได้ส่งไปยังห้องควบคุม ซึ่งห้องควบคุมจะประมวลผลแล้วส่งสัญญาณควบคุมกลับไปยังส่วนที่ควบคุมกระบวนการนั้น ซึ่งในปัจจุบันการรับส่งสัญญาณมีหลายรูปแบบขึ้นอยู่กับความเหมาะสมในการเลือกใช้งานตัวส่งสัญญาณและตัวรับสัญญาณ ดังนั้นภายในบทนี้จะกล่าวถึงประเภทของการรับส่งสัญญาณทั่วไป และการรับส่งสัญญาณรูปแบบของสัญญาณไฟฟ้า รวมถึงการรับส่งสัญญาณที่นำเสนอแบบวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทาง

2.2 ประเภทของการรับส่งสัญญาณทั่วไป

การรับส่งสัญญาณทั่วไปสามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ ระบบใช้พลังงานลมหรือนิวเมติก (pneumatic type) และระบบทางไฟฟ้า (electrical type)

1. ระบบการส่งสัญญาณแบบนิวเมติก ระบบนี้เป็นการส่งสัญญาณโดยใช้พลังงานลมที่มีระดับความดันสม่ำเสมอ ซึ่งมีสัญญาณมาตรฐานที่ใช้กัน ได้แก่ 3 - 15 psi หรือเทียบเท่ากับ 0.2 - 1.0 Kg/cm²

2. ระบบการส่งสัญญาณแบบไฟฟ้า ระบบนี้เป็นการส่งสัญญาณโดยสัญญาณที่ใช้ส่งอยู่ในรูปของกระแสไฟฟ้า หรือแรงดันไฟฟ้า ซึ่งระดับสัญญาณมาตรฐานที่ใช้กัน ได้แก่ สัญญาณกระแสมาตรฐาน 4 - 20 mA หรือสัญญาณแรงดันมาตรฐาน 1 - 5 V

2.3 หลักการของการรับส่งสัญญาณ

สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงการรับส่งสัญญาณไฟฟ้าในรูปแบบของสัญญาณกระแสไฟฟ้าเป็นหลัก เนื่องจากมีความเหมาะสมกับงานการวัดสัญญาณและการควบคุมระยะไกล จากคุณสมบัติที่ดีในการส่งผ่านสัญญาณ 3 ประการ [1] ดังนี้

1. ความต้านทานโหลด (load impedance) การใช้สัญญาณกระแสไฟฟ้าในการถ่ายทอดสัญญาณ สามารถช่วยลดปัญหาความผิดพลาดของสัญญาณที่ทำการส่งและรับเนื่องจากการเกิดค่าความต้านทานในวงจรบริเวณที่เอาท์พุทของตัวส่ง ที่อินพุทของตัวรับหรือโหลด และค่าความต้านทานภายในสายนำสัญญาณ โดยปกติได้มีการกำหนดให้วงจรรับส่งสัญญาณได้รับการออกแบบมาเพื่อใช้กับโหลดตั้งแต่ 0 โอห์ม แต่ไม่ควรเกิน 1000 โอห์ม

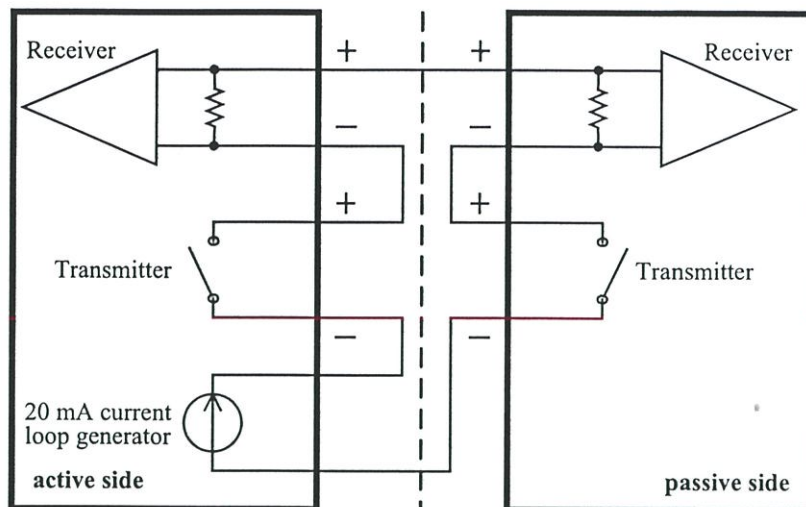
2. การปรับเปลี่ยน (interchangeability) การกำหนดให้สัญญาณมาตรฐานในระบบการวัดสัญญาณและการควบคุมเป็นกระแสมาตรฐานอยู่ในช่วง 4 – 20 mA เหมือนกันหมด ทำให้เราสามารถเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์เครื่องมือวัด หรือตัวควบคุมได้เพราะค่าตัวแปรโปรเซส (process variable) ของระบบวงรอบควบคุมยังคงอยู่ในช่วง 4 – 20 mA ซึ่งระดับสัญญาณกระแสมาตรฐาน 4 – 20 mA หมายความว่า ถ้าค่าตัวแปรโปรเซส เป็น 0 เปอร์เซ็นต์ สัญญาณที่ใช้รับและส่งจะเป็น 4 mA และถ้าเป็น 100 เปอร์เซ็นต์สัญญาณจะเป็น 20 mA สาเหตุที่ใช้ 0 เปอร์เซ็นต์ของค่าตัวแปรโปรเซสเท่ากับ 4 mA ก็เพื่อให้เราทราบว่าถ้ามีอุปกรณ์ตัวใดตัวหนึ่งในวงรอบการควบคุมไม่ทำงาน สัญญาณกระแสจะมีค่าเท่ากับ 0 mA ทำให้เราทราบว่าไม่มีอุปกรณ์ชำรุดในวงรอบการควบคุม เราเรียกกรณีนี้ว่า Live Zero

3. เครื่องมือวัดและแหล่งจ่าย (measurement / power supply) การรับส่งสัญญาณที่ใช้สัญญาณกระแสไฟฟ้าช่วยลดจำนวนของสายนำสัญญาณในการจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์ในวงรอบการควบคุม เนื่องจากผู้ออกแบบสามารถที่จะออกแบบให้ระบบปรับสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ส่งมาใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าได้โดยเป็นอัตราส่วนกับค่าของตัวแปรโปรเซส

ในการรับและส่งสัญญาณกระแสในอุตสาหกรรมนั้น ยังสามารถที่จะแยกตามวิธีการที่ใช้ในการรับส่งได้ 2 ระบบ คือ การรับส่งสัญญาณกระแสระบบดิจิทัล และการรับส่งสัญญาณกระแสระบบแอนะล็อก [2]

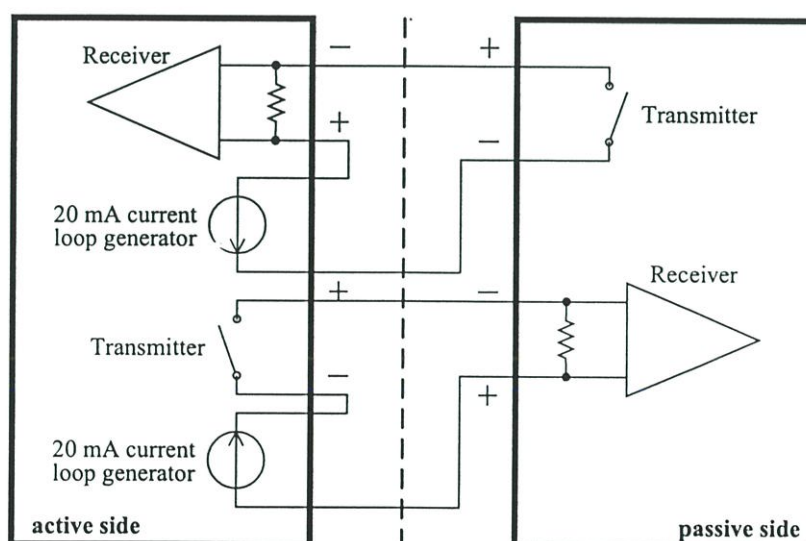
2.3.1 วงจรรับส่งสัญญาณรูปกระแสระบบดิจิทัล

สำหรับการรับและส่งสัญญาณดิจิทัลโดยมีรูปแบบการรับส่งสัญญาณทั้งแบบทิศทางเดียว และการรับส่งสัญญาณแบบสองทิศทาง ดังแสดงในรูปที่ 2.1 และรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.1 วงจรลูปกระแส 20 mA อย่างง่าย

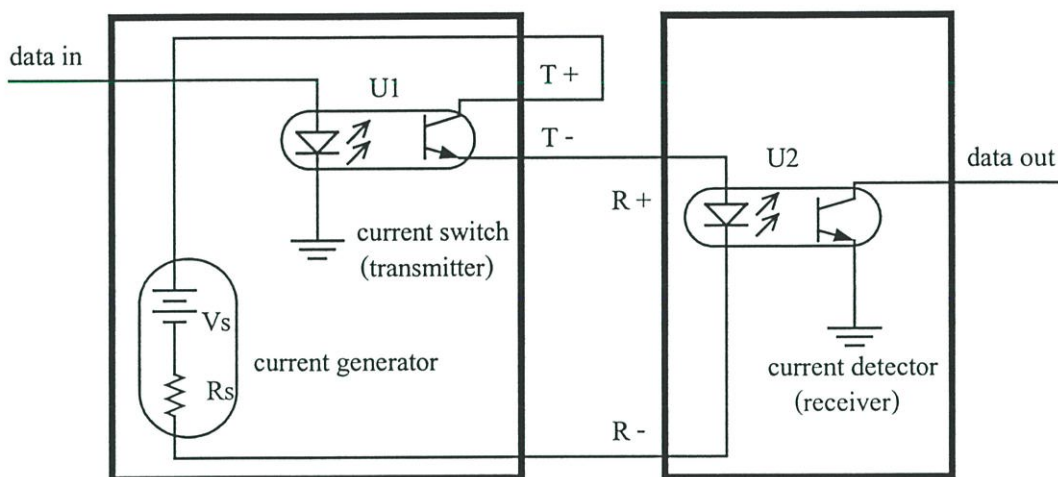
จากรูปที่ 2.1 เป็นวงจรลูปกระแส 20 mA อย่างง่าย ส่วนประกอบพื้นฐานของวงจรลูปกระแส 20 mA ประกอบด้วยแหล่งจ่ายกระแส (current source) สวิตช์กระแส (current switch) และตัวตรวจจับกระแส (current detector) โดยสวิตช์กระแสทำหน้าที่เป็นตัวส่งสัญญาณและตัวตรวจจับเป็นตัวรับสัญญาณ ส่วนวงจรที่เชื่อมต่อด้านที่มีแหล่งจ่ายกระแสจะเรียกว่า ส่วนแอคทีฟ (action unit) อีกด้านหนึ่งเรียกว่า ส่วนพาสซีฟ (passive unit) ลักษณะของการไหลของกระแสในวงจรลูปกระแส 20 mA กระแสจะไหลภายในลูปก็ต่อเมื่อไม่มีการส่งผ่านสัญญาณใด ๆ แต่เมื่อมีการส่งสัญญาณวงจรก็จะมีลักษณะการส่งสัญญาณแบบทิศทางเดียว โดยที่ตัวส่งและตัวรับหลาย ๆ ตัวจะต่ออนุกรมกันเป็นลูปกระแส ทำให้เมื่อมีการส่งสัญญาณจากตัวส่งเพียงตัวเดียว ตัวรับจะสามารถรับสัญญาณได้ครบทุกตัว



รูปที่ 2.2 วงจรลูปกระแสสองทิศทาง 20 mA

จากรูปที่ 2.2 เป็นวงจรรูปกระแส (current loop) 20 mA ใช้ในการรับและส่งสัญญาณดิจิทัล โดยที่สามารถทำให้การส่งสัญญาณและรับสัญญาณนี้จะเกิดขึ้นได้พร้อมกัน หรือในเวลาเดียวกัน ซึ่งวงจรจะต้องอาศัยแหล่งกำเนิดกระแสจำนวน 2 ชุด ใช้ในการรับสัญญาณหนึ่งชุด และใช้ในการส่งสัญญาณอีกหนึ่งชุด ซึ่งจำเป็นต้องใช้สายในการเชื่อมต่อสองคู่ด้วยกัน

ปัญหาส่วนใหญ่ที่จะเกิดขึ้นในวงจรรูปกระแส 20 mA คือ การไม่มีข้อกำหนดมาตรฐานของสัญญาณและอุปกรณ์ในการเชื่อมต่อ ดังนั้นในการติดตั้งและการเชื่อมต่อผู้ใช้จำเป็นต้องระวังที่จะต้องทราบคุณสมบัติของวงจรที่ใช้ในการต่อเชื่อม ทำให้วงจรไม่สามารถใช้งานได้อย่างกว้างขวาง จึงได้มีการเสนอรูปแบบของวงจรรูปกระแสแบบง่ายที่ใช้รูปกระแส 20 mA ที่หลากหลายขึ้น ตัวอย่างเช่นในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจรรูปกระแสทางเดียวอย่างง่าย

จากรูปที่ 2.3 แสดงวงจรรูปกระแสทิศทางเดียวอย่างง่าย โดยการใช้อุปกรณ์ดังนี้ ออกไซด์คัปเปอ์ (opto couplers) 2 ชุด แหล่งจ่ายแรงดัน (voltage source) และตัวต้านทาน (resistor) โดยที่ออกไซด์คัปเปอ์ U1 ทำหน้าที่เป็นสวิตช์กระแสสำหรับการส่งข้อมูล ส่วนออกไซด์คัปเปอ์ U2 ทำหน้าที่เป็นตัวตรวจจับกระแสที่ไหลในวงจรรูปกระแสหรือรับข้อมูล โดยที่ค่าของกระแสที่ไหลในลูปสามารถที่จะคำนวณหาได้ดังนี้

$$I_{Loop} = (V_S - V_{Transmitter} - V_{Receiver}) / R_S \quad (2.1)$$

เมื่อทำงานเป็นสวิตช์เปิด

$$V_{Transmitter(U1)} = 0.2 V$$

$$V_{Receiver(U2)} = 1.8 V$$

กำหนดให้ $V_s = 12\text{ V}$ และ $R_s = 470\ \Omega$ จะได้

$$I_{Loop} = (12 - 0.2 - 1.8) / 470$$

$$I_{Loop} = 21.3\text{ mA}$$

ถ้าเปลี่ยน $V_s = 60\text{ V}$ และ $R_s = 470\ \Omega$ จะได้

$$I_{Loop} = (60 - 0.2 - 1.8) / 470 = 123\text{ mA}$$

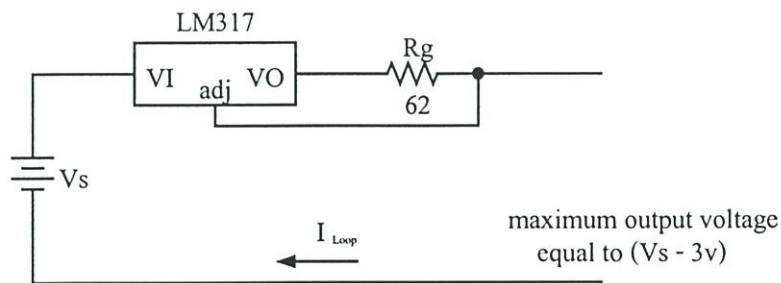
และถ้าเปลี่ยน $V_s = 5\text{ V}$ และ $R_s = 470\ \Omega$ จะได้

$$I_{Loop} = (5 - 0.2 - 1.8) / 470 = 6.4\text{ mA}$$

จากสมการที่ (2.1) เรากำหนดให้ $V_s = 12\text{ V}$ และ $R_s = 470\ \Omega$ ค่ากระแส I_{Loop} จะมีค่าเท่ากับ 21.3 mA และเมื่อเรามีการเปลี่ยนค่าของ V_s ของวงจรเป็น 60 V และ 5 V จะเห็นได้ว่าค่ากระแส I_{Loop} ของวงจรจะมีค่าเปลี่ยนเป็น 123 mA และ 6.4 mA ตามลำดับ แต่ถ้าเปลี่ยนค่า R_s ของวงจรค่ากระแส I_{Loop} ของวงจรก็จะเปลี่ยนแปลงเช่นเดียวกัน

ดังนั้นทางเดียวที่จะให้กระแส I_{Loop} ของวงจรมีค่าเท่ากับ 20 mA หรือใกล้เคียงเราจึงควรพิจารณาวิธีการพื้นฐานในการจำกัดปริมาณกระแสที่ไหลผ่านในลูปกระแสของวงจรรูปกระแสในแต่ละส่วน ดังนี้

1. การจำกัดกระแสของแหล่งจ่ายกระแส (current generator) กระแสที่จ่ายให้กับวงจรรูปกระแสควรจะมีค่าคงที่ที่ 20 mA จึงใช้หลักการทำงานของวงจรรักษาระดับแรงดันคงที่มาทำหน้าที่ในการสร้างแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (constant current generator) ซึ่งสามารถใช้วงจรรักษาระดับแรงดันได้ทั้งแบบคงที่และแบบปรับค่าได้ ตัวอย่างเช่นรูปที่ 2.4 ใช้ไอซี LM317 เป็นวงจรรักษาระดับแรงดันแบบปรับค่าได้ ซึ่งจะทำให้แรงดันตกคร่อมของวงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่มีค่าต่ำ เพราะแรงดันอ้างอิงภายในของไอซี LM317 ระหว่างขา VO กับขา adj มีค่าเท่ากับ 1.25 V ซึ่งสามารถคำนวณหากระแส I_{Loop} ได้จากสมการที่ (2.2)



รูปที่ 2.4 วงจรสร้างแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 20 mA จากวงจรรักษาระดับแรงดัน

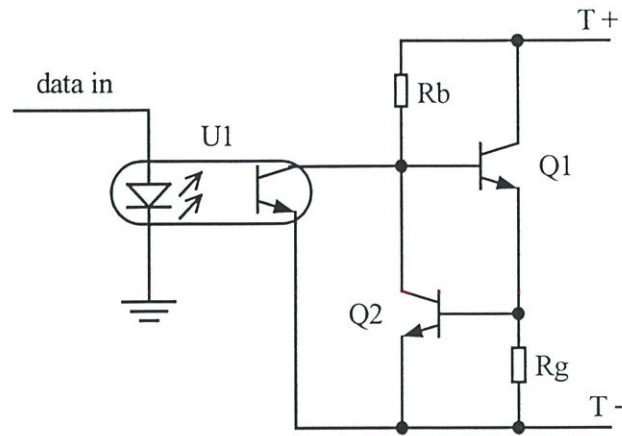
$$I_{Loop} = \frac{1.25}{R_g} \quad (2.2)$$

ถ้ากำหนดให้ V_s มีค่าเท่ากับ 12 V และกระแส I_{Loop} ของวงจรมีค่าเท่ากับ 20 mA จะได้ว่า

$$R_g = \frac{1.25 V}{20 mA} = 62 \Omega$$

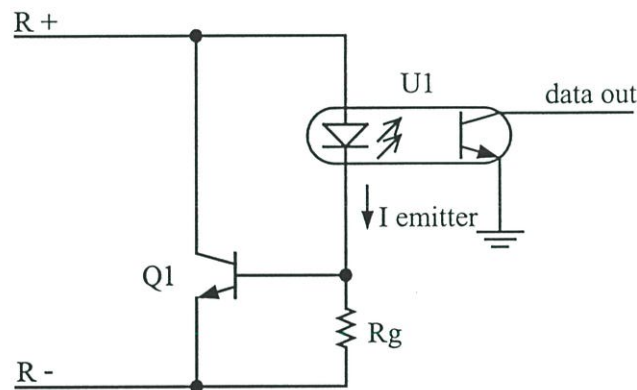
ดังนั้น แรงดันสูงสุดที่แหล่งจ่ายกระแสคงที่จ่ายได้ก็จะมีค่าเท่ากับ 9V และ R_g มีค่าเท่ากับ 62 Ω เป็นตัวกำหนดและควบคุมกระแสของวงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่ให้กระแส I_{Loop} ของวงจรมีค่าเท่ากับ 20 mA เสมอเพราะว่าแรงดันอ้างอิงภายในของไอซี LM317 ระหว่างขา VO กับขา adj มีค่าเท่ากับ 1.25V

2. ในวงจรรูปกระแส ผลรวมของแรงดันตกคร่อมของอุปกรณ์ทุกตัวในรูปต้องมีค่าเท่ากับแหล่งจ่ายแรงดัน V_s กล่าวคือ อุปกรณ์ทุกตัวที่อยู่ในวงจรรูปกระแสนี้ ไม่ว่าจะเป็นตัวส่งสัญญาณหรือตัวรับสัญญาณจะต้องมีแรงดันตกคร่อมที่ตัวมัน เช่น วงจรสวิตช์กระแส (current switch) คือ สวิตช์ทรานซิสเตอร์โดยขณะที่มันทำงานสวิตช์เปิด นั้นจะมีแรงดันตกคร่อมอยู่ประมาณ 0.2 – 0.3 V และเมื่อสวิตช์ทรานซิสเตอร์ทำงานเป็นสวิตช์ปิดนั้นจะมีแรงดันตกคร่อมน้อยกว่าหรือเท่ากับแหล่งจ่ายแรงดัน V_s ส่วนวงจรตรวจจับกระแส (current detector) คือ ไดโอดที่อยู่ภายในออปโตคัปเปอร์ โดยที่เมื่อมีกระแสไหลผ่านจะมีแรงดันตกคร่อมประมาณ 1.2 – 2.0 V ดังนั้น จึงทำการจำกัดกระแสส่วนของวงจรสวิตช์กระแส ด้วยวงจรดังรูปที่ 2.5 ซึ่งเป็นวงจรจำกัดกระแสของวงจรสวิตช์กระแส ความต้านทาน R_g เป็นตัวกำหนดไบอัสกระแสให้กับทรานซิสเตอร์ Q_2 โดยถ้ามีกระแสไหลในรูปจนถึง 20 mA หรือค่ากระแสสูงสุดในรูปจะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_2 ทำงานโดยจะทำการดึงให้กระแสที่ไบอัสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q_1 น้อยลงทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 ไม่นำกระแสมากกว่า 20 mA



รูปที่ 2.5 วงจรจำกัดกระแสของตัวส่งสัญญาณ

และในทำนองเดียวกันการจำกัดกระแสส่วนของวงจรตรวจจับด้วยวงจรจำกัดกระแสดังรูปที่ 2.6 ไม่ได้เป็นตัวควบคุมกระแสที่ไหลภายในวงจรรูปกระแส แต่จะเป็นตัวควบคุมกระแสสูงสุดที่ขั้วอิมิตเตอร์ภายในออปโตคัปเปอเรอร์ U1 เพราะไดโอดภายในของออปโตคัปเปอเรอร์ U1 ต้องการกระแสไหลน้อยกว่า 20 mA เพื่อให้สามารถทำงานที่ความเร็วสูง ๆ ส่วนทรานซิสเตอร์ Q_1 จะเป็นตัวช่วยส่งผ่านกระแสภายในวงจรรูปกระแสแทนในกรณีที่ถึงค่าสูงสุดของกระแสอิมิตเตอร์ของออปโตคัปเปอเรอร์

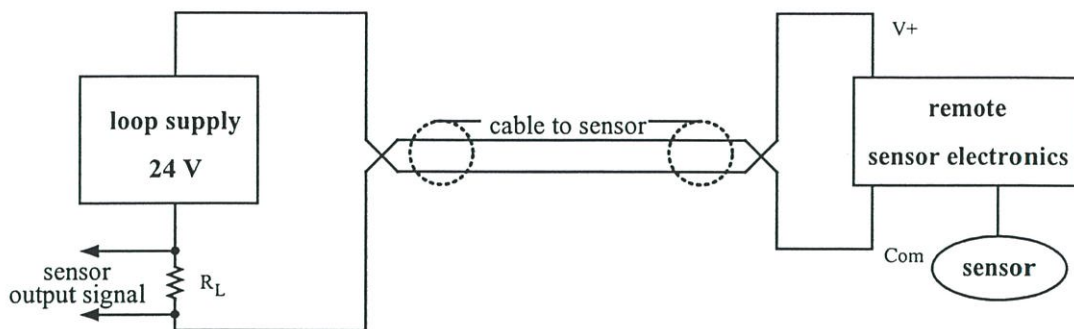


รูปที่ 2.6 วงจรรับส่งสัญญาณแบบจำกัดกระแส

2.3.2 วงจรรับส่งสัญญาณรูปกระแสระบบแอนะล็อก

วงจรรูปกระแสแอนะล็อก 4 – 20 mA ในรูปที่ 2.7 แสดงผังการต่อใช้งานวงจรรูปกระแสแอนะล็อก โดยที่วัตุดิบประสงค์ของวงจรรูปกระแสแอนะล็อก 4 – 20 mA นั้นเพื่อที่จะใช้ส่งสัญญาณจากอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแอนะล็อก (analog signal sensor) ในระยะทางไกล ๆ ในรูปแบบของสัญญาณกระแส (current signal) ซึ่งอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแอนะล็อกนั้นต้องการ

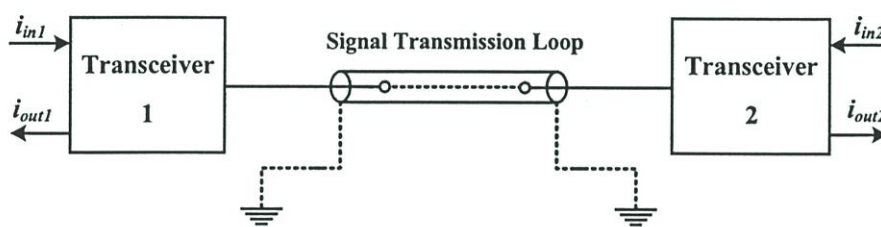
สาย 2 เส้น เพื่อที่จะใช้ในการส่งสัญญาณแอนะล็อกและใช้เป็นแหล่งจ่ายพลังงานให้กับอุปกรณ์วัดสัญญาณด้วย ในรูปที่ 2.7 แหล่งจ่ายแรงดัน 24 โวลต์ เป็นตัวจ่ายกำลังงานให้แก่อุปกรณ์วัดสัญญาณระยะไกล โดยที่ตัวอุปกรณ์วัดสัญญาณจะเป็นตัวควบคุมให้กระแสที่ไหลภายในลูปมีค่าตามพารามิเตอร์ที่วัดได้จากอุปกรณ์วัดสัญญาณ เช่น อุปกรณ์วัดสัญญาณให้เอาต์พุตกระแส 4 – 20 mA ที่อุณหภูมิ 0 – 200 องศาเซลเซียส



รูปที่ 2.7 วงจรลูปกระแสแบบแอนะล็อก 4-20 mA

2.4 การรบกวนกันระหว่างการรับส่งสัญญาณ

การรับส่งสัญญาณแบบสองทิศทาง สัญญาณที่ใช้ในการรับและส่งอาจจะเกิดความเพี้ยนเนื่องจากสัญญาณที่รบกวนกันเองของสัญญาณที่ส่งและรับในสายนำสัญญาณเดียวกันที่เรียกว่า สัญญาณแทรกข้าม (crosstalk) ซึ่งเป็นสัญญาณที่เกิดระหว่างการรบกวนของสัญญาณอินพุตที่ใช้ส่งกับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้รับจากปลายทาง ทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้รับได้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 การรับส่งสัญญาณสองทิศทาง

ค่าสัญญาณแทรกข้ามจะอยู่ในหน่วยเดซิเบลซึ่งสามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (2.3)

$$\text{Crosstalk} = 20 \log \frac{i_{out\ x}}{i_{in\ x}} \quad (2.3)$$

เมื่อ $i_{out\ x}$ และ $i_{in\ x}$ คือกระแสสัญญาณเอาต์พุตและอินพุตตามลำดับ ของ Transceiver ตัวที่ x

2.5 สรุป

ที่กล่าวมาทั้งหมดในบทนี้จะเห็นว่าการส่งสัญญาณกระแสที่เป็นลักษณะวงจรรูปปิดโดยใช้สายสัญญาณหนึ่งคู่ นั้น ไม่สามารถที่จะใช้รับข้อมูลและส่งข้อมูลได้พร้อมๆกันในเวลาเดียวกัน ถ้าต้องการให้ใช้งานได้พร้อมกันจำเป็นต้องเพิ่มสัญญาณกระแสขึ้นอีกหนึ่งคู่ นั่นก็หมายถึงจะต้องเพิ่มสายสัญญาณอีกหนึ่งคู่ด้วยเช่นเดียวกัน หรือถ้าไม่ต้องการที่จะเพิ่มสายสัญญาณ ก็อาจจะใช้วิธีการมอดูเลทสัญญาณดิจิทัลเข้าไปในสายชุดเดิมก็ได้ แต่ต้องเปลี่ยนอุปกรณ์วัดสัญญาณด้วยเช่นเดียวกัน

บทที่ 3

ทฤษฎีการทำงานของวงจรสายพานกระแส

3.1 กล่าวนำ

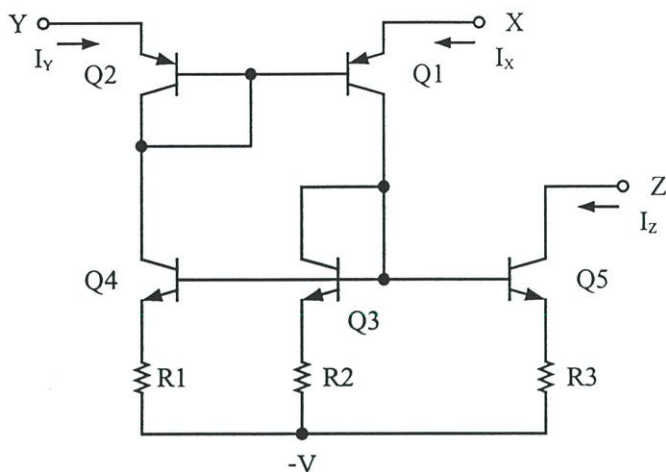
เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งเน้น ในการนำเสนอการออกแบบตัวรับส่งสัญญาณ กระแสหนึ่งคู่สาย เพื่อใช้ในงานควบคุมและการวัดระยะไกล ซึ่งสร้างขึ้นจากวงจรสายพาน กระแสรุ่นที่สอง เป็นอุปกรณ์สำคัญในการออกแบบ และเพื่อที่จะให้เข้าใจในการทำงานของวงจร ที่นำเสนอ ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงที่มา โครงสร้าง หลักการทำงานของวงจรสายพานกระแส หลักการทรานส์ลิเนียร์ พร้อมทั้งวิเคราะห์วงจรสะท้อนกระแสและวงจรรขยายคลาส AB ในมุมมองแบบทรานส์ลิเนียร์

3.2 วงจรสายพานกระแส

วงจรสายพานกระแส (current conveyor) จัดเป็นอุปกรณ์แอคทีฟ ที่มี 3 พอร์ตซึ่งนิยมนำ มาใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เพราะว่าวงจรสายพานกระแสสามารถใช้ในการประมวลสัญญาณได้ ทั้งในโหมดแรงดัน (voltage mode) และ โหมดกระแส (current mode) อีกทั้งยังสามารถนำไป ประยุกต์ใช้งานในการออกแบบวงจรต่าง ๆ ได้อีกมากมาย เช่น วงจรไจเรเตอร์ (Gyrator) [3], วงจร ฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์, วงจรแปลงค่าอิมพีแดนซ์ทั่วไป (generalized impedance converter) [4], วงจรกรองความถี่ (filter) [5] และวงจรถ่ายความถี่ (oscillator) [6] เป็นต้น จากการทำงานของ วงจรสายพานกระแสรุ่นแรกได้อาศัยหลักการสำคัญคือ การจัดให้มีการส่งผ่านกระแส ระหว่างพอร์ตสองพอร์ตที่มีระดับค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่างกันมาก ๆ กล่าวคือพอร์ตอินพุตที่ให้ รับสัญญาณเป็นพอร์ตที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์ค่าต่ำมาก ในขณะที่พอร์ตเอาต์พุตเป็นพอร์ตที่มี ค่าอิมพีแดนซ์ที่สูงมากและอัตราการส่งผ่านกระแสจากพอร์ตอินพุตไปพอร์ตเอาต์พุตมีค่า เท่ากับหนึ่งตามทฤษฎี

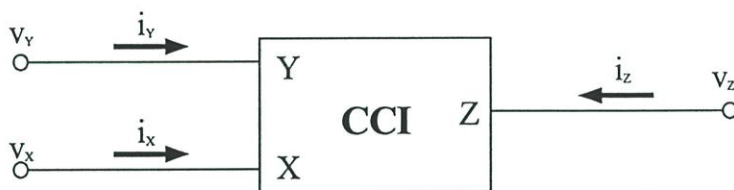
วงจรสายพานกระแส ได้มีการนำเสนอขึ้นเป็นครั้งแรกในปี ค.ศ. 1968 โดย A. Sedra และ K.C. Smith [7] ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์จำนวน 5 ตัว ที่ต่อกันในลักษณะดังรูปที่ 3.1 ซึ่งเรียก ว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (First-Generation Current Conveyor) และมีชื่อย่อว่า CCI สัญลักษณ์ “I” เป็นอักษรโรมันที่ใช้แทน “1” การทำงานของวงจรถามรูปที่ 3.1 ถ้าสมมุติให้ ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีอัตราขยายกระแสไฟตรง (forward dc current gain : β) ที่สูงมากและค่า

ความต้านทานทุกตัวมีค่าเท่ากัน จะพบว่ากระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_3 มีค่าประมาณเท่ากับ กระแส i_x และกระแสดังกล่าวจะถูกส่งผ่านไปยังพอร์ท Y และพอร์ท Z เพราะว่าทรานซิสเตอร์ Q_3 , Q_4 และ Q_5 ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแส ดังนั้น $i_x = i_y = i_z$ และเนื่องจากกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีค่าเท่ากันจึงทำให้เกิดแรงดันเบสโสมิตเตอร์ที่เท่ากันเสมอ ซึ่งหมายถึงแรงดัน $v_x = v_y$



รูปที่ 3.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่งแบบพื้นฐาน

และสัญลักษณ์ที่ใช้แทนวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง แสดงได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 สัญลักษณ์ของสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (CCI)

หลักการการทำงานของวงจร คือ ถ้ามีแรงดันตกคร่อมด้านอินพุทที่พอร์ท Y แล้วจะทำให้มีแรงดันค่าเท่ากันเกิดขึ้นที่พอร์ท X ในทำนองเดียวกัน ถ้ามีกระแสไฟฟ้าผ่านพอร์ท X ก็จะทำให้มีกระแสไฟฟ้าค่าเท่ากันผ่านที่พอร์ท Y และกระแสไฟฟ้าค่าเดียวกันนี้จะถูกนำพา (conveyor) ไปด้านเอาต์พุทที่พอร์ท Z

คุณสมบัติของเนทเวอร์ค (network) สามารถอธิบายได้ด้วยไฮบริคพารามิเตอร์ (hybrid parameter) ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสที่พอร์ทต่าง ๆ ได้ดังสมการที่ 3.1

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

จากสมการที่ (3.1) จะได้ว่า

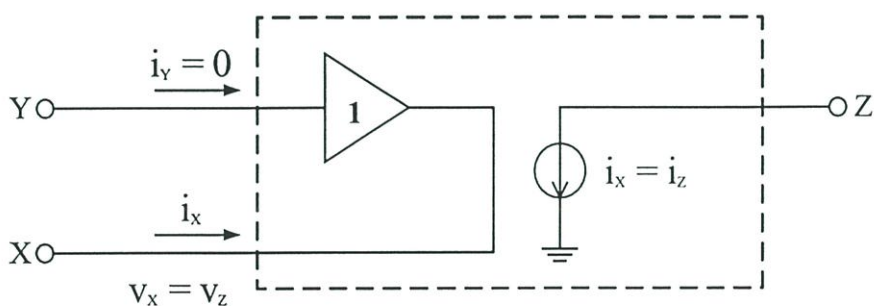
$$i_y = i_x \quad (3.2)$$

$$v_x = v_y \quad (3.3)$$

$$i_z = \pm i_x \quad (3.4)$$

จากสมการที่ (3.1) จะเห็นว่า h_{32} มีค่าเป็น ± 1 ทำให้ได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_z ที่พอร์ท Z และกระแส i_x ที่พอร์ท X เป็น $i_z = \pm i_x$ ดังสมการที่ (3.4) กรณี $i_z = i_x$ กระแส i_z ที่พอร์ท Z และกระแส i_x ที่พอร์ท X มีทิศทางการไหลในทิศทางเดียวกัน เรียกว่า วงจรสายพานกระแสชนิดบวก (CCI+) กรณี $i_z = -i_x$ กระแส i_z ที่พอร์ท Z และกระแส i_x ที่พอร์ท X มีทิศทางการไหลตรงกันข้ามกัน เรียกว่าวงจรสายพานกระแสชนิดลบ (CCI-) และที่ h_{12} มีค่าเป็น 1 ทำให้ได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_y ที่พอร์ท Y เท่ากับกระแส i_x ที่พอร์ท X

ในปี ค.ศ. 1970 A. Sedra และ K.C. Smith [8,9] ได้เสนอแนวความคิดใหม่ในการออกแบบวงจรสายพานกระแสโดยทำการปรับค่าอิมพีแดนซ์ (impedance) ทางด้านอินพุทที่พอร์ท Y ให้มีค่าสูงขึ้นจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง ซึ่งเรียกว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second Generation Current Conveyor) และมีชื่อย่อว่า CCII สัญลักษณ์ “II” เป็นอักษรโรมันที่ใช้แทน “2” โดยคุณสมบัติเนทเวิร์คของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองสามารถอธิบายได้ด้วยไฮบริคพารามิเตอร์ ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสที่พอร์ทต่าง ๆ ได้ดังสมการที่ (3.5) และสามารถที่จะเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรเทียบเท่าของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

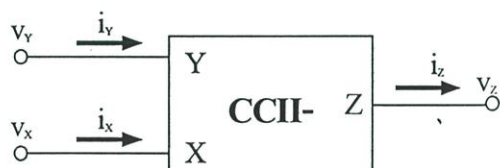
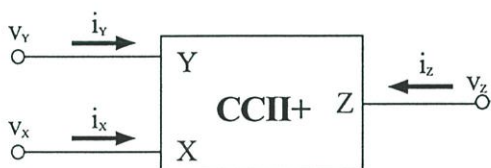
จากสมการที่ (3.5) จะได้ว่า

$$i_y = 0 \quad (3.6)$$

$$v_x = v_y \quad (3.7)$$

$$i_z = \pm i_x \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.5) จะเห็นว่า h_{12} มีค่าเท่ากับ 0 ทำให้ได้ค่ากระแส i_y ที่พอร์ท Y มีค่าเป็น 0 ซึ่งก็คือค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ท Y นั้นจะต้องมีค่าสูงมาก ๆ ส่วน h_{21} มีค่าเป็น 1 ทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน v_x ที่พอร์ท X กับแรงดัน v_y ที่พอร์ท Y มีค่าเท่ากัน และ h_{32} มีเป็น ± 1 ทำให้ได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_z ที่พอร์ท Z และกระแส i_x ที่พอร์ท X เป็น $i_z = \pm i_x$ ดังสมการที่ (3.8) กรณี $i_z = i_x$ กระแส i_z ที่พอร์ท Z และกระแส i_x ที่พอร์ท X มีทิศทางการไหลในทิศทางเดียวกัน เรียกว่า วงจรสายพานกระแสชนิดบวก (CCII+) กรณี $i_z = -i_x$ กระแส i_z ที่พอร์ท Z และกระแส i_x ที่พอร์ท X มีทิศทางการไหลตรงกันข้ามกัน เรียกว่า วงจรสายพานกระแสชนิดลบ (CCII-) โดยสัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองจะแสดงดังในรูปที่ 3.4



ก) สัญลักษณ์ของวงจร CCII ชนิดบวก

ข) สัญลักษณ์ของวงจร CCII ชนิดลบ

รูปที่ 3.4 สัญลักษณ์ของสายพานกระแสรุ่นที่สอง

จากแนวคิดและหลักการของวงจรสายพานกระแสยุคที่สองดังกล่าว ได้มีผู้นำมาสร้างเป็นวงจรในทางปฏิบัติหลากหลายรูปแบบ [10-14] เช่น วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบปรับค่าได้โดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (electronically tunable second generation current conveyor) และวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองซึ่งควบคุมได้ด้วยกระแส (second generation current conveyor) โดยที่แต่ละรูปแบบใช้วงจรที่ทำหน้าที่เป็นพอร์ทอินพุท (พอร์ท X และพอร์ท Y) ที่ต่างกัน ซึ่งส่วนมากแล้วใช้ออปแอมป์เป็นองค์ประกอบหลักในการสร้างพอร์ทอินพุทให้มีลักษณะการทำงานเป็นวงจรตามแรงดัน วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่สร้างขึ้นจากออปแอมป์ดังกล่าวจึงมีข้อด้อยคือ ค่า

แบนด์วิทที่ต่ำใช้อุปกรณ์แอกทิฟและพาสซีฟจำนวนมากในการสร้าง เพื่อลดข้อด้อยดังกล่าว Fabre ได้เสนอวงจร CCII ขึ้นใหม่ [4,9] ที่ใช้หลักการทรานส์ลิเนียร์ในการออกแบบวงจรส่วนที่เป็นพอร์ทอินพุทซึ่งส่งผลทำให้วงจรสายพานกระแสยุคที่สองมีผลตอบสนองทางความถี่ที่มากกว่าวงจร CCII ที่สร้างขึ้นจากออปแอมป์อีกทั้งยังไม่มีการใช้อุปกรณ์พาสซีฟ และก่อนที่จะกล่าวถึงรายละเอียดของวงจรดังกล่าวนั้น มาทราบถึงหลักการทรานส์ลิเนียร์และวงจรสะท้อนกระแสที่เป็นพื้นฐานที่สำคัญในการสร้างวงจรสายพานกระแสที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

3.3 หลักการทรานส์ลิเนียร์

หลักการของวงจรทรานส์ลิเนียร์ ได้มีการนำเสนอและอธิบายไว้อย่างเป็นทางการโดย นาย Barrie Gilbert เมื่อปี ค.ศ. 1975 [11] เพื่อใช้อธิบายการทำงานของกลุ่มวงจรไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear circuit) ที่นิยมใช้กันอยู่โดยทั่วไป ยกตัวอย่างเช่น วงจรคูณ (multiplier) วงจรหาร (divider) และวงจรถูกกำลังสอง (Squarer) เป็นต้น [15] โดยที่หลักการจะอาศัยความสัมพันธ์ของค่าอัตรากระแสผ่านความนำ (transconductance) ของทรานซิสเตอร์ที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้น (linear) กับกระแสที่ไหลผ่านขาคอลเลกเตอร์ ซึ่งเป็นที่มาของชื่อ “tran-linear” ซึ่งหลักการนี้ยังคงนำไปใช้อธิบายและสร้างวงจรเชิงเส้นหลายวงจร เช่น วงจรขยายคลาส AB ในภาคเอาต์พุทของออปแอมป์ที่ส่วนใหญ่นิยมใช้กัน วงจรสายพานกระแส หรือแม้กระทั่งวงจรถ่ายสัญญาณที่มีการป้อนกลับด้วยกระแส เป็นต้น

การพิจารณาสัญญาณในวงจรทรานส์ลิเนียร์ทั้งส่วนขาอินพุทและขาเอาต์พุทของวงจรจะคิดอยู่ในรูปกระแสแทบทั้งสิ้น แต่มีการพิจารณาแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อพี-เอ็นของทรานซิสเตอร์รวมด้วย ซึ่งจะเป็นผลทำให้วงจรทรานส์ลิเนียร์ส่วนใหญ่เป็น วงจรที่ทำงานใน โหมดกระแส (current mode circuit) เนื่องจากมีการพิจารณาแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อพี-เอ็นที่นำมาต่อกันอยู่ในลักษณะวงจรทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งจะมีการทำงานที่แม่นยำและใกล้เคียงกัน โดยไม่เปลี่ยนแปลงต่ออุณหภูมิรอบข้างและมีความสมพงษ์กันของโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะเป็นผลมาจากความเข้มข้นของสารเจือปนในกระบวนการผลิตทรานซิสเตอร์ จะเห็นได้ว่าหลักการนี้เหมาะสมกับวงจรที่สร้างขึ้นด้วยเทคโนโลยีวงจรรวมมากกว่า ทำให้แม้จะมีการคิดค้นหลักการของวงจรมานี้ได้ตั้งแต่ต้นทศวรรษที่ 60 มาก่อน แต่ก็ยังไม่สามารถสร้างขึ้นจริงได้ด้วยเทคโนโลยีของอุปกรณ์แบบแยกชิ้น (discrete devices) ในขณะนั้น ต่อมาการวิเคราะห์ทรานส์ลิเนียร์ได้มีการพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว [16, 17] การเข้าใจหลักการของวงจรทรานส์ลิเนียร์นั้น มีประโยชน์ต่อการออกแบบสร้างวงจรอิเล็กทรอนิกส์อย่างมากจากข้างต้นได้กล่าวเอาไว้ว่าวงจรทรานส์ลิเนียร์นั้นเป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส แต่ความเป็นจริงแล้วพฤติกรรมต่าง ๆ ของวงจรไฟฟ้าล้วนเป็นผลมาจากความเกี่ยวเนื่องกันระหว่างแรงดันไฟฟ้ากับกระแสนั่นเอง ซึ่งมีตัวแปรที่เชื่อมความสัมพันธ์ทั้งสองก็คือ

อิมพีแดนซ์ ดังนั้นจุดสำคัญจึงอยู่ที่การเลือกระดับอิมพีแดนซ์ให้เหมาะสมกับฟังก์ชันที่ต้องการ ออกแบบ และในการออกแบบวงจรด้วยทรานซิสเตอร์นั้น การไบอัสวงจรมักเป็นส่วนสำคัญอย่างมากในการกำหนดระดับอิมพีแดนซ์ การพิจารณาวงจรในรูปสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal) มีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องแสดงอุปกรณ์ไม่เป็นเชิงเส้นทั้งหลายให้อยู่ในรูปแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น เพื่อให้สามารถวิเคราะห์ได้ด้วยกระบวนการทางคณิตศาสตร์เชิงเส้นที่รู้จักกันดี และด้วยวิธีการนี้มักพิจารณาทรานซิสเตอร์อยู่ในรูปแหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยกระแส (current-controlled current source) ที่มีค่าอัตราขยายกระแสอิมิตเตอร์ร่วม β เป็นตัวแปรสำคัญในการควบคุมคุณสมบัติของวงจร ซึ่งค่า β นี้มักถูกสมมุติให้เป็นค่าคงที่เทียบกับกระแสคอลเลคเตอร์ I_C อันแสดงให้เห็นถึงธรรมชาติความเป็นเชิงเส้นที่ซ่อนอยู่ในตัวทรานซิสเตอร์และยังลดความสำคัญของ V_{be} ลง กลายเป็นเพียงคุณสมบัติที่ประมาณเป็นค่าคงที่ของตัวอุปกรณ์เท่านั้นอีกด้วย

ในความเป็นจริงแล้วความสัมพันธ์ระหว่าง I_C กับ V_{be} นั้น นับว่าเป็นหัวใจหลักที่สำคัญอย่างมากของทรานซิสเตอร์ ซึ่งความสัมพันธ์หลักที่พบได้บ่อยที่สุดคือ

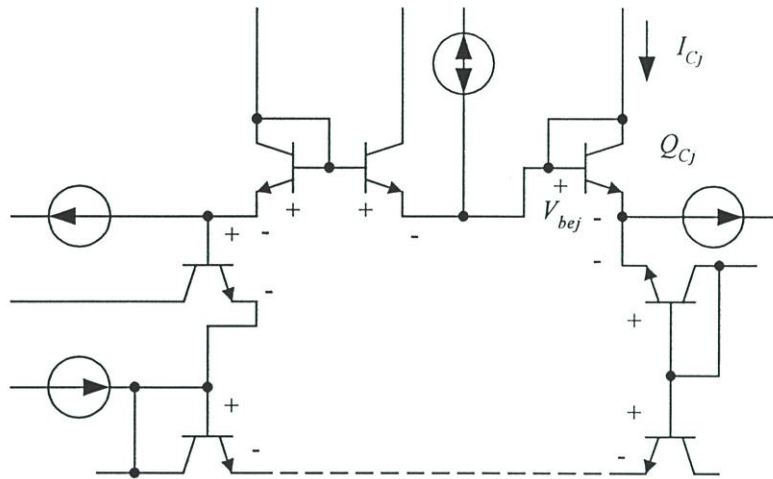
$$I_C = I_S \left[\exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (3.9)$$

เมื่อ I_S คือค่ากระแสอิ่มตัว (saturation current) V_T คือ แรงดันไฟฟ้าเชิงอุณหภูมิ (thermal voltage) มีค่าเท่ากับ kT/q หรือประมาณ 25.8 mV ที่อุณหภูมิ 300 เคลวิน (K) k คือ ค่าคงที่โบลทซ์มานน์ (Boltmann's constant) มีค่าเท่ากับ 1.38×10^{-23} จูลต่อเคลวิน (J/K) T คือ ค่าอุณหภูมิรอบข้าง (K) และ q คือ ค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน มีค่าเท่ากับ 1.602×10^{-19} คูโลมปี (C) ในทางปฏิบัติส่วนมากแล้วพจน์ “-1” ในวงเล็บในสมการที่ 3.9 สามารถละทิ้งได้ โดยจะถูกนำมาพิจารณาก็ต่อเมื่อวงจรทำงานที่กระแสต่ำ ๆ หรืออุณหภูมิสูง ๆ ดังนั้นเมื่อทำการหาอนุพันธ์ของสมการที่ 3.10 จะได้

$$\frac{\delta I_C}{\delta V_{be}} = g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad (3.10)$$

เมื่อ g_m คือค่าอัตราการส่งผ่านความนำของทรานซิสเตอร์ในทางอุดมคติ [ภาคผนวก ก.] ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีความสัมพันธ์อย่างเป็นเชิงเส้นกับค่ากระแสคอลเลคเตอร์คุณสมบัติข้อนี้นับเป็นพื้นฐานที่รู้จักกันดีในการออกแบบวงจรทั่วไป และยังเป็นหลักการสำคัญของวิธี การทางทรานส์ลิเนียร์พิจารณาวงจรปิด (closed-loop) ที่มีรอยต่อพี-เอ็น ที่ได้รับการไบอัสตรงอยู่เป็นจำนวนคู่โดยจะแบ่งออกเป็น 2 พวกด้วยกันคือ รอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับการไบอัสจนมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมในทิศทาง

ตามเข็มนาฬิกา (clockwise : cw) กับรอยต่อพีเอ็นที่ได้รับการไบอัสจนมีแรงดัน ไฟฟ้าตกคร่อมในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา (counterclockwise : ccw) ดังรูปที่ 3.5 หลักการนี้สามารถใช้กับวงจรถานสลิเนียร์เพียงวงเดียว หรือจะมีหลายวงซ้อนทับกันอยู่ก็ได้ และสำหรับรอยต่อพีเอ็นที่กล่าวไว้ข้างต้นอาจจะเป็นรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์หรือ จะเป็นไดโอดก็ไม่ผิดแต่อย่างใด แต่ทว่าเพื่อให้ผลที่ถูกต้องแม่นยำการใช้รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์จะเหมาะสมกว่าอย่างยิ่ง จากรูปที่ 3.5 ทำการพิจารณาแรงดันไฟฟ้าเบส-อิมิตเตอร์รอบวงจะได้



รูปที่ 3.5 รูปแบบพื้นฐานของวงจรถานสลิเนียร์ที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์

$$\sum_{j=1}^N V_{bej} = 0 \quad (3.11)$$

หรือ

$$\sum_{CW} V_{bej} = \sum_{CCW} V_{bej} \quad (3.12)$$

โดยที่

$$V_{bej} = V_T \ln \left(\frac{I_{Cj}}{I_{Sj}} \right) \quad (3.13)$$

หรือ

$$V_{bej} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{Cj}}{A_j J_S} \right) \quad (3.14)$$

และ

V_{bej} คือ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวที่ j มีหน่วยเป็น
โวลต์ (V)

I_{Cj} คือ กระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวที่ j มีหน่วยเป็นแอมแปร์ (A)

I_{Sj} คือ กระแสอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์ตัวที่ j มีหน่วยเป็นแอมแปร์ (A)

A_j คือ พื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวที่ j มีหน่วยเป็นตารางเซนติเมตร (cm^2)

แทนสมการที่ (3.14) ลงในสมการที่ (3.12) โดยสมมุติทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกัน
ทุกประการ เนื่องจากผลของเทคโนโลยีวงจรรวม จะได้

$$\sum_{CW} \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{Cj}}{A_j} \right) = \sum_{CCW} \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{Cj}}{A_j} \right) \quad (3.15)$$

และคุณสมบัติอีกประการของเทคโนโลยีวงจรรวม ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวได้รับ
อุณหภูมิใกล้เคียงกันมากที่สุด เป็นผลให้สามารถเขียนสมการที่ (3.15) ได้ใหม่เป็น

$$\prod_{CW} \left(\frac{I_{Cj}}{A_j} \right) = \prod_{CCW} \left(\frac{I_{Cj}}{A_j} \right) \quad (3.16)$$

ซึ่ง I_{Cj}/A_j ก็คือค่าความหนาแน่นกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์นั่นเอง จากสมการที่
(3.16) จึงสามารถสรุปเป็นหลักการทรานส์ลิเนียร์สำหรับทรานซิสเตอร์ได้ว่า “ผลคูณของค่าความ
หนาแน่นกระแสในทิศทางตามเข็มนาฬิกา จะมีค่าเท่ากับผลคูณของค่าความหนาแน่นกระแสใน
ทิศทางทวนเข็มนาฬิกา” [15]

การใช้อัตราส่วนพื้นที่อิมิตเตอร์

อัตราส่วนพื้นที่อิมิตเตอร์ระหว่างคู่ของอุปกรณ์ในทรานส์ลิเนียร์รูปนี้ถือว่ามีความสำคัญ
เป็นอันมาก ในการใช้เพื่อสร้างผลลัพท์ที่ต้องการ ตัวอย่างที่เห็นได้ชัดเจนก็คือ วงจรสะท้อนกระแส
(current mirror) ซึ่งจะใช้อัตราส่วนพื้นที่อิมิตเตอร์นี้ในการปรับอัตราไหลของกระแสทางขาออก
ดังจะได้กล่าวถึงรายละเอียดในส่วนต่อไป นอกจากนี้ยังช่วยในการลดหรือกระทั่งสามารถกำจัด

ความผิดพลาดโดยเฉพาะอย่างยิ่งความเพี้ยนของสัญญาณ ที่เกิดจากความต้านทานที่รอยต่อได้อีก
ด้วย ทำการเขียนสมการที่ (3.16) ใหม่ เพื่อแยกเอาพจน์ของพื้นที่อิมิตเตอร์ออกมาจะได้

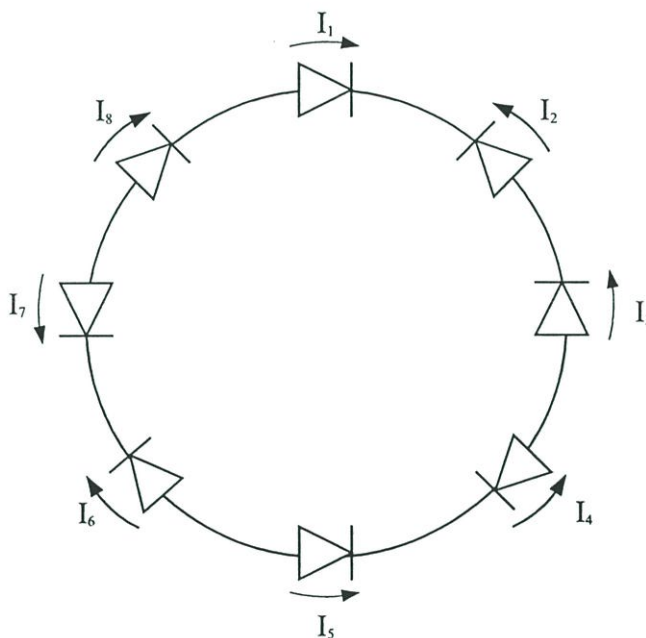
$$\prod_{CW} \left(\frac{1}{A_j} \right) \prod_{CW} I_{Cj} = \prod_{CCW} \left(\frac{1}{A_j} \right) \prod_{CCW} I_{Cj} \quad (3.17)$$

ปรับรูปใหม่จะได้

$$\prod_{CW} I_{Cj} = \lambda \prod_{CCW} I_{Cj} \quad (3.18)$$

เมื่อ λ คือ ตัวประกอบอัตราส่วนพื้นที่ (area - ratio factor) นิยามเป็น

$$\lambda = \frac{\prod_{CW} A_j}{\prod_{CCW} A_j} \quad (3.19)$$



รูปที่ 3.6 วงจรแนวคิดพื้นฐานของทรานส์ซิสเตอร์

ลองพิจารณาวงจรทรานส์ลีนีเยร์ในรูปที่ 3.6 ซึ่งพื้นที่ของอุปกรณ์แต่ละตัวจะมีหมายเลข เดียวกันกับกระแสที่ไหลผ่าน เพราะฉะนั้นจะได้ A_1, A_4, A_6 และ A_8 อยู่ในทิศทางตามเข็มนาฬิกาใน ขณะที่ A_2, A_3, A_5 และ A_7 อยู่ในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา และจะได้

$$\lambda = \frac{A_1 A_4 A_6 A_8}{A_2 A_3 A_5 A_7} \quad (3.20)$$

เป็นที่ทราบกันว่า เรามักจะต้องกำหนดให้ λ มีค่าใกล้เคียงหนึ่งมากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ในที่นี้เราไม่จำเป็นต้องกำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวมีพื้นที่เท่ากัน ตัวอย่างเช่น อาจกำหนดให้ $A_1 = 9, A_4 = 2, A_6 = 25, A_8 = 7, A_2 = 21, A_3 = 3, A_5 = 5$ และ $A_7 = 10$ หรือเป็นค่าอื่นใดก็ได้ที่ยังคงทำให้ λ มีค่าเป็นหนึ่งอยู่ นอกจากนี้ในบางครั้งเรายังอาจใช้เทคนิคทางอัตราส่วนพื้นที่เพื่อทำการลดผลของความต้านทานโอห์มมิก (ohmic resistance) ที่เกิดบริเวณหน้าสัมผัสระหว่างซิลิกอนกับโลหะ และ ยังช่วยให้สามารถสร้างตัวประกอบมาตราส่วน (scala factor) ขนาดใหญ่ๆ ได้โดยอาศัยการต่อ ร่วมกันของอุปกรณ์ที่มีพื้นที่ขนาดเล็ก ๆ อีกด้วย [16] จะเห็นได้ว่าการใช้งานคุณสมบัติของอัตราส่วน พื้นที่ที่มีความสะดวกมากที่สุด

3.4 การวิเคราะห์วงจรพื้นฐานด้วยทรานส์ลีนีเยร์

ในส่วนนี้เสนอการพิจารณาวงจรพื้นฐานบางส่วนที่รู้จักกันดี ในมุมมองทรานส์ลีนีเยร์ ดังต่อไปนี้

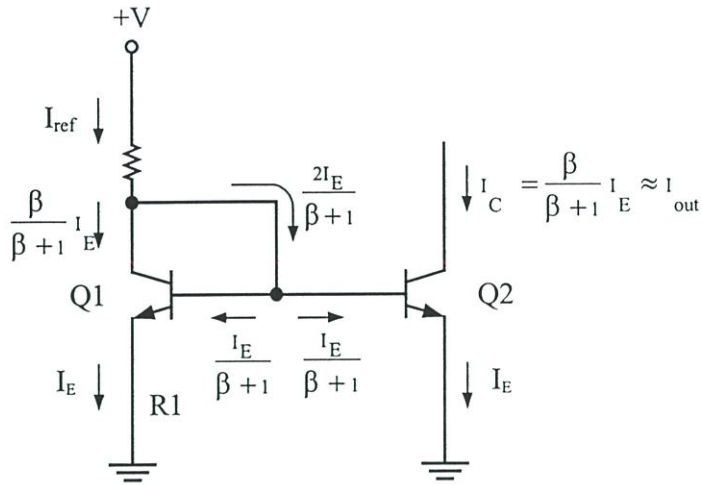
3.4.1 วงจรสะท้อนกระแส

รูปแบบของวงจรทรานส์ลีนีเยร์ที่ง่ายที่สุด ซึ่งก็คือวงจรสะท้อนกระแส นั้น แสดงไว้ ดังรูปที่ 3.7 ซึ่งการพิจารณาจะแตกต่างจากวิธีดั้งเดิมไปบ้าง โดยจะมุ่งความสนใจไปที่ความสัมพันธ์ ระหว่างค่าแรงดันไฟตกคร่อมเบส-อิมิตเตอร์กับค่ากระแสคอลเลกเตอร์ ดังสมการ

$$V_{be1} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{C1}}{J_{S1}A_1}\right) \approx V_T \ln\left(\frac{I_1}{J_{S1}A_1}\right) \quad (3.21)$$

และ

$$V_{be2} = V_T \ln\left(\frac{I_2}{J_{S2}A_2}\right) \quad (3.22)$$



รูปที่ 3.7 วงจรทรานส์ลิเนียร์แบบพื้นฐาน

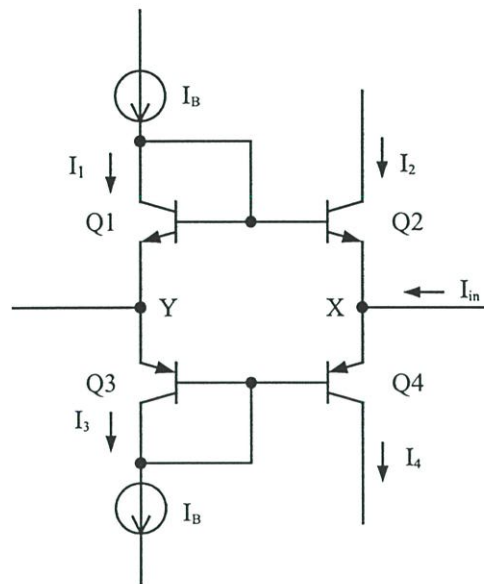
ในสมการที่ (3.21) ได้ทำการละทิ้งค่ากระแสที่ไหลเข้าขาเบส เป็นผลให้กระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_1 มีค่าประมาณเท่ากับกระแสจากแหล่งจ่าย I_1 เมื่อสมมุติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ยกเว้นเพียงค่าพื้นที่อิมิตเตอร์ จะได้ว่าค่า $J_{S1} = J_{S2}$ จากรูปเห็นได้ว่า $V_{be1} = V_{be2}$ ทำการแทนค่าสมการที่ (3.21) และ (3.22) จะได้

$$I_2 = \frac{A_2}{A_1} I_1 \quad (3.23)$$

ซึ่งให้ผลเดียวกับหลักการทรานส์ลิเนียร์ที่ว่า ผลคูณของความหนาแน่นกระแสในทิศตามเข็มนาฬิกา จะเท่ากับผลคูณความหนาแน่นกระแสในทิศทวนเข็มนาฬิกา และวงจรสะท้อนกระแสก็ยังเป็นตัวอย่างการใช้เทคนิคการปรับค่าอัตราส่วนพื้นที่อิมิตเตอร์ที่ชัดเจนอีกด้วย นอกจากนี้จุดเด่นอื่นที่สังเกตได้คือ ความสัมพันธ์ที่ได้จะไม่ขึ้นกับค่าอุณหภูมิรอบข้างและค่าความหนาแน่นกระแส J_S แต่อย่างใด สำหรับค่า I_1 และ I_2 นั้นจะยังถูกต้องอยู่ได้ทราบเท่าที่ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราการส่งผ่านความนำกับกระแสยังคงความเป็นเชิงเส้น ซึ่งสำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะสามารถครอบคลุมการทำงานได้มากกว่า 6 เดคาเด (decade) ที่อุณหภูมิหลายร้อยองศาเซลเซียส [18]

3.4.2 วงจรขยายคลาส AB

วงจรขยายคลาส AB ดังในรูปที่ 3.8 นี้ เป็นวงจรขยายภาคขาออกแบบผลัก - ดึง (push - pull) ที่นิยมใช้กันมากในวงจรออปแอมป์ทั่วไป ซึ่งเป็นตัวอย่างที่ดีแสดงถึงทรานส์ลิเนียร์ลูป อันประกอบด้วยรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 ด้วย และเพื่อให้ได้ผลเป็นไปตามทฤษฎีจำเป็นจะต้องกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 กับ Q_2 และทรานซิสเตอร์ Q_3 กับ Q_4 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ สำหรับกระแส I_B นั้นเป็นกระแสไบอัสไฟตรงที่ได้แหล่งจ่ายกระแสคงที่เพื่อไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานอยู่ในช่วงแอกทีฟ



รูปที่ 3.8 วงจรขยายคลาส AB

จากหลักการของทรานส์ลิเนียร์ลูป จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวในวงเป็น

$$I_1 I_3 = I_2 I_4 \quad (3.24)$$

จากรูปเห็นได้ว่าวงจรนี้ได้รับการไบอัสจากแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 2 ตัวที่เหมือนกัน และสมมุติให้ทรานซิสเตอร์มีค่า β สูงกว่า 1 มากๆจะได้ $I_1 = I_3 \cong I_B$ สมการที่ (3.24) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$I_2 I_4 = I_B^2 \quad (3.25)$$

และเมื่อพิจารณาที่จุด X จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_2 , I_4 และ I_{in} เป็น

$$I_4 = I_2 + I_m \quad (3.26 \text{ ก.})$$

หรือ

$$I_2 = I_4 - I_m \quad (3.26 \text{ ข.})$$

แทนสมการที่ (3.26 ก.) และ (3.26 ข.) ลงในสมการที่ (3.25) จะได้

$$I_B^2 = I_2^2 + I_2 I_m \quad \text{หรือ} \quad I_2^2 + I_2 I_m - I_B^2 = 0 \quad (3.27)$$

และ

$$I_B^2 = I_4^2 - I_4 I_m \quad \text{หรือ} \quad I_4^2 + I_4 I_m - I_B^2 = 0 \quad (3.28)$$

ทำการแก้สมการที่ (3.27) และ (3.28) จะได้ค่ากระแส I_2 และ I_4 ดังนี้

$$I_2 = \frac{1}{2} \left[\left(I_m^2 + 4I_B^2 \right)^{\frac{1}{2}} - I_m \right] \quad (3.29)$$

และ

$$I_4 = \frac{1}{2} \left[\left(I_m^2 + 4I_B^2 \right)^{\frac{1}{2}} + I_m \right] \quad (3.30)$$

วงจรนี้จะมี 2 พอร์ท คือ พอร์ทสภาพต้านทานสูงที่จุด Y และพอร์ทสภาพต้านทานต่ำที่จุด X และประพัตติตัวเป็นวงจรแรงดันไฟตกคร่อม (voltage follower) [13] ที่มีค่าแรงดันไฟตกคร่อมระหว่างจุด Y กับจุด X แปรผันตามค่ากระแส I_m ที่ไหลเข้ามายังจุด X โดยมีความสัมพันธ์เป็น

$$\begin{aligned} V_Y - V_X &= -V_{be2} + V_{be1} \\ &= -V_{T2} \ln \frac{I_2}{I_{S2}} + V_{T1} \ln \frac{I_1}{I_{S1}} \end{aligned} \quad (3.31)$$

กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการจะได้ $V_{T1} = V_{T2}$, $I_{S1} = I_{S2}$ และ $V_X - V_Y = V_{XY}$

$$V_{XY} = -V_T \ln \frac{I_2}{I_1} \quad (3.32)$$

แทนค่า $I_1 \cong I_B$ และ I_2 จากสมการที่ (3.29) ลงในสมการที่ (3.32) จะได้

$$V_{XY} = -V_T \ln \left\{ \frac{1}{2I_B} \left[(I_m^2 + 4I_B^2)^{\frac{1}{2}} - I_m \right] \right\} \quad (3.33)$$

หรือ

$$V_{XY} = -V_T \ln \left[\left(1 + \frac{I_m^2}{4I_B^2} \right)^{\frac{1}{2}} - \frac{I_m}{2I_B} \right] \quad (3.34)$$

เมื่อ $I_m \ll 2I_B$ จะได้ว่า $\left(1 + \frac{I_m^2}{4I_B^2} \right)^{\frac{1}{2}} \cong 1$ ทำให้สมการที่ (3.34) ถูกประมาณได้เป็น

$$V_{XY} = -V_T \ln \left[1 + \left(-\frac{I_m}{2I_B} \right) \right] \quad (3.35)$$

พจน์ $\ln \left[1 + \left(-\frac{I_m}{2I_B} \right) \right]$ นี้สามารถประมาณค่าได้ด้วยอนุกรมกำลัง

$$\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \dots \quad (3.36)$$

ดังนั้นจะสามารถประมาณค่าพจน์ $\ln \left[1 + \left(-\frac{I_m}{2I_B} \right) \right]$ ได้ว่า

$$\begin{aligned} \ln \left[1 + \left(-\frac{I_m}{2I_B} \right) \right] &= -\frac{I_m}{2I_B} - \frac{1}{2} \left(-\frac{I_m}{2I_B} \right)^2 + \frac{1}{3} \left(-\frac{I_m}{2I_B} \right)^3 - \dots \\ &\cong -\frac{I_m}{2I_B} \end{aligned} \quad (3.37)$$

โดยตั้งแต่พจน์ที่ 2 เป็นต้นไปมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับพจน์แรก แล้วแทนค่าสมการที่ (3.37) นี้ลงในสมการที่ (3.35) จะได้

$$V_{XY} = -V_T \left(-\frac{I_m}{2I_B} \right) \quad (3.38)$$

หรือ

$$V_{XY} = \frac{V_T}{2I_B} I_m \quad (3.39)$$

จากความสัมพันธ์นี้แสดงให้เห็นถึงค่าความต้านทานสัญญาณขนาดเล็กที่มองเข้ามาทางจุด X ว่ามีค่าเป็น

$$R_m = \frac{V_{XY}}{I_m} = \frac{V_T}{2I_B} \quad (3.40)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าสามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัส I_B ของวงจร [13]

3.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงแนวคิดและหลักการเบื้องต้น รวมไปถึงคุณสมบัติประโยชน์และตัวอย่างของวงจรทรานส์ลิเนียร์ โดยหลักการนี้ได้ถูกนำเสนอขึ้นครั้งแรกเพื่อใช้อธิบายวงจรฟังก์ชันการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้นแต่เมื่อลองพิจารณาวงจรเชิงเส้นแบบต่าง ๆ ทั่วไปก็พบว่ามีส่วนประกอบของวงจรทรานส์ลิเนียร์อยู่ด้วย อย่างเช่น วงจรสะท้อนกระแส วงจรสายพานกระแส วงจรขยายคลาส AB ในออปแอมป์และวงจรขยายทั่วไป และดังเป็นที่ทราบกันดีว่าวงจรที่ปฏิบัติการในโหมดกระแสจะสามารถให้คุณสมบัติที่ดีกว่าวงจรในโหมดแรงดันไฟตกรวมหลายประการ ได้แก่ ตอบสนองความถี่ได้สูง พิสัยพลวัต (dynamic range) กว้าง มีความเร็วและความแม่นยำสูง กินพลังงานต่ำ [19] เป็นต้น จึงทำให้การพัฒนาวงจรในโหมดกระแสแลวงจรทรานส์ลิเนียร์นี้ได้รับความสนใจอย่างกว้างขวาง จะได้นำเทคนิคนี้มาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางในบทต่อไปด้วยเช่นกัน อันจะเป็นผลให้วงจรที่ได้มีสมรรถนะสูง วงจรเรียบง่ายและไม่ซับซ้อน

บทที่ 4

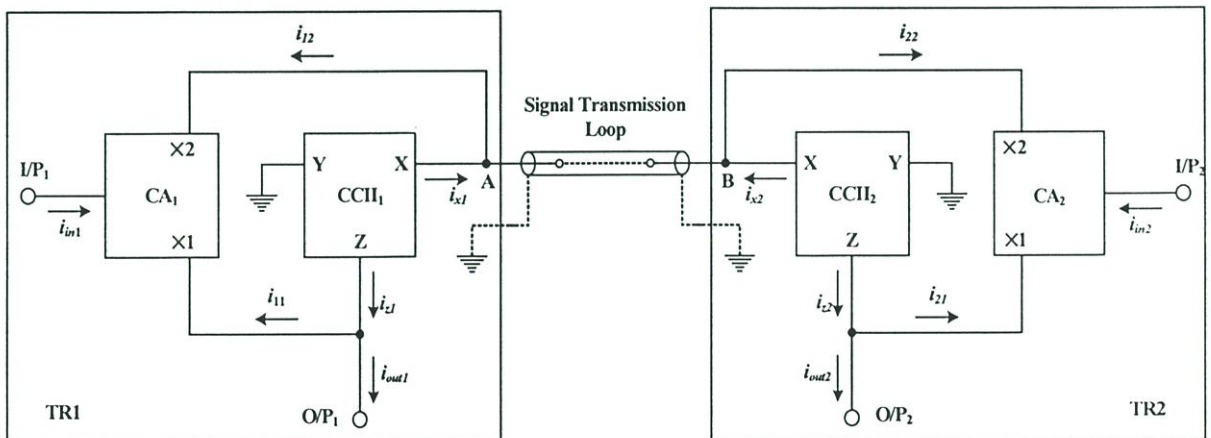
การออกแบบวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทาง

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะแสดงถึงแนวคิดการออกแบบวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทาง โดยใช้เทคนิคการทำงานในโหมดกระแสของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ประกอบด้วยวงจรถยายคลาส AB และวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งได้แสดงการวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของวงจรไว้ในตอนท้ายของบทที่ 3 และภายในบทนี้ยังแสดงการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรที่ออกแบบในทางทฤษฎีซึ่งประกอบไปด้วยการวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานทางกระแส การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานด้านอินพุตและด้านเอาต์พุต การวิเคราะห์ความถี่ปฏิบัติงาน และการวิเคราะห์หาค่าผิดพลาดของวงจรซึ่งยืนยันความถูกต้องของการวิเคราะห์โดยใช้การเลียนแบบการทำงานของวงจรรับส่งสัญญาณที่ได้ออกแบบด้วยโปรแกรม PSpice และสุดท้ายของบทจะเป็นการประยุกต์วงจรรับส่งสัญญาณที่ได้ออกแบบใช้สำหรับการรับส่งสัญญาณระยะไกล พร้อมทั้งผลการทดลองของวงจรเพื่อยืนยันความถูกต้องและแม่นยำ

4.2 วงจรรับส่งสัญญาณกระแสแบบสองทิศทาง

จากหลักการการทำงานของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง [20] เป็นการรวมคุณสมบัติของวงจรตามแรงดัน (voltage follower) และวงจรตามกระแส (current follower) นั้นเราได้นำมาดำเนินการออกแบบวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทาง ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 โครงสร้างวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทาง

ปกติวงจร CCII จะถูกกำหนดให้อัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่ง กระแสที่พอร์ท Y มีค่าเท่ากับศูนย์ แรงดันตกคร่อมที่พอร์ท X และพอร์ท Y มีค่าเท่ากันเสมอ กระแสที่ไหลผ่านพอร์ท X นั้นจะถูกส่งผ่านไปยังพอร์ท Z ดังนั้น กระแสที่พอร์ท X และกระแสที่พอร์ท Z จะมีค่าเท่ากันเสมอ ดังนั้นเมื่ออินพุตที่พอร์ท Y ของ CCII₁ และ CCII₂ ต่อลงกราวด์จึงทำให้แรงดันตกคร่อมที่จุด A และจุด B มีค่าเป็นศูนย์ด้วย และเมื่อนำจุด A ต่อเข้ากับจุด B จะเกิดรูปการส่งผ่านของสัญญาณ โดยสัญญาณกระแสเอาต์พุตที่พอร์ท X ของ CCII₁ และ CCII₂ ถูกต่อเข้าด้วยกัน กระแส i_{x1} และ i_{x2} จะมีค่าเท่ากัน ดังนั้นกระแสที่จุด A และจุด B จะได้ว่า

$$i_{I2} + i_{22} = i_{x1} + i_{x2} \quad (4.1)$$

สัญญาณกระแส i_{in1} และ i_{in2} ถูกส่งผ่านด้วยกระแส i_{12} และ i_{22} โดยวงจรขยายกระแส CA₁ และ CA₂ ตามลำดับ ซึ่งอัตราขยายกระแสทั้งสองมีค่าเท่ากัน ดังนั้นกระแส i_{x1} และ i_{x2} จะได้ว่า

$$i_{x1} = i_{x2} = i_{in1} + i_{in2} \quad (4.2)$$

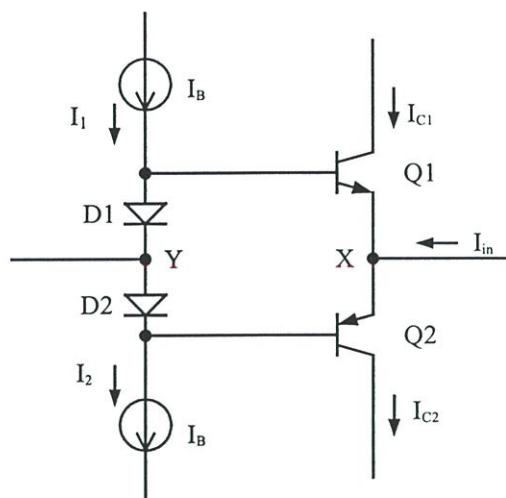
กระแส i_{x1} และ i_{x2} ถูกส่งผ่านด้วยกระแส i_{z1} และ i_{z2} ที่พอร์ท Z ของ CCII₁ และ CCII₂ ตามลำดับ โดยมีอัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่ง ($i_{z1} = i_{x1}$, $i_{z2} = i_{x2}$) กระแส i_{11} และ i_{21} จะถูกบังคับให้มีค่าเท่ากับกระแส i_{in1} และ i_{in2} ด้วยวงจรขยายกระแส CA₁ และ CA₂ ตามลำดับ ดังนั้นกระแส i_{out1} และ i_{out2} จะได้ว่า

$$i_{out1} = i_{z1} - i_{11} = i_{in2} \quad (4.3)$$

$$i_{out2} = i_{z2} - i_{22} = i_{in1} \quad (4.4)$$

จากสมการที่ (4.3) และ (4.4) ทำให้เห็นว่าสัญญาณกระแส i_{in1} ของ TR₁ ถูกส่งไปเป็นกระแสเอาต์พุต i_{out2} ของ TR₂ เช่นเดียวกันกระแส i_{in2} ก็ถูกส่งไปเป็นกระแสเอาต์พุต i_{out1} จากการทำงานของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางอินพุต i_{in1} ของ TR₁ และ i_{in2} ของ TR₂ สามารถส่งผ่านโดยใช้รูปการส่งสัญญาณเพียงรูปเดียวเท่านั้น

จากหลักการพื้นฐานทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งจะประพุดิตัวเป็นวงจรตามแรงดันไฟฟ้าที่ประกอบด้วย 2 พอร์ท คือ พอร์ท Y ซึ่งเป็นพอร์ทที่สภาพความต้านทานสูง และพอร์ท X ซึ่งเป็นพอร์ทที่สภาพความต้านทานต่ำ [13] และมีคุณลักษณะของวงจрдังนี้ [ดูรายละเอียดการวิเคราะห์ในบทที่ 3]



รูปที่ 4.2 วงจรทรานส์ลิเนียร์

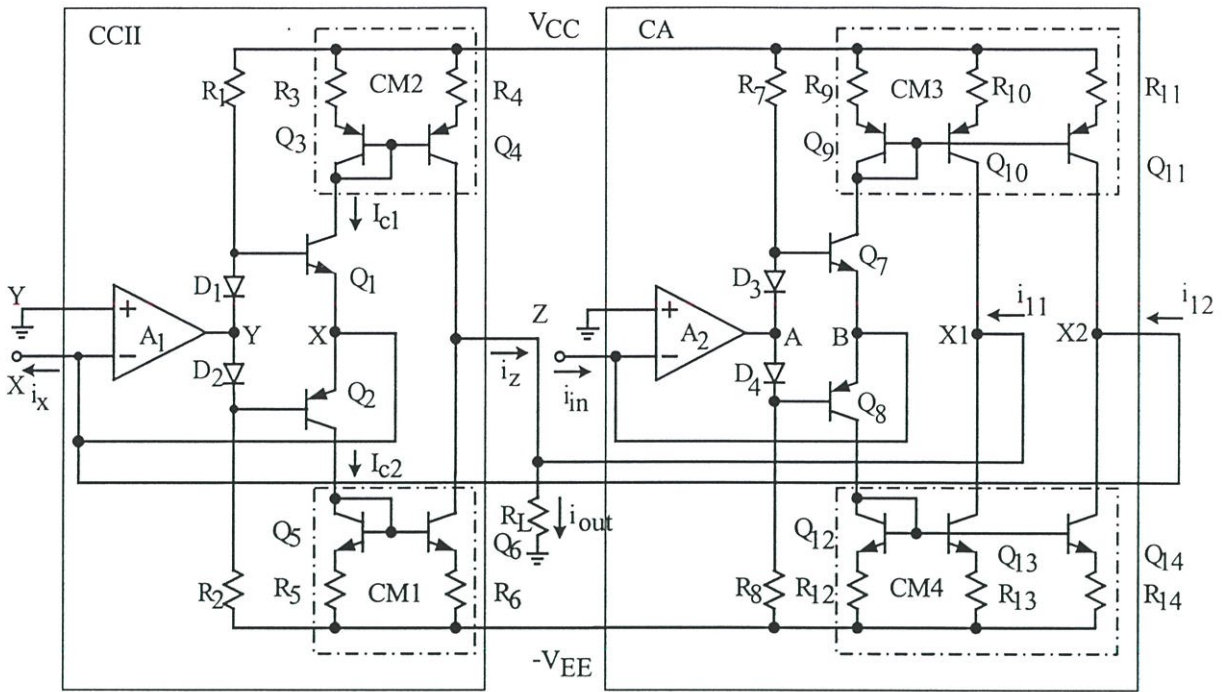
$$r_y = (r_{oB} + r_{d1}) // (r_{oB} + r_{d2}) \quad (4.5)$$

เมื่อ r_{oB} คือ ค่าความต้านทานของแหล่งจ่ายกระแสไบอัส I_B ซึ่งจะมีค่าสูงมาก และค่า r_{d1} กับ r_{d2} คือค่าความต้านทานภายในของไดโอด D_1 และ D_2 ซึ่งเทอม (r_{d1}) กับ (r_{d2}) จะมีค่าน้อยกว่า r_{oB} มาก ๆ ดังนั้นจะประมาณค่าได้ว่า

$$r_y \approx \frac{r_{oB}}{2} \quad (4.6)$$

$$r_x = \frac{V_T}{2I_B} \quad (4.7)$$

จากคุณลักษณะของวงจรทรานส์ลิเนียร์ในรูปที่ 4.2 สามารถนำมาออกแบบเป็นวงจรรับส่งสัญญาณกระแสได้ดังในรูปที่ 4.3 โดยการทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้



รูปที่ 4.3 วงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางโดยใช้วงจรทรานส์ลิเนียร์

จากวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางที่ออกแบบมีโครงสร้างอยู่ 2 ส่วนคือ วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) และวงจรขยายกระแสสองเอาต์พุต (CA) จะทำงานร่วมกัน วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองประกอบด้วย ออปแอมป์ A_1 , ไดโอด D_1 และ D_2 และทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ทำงานรูปแบบของวงจรขยายคลาส AB โดย อินพุตที่ขาลบ (inverting) ของออปแอมป์ A_1 ถูกต่อที่จุด X ซึ่งอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง แรงดันตกคร่อมที่พอร์ท Y ถูกส่งผ่านไปยังพอร์ท X เมื่อมีกระแส i_x ไหลผ่านที่พอร์ท X เมื่อนั้นกระแส I_{C1} และ I_{C2} ของ Q_1 และ Q_2 [16] จะมีค่าเป็น

$$I_{C1} = \left\{ (4I_B^2 + i_x^2)^{\frac{1}{2}} - i_x \right\} / 2 \quad (4.8)$$

และ

$$I_{C2} = \left\{ (4I_B^2 + i_x^2)^{\frac{1}{2}} + i_x \right\} / 2 \quad (4.9)$$

ซึ่งกระแส I_B เป็นกระแสไบอัสของ Q_1 และ Q_2 ส่วนทรานซิสเตอร์ Q_3 - Q_4 และตัวต้านทาน R_3 - R_4 เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก (CM1) ทรานซิสเตอร์ Q_5 - Q_6 และตัวต้านทาน R_5 - R_6 เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ (CM2) โดยทั้งสองวงจรมีค่าอัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่ง กระแส I_{C1} และ

I_{C2} ถูกสะท้อนไปที่พอร์ท Z ทำให้กระแสที่ไหลผ่านพอร์ท X ถูกส่งผ่านไปยังพอร์ท Z ดังนั้น กระแส i_z จะได้ว่า

$$i_z = I_{C2} - I_{C1} = i_x \quad (4.10)$$

จากส่วนของวงจรขยายกระแสสองเอาต์พุตซึ่งอัตราขยายกระแสของพอร์ทเอาต์พุต X1 มีค่าเท่ากับหนึ่ง และพอร์ทเอาต์พุต X2 มีค่าเท่ากับสอง โดยมีการทำงานเช่นเดียวกับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองคือ อินพุตที่ขาบวก (non-inverting) ของออปแอมป์ A_2 ต่อลงกราวด์ ดังนั้นอินพุตที่ขาลบจึงเป็นกราวด์เสมือน (virtual ground) และกระแส i_{in} สามารถถูกส่งผ่านไปที่พอร์ทเอาต์พุต X1 และ X2 ด้วย โดยทรานซิสเตอร์ Q_9 - Q_{10} และตัวต้านทาน R_9 - R_{10} เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก (CM3) ทรานซิสเตอร์ Q_{12} - Q_{13} และตัวต้านทาน R_{12} - R_{13} เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ (CM4) ทั้งสองวงจรมีค่าอัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่ง ส่วนค่าตัวต้านทาน R_{11} และ R_{14} มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่า R_9 และ R_{12} ตามลำดับ จึงทำให้เกิดกระแส $2i_{in}$ ที่พอร์ทเอาต์พุต X2 จะได้ว่า

$$i_{I1} = I_{C7} - I_{C8} = i_{in} \quad (4.11)$$

$$i_{I2} = 2i_{in} \quad (4.12)$$

จะเห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุต i_x มีค่าเท่ากับกระแสอินพุต i_{in} เสมอ เนื่องจากคุณสมบัติการทำงานของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองและวงจรขยายกระแสสองเอาต์พุตทำให้เกิดการส่งผ่านกระแสภายในวงจรรับส่งสัญญาณกระแส

4.3 การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานทางกระแสของวงจร

การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานทางกระแสสามารถพิจารณาจากส่วนของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองในรูปที่ 4.3 เมื่อมีสัญญาณกระแสอินพุต i_x ส่งผลทำให้เกิดกระแส I_{C1} ดังในสมการที่ (4.8) ทำให้แรงดันตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_3 มีค่าเท่ากับ

$$V_{R3} = V_{CC} - V_{BE3} - V_{CE1} \quad (4.13)$$

$$= 15 - 0.7 - 0.2 = 14.1 \text{ V}$$

$$I_{CI} = \left\{ \sqrt{(4I_B^2 + i_x^2)} - i_x \right\} / 2 \quad (4.14)$$

จากสมการที่ (4.14) แก้สมการ ในพจน์ $\sqrt{(4I_B^2 + i_x^2)}$ เพื่อหาค่าสัญญาณกระแสอินพุต i_x ได้ดังนี้

จากอนุกรม (power series) ของ $\sqrt{(1+x)}$ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$\sqrt{(1+x)} = 1 + \frac{1}{2}x - \frac{1}{8}x^2 + \dots \quad ; -1 \leq x \leq 1 \quad (4.15)$$

ถ้ากำหนดให้ $x = \frac{i_x^2}{4I_B^2}$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (4.14) ใหม่ได้เป็น

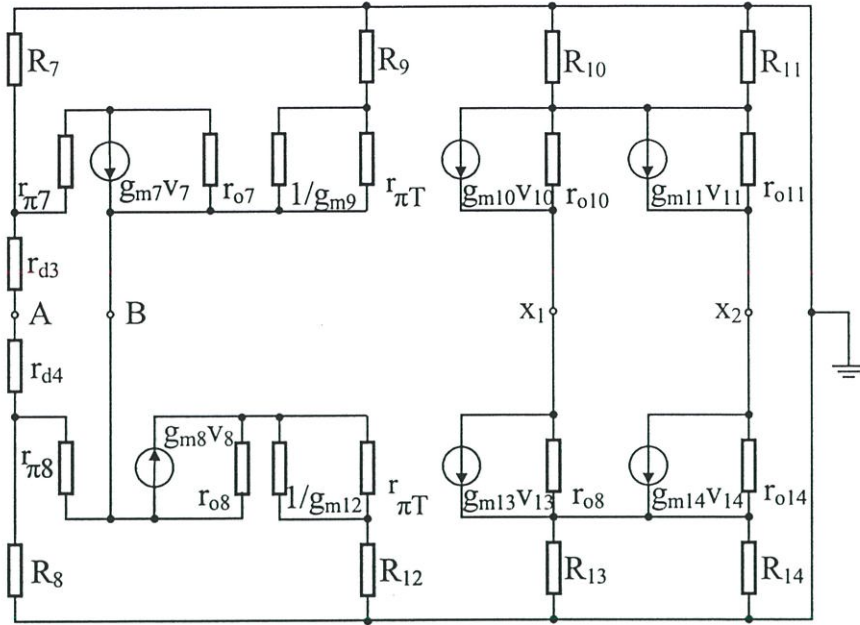
$$2I_{CI} = 2I_B + \frac{i_x^2}{4I_B} - i_x$$

$$i_x^2 - 4I_B i_x + (8I_B^2 - 8I_{CI}I_B) = 0 \quad (4.16)$$

เมื่อกำหนดให้ $R_3 = 56 \Omega$ ทำให้กระแส $I_{CI} = 14.1/56 = 252 \text{ mA}$ และกระแสไบอัส I_B มีค่าเท่ากับ 14.3 mA แทนลงในสมการที่ (4.16) ทำให้ค่ากระแสอินพุต i_x ที่มากที่สุดมีค่าเท่ากับ 57.67 mA และในทำนองเดียวกัน จากสมการที่ (4.9) ทำการแก้สมการเช่นเดียวกัน ทำให้ได้ค่ากระแสอินพุต i_x ที่น้อยที่สุดมีค่าเท่ากับ -57.67 mA

4.4 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานด้านอินพุตและด้านเอาต์พุต

จากวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางที่ได้ออกแบบไว้ในรูปที่ 4.3 จะมีการป้อนสัญญาณกระแสอินพุต i_{in} ที่ขาลบ (invertig) ของออปแอมป์ A_2 ถูกต่อที่จุด B ของวงจรขยายกระแสสองเอาต์พุต ซึ่งสามารถทำการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานด้านอินพุตได้จากวงจรสมมูลของวงจรดังในรูปที่ 4.4



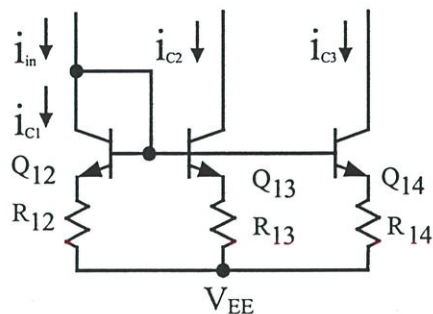
รูปที่ 4.4 วงจรสมมูลของวงจรขยายกระแสสองเอาต์พุต

การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานด้านอินพุตของสัญญาณกระแสอินพุต i_{in} นั้นต้องคิดทั้งที่จุด A และจุด B ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

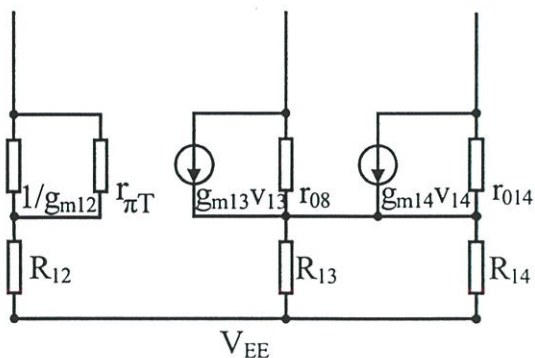
$$r_{in} = \frac{r_x}{2} \quad (4.17)$$

เมื่อ r_x คือ ความต้านทานแฝงที่ปรากฏที่จุด B ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\frac{V_T}{2I_B}$

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานด้านเอาต์พุตของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางนั้น จะขึ้นอยู่กับวงจรสะท้อนกระแสที่เลือกใช้เป็นสำคัญ ดังนั้นเพื่อให้ได้สมการที่แสดงคุณสมบัติที่ชัดเจนจึงขอกล่าวถึงการวิเคราะห์วงจรสะท้อนกระแสก่อน[22] สำหรับวงจรที่เลือกใช้คือ วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน โดยมีโครงสร้างของวงจрдังรูปที่ 4.5



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.5 (ก) โครงสร้างของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

(ข) วงจรสมมูลของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

กำหนดให้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_{12} , Q_{13} และ Q_{14} มีความสมพียงกันทุกประการ ความสัมพันธ์ของกระแสที่จุดเข้า i_{in} และกระแสที่จุดออก i_{out} สามารถหาได้ดังนี้

$$i_{in} - i_{C1} - \frac{4i_{C2}}{\beta} = 0 \tag{4.18}$$

และเนื่องจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_{12} , Q_{13} และ Q_{14} มีความสมพียงกันทุกประการ ดังนั้นจะได้

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \left[1 - \frac{4}{\beta + 4} \right] \tag{4.19}$$

ซึ่งจะเห็นว่า ถ้าค่า β มีค่ามาก ๆ จะทำให้วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานมีประสิทธิภาพในการสำเนากระแสได้ดีขึ้นด้วย

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานด้านเอาต์พุต สามารถกระทำได้โดยการสร้างวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กดังรูปที่ 4.5 (ข) จะมีค่าเท่ากับความต้านทานเอาต์พุตของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_{14} ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$r_{o14} = \frac{V_A}{i_{out}} \tag{4.20}$$

โดยที่ V_A คือแรงดันจุดเริ่ม (Early voltage)

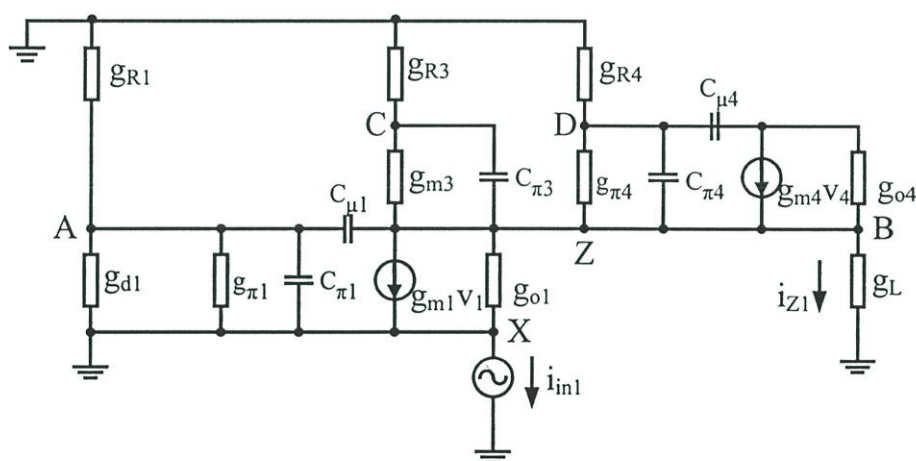
ดังนั้นค่าความต้านทานด้านเอาต์พุตของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางที่ได้ ออกแบบจะมีค่าเท่ากับ

$$r_{out} = r_{o14} + R_{14} \quad (4.21)$$

เมื่อ r_{o14} คือ ความต้านทานเอาต์พุตของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_{14}

4.5 การวิเคราะห์หาค่าความถี่ปฏิบัติการ

ในการวิเคราะห์หาค่าความถี่ปฏิบัติการของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางที่ได้ ออกแบบนั้น จากรูปที่ 4.3 จะทำการวิเคราะห์ในส่วนของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง เนื่องจาก ค่าความถี่ปฏิบัติการของวงจรที่เกิดขึ้นไม่ได้มีผลมาจากส่วนของออปแอมป์ A_1 เพราะหาค่าความถี่ ที่ปฏิบัติการของออปแอมป์ที่ -3 dB นั้นมีค่าเท่ากับ 95 MHz ดังนั้นจึงพิจารณาส่วนของวงจร สะท้อนกระแส (CM2) โดยจะใช้การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก ซึ่งจะมีค่าความจุไฟฟ้าแฝง (stray capacitance) ที่เกิดขึ้นระหว่างขาเบสกับขาคอนดักเตอร์ C_{π} และระหว่างขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์ C_{μ} ประกอบอยู่ด้วย เป็นส่วนสำคัญที่กำหนดค่าความถี่ตอบสนองของวงจร ซึ่งเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 วงจรสมมูลของที่ใช้วิเคราะห์หาค่าความถี่ปฏิบัติการของ CCII ส่วนด้านบน

จากฟังก์ชันการส่งผ่านระหว่างกระแสไฟฟ้า i_{in1} ที่พอร์ต X กับ i_{z1} ที่พอร์ต Z [ภาคผนวก ก.] ดังสมการ

$$\frac{i_{z1}}{i_{m1}} = (-g_{m4} + C_{\pi 4} s)(g_{m1} - C_{\mu 1} s)C_{\mu 4} / ((g_{m1} + C_{\pi 1} s)(-g_{m4}C_{\mu 1} - g_{m4}C_{\mu 4} + 2g_{\pi 4}C_{\pi 4} + 2C_{\pi 4}^2 s C_{\pi 4}C_{\mu 1} s + C_{\pi 4}C_{\mu 4} s - g_{m4}g_L C_{\mu 1}C_{\mu 4} s + 2g_{\pi 4}g_L C_{\pi 4}C_{\mu 4} s + 2g_L C_{\pi 4}^2 C_{\mu 4} s^2 + g_L C_{\pi 4}C_{\mu 1}C_{\mu 4} s^2)) \quad (4.22)$$

จากสมการที่ (4.22) เทอมแรกจะมีค่าตำแหน่งของโพลคู่สามตัว ซึ่งเกิดจากผลของวงจรสายพานกระแสที่ สอง สามารถแสดงได้ดังนี้ [21]

$$P_1 = \frac{g_{m1}}{C_{\pi 1}} \quad (4.23)$$

$$P_2 = \frac{2C_{\pi 4}g_{\pi 4} - g_{m4}(C_{\mu 1} + C_{\mu 4})}{2C_{\pi 4}^2 + C_{\pi 4}C_{\mu 1} + C_{\pi 4}C_{\mu 4} - C_{\mu 1}C_{\mu 4}g_Lg_{m4} + 2C_{\pi 4}C_{\mu 4}g_Lg_{\pi 4}} \quad (4.24)$$

$$P_3 = \frac{2C_{\pi 4}^2 + C_{\pi 4}C_{\mu 1} + C_{\pi 4}C_{\mu 4} - C_{\mu 1}C_{\mu 4}g_Lg_{m4} + 2C_{\pi 4}C_{\mu 4}g_Lg_{\pi 4}}{2C_{\pi 4}^2 C_{\mu 4}g_L + C_{\pi 4}C_{\mu 1}C_{\mu 4}g_L} \quad (4.25)$$

โดยที่ g_{m1} และ g_{m4} คือ ค่าความนำถ่ายโอนของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_4 ตามลำดับ

$C_{\pi 1}$ และ $C_{\pi 4}$ คือ ค่าความจุไฟฟ้าแฝงระหว่างขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_4 ตามลำดับ

$C_{\mu 1}$ และ $C_{\mu 4}$ คือ ค่าความจุไฟฟ้าแฝงระหว่างขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_4 ตามลำดับ

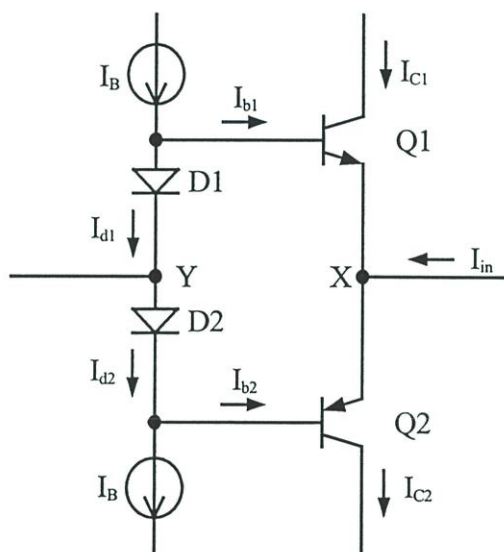
ถ้ากำหนดให้ $g_{m1} = 3.72 \times 10^{-1} A/V$, $g_{m4} = 3.91 \times 10^{-1} A/V$, $g_{\pi 4} = 2.163 \times 10^{-3} A/V$, $C_{\pi 1} = 1.19 \times 10^{-10} F$, $C_{\pi 4} = 8.45 \times 10^{-11} F$, $C_{\mu 1} = 1.50 \times 10^{-12} F$, $C_{\mu 4} = 1.80 \times 10^{-12} F$, $g_L = 0.01 A/V$ จากการแทนค่าลงในสมการที่ (4.23) สมการที่ (4.24) และสมการที่ (4.25) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมของสัญญาณกระแสไฟฟ้า i_{m1} ในส่วนของวงจรสายพานกระแสที่สองที่เป็นค่าจำกัดสถานะทางความถี่ 3 ค่า คือค่าความถี่ของโพลตัวที่แรก $f_{p1} = 497.52 \text{ MHz}$ ค่าความถี่ของโพลตัวที่สอง $f_{p2} = 2.71 \text{ MHz}$ และค่าความถี่ของโพลตัวที่สาม $f_{p3} = 8.94 \times 10^3 \text{ MHz}$ จะเห็นได้ว่า f_{p1} และ f_{p3} จะเป็นค่าความถี่ที่มีค่าเกินจากช่วงปฏิบัติงานจริงของวงจรที่สามารถทำได้ ดังนั้นค่าความถี่ปฏิบัติงานของสัญญาณกระแสไฟฟ้าอินพุท i_{m1} ของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางที่ออกแบบนั้น มีค่าเท่ากับ 2.71 MHz

4.6 การวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดของวงจรถ

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตที่มีผลต่อกระแสอินพุตของวงจรรีบส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางในรูปที่ 4.3 จะแยกการวิเคราะห์ออกเป็น 2 ส่วน คือ ค่าผิดพลาดที่เกิดจากวงจรถานส์ลิเนียร์ และวงจรถะท้อนกระแส ซึ่งวงจรถทั้งสองมีอัตราการส่งผ่านของกระแสเท่ากับหนึ่งเป็นส่วนใหญ่ โดยกำหนดให้ ε_1 และ ε_2 คือค่าผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตของวงจรถานส์ลิเนียร์ และวงจรถะท้อนกระแส ตามลำดับ

4.6.1 การวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดของวงจรถานส์ลิเนียร์

จากวงจรถานส์ลิเนียร์แบบพื้นฐานจะมีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง สามารถเขียนสมการการส่งผ่านของกระแส I_{C1} และ I_{C2} ดังในรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 วงจรถานส์ลิเนียร์สำหรับการหาค่าความผิดพลาดของวงจรถ

$$I_{C1} = \frac{I}{2} \left[\left(I_{in}^2 + 4(I_B - i_{b1})^2 \right)^{\frac{1}{2}} - I_{in} \right] \quad (4.26)$$

และ

$$I_{C2} = \frac{I}{2} \left[\left(I_{in}^2 + 4(I_B - i_{b2})^2 \right)^{\frac{1}{2}} + I_{in} \right] \quad (4.27)$$

จากสมการที่ (4.26) และ (4.27) ค่าผิดพลาดของวงจรถูกเกิดภายในเทอมของ $(I_B - i_{b1})$ และ $(I_B - i_{b2})$ ซึ่งปกติสมการการส่งผ่านของกระแส I_{C1} และ I_{C2} จะมีค่าเท่ากับ

$$I_{C1} = \frac{I}{2} \left[\left(I_{in}^2 + 4I_B^2 \right)^{\frac{1}{2}} - I_{in} \right] \quad (4.28)$$

และ

$$I_{C2} = \frac{I}{2} \left[\left(I_{in}^2 + 4I_B^2 \right)^{\frac{1}{2}} + I_{in} \right] \quad (4.29)$$

ถ้ากำหนดให้ $i_{in} = 20 \text{ mA}$, $I_B = 14.3 \text{ mA}$, อัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN มีค่าเท่ากับ 416.4 และอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP มีค่าเท่ากับ 180.7 แทนค่าลงในสมการที่ (4.28) และ (4.29)

$$\begin{aligned} I_{C1} &= \frac{I}{2} \left[\left(20^2 + 4(14.3^2) \right)^{\frac{1}{2}} - 20 \right] \text{ mA} \\ &= 7.449 \text{ mA} \end{aligned}$$

และ

$$\begin{aligned} I_{C2} &= \frac{I}{2} \left[\left(20^2 + 4(14.3^2) \right)^{\frac{1}{2}} + 20 \right] \text{ mA} \\ &= 27.449 \text{ mA} \end{aligned}$$

ดังนั้น สามารถหาค่า $i_{b1} = 17.89 \mu\text{A}$ และ $i_{b1} = 151.9 \mu\text{A}$

เมื่อกระแสเอาต์พุต $i_{out} = I_{C2} - I_{C1}$ จะสามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดของวงจรถานส์ลิเนียร์ได้จากการแทนสมการที่ (4.26) และ (4.27) หากกระแสเอาต์พุต i_{out} ได้ดังนี้

$$i_{out} = I_{C2} - I_{C1}$$

$$\begin{aligned}
i_{out} &= \frac{1}{2} \left[\left(I_{in}^2 + 4(I_B - i_{b1})^2 \right)^{\frac{1}{2}} + I_{in} \right] - \frac{1}{2} \left[\left(I_{in}^2 + 4(I_B - i_{b1})^2 \right)^{\frac{1}{2}} - I_{in} \right] \\
&= \frac{1}{2} \left[\left(20^2 + 4(14.3 - 0.1519)^2 \right)^{\frac{1}{2}} + 20 \right] - \frac{1}{2} \left[\left(20^2 + 4(14.3 - 0.01789)^2 \right)^{\frac{1}{2}} - 20 \right] mA \\
&= 19.781 mA
\end{aligned}$$

ดังนั้น ค่ากระแสเอาต์พุต i_{out} ที่เกิดจากความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากอินพุตไปเอาต์พุตของวงจรทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งสามารถคำนวณหาค่าเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
\varepsilon_I &= \frac{i_{out(ideal)} - i_{out(error)}}{i_{out(ideal)}} \times 100\% \\
&= \frac{20 - 19.781}{20} \times 100\% \\
&= 1.095\%
\end{aligned}$$

4.6.2 การวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดของวงจรสะท้อนกระแส

จากวงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง ดังแสดงในรูปที่ 4.5 (ก) กำหนดให้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_{12} , Q_{13} และ Q_{14} มีความสมพียงกันทุกประการ ความสัมพันธ์ของกระแสที่จุดเข้า i_{in} และกระแสที่จุดออก i_{out} สามารถหาได้ดังนี้

$$i_{out} = \frac{R}{R + \Delta R} \left[1 - \frac{4}{\beta + 4} \right] i_{in} \quad (4.30)$$

เมื่อ β คือ อัตราขยายกระแสที่ขาเบสกับขาคอลเล็กเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

ถ้ากำหนดให้ β มีค่าเท่ากับ 416.4 และ ΔR มีค่าเท่ากับ ± 5 เปอร์เซ็นต์ของค่า R เมื่อ R มีค่าเท่ากับ 100 โอห์ม แทนค่าลงในสมการที่ (4.30) สามารถคำนวณหาค่าเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดได้ดังนี้

กรณีที่ 1 เมื่อ $R + \Delta R$ มีค่าเท่ากับ 105 โอห์ม

$$i_{out} = \frac{100}{100+5} \left[1 - \frac{4}{416.4+4} \right] i_{in}$$

$$i_{out} = 0.943 i_{in}$$

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = 0.943$$

ดังนั้น เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด $\varepsilon_2 = \frac{1 - 0.943}{1} \times 100\% = 5.7\%$

กรณีที่ 2 เมื่อ $R + \Delta R$ มีค่าเท่ากับ 95 โอห์ม

$$i_{out} = \frac{100}{100-5} \left[1 - \frac{4}{416.4+4} \right] i_{in}$$

$$i_{out} = 1.042 i_{in}$$

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = 1.042$$

ดังนั้น เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด $\varepsilon_2 = \frac{1.042 - 1}{1} \times 100\% = 4.2\%$

จากค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดสูงสุดที่เกิดจากวงจรสะท้อนกระแสมีค่าเท่ากับ 5.7% จึงส่งผลทำให้กระแสเอาต์พุตที่ได้มีค่าเท่ากับ 18.657 mA ซึ่งค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดทั้งหมดของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทาง เมื่อกำหนดให้กระแสอินพุตมีค่าเท่ากับ 20 mA สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\varepsilon = \frac{i_{out(ideal)} - i_{out(error)}}{i_{out(ideal)}} \times 100$$

$$= \frac{20 - 18.657}{20} \times 100$$

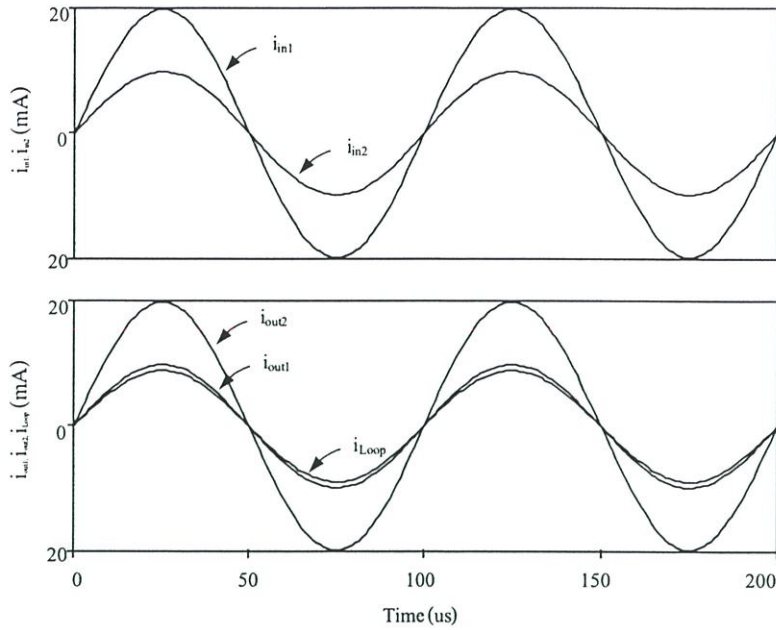
$$= 6.715 \%$$

ดังนั้น วงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางที่ออกแบบนั้นมีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดสูงสุดของวงจรเท่ากับ 6.715% ซึ่งถ้าเลือกใช้ค่าความต้านทานที่มีค่าความผิดพลาด 1% จะทำให้เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของวงจรลดลง

4.7 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

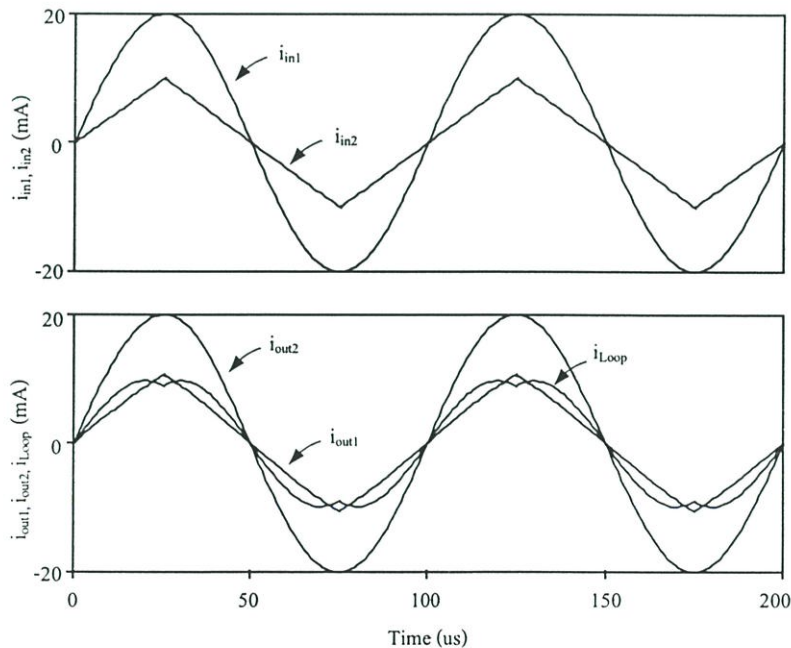
เพื่อเป็นการยืนยันถึงสมรรถนะและคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางที่ออกแบบสร้างขึ้น จึงได้ใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.1 โดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เบอร์ Q2N3904 และไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP เบอร์ Q2N3906 ไดโอดเบอร์ 1N4148 [ภาคผนวก ค.] ออปแอมป์เบอร์ AD818 โดยในการเลียนแบบจะใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้า $V_{CC} = -V_{EE} = 15 \text{ V}$ ค่าความต้านทาน $R_1 = R_2 = R_7 = R_8 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R_9 = R_{10} = R_{12} = R_{13} = 56 \Omega$, $R_{11} = R_{14} = 28 \Omega$

โดยกำหนดให้กระแสอินพุต i_{in1} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นไซน์ความถี่ 10 kHz ขนาด 20 mA ป้อนเข้าที่ขาอินพุต i_{in1} ของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสตัวที่หนึ่ง (TR1) และกระแสอินพุต i_{in2} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นไซน์ความถี่ 10 kHz ขนาด 10 mA ป้อนเข้าที่ขาอินพุต i_{in2} ของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสตัวที่สอง (TR2) จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรแสดงดังในรูปที่ 4.8 สัญญาณกระแส i_{Loop} ที่ไหลภายในสายนำสัญญาณทำให้กระแสอินพุต i_{in1} และ i_{in2} ถูกส่งผ่านไปเป็นสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และ i_{out1} ตามลำดับ



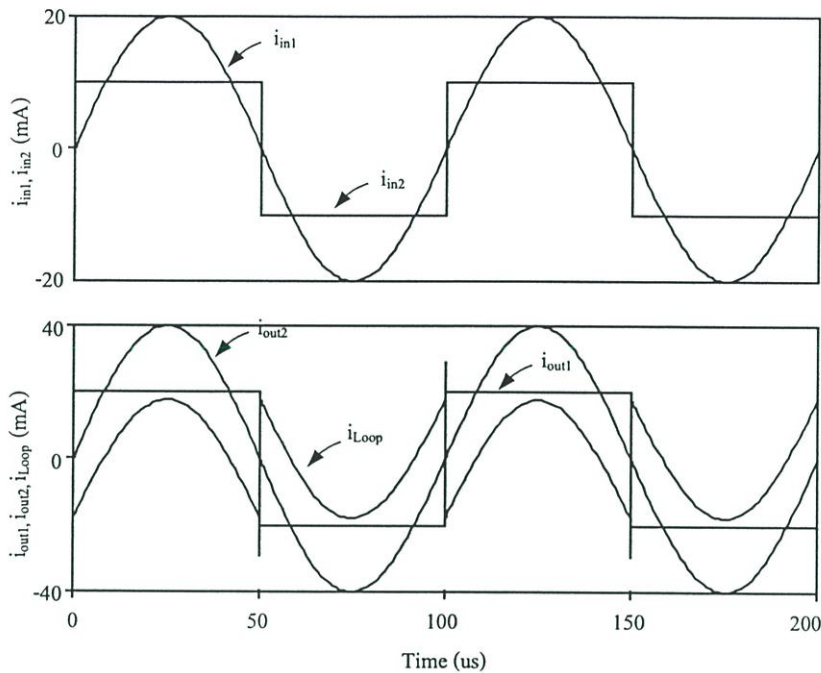
รูปที่ 4.8 ผลการเขียนแบบการทำงาน กระแสอินพุทเป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นไซน์ขนาด 20 mA ขนาด 10 mA และสัญญาณกระแส i_{Loop}

และจากการเปลี่ยนรูปแบบของกระแสอินพุท i_{in2} ให้เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 10 kHz ขนาด 10 mA ป้อนเข้าที่ขาอินพุท i_{in2} ของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสตัวที่สอง (TR2) จะเห็นได้ว่าสัญญาณกระแสอินพุท i_{in1} และ i_{in2} ถูกส่งผ่านเป็นสัญญาณกระแสเอาต์พุท i_{out2} และ i_{out1} ตามลำดับแสดงดังในรูปที่ 4.9 โดยมีกระแส i_{Loop} ที่ไหลในสายนำสัญญาณ



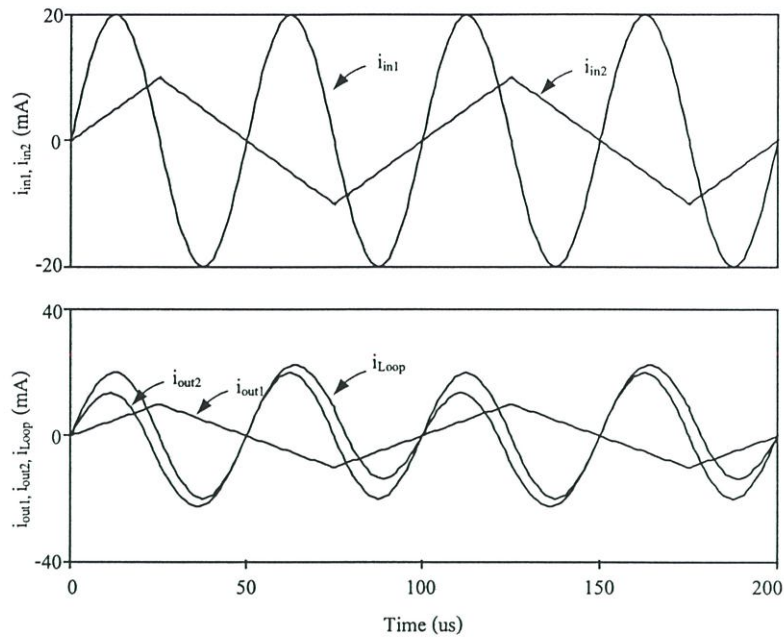
รูปที่ 4.9 ผลการเขียนแบบการทำงานกระแสอินพุทเป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นไซน์ และสัญญาณกระแสรูปคลื่นสามเหลี่ยม

และเมื่อทำการเปลี่ยนรูปแบบของกระแสอินพุต i_{in2} ให้เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสี่เหลี่ยมความถี่ 10 kHz ขนาด 10 mA ป้อนเข้าที่ขาอินพุต i_{in2} ของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสตัวที่สอง (TR2) จะเห็นได้ว่าผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรสัญญาณกระแสอินพุต i_{in1} และ i_{in2} ถูกส่งผ่านเป็นสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และ i_{out1} ตามลำดับแสดงดังในรูปที่ 4.10 โดยมีกระแส i_{Loop} ที่ไหลในสายนำสัญญาณ



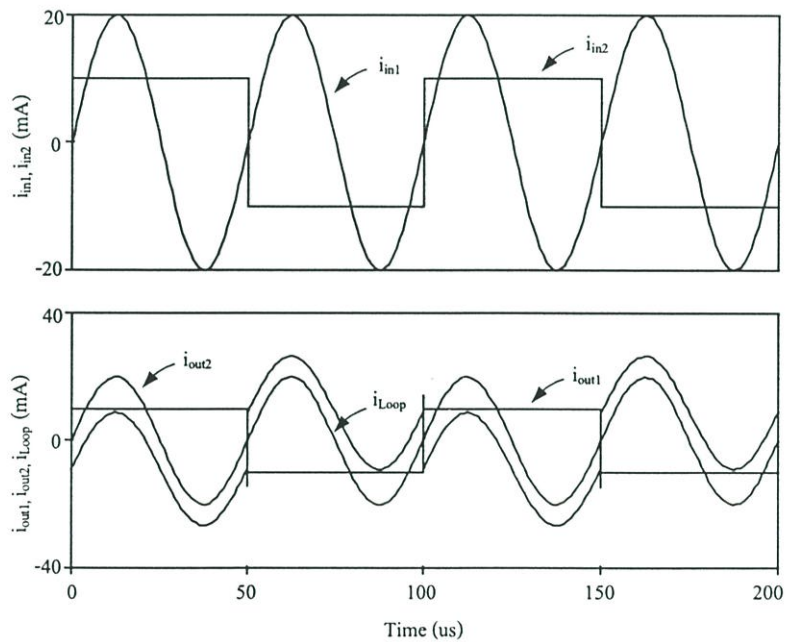
รูปที่ 4.10 ผลการเลียนแบบการทำงานของกระแสอินพุตเป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นซายน์ และสัญญาณกระแสรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

และเช่นเดียวกันกำหนดให้กระแสอินพุต i_{in1} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นซายน์ความถี่ 20 kHz ขนาด 20 mA ป้อนเข้าที่ขาอินพุต i_{in1} ของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสตัวที่หนึ่ง (TR1) และกระแสอินพุต i_{in2} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 10 kHz ขนาด 10 mA ป้อนเข้าที่ขาอินพุต i_{in2} ของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสตัวที่สอง (TR2) จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรแสดงดังในรูปที่ 4.11 จะเห็นได้ว่าสัญญาณกระแสอินพุต i_{in1} และ i_{in2} ถูกส่งผ่านเป็นสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และ i_{out1} ตามลำดับ โดยมีกระแส i_{Loop} ที่ไหลในสายนำสัญญาณ



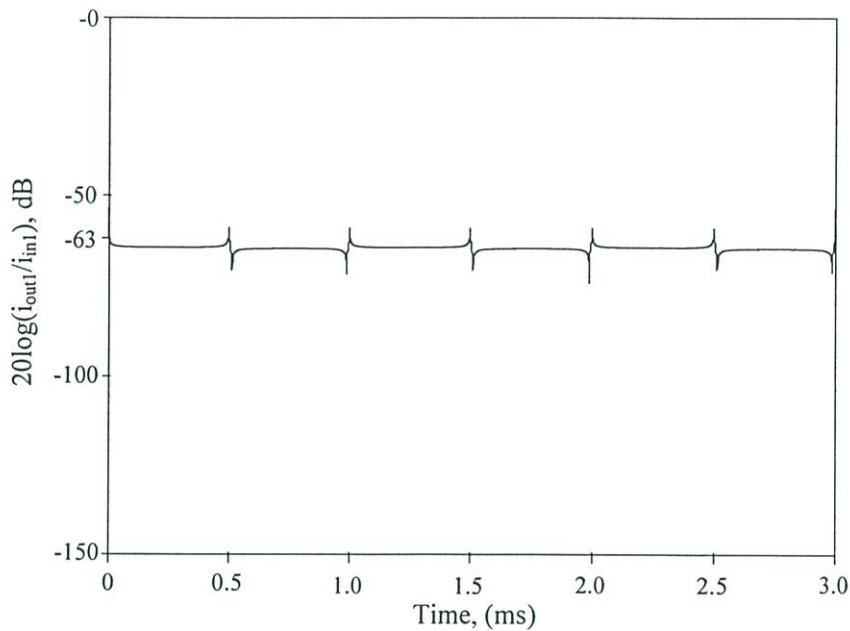
รูปที่ 4.11 ผลการเลียนแบบการทำงาน กระแสอินพุทเป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นซายน์ที่ความถี่ 20 kHz และสัญญาณกระแสรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ความถี่ 10 kHz

และเมื่อทำการเปลี่ยนรูปแบบของกระแสอินพุท i_{in2} ให้เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสี่เหลี่ยมความถี่ 10 kHz ขนาด 10 mA ป้อนเข้าที่ขาอินพุท i_{in2} ของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสตัวที่สอง (TR2) จะเห็นได้ว่าผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรสัญญาณกระแสอินพุท i_{in1} และ i_{in2} ถูกส่งผ่านเป็นสัญญาณกระแสเอาต์พุท i_{out2} และ i_{out1} ตามลำดับแสดงดังในรูปที่ 4.12 โดยมีกระแส i_{Loop} ที่ไหลในสายนำสัญญาณ



รูปที่ 4.12 ผลการเลียนแบบการทำงาน กระแสอินพุทเป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นซายน์ที่ความถี่ 20 kHz และสัญญาณกระแสรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ความถี่ 10 kHz

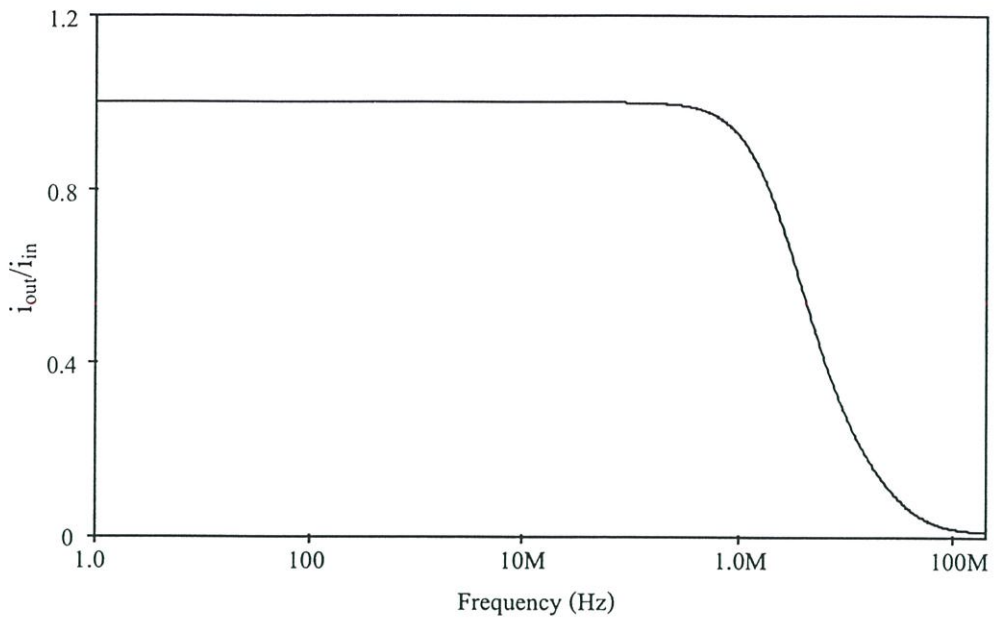
การทำงานของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสขณะที่มีการส่งสัญญาณนั้นเกิดการรบกวนของสัญญาณกระแสอินพุต i_{in1} ไปยังกระแสเอาต์พุต i_{out2} เป็นผลทำให้เกิดความผิดพลาดในการรับส่งสัญญาณ เป็นผลมาจากสัญญาณรบกวน (crosstalk) ที่เกิดขึ้นภายในวงจร ดังนั้นจึงได้ทำการหาค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นโดยการกำหนดให้สัญญาณกระแสอินพุต i_{in2} มีค่าเท่ากับ 0 mA และป้อนสัญญาณกระแสอินพุต i_{in1} พบว่ามีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้น ซึ่งสามารถแสดงผลการเปลี่ยนแปลงดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 ผลการเปลี่ยนแปลงสัญญาณรบกวนขณะทำงานของวงจรรับส่งสัญญาณกระแส

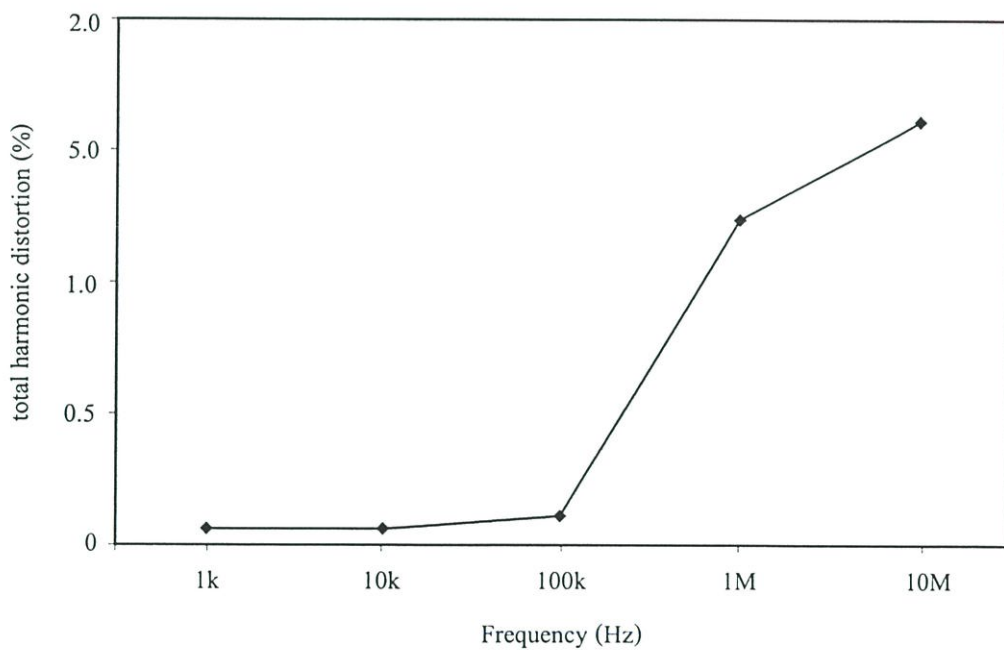
จากรูปที่ 4.13 ผลการเปลี่ยนแปลงการรบกวนของสัญญาณกระแสอินพุต i_{in1} ไปยังสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนภายในของวงจรรับส่งสัญญาณนั้นจะมีค่าประมาณ -63 dB ซึ่งค่าสัญญาณรบกวนต่ำเมื่อเทียบกับค่าของสัญญาณที่ใช้ทำการรับและส่งของวงจร

ช่วงปฏิบัติการทางความถี่ของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางที่ออกแบบในวิทยานิพนธ์นี้มีความถี่ที่ตอบสนองของสัญญาณมีค่าเท่ากับ 2.57 MHz ดังแสดงในรูปที่ 4.14 ซึ่งจะเห็นว่าค่าความถี่นั้นมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎี



รูปที่ 4.14 ผลการเขียนแบบช่วงปฏิบัติการทางความถี่ขณะทำงานของวงจรที่นำเสนอ

ผลรวมความเพี้ยนฮาร์มอนิก (total harmonic distortion) ของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทาง เมื่อทำการเขียนแบบการทำงานที่ค่าความถี่ สามารถแสดงดังในรูปที่ 4.15

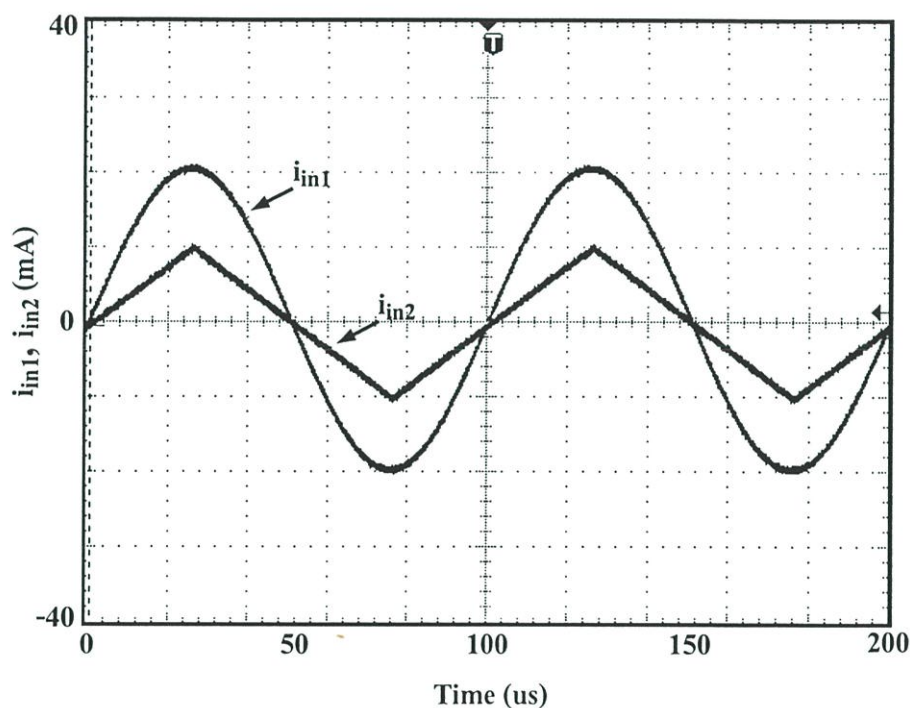


รูปที่ 4.15 ผลรวมความเพี้ยนฮาร์มอนิกของวงจรรับส่งสัญญาณกระแส

4.8 ผลการทดลองต่อจริงของวงจรสำหรับการรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางระยะไกล

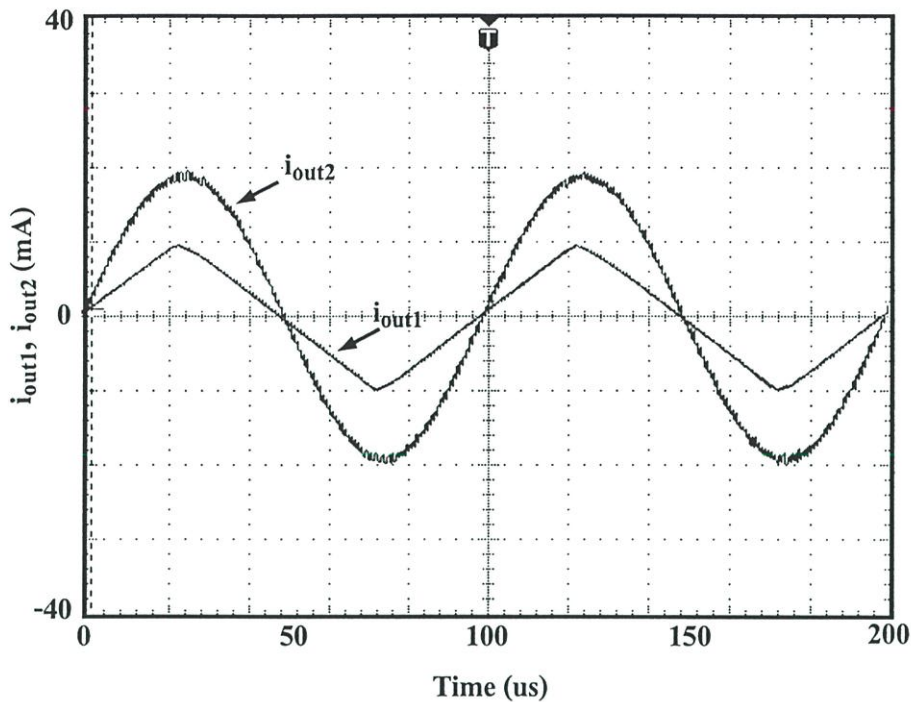
เพื่อเป็นการแสดงถึงความสามารถในการนำมาใช้งานได้จริงของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางที่นำเสนอ จึงได้ทำการต่อวงจรทดลองจริง โดยใช้ทรานซิสเตอร์ NPN เบอร์ 2N3904 และทรานซิสเตอร์ PNP เบอร์ 2N3906 ตามลำดับ ไดโอด D_1 และ D_2 เบอร์ 1N4148 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเท่ากับ ± 15 V ค่าความต้านทาน $R_1 = R_2 = R_7 = R_8 = 1$ k Ω , $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R_9 = R_{10} = R_{12} = R_{13} = 56$ Ω , $R_{11} = R_{14} = 28$ Ω และระยะทางที่ใช้ในการทดลองรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางมี 3 ระยะ ได้แก่ ระยะทาง 1 เมตร, ระยะทาง 100 เมตร และระยะทาง 200 เมตร ตามลำดับ

โดยกำหนดให้กระแสอินพุต i_{in1} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นไซน์ความถี่ 10 kHz ขนาด 20 mA ป้อนเข้าที่ขาอินพุต i_{in1} ของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสตัวที่หนึ่ง (TR1) และกระแสอินพุต i_{in2} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 10 kHz ขนาด 10 mA ป้อนเข้าที่ขาอินพุต i_{in2} ของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสตัวที่สอง (TR2) ดังในรูปที่ 4.16

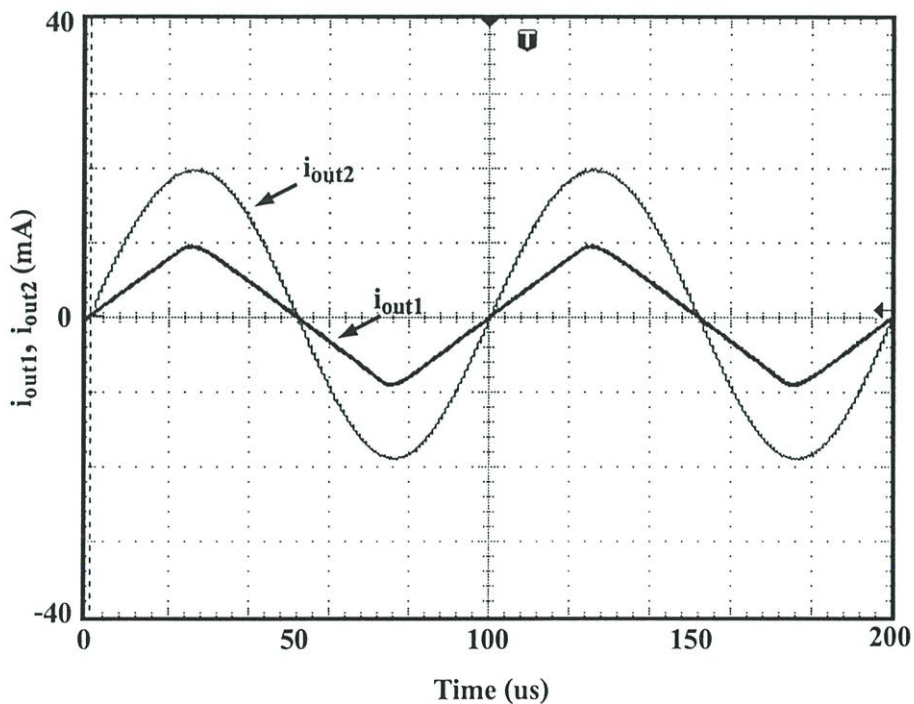


รูปที่ 4.16 กระแสอินพุต i_{in1} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นไซน์ และกระแสอินพุต i_{in2} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสามเหลี่ยม

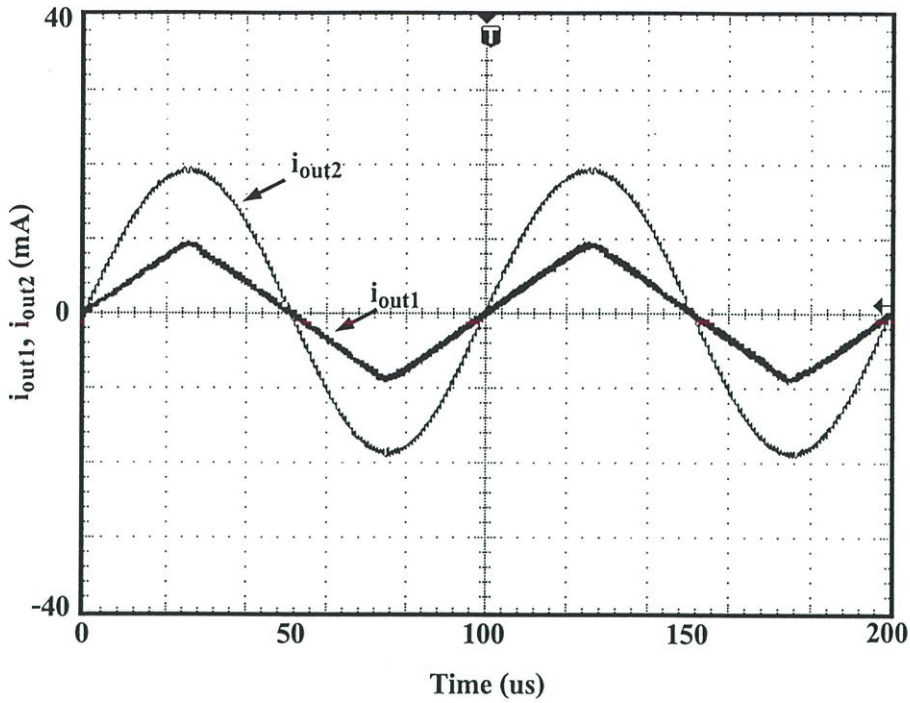
ผลการทดลองการรับส่งสัญญาณของวงจรที่ระยะทาง 1 เมตร, ระยะทาง 100 เมตร และ ระยะทาง 200 เมตร จะเห็นได้ว่าสัญญาณกระแสอินพุต i_{in1} และ i_{in2} ถูกส่งผ่านเป็นสัญญาณ กระแสเอาต์พุต i_{out2} และ i_{out1} ตามลำดับ



รูปที่ 4.17 ผลการทดลอง สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และกระแสเอาต์พุต i_{out1} ที่ระยะทาง 1 เมตร



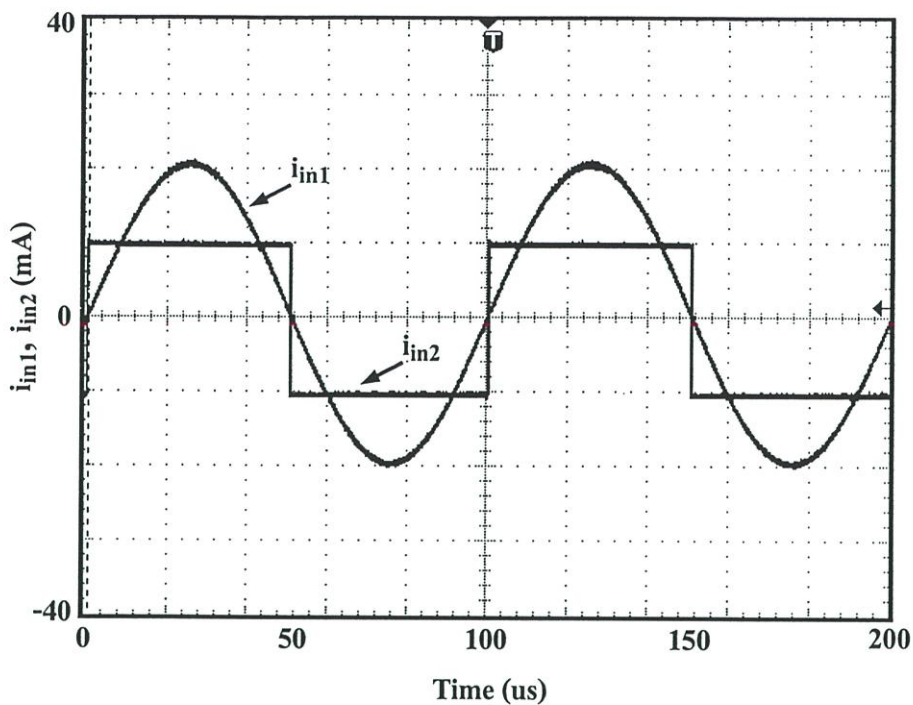
รูปที่ 4.18 ผลการทดลอง สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} ที่ระยะทาง 100 เมตร



รูปที่ 4.19 ผลการทดลอง สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} ที่ระยะทาง 200 เมตร

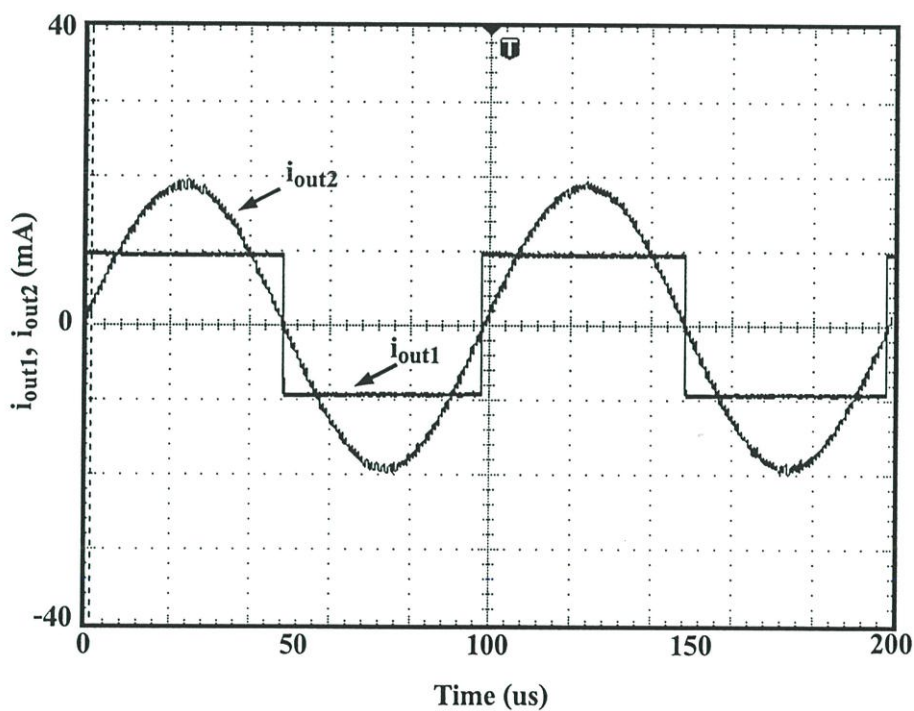
จากผลการทดลองรูปที่ 4.17 รูปที่ 4.18 และรูปที่ 4.19 เป็นการรับส่งสัญญาณที่ระยะ 1 เมตร สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} มีค่าเท่ากับ 19.80 mA สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} มีค่าเท่ากับ 9.74 mA ที่ระยะ 100 เมตร สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} มีค่าเท่ากับ 19.52 mA สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} มีค่าเท่ากับ 9.45 mA และที่ระยะ 200 เมตร สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} มีค่าเท่ากับ 19.02 mA สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} มีค่าเท่ากับ 9.10 mA

และเมื่อทำการเปลี่ยนรูปแบบของกระแสอินพุต i_{in2} ให้เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสี่เหลี่ยมความถี่ 10 kHz ขนาด 10 mA ป้อนเข้าที่ขาอินพุต i_{in2} ของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสตัวที่สอง (TR2) ดังในรูปที่ 4.20

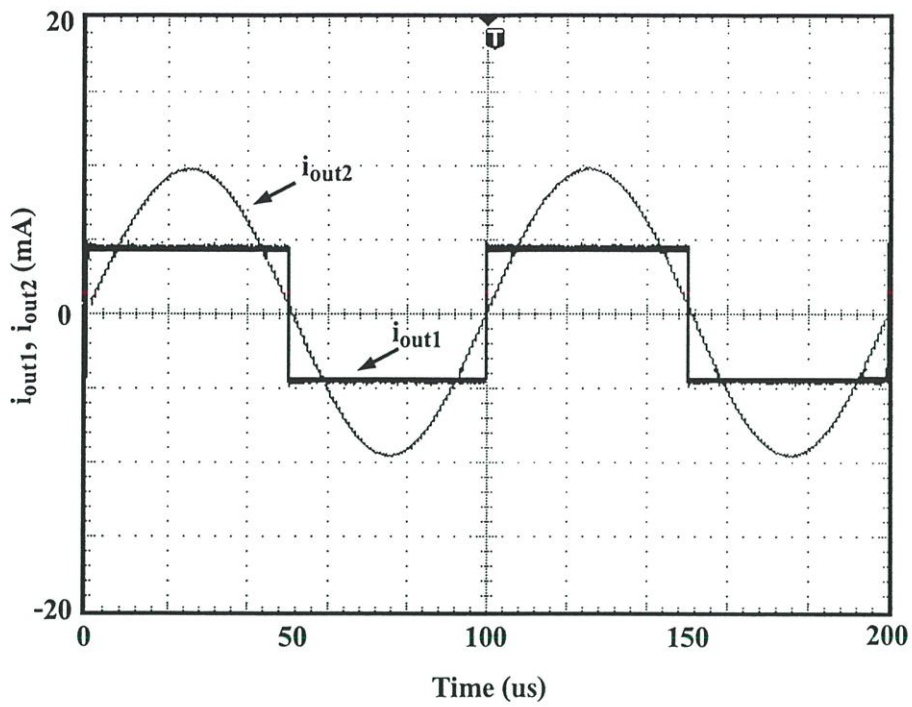


รูปที่ 4.20 กระแสอินพุท i_{in1} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นซายน์ และกระแสอินพุท i_{in2} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

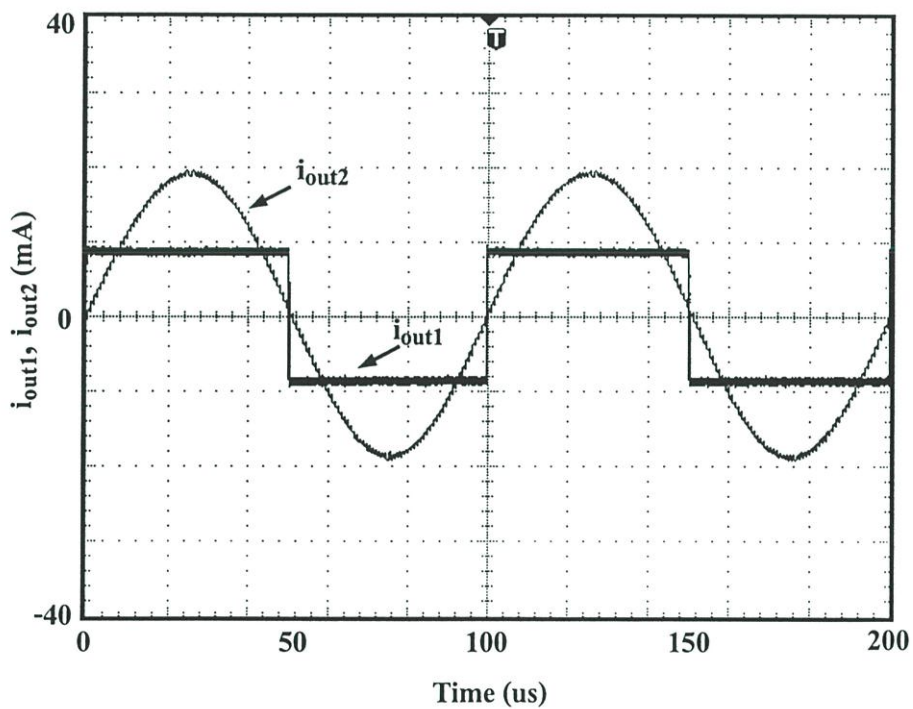
จะเห็นได้ว่าผลการทดลองการรับส่งสัญญาณของวงจรที่ระยะทาง 1 เมตร, ระยะทาง 100 เมตร และระยะทาง 200 เมตร แสดงดังในรูปที่ 4.21 รูปที่ 4.22 และรูปที่ 4.23



รูปที่ 4.21 ผลการทดลอง สัญญาณกระแสเอาต์พุท i_{out2} และสัญญาณกระแสเอาต์พุท i_{out1} ที่ระยะทาง 1 เมตร



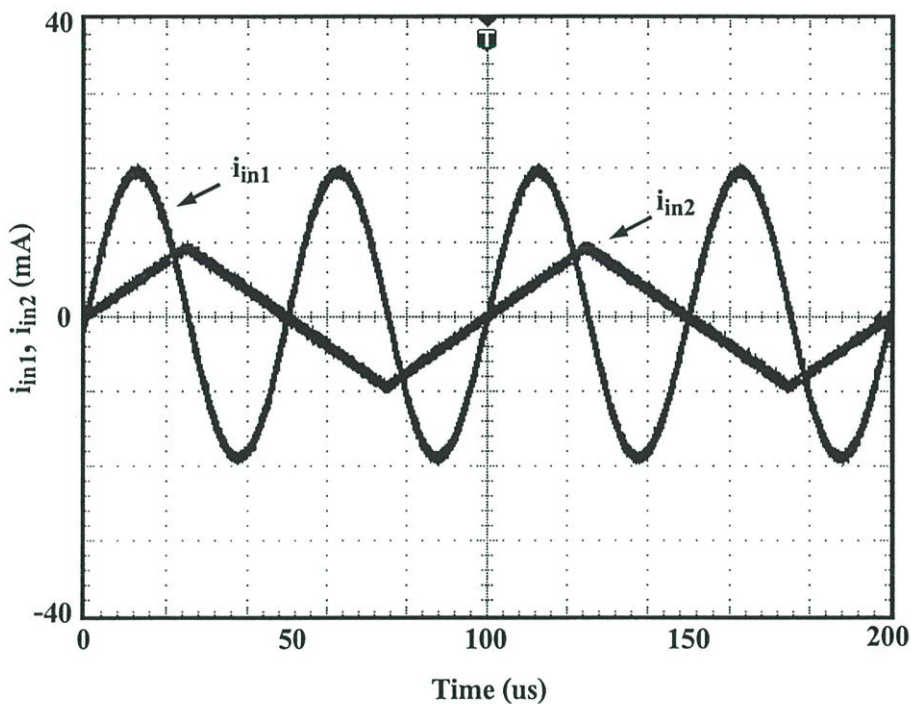
รูปที่ 4.22 ผลการทดลอง สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} ที่ระยะทาง 100 เมตร



รูปที่ 4.23 ผลการทดลอง สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} ที่ระยะทาง 200 เมตร

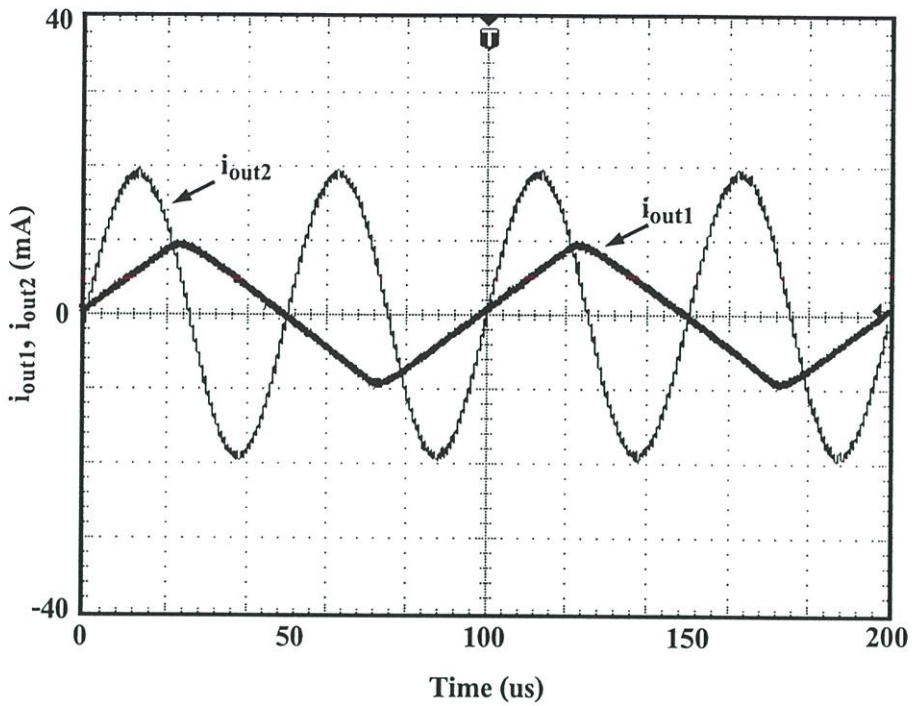
ซึ่งสัญญาณกระแสอินพุต i_{in1} และ i_{in2} ถูกส่งผ่านเป็นสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และ i_{out1} ตามลำดับ โดยการรับส่งสัญญาณที่ระยะ 1 เมตรสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} มีค่าเท่ากับ 19.80 mA สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} มีค่าเท่ากับ 9.75 mA ที่ระยะ 100 เมตร สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} มีค่าเท่ากับ 19.52 mA สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} มีค่าเท่ากับ 9.40 mA และที่ระยะ 200 เมตร สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} มีค่าเท่ากับ 19.02 mA สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} มีค่าเท่ากับ 9.29 mA

และเช่นเดียวกันกำหนดให้กระแสอินพุต i_{in1} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นซายน์ความถี่ 20 kHz ขนาด 20 mA ป้อนเข้าที่ขาอินพุต i_{in1} ของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสตัวที่หนึ่ง (TR1) และกระแสอินพุต i_{in2} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 10 kHz ขนาด 10 mA ป้อนเข้าที่ขาอินพุต i_{in2} ของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสตัวที่สอง (TR2) ดังในรูปที่ 4.24

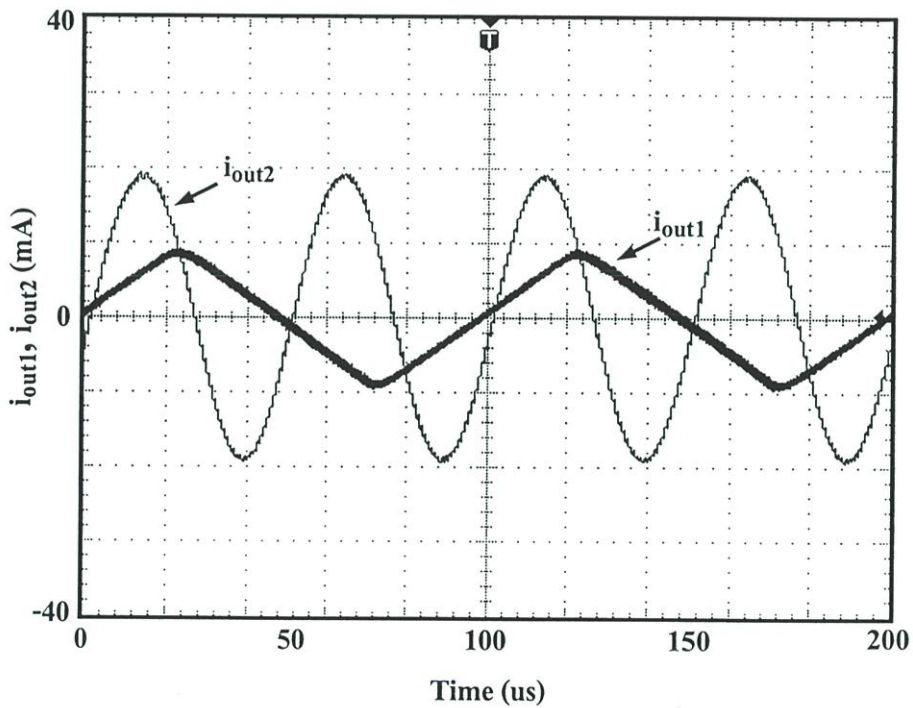


รูปที่ 4.24 กระแสอินพุต i_{in1} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นซายน์ และกระแสอินพุต i_{in2} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสามเหลี่ยม

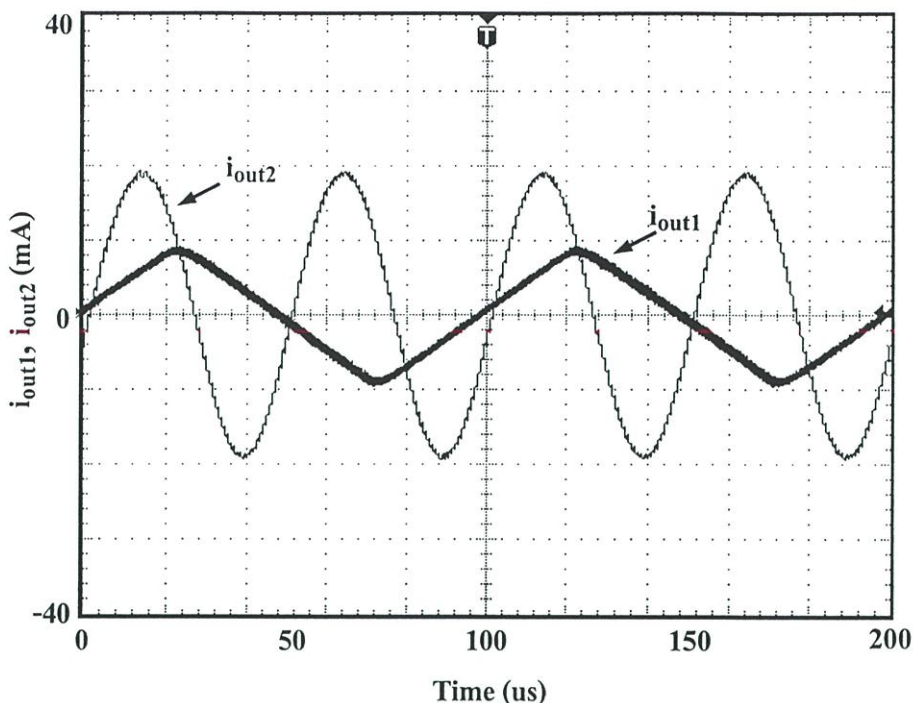
ผลการทดลองการรับส่งสัญญาณของวงจรที่ระยะทาง 1 เมตร, ระยะทาง 100 เมตร และระยะทาง 200 เมตร จะเห็นได้ว่าสัญญาณกระแสอินพุต i_{in1} และ i_{in2} ถูกส่งผ่านเป็นสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และ i_{out1} ตามลำดับ



รูปที่ 4.25 ผลการทดลอง สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} ที่ระยะทาง 1 เมตร



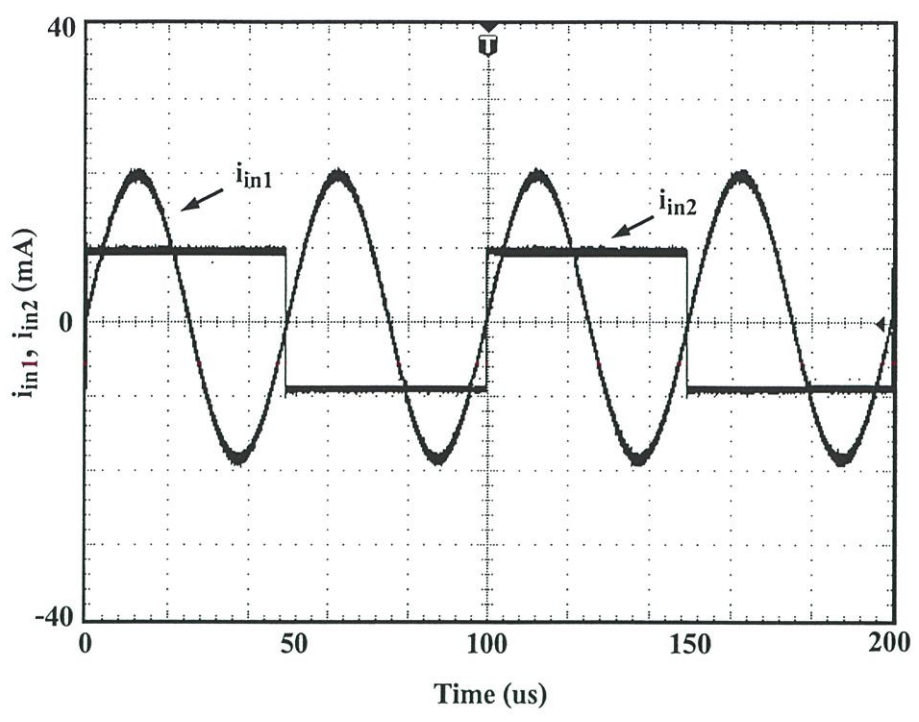
รูปที่ 4.26 ผลการทดลอง สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} ที่ระยะทาง 100 เมตร



รูปที่ 4.27 ผลการทดลอง สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} ที่ระยะทาง 200 เมตร

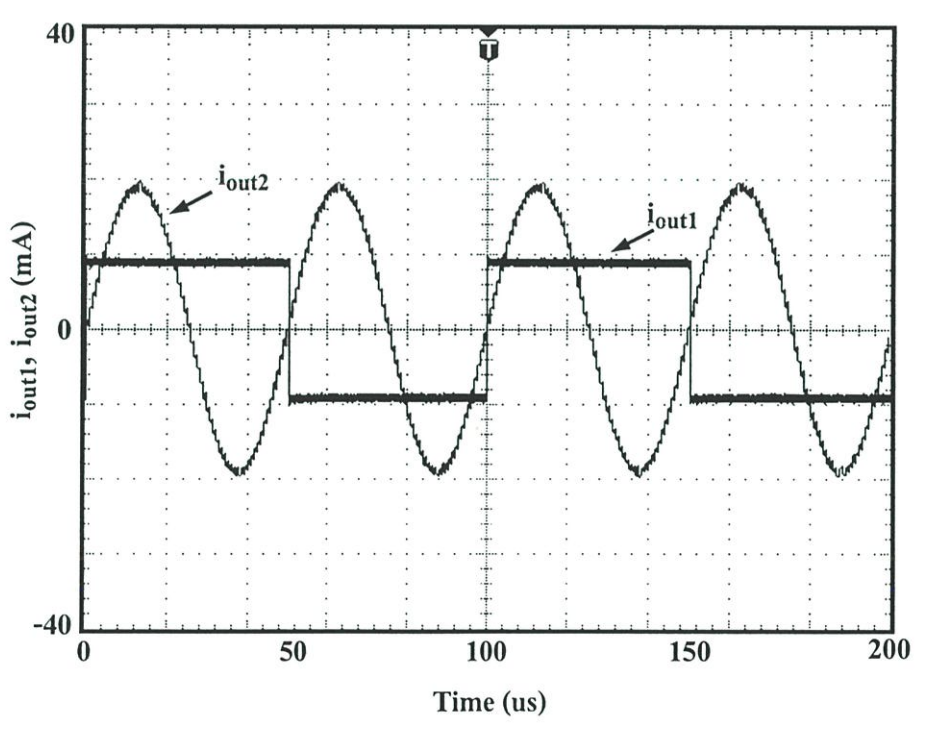
แสดงดังในรูปที่ 4.25 รูปที่ 4.26 และรูปที่ 4.27 เป็นการรับส่งสัญญาณที่ระยะ 1 เมตร สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} มีค่าเท่ากับ 19.80 mA สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} มีค่าเท่ากับ 9.74 mA ที่ระยะ 100 เมตร สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} มีค่าเท่ากับ 19.52 mA สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} มีค่าเท่ากับ 9.45 mA และที่ระยะ 200 เมตร สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} มีค่าเท่ากับ 19.02 mA สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} มีค่าเท่ากับ 9.10 mA

และเมื่อทำการเปลี่ยนรูปแบบของกระแสอินพุต i_{in2} ให้เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสี่เหลี่ยมความถี่ 20 kHz ขนาด 10 mA ป้อนเข้าที่ขาอินพุต i_{in2} ของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสตัวที่สอง (TR2) ดังในรูปที่ 4.28

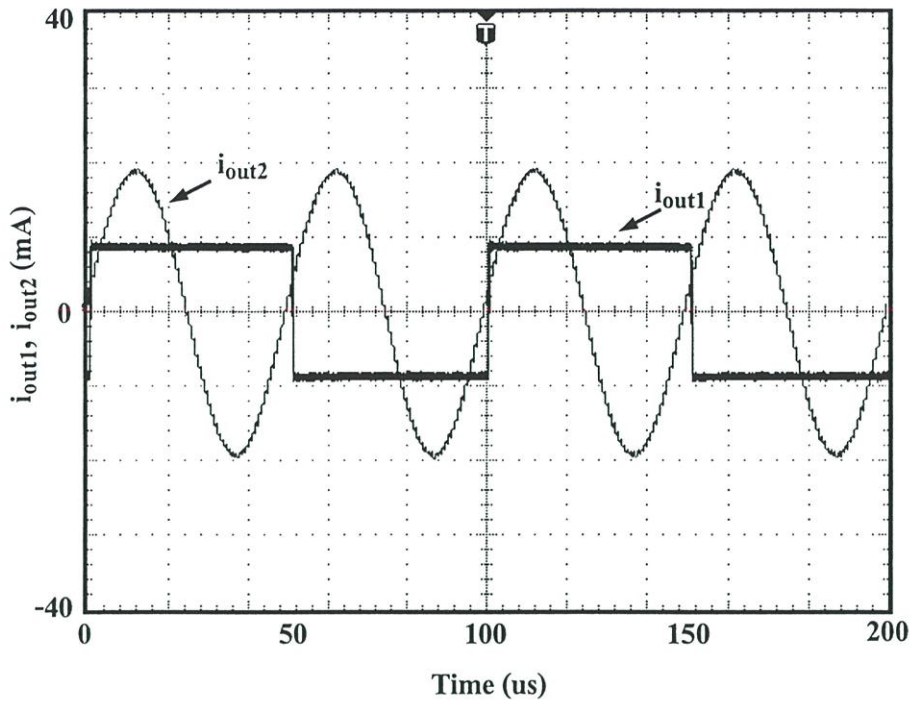


รูปที่ 4.28 กระแสอินพุท i_{in1} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นซายน์ และกระแสอินพุท i_{in2} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

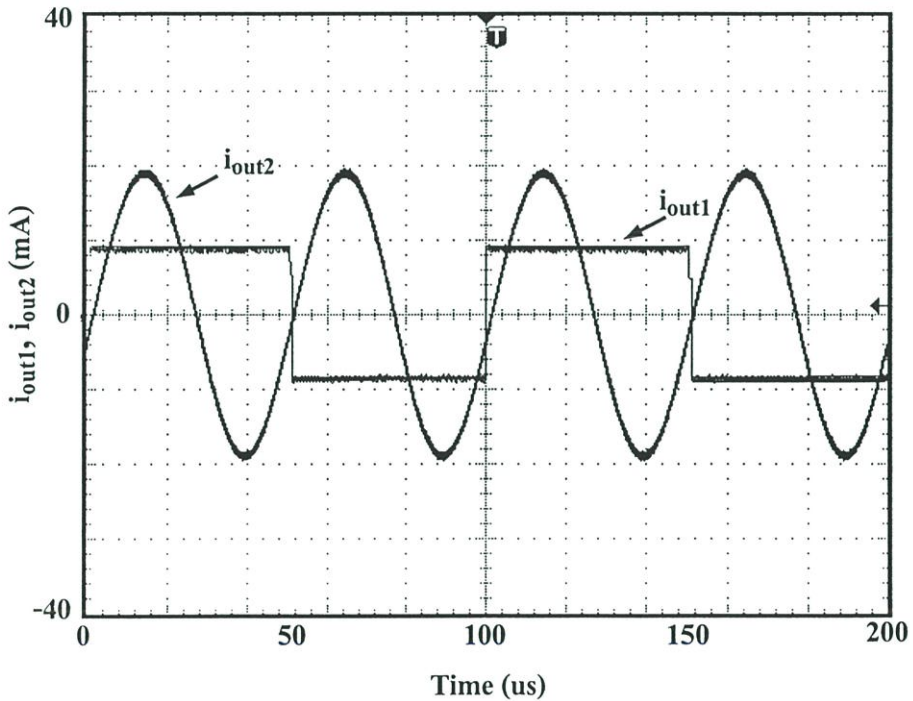
ผลการทดลองการรับส่งสัญญาณของวงจรที่ระยะทาง 1 เมตร, ระยะทาง 100 เมตร และระยะทาง 200 เมตร แสดงดังในรูปที่ 4.29 รูปที่ 4.30 และรูปที่ 4.31



รูปที่ 4.29 ผลการทดลอง สัญญาณกระแสเอาต์พุท i_{out2} และสัญญาณกระแสเอาต์พุท i_{out1} ที่ระยะทาง 1 เมตร



รูปที่ 4.30 ผลการทดลอง สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} ที่ระยะทาง 100 เมตร



รูปที่ 4.31 ผลการทดลอง สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} ที่ระยะทาง 200 เมตร

จะเห็นได้ว่าสัญญาณกระแสอินพุต i_{in1} และ i_{in2} ถูกส่งผ่านเป็นสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} และ i_{out1} ตามลำดับ โดยการรับส่งสัญญาณที่ระยะ 1 เมตรสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} มีค่าเท่ากับ 19.80 mA สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} มีค่าเท่ากับ 9.75 mA ที่ระยะ 100 เมตรสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} มีค่าเท่ากับ 19.52 mA สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} มีค่าเท่ากับ 9.40 mA และที่ระยะ 200 เมตร สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} มีค่าเท่ากับ 19.02 mA สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} มีค่าเท่ากับ 9.29 mA

จากการทดลองนำวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางที่นำเสนอมาต่อวงจรทดลองจึงพบว่าสัญญาณกระแสอินพุตสามารถถูกส่งผ่านไปเป็นกระแสเอาต์พุต ซึ่งสามารถคำนวณหาค่าผิดพลาดได้ โดยสัญญาณกระแสอินพุต i_{in1} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นไซน์ที่ 20 mA และกระแสอินพุต i_{in2} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่ 10 mA ที่ระยะ 1 เมตรสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} มีค่าผิดพลาดประมาณ 1% และสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} มีค่าผิดพลาดประมาณ 2.6 % ที่ระยะ 100 เมตร สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} มีค่าผิดพลาดประมาณ 2.4 % และสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} มีค่าผิดพลาดประมาณ 5.5 % และที่ระยะ 200 เมตร สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} มีค่าผิดพลาดประมาณ 4.9 % และสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} มีค่าผิดพลาดประมาณ 9.0 %

เมื่อสัญญาณกระแสอินพุต i_{in1} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นไซน์ที่ 20 mA และกระแสอินพุต i_{in2} เป็นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ 10 mA ที่ระยะ 1 เมตรสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} มีค่าผิดพลาดประมาณ 1 % และสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} มีค่าผิดพลาดประมาณ 2.5 % ที่ระยะ 100 เมตร สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} มีค่าผิดพลาดประมาณ 2.4 % และสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} มีค่าผิดพลาดประมาณ 6.0 % และที่ระยะ 200 เมตร สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out2} มีค่าผิดพลาดประมาณ 4.9 % และสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{out1} มีค่าผิดพลาดประมาณ 7.1 %

4.9 สรุป

บทนี้ได้กล่าวถึงแนวคิดและการออกแบบวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทาง โดยอาศัยการพัฒนาขึ้นจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ทำหน้าที่เป็นวงจรส่งผ่านสัญญาณกระแสและยังได้แสดงการวิเคราะห์หาคุณสมบัติที่สำคัญของวงจร ซึ่งแสดงถึงความถูกต้องของการทำงานของวงจร และค่าได้จากการวิเคราะห์ด้วยการเลียนแบบการทำงาน โดยใช้โปรแกรม PSPICE จากผลการเลียนแบบการทำงานแสดงให้เห็นว่าวงจรที่ออกแบบมีสัญญาณรบกวนต่ำประมาณ -63 dB และมีความแม่นยำในการรับส่งที่ค่อนข้างสูง และจุดเด่นที่เห็นได้ชัดเจนคือโครงสร้างของวงจรจะมีรูปแบบที่เรียบง่ายและใช้อุปกรณ์ที่มีอยู่ทั่วไปในท้องตลาด ซึ่งจะแสดงให้เห็น

เห็นว่าวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางที่ได้ออกแบบนี้มีความเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเพื่อใช้สำหรับการรับส่งสัญญาณระยะไกล ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 กล่าวนำ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบสร้างวงจรรับส่งสัญญาณกระแสมาตรฐาน 4 – 20 mA ที่สามารถรับและส่งได้ในเวลาเดียวกันด้วยการเชื่อมต่อหนึ่งคู่สาย โดยมีคุณสมบัติของวงจรเหมาะสำหรับระบบควบคุมและการวัดสัญญาณระยะไกล ในการออกแบบนั้นจะเริ่มจากการศึกษาคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง จากการศึกษาจะเห็นได้ว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองนั้น จะทำหน้าที่เป็นวงจรส่งผ่านกระแส เมื่อค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตที่พอร์ท Y มีค่าสูงมากๆ ทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่พอร์ท X กับแรงดันที่พอร์ท Y มีค่าเท่ากันและในทำนองเดียวกันความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่พอร์ท Z กับกระแสที่พอร์ท X ก็มีค่าเท่ากัน เมื่อนำกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการส่งผ่านกระแสของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองมาต่อร่วมกับวงจรขยายกระแสสองเอาต์พุต จะได้เป็นวงจรรับส่งสัญญาณกระแสตามที่ต้องการ โดยที่วงจรรับส่งสัญญาณที่ทำการออกแบบนั้นสามารถที่จะรับและส่งสัญญาณกระแสมาตรฐาน 4 – 20 mA ได้ ซึ่งจากผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE แสดงให้เห็นถึงความถูกต้อง และแม่นยำของวงจรได้อย่างดี และเมื่อนำวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทางที่ได้ออกแบบนี้ไปประยุกต์สำหรับระบบควบคุม และการวัดสัญญาณระยะไกล ซึ่งจากผลการทดลองจริงของวงจรช่วยสามารถยืนยันประสิทธิภาพของวงจรรับส่งสัญญาณที่ออกแบบไว้อย่างชัดเจนอีกด้วย

5.2 ข้อเสนอแนะในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ

จากการออกแบบวงจรรับส่งสัญญาณกระแสสองทิศทาง ความสามารถของวงจรยังคงมีขีดจำกัดในการเชื่อมต่อของอุปกรณ์รับและส่งแบบจุดต่อจุด (point to point) เท่านั้น เพื่อเป็นการพัฒนาความสามารถของวงจรในอนาคตควรมีการเชื่อมต่อของอุปกรณ์รับและส่งแบบหลายจุด (multi point) จะเป็นการประหยัดค่าใช้จ่ายในการติดตั้งจำนวนสายนำสัญญาณในระยะทางไกล ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างมากสำหรับระบบการควบคุม และการวัดสัญญาณในขบวนการอุตสาหกรรม และในปัจจุบันการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ ได้ให้ความสนใจในการพัฒนางจร โดยใช้เทคโนโลยีของมอสทรานซิสเตอร์เป็นอันมาก เนื่องจากใช้กำลังงานต่ำ ดังนั้นหากปรับแต่งให้โครงสร้างของวงจรรับส่งสัญญาณที่ได้ออกแบบนี้

สามารถสร้างขึ้นด้วยเทคโนโลยีของมอสมรานซิสเตอร์ได้ โดยยังคงคุณสมบัติที่ดีเอาไว้ ก็จะเป็นอีกแนวทางหนึ่งในการศึกษาวิจัยและพัฒนาต่อที่น่าสนใจอย่างมาก

ในลำดับสุดท้าย ผู้วิจัยหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์และสามารถแนะแนวทางสำหรับผู้สนใจในการพัฒนางจรรีบส่งสัญญาณกระแสดวงทิศทางแบบใหม่ๆ ที่มีความแม่นยำสูง หรือกำลังต้องการวางจรรีบส่งสัญญาณกระแสดวงทิศทางที่มีประสิทธิภาพที่ดี เพื่อสร้างระบบการรับส่งสัญญาณสำหรับระยะไกล โดยนำหลักการที่ได้นำเสนอไว้นี้ไปพัฒนาและประยุกต์ใช้งานอย่างเหมาะสมต่อไป

เอกสารอ้างอิง

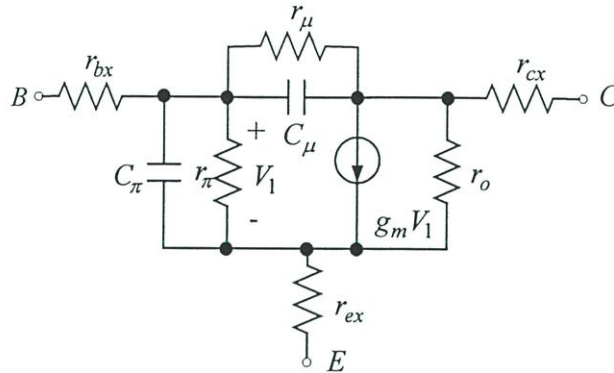
- [1] รศ. ชีรศิลป์ ทุมวิภาต และ รศ. สุมาลี อุณหวนิชย์ “ การรับส่งสัญญาณทั่วไป ” เอกสารประกอบการสอน ภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ.
- [2] B&B electronics. “Current Loop Application Note.” [Online]. <http://www.bb-elec.com/tech-articles>. 2005.
- [3] Soliman A.M., “New active – gyrator circuit using a single current conveyor”, IEEE Proceedings G. Circuits Devices and Systems., vol. 66, pp. 1580 – 1581, 1978.
- [4] Touma C. and Lidgay F.J., “Floating – impedance converters using current conveyors”, Electronics letters., vol. 21, no. 15, pp. 640 – 642, 1985.
- [5] Liu S.I. and Tsao H.W., “New configuration for single CCII biquads”, International Journal of Electronics., vol.70, no.3, pp.609 – 622, 1991.
- [6] Chang C.P. and Smith K.C., “Sinusoidal oacillator employing currentconveyors”, International Journal of Electronics., vol. 62, no. 4, pp. 515 – 520, 1987.
- [7] Smith K.C. and Sedra A., “The current conveyor : a new circuit building block”, IEEE Proceedings G. Circuits Devices and Systems., vol. 56, pp. 1368 – 1369, 1968.
- [8] Sedra A., Robert G.W. and Gohh F., “The current conveyor : history progress and new result”, IEEE Proceedings G. Circuits Devices and Systems., vol. 137, pt.G.,no. 2, pp. 78 – 87, 1990.
- [9] Smith K.C. and Sedra A., “A second generation current conveyor and its application”, IEEE Transactions on Circuits and Systems .,CT – 17, pp. 132 – 134, 1970.
- [10] Sharif – Bakhtial M., Aronhime P., “A current conveyor realization using operational amplifier”, International Journal of Electronics., vol. 45, no. 3, pp. 283 – 288, 1978.
- [11] Huertas J.L., “Circuit implementation of current conveyor”, Electronics Letters., vol. 16, no. 6, pp. 225 – 226, 1980.

- [12] Senani R., “Novel circuit implement of current conveyor using O.A. and O.T.A.”, Electronics Letters., vol. 16, no. 1, pp. 2 –3, 1998.
- [13] Febre A., Saoid O., Wieat F. and Boucheron C., “ High frequency applications base on a new current controlled conveyor”, IEEE Transactions on Circuits and Systems I, vol. 43, pp. 82 –91, 1996.
- [14] Febre A., “ Translinear current conveyor implementation ”, International Journal of Electronics., vol.59, pp. 619 – 623, 1985.
- [15] Gilbert B., “Tanslinear circuit : aproposed classification”, Electronics Letters., vol. 11, pp. 14 – 19, 1974.
- [16] Chir Toumazou, John Lidgey, David G. Haigh, Editors. **Analogue IC Design : The current – mode approach.** London : Peter Peregrinus. LTD. 1990.
- [17] Evert Seevink. **Analysis and synthesis of translinear integrated Circuits.** Amsterdam : Elsevier Science Publisher. B.V. 1988.
- [18] Edwin W.Greeneich. **Analog integrated circuit.** New York : Chadman & Hall. 1997.
- [19] Wilson B., “Recent developments in current conveyors and current – mode circuits”, IEEE Proceedings G. Circuits Devices and Systems., vol. 137, pp. 63 –77, 1998.
- [20] Sedra A. and Smith K.C., **Micro electronic circuits.**, Fourth Edition, Oxford University press,1998.
- [21] Paul R. Gray and Robert G. Meyer. **Analysis and design of analog integrated circuits.** Third Edition, New York : John Wiley & Sonc Inc, 1993.
- [22] วันชัย ธีรรัฐจา “การออกแบบและสังเคราะห์วงจรรอนาลอกฟังก์ชันโดยหลักการวงจรรวม” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2535.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่สำคัญและแบบจำลองของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ขณะทำงานอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นหรือทำงานในช่วงแอกทีฟ โดยรอยต่อของขาเบสกับขาอิมิตเตอร์จะได้รับแรงดันไบอัสตรง (forward bias) ส่วนรอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์จะได้รับแรงดันไบอัสกลับ (reverse bias) ซึ่งวงจรมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ ก.1



รูปที่ ก.1 วงจรมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ นั้นจะประกอบด้วย r_{bx} , r_{cx} และ r_{ex} เป็นค่าความต้านทานที่เกิดจากหน้าสัมผัสของจุดต่อระหว่างสารกึ่งตัวนำ กับสายที่เชื่อมต่อสู่จุดต่อภายนอกซึ่งจะมีค่าน้อยมากและสามารถตัดทิ้งได้ ส่วน r_{μ} และ r_o คือค่าความต้านทานที่เกิดจากการไบอัสกลับของขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์ และขาคอลเลกเตอร์กับขาอิมิตเตอร์ตามลำดับ ความต้านทาน r_{μ} จะมีค่าสูงมากเสมือนกับการเปิดวงจรจึงสามารถตัดทิ้งได้ ส่วน r_{π} คือค่าความต้านทานที่เกิดจากการไบอัสตรงของขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ และในการพิจารณาค่าความจุไฟฟ้า (capacitance) ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ C_{μ} และ C_{π} คือความจุไฟฟ้าที่เกิดจากรอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์และขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ตามลำดับ ดังนั้นวงจรมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กโดยประมาณของวงจรมิตเตอร์ร่วม (common emitter) สามารถเขียนได้ดังรูปที่ ก.2



รูปที่ ก.2 วงจรมูลของวงจรมิตเตอร์ร่วม

ทฤษฎีการทำงานและสมการ โดยละเอียดเกี่ยวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ได้มีการนำเสนอแพร่หลายเป็นที่รู้จักมากพอสมควรแล้ว [3] ดังนั้นจะขอก้าวถึงเฉพาะสมการสำคัญที่นำมาใช้ในการวิเคราะห์และอ้างผลของวงจรเท่านั้น โดยคุณลักษณะทางไฟฟ้าสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่ (large signal) ของค่ากระแสคอลเลกเตอร์ (I_C) ที่เกิดขึ้นสามารถอธิบายได้ดังสมการที่ (ก.1)

$$I_C = \frac{qD_B n_i^2 A_E}{Q_B} \exp\left(\frac{qV_{be}}{kT}\right) \quad (\text{ก.1})$$

จากสมการที่ (ก.1) สามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right) \quad (\text{ก.2})$$

โดยที่

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

และ

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

เมื่อ

- q = ความจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน (electron charge) มีค่าเท่ากับ 1.602×10^{-19} (C)
- D_B = ค่าสัมประสิทธิ์การแพร่ของอิเล็กตรอนหรือโฮลในขาเบส (cm^2/s)
- n_i = ค่าความหนาแน่นประจุพาหะชนิดหนึ่งชนิดใดของสารกึ่งตัวนำอินทรีนซิก (cm^{-3})
- A_E = ค่าพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ (cm^2)
- Q_B = ค่าจำนวนอะตอมของสารเจือในเบสต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่อิมิตเตอร์ (cm^{-3})
- V_{BE} = ค่าศักดาไฟฟ้าที่รอยต่อขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ (V)
- k = ค่าคงที่ของ Boltzmann's constant มีค่าเท่ากับ 1.38×10^{-23} (J/K)
- T = ค่ากระแสอิ่มตัว (saturation current) (A)
- I_S = ค่ากระแสอิ่มตัว (saturation current) (A)
- J = ค่าความหนาแน่นของกระแส (A/cm^2)
- V_T = ค่าศักดาเชิงอุณหภูมิ (thermal voltage) (V)

จากสมการที่ (ก.2) พบว่าค่ากระแส I_C จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน V_T โดยที่ค่าของ V_T มีค่าประมาณ 25.8 mV ที่อุณหภูมิ $27^\circ C$ ซึ่งจะเห็นได้ว่าสมการของกระแส I_C มีคุณลักษณะเป็นแบบเอ็กโพเนนเชียล (exponential) จากความสัมพันธ์ของค่ากระแส I_C กับค่าแรงดัน V_{CE} การทำงานของแบบจำลองจะให้ค่ากระแส I_C คงที่เทียบค่าแรงดัน V_{CE} เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงแอกทีฟ แต่ในทางปฏิบัติเมื่อค่าแรงดัน V_{CE} เพิ่มขึ้นจะมีผลทำให้ค่ากระแส I_C เพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งปรากฏการณ์นี้เกิดขึ้นเนื่องมาจากผลของ base-width modulation ทำให้ค่ากระแส I_C เป็นดังสมการ (ก.3)

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right) \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) \quad (\text{ก.3})$$

เมื่อ V_A คือ ค่าแรงดันเออร์ลี่ (early voltage) ของทรานซิสเตอร์ โดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 130 โวลต์ จากสมการที่ (ก.2) สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดัน V_{be} กับกระแส I_C ได้เป็น

$$V_{be} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (\text{ก.4})$$

จากวงจรสมมูลของวงจรอิมิตเตอร์ร่วมสำหรับสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ ก.2 สามารถหาสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ต่างๆของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ได้ดังต่อไปนี้

จากสมการที่ (ก.2) จะหาค่าอัตราการส่งผ่านความนำ g_m ได้จากความสัมพันธ์ของอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส I_C กับค่าแรงดัน V_{be} ซึ่งจะเป็นดังสมการที่ (ก.5)

$$\begin{aligned} g_m &= \left. \frac{dI_C}{dV_{be}} \right|_{v_{be}=0} \\ &= \frac{I_C}{V_T} \end{aligned} \quad (\text{ก.5})$$

เห็นได้ว่าอัตราการส่งผ่านความนำ g_m จะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง V_T และจะมีความเป็นเชิงเส้นโดยแปรตามค่ากระแสไบอัสที่ขาคอลเลกเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ส่วนอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส I_B เทียบกับค่าแรงดัน V_{be} จะได้ว่า

$$g_{\pi} = \left. \frac{dI_b}{dV_{be}} \right|_{v_{bc}=0}$$

$$= \frac{1}{\beta_F} \frac{dI_C}{dV_{be}} = \frac{g_m}{\beta_F} \quad (\text{ก.6})$$

เมื่อ β_F คือ ค่าอัตราขยายกระแสวงจรมิตเตอร์ร่วม และ g_{π} คือ ค่าอัตราการส่งผ่านความนำที่ขาเบสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

หรือสามารถแสดงอยู่ในรูปของค่าความต้านทาน r_{π} ได้เป็น

$$r_{\pi} = \frac{1}{g_{\pi}}$$

$$= \frac{\beta_F}{g_m} \quad (\text{ก.7})$$

ส่วนความต้านทานขาออก r_o หาได้จากความสัมพันธ์ของอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส I_C กับค่าแรงดัน V_{CE} โดยจากสมการที่ (ก.3) จะได้

$$\frac{1}{r_o} = g_o = \left. \frac{dI_C}{dV_{CE}} \right|_{v_{ce}=0}$$

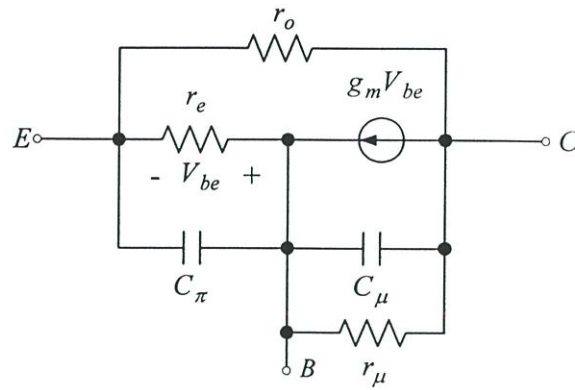
$$= \frac{I_S}{V_A} \exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right)$$

$$= \frac{I_C}{V_A} \quad (\text{ก.8})$$

หรือ

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} \quad (\text{ก.9})$$

จากวงจรสมมูลที่ใช้ในวงจรมิตเตอร์ร่วมสามารถเขียนวงจรสมมูลให้อยู่ในวงจรเบสร่วม (common base) ได้ดังรูปที่ ก.3



รูปที่ ก.3 วงจรสมมูลของวงจรเบสร่วม

ซึ่งค่าความต้านทานที่ขาอิมิตเตอร์ r_e ของวงจรเบสร่วมนั้น จะมีค่าเท่ากับ

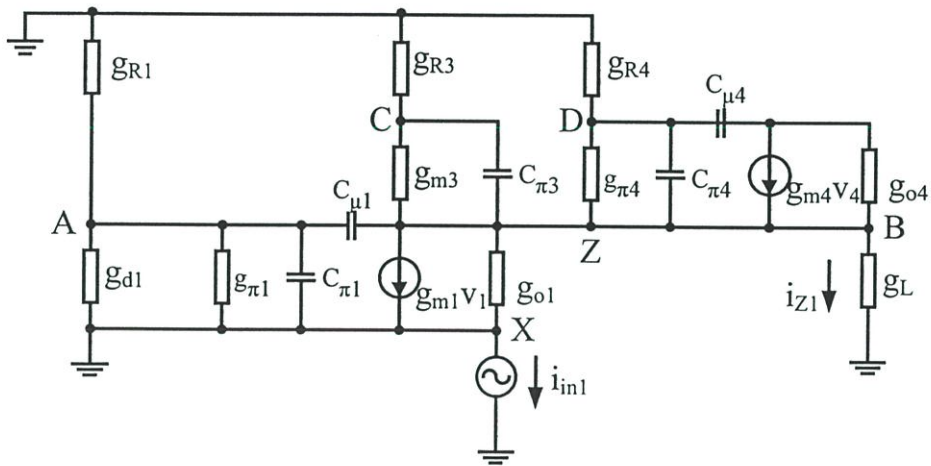
$$\begin{aligned}
 r_e &= \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_\pi}} \\
 &= \frac{1}{g_m(1 + 1/\beta_F)} \\
 &= \frac{\alpha_F}{g_m} \\
 &\cong \frac{V_T}{I_C}
 \end{aligned}$$

เมื่อ α_F คืออัตราขยายกระแสของวงจรเบสร่วม

ภาคผนวก ข.

การหาฟังก์ชันส่งผ่านของสัญญาณกระแสไฟฟ้า i_{in1} ที่พอร์ต X กับ i_{z1} ที่พอร์ต Z สำหรับ การวิเคราะห์หาฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรสายพานกระแสที่สองนั้น จะประมาณการวิเคราะห์ โดยเลือกวิเคราะห์แค่เพียงชุดใดชุดหนึ่งของคู่ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ในวงจรสายพานกระแสที่ สองเท่านั้น และจะเปลี่ยนความต้านทานทุกตัวในวงจรให้เป็นความนำทั้งหมด คือ $g_{\pi} = \frac{1}{r_{\pi}}$

และ $g_o = \frac{1}{r_o}$ ซึ่งกำหนดให้ $g_m \gg g_{\pi} \gg g_o$ ขั้นตอนการวิเคราะห์มีดังนี้



รูปที่ ข.1 วงจรสมมูลที่ใช้วิเคราะห์หาฟังก์ชันส่งผ่าน

พิจารณาที่โหนด X

$$i_{in1} = (g_{m1} + g_{\pi1} + sC_{\pi1})V_1 + g_{o1}(V_X - V_Z)$$

เมื่อ $g_m \gg g_{\pi} \gg g_o$ สามารถจัดรูปใหม่

$$i_{in1} = (g_{m1} + sC_{\pi1})V_1 \quad (ก.1)$$

พิจารณาที่โหนด C

$$V_C = \frac{(g_{m3} + sC_{\pi3})(-V_Z)}{(g_{R3} - g_{m3} - sC_{\pi3})} \quad (ก.2)$$

พิจารณาที่โหนด D

$$V_D = \frac{(g_{m4} - sC_{\pi4})V_Z}{(g_{m4} + g_{R4} - sC_{\pi4})} \quad (\text{ค.3})$$

พิจารณาที่โหนด Z

$$V_1 = \frac{-(g_{m3} + sC_{\pi3})(V_C - V_Z) - (g_{\pi4} + sC_{\pi4})(V_D - V_Z) + sC_{\mu4}(V_Z - V_B) + sC_{\mu1}V_Z}{sC_{\mu1} - g_{m1}} \quad (\text{ค.4})$$

พิจารณาที่โหนด B

$$V_Z = \frac{i_{z1} + g_{m4}V_D + sC_{\mu4}V_B}{g_{m4} + sC_{\mu4}} \quad (\text{ค.5})$$

เมื่อ

$$V_B = i_{z1}g_L \quad (\text{ค.6})$$

แทนค่า V_B และ V_D ลงในสมการที่ (ค.5) จะได้

$$V_Z = \frac{(g_{m4} + g_{R4} - sC_{\pi4})(1 + sC_{\mu4}g_L)i_{z1}}{(g_{m4} + g_{R4} - sC_{\pi4})(g_{m4} + sC_{\mu4}) - g_{m4}(g_{m4} - sC_{\pi4})} \quad (\text{ค.7})$$

แทนค่า V_B, V_C, V_D, V_Z และ V_1 ลงในสมการที่ (ค.1) ฟังก์ชันการส่งผ่านกระแสจะได้ว่า

$$\begin{aligned} \frac{i_{z1}}{i_{in1}} = & (-g_{m4} + C_{\pi4}s)(g_{m1} - C_{\mu1}s)C_{\mu4} / ((g_{m1} + C_{\pi1}s)(-g_{m4}C_{\mu1} - g_{m4}C_{\mu4} + 2g_{\pi4}C_{\pi4} \\ & + 2C_{\pi4}^2sC_{\pi4}C_{\mu1}s + C_{\pi4}C_{\mu4}s - g_{m4}g_LC_{\mu1}C_{\mu4}s + 2g_{\pi4}g_LC_{\pi4}C_{\mu4}s + 2g_LC_{\pi4}^2C_{\mu4}s^2 \\ & + g_LC_{\pi4}C_{\mu1}C_{\mu4}s^2)) \end{aligned} \quad (\text{ค.8})$$

ซึ่งเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณกระแสไฟฟ้า i_{in1} ที่พอร์ต X กับ i_{z1} ที่พอร์ต Z

ภาคผนวก ค.

โมเดลสำหรับโปรแกรม PSPICE ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ภายในวิทยานิพนธ์

ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906

model Q2N3904 NPN

+ Is = 6.734f	Xti = 3	Eg = 1.11	Vaf = 74.03	Bf = 416.4
+ Ne = 1.259	Ise = 6.734f	Ikf = 66.78m	Xtb = 1.5	Br = .7371
+ Nc = 2	Isc = 0	Ikr = 0	Rc = 1	Cjc = 3.638p
+ Mjc = .3085	Vjc = .75	Fc = .5	Cje = 4.493p	Mje = .2593
+ Vje = .75	Tr = 239.5n	Tf = 301.2p	Itf = .4	Vtf = 4
+ Xtf = 2	Rb = 10			

model Q2N3906 PNP

+ Is = 1.41f	Xti = 3	Eg = 1.11	Vaf = 18.7	Bf = 180.7
+ Ne = 1.5	Ise = 0	Ikf = 80m	Xtb = 1.5	Br = 4.977
+ Nc = 2	Isc = 0	Ikr = 0	Rc = 2.5	Cjc = 9.728p
+ Mjc = .5776	Vjc = .75	Fc = .5	Cje = 8.063p	Mje = .3677
+ Vje = .75	Tr = 33.42n	Tf = 179.3p	Itf = .4	Vtf = 4
+ Xtf = 6	Rb = 10			

ไดโอดเบอร์ 1N4148

model D1N4148

+ Is = 2.682n	N = 1.836	Isr = 1.565n	Ikf = 04417	Bv = 100
+ Ibv = 100μ	Rs = .5664	Tt = 11.54n	Cjo = 4p	Vj = .5
+ M = .3333				

มาตรฐานสายไฟของวงจรรับส่งสัญญาณกระแสที่ใช้ภายในวิทยานิพนธ์

มาตรฐานสายไฟทั่วไป แบ่งออกเป็น 2 มาตรฐาน ได้แก่

1. American Wire Gauges (AWG)

ตารางที่ ค.1 มาตรฐานสายไฟ American Wire Gauges (AWG)

AWG gauge	Diameter Inches	Diameter mm	Ohms per 1000 ft	Ohms per km	Maximum amps for chassis wiring	Maximum amps for power transmission
0000	0.46	11.684	0.049	0.16072	380	302
000	0.4096	10.40384	0.0618	0.202704	328	239
00	0.3648	9.26592	0.0779	0.255512	283	190
0	0.3249	8.25246	0.0983	0.322424	245	150
1	0.2893	7.34822	0.1239	0.406392	211	119
2	0.2576	6.54304	0.1563	0.512664	181	94
3	0.2294	5.82676	0.197	0.64616	158	75
4	0.2043	5.18922	0.2485	0.81508	135	60
5	0.1819	4.62026	0.3133	1.027624	118	47
6	0.162	4.1148	0.3951	1.295928	101	37
7	0.1443	3.66522	0.4982	1.634096	89	30
8	0.1285	3.2639	0.6282	2.060496	73	24
9	0.1144	2.90576	0.7921	2.598088	64	19
10	0.1019	2.58826	0.9989	3.276392	55	15
11	0.0907	2.30378	1.26	4.1328	47	12
12	0.0808	2.05232	1.588	5.20864	41	9.3
13	0.072	1.8288	2.003	6.56984	35	7.4
14	0.0641	1.62814	2.525	8.282	32	5.9
15	0.0571	1.45034	3.184	10.44352	28	4.7
16	0.0508	1.29032	4.016	13.17248	22	3.7
17	0.0453	1.15062	5.064	16.60992	19	2.9

ตารางที่ ค.1 (ต่อ)

AWG gauge	Diameter Inches	Diameter mm	Ohms per 1000 ft	Ohms per km	Maximum amps for chassis wiring	Maximum amps for power transmission
18	0.0403	1.02362	6.385	20.9428	16	2.3
19	0.0359	0.91186	8.051	26.40728	14	1.8
20	0.032	0.8128	10.15	33.292	11	1.5
21	0.0285	0.7239	12.8	41.984	9	1.2
22	0.0254	0.64516	16.14	52.9392	7	0.92
23	0.0226	0.57404	20.36	66.7808	4.7	0.729
24	0.0201	0.51054	25.67	84.1976	3.5	0.577
25	0.0179	0.45466	32.37	106.1736	2.7	0.457
26	0.0159	0.40386	40.81	133.8568	2.2	0.361
27	0.0142	0.36068	51.47	168.8216	1.7	0.288
28	0.0126	0.32004	64.9	212.872	1.4	0.226
29	0.0113	0.28702	81.83	268.4024	1.2	0.182
30	0.01	0.254	103.2	338.496	0.86	0.142
31	0.0089	0.22606	130.1	426.728	0.7	0.113
32	0.008	0.2032	164.1	538.248	0.53	0.091
Metric 2.0	0.00787	0.200	169.39	555.61	0.51	0.088
33	0.0071	0.18034	206.9	678.632	0.43	0.072
Metric 1.8	0.00709	0.180	207.5	680.55	0.43	0.072
34	0.0063	0.16002	260.9	855.752	0.33	0.056
Metric 1.6	0.0063	0.16002	260.9	855.752	0.33	0.056
35	0.0056	0.14224	329	1079.12	0.27	0.044

ตารางที่ ค.1 (ต่อ)

AWG gauge	Diameter Inches	Diameter mm	Ohms per 1000 ft	Ohms per km	Maximum amps for chassis wiring	Maximum amps for power transmission
Metric 1.4	.00551	.140	339	1114	0.26	0.043
36	0.005	0.127	414.8	1360	0.21	0.035
Metric 1.25	.00492	0.125	428.2	1404	0.20	0.034
37	0.0045	0.1143	523.1	1715	0.17	0.0289
Metric 1.12	.00441	0.112	533.8	1750	0.163	0.0277
38	0.004	0.1016	659.6	2163	0.13	0.0228
Metric 1	.00394	0.1000	670.2	2198	0.126	0.0225
39	0.0035	0.0889	831.8	2728	0.11	0.0175
40	0.0031	0.07874	1049	3440	0.09	0.0137

2. Standard Wire Gauges (SWG)

ตารางที่ ค.2 เปรียบเทียบขนาดสายไฟมาตรฐาน Standard Wire Gauges (SWG)

Wire Number	Imperial Standard Wire Gauge	American Wire Gauge
gauge	ins. dia.	ins. dia.
0000000 (7/0)	0.5000	-
000000 (6/0)	0.4640	0.580000
00000 (5/0)	0.4320	0.516500
0000 (4/0)	0.4000	0.460000
000 (3/0)	0.3720	0.409642
00 (2/0)	0.3480	0.364796
0 (1/0)	0.3240	0.324861
1	0.3000	0.289297
2	0.2760	0.257627
3	0.2520	0.229423
4	0.2320	0.2043
5	0.2120	0.1819
6	0.1920	0.1620
7	0.1760	0.1443
8	0.1600	0.1285
9	0.1440	0.1144
10	0.1280	0.1019
11	0.1160	0.0907
12	0.1040	0.0808
13	0.0920	0.0720
14	0.0800	0.0641
15	0.0720	0.0571
16	0.0640	0.0508
17	0.0560	0.0453
18	0.0480	0.0403
19	0.0400	0.0359
20	0.0360	0.0320
21	0.0320	0.0285
22	0.0280	0.0253
23	0.0240	0.0226
24	0.0220	0.0201

ตารางที่ ก.2 (ต่อ)

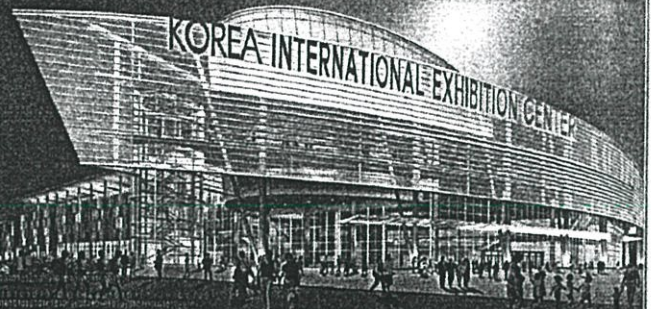
Wire Number	Imperial Standard Wire Gauge	American Wire Gauge
gauge	ins. dia.	ins. dia.
25	0.0200	0.0179
26	0.0180	0.0159
27	0.0164	0.0142
28	0.0148	0.0126
29	0.0136	0.0113
30	0.0124	0.0100
31	0.0116	0.0089
32	0.0108	0.0080
33	0.0100	0.0071
34	0.0092	0.0063
35	0.0084	0.0056
36	0.0076	0.0050
37	0.0068	0.0045
38	0.0060	0.0040
39	0.0052	0.0035
40	0.0048	0.0031
41	0.0044	0.0028
42	0.0040	0.0025
43	0.0036	0.0022
44	0.0032	0.0020
45	0.0028	0.0018
46	0.0024	0.0016
47	0.0020	0.0014
48	0.0016	0.0012
49	0.0012	0.0011
50	0.0010	0.0010
51	-	0.00088
52	-	0.00078
53	-	0.00070
54	-	0.00062
55	-	0.00055
56	-	0.00049

ภาคผนวก ง.

บทความวิจัยเกี่ยวข้องที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] V. Riewrula, T. Sungkabunchoo, K. Songsataya, A. Chaikla and P. Julsereewong, “Bi-directional current transceiver”, International conference on control, automation and systems., Proceedings of ICCAS 2005, pp. 861 – 863.
- [2] P. Mahattumthanant, T. Kamsri, W. Petchmaneelumka, T. Sungkabunchoo, V. Riewruja, “A current-mode CMOS Sample-and-Hold circuit for ADC”, Proceedings of SCIE-ICCAS 2006, pp.5758 - 5761

Final Program & Digest Book



ICCAS 2005

**International Conference on
Control, Automation, and Systems**

June 2-5, 2005

**KINTEX(Korea International Exhibition Center)
The Province of Gyeonggi, Korea**

ICASE

The Institute of Control, Automation and Systems Engineers, Korea
<http://www.icas.or.kr>

Bi-directional current transceiver

Kiettiwan Songsataya*, Tiparat Sungkabunchoo*, Vanchai Riewruja*, Amphawan Chaikla** and Prasit Julsereewong**

* Department of Control Engineering, Faculty of Engineering,

** Department of Instrumentation Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand.

(Tel : +66-2-739-0757; E-mail: vanchai@cs.eng.kmitl.ac.th)

Abstract: The current-mode circuit technique to design a bi-directional current transceiver for remote control systems and telemetering systems is presented in this paper. The proposed transceiver can transmit and receive the industrial standard current signal 4-20mA at the same time using two wires connection. The realization method is based on a second generation current conveyor (CCII) and a current mirror, which can be implemented using a commercially available device. To demonstrate the performance of the proposed scheme, the transceiver was simulated by the use of the PSPICE analog simulation program. The simulation results verifying the circuit performance are agreed with the expected values. The crosstalk of the proposed transceiver of about -63dB is observed.

Keywords: CCII, Current transceiver, Telemetering, Current-mode circuit

1. INTRODUCTION

The transmission signals presented in the industrial control system are traditionally broken into two-portion, voltage signal, and current signal. It is well known that a current signal transmission presents a superior than a voltage signal transmission [1]. For the remote control system and the telemetering system, the voltage signal transmission will occur an error of the sending signal. This is due to the series resistance that causes by the output resistance of the transmitter, the resistance at the destination or the load and the resistance of the wire used. The use of current signal transmission will eliminate the effect of series resistance to ensure that the destination will receive the sending signal without lost. In many industrial applications, the control signal and sensing signal or feedback signal are transmitted and received from the distant station and in the form of current signal. The flow of the current signal in the transmission loop, which is two wire structure, allows only one direction flow or only one signal. Thus the control signal and feedback signal are impossible to combine the current signal more than one signal in the same transmission loop. For the industrial control system, the process variable is usually sent to the controller by one process variable per one signal transmission loop. It should be noted that the transmission loop will be double for the redundant system. If two current signals or bi-directional current signal can be applied to the transmission loop, then the advantage will be gained.

In this article, bi-directional current transceiver is presented. The proposed transceiver can transmit and receive a current signal using only one transmission loop at the same time. The proposed structure is based on the use of the second-generation current conveyor [2-4] to transmit and receive the current signal via the standard current 4 to 20mA. The basic performances of the proposed circuit are demonstrated using PSPICE simulation program. The cross talk of about -63dB is observed. The frequency response of the proposed circuit is about 445kHz. It should be noted that the proposed transceiver is suitable for the real time transmitted and received current signal in the industrial applications using single transmission loop.

2. CIRCUIT DISCRPTION

The second generation current conveyor (CCII) has been introduced in 1970 [5]. It is a three-part network defined by the following matrix equation:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (1)$$

The structure of the CCII is similar to the voltage-to-current converter. The proposed bi-directional transceiver structure (TR) using CCII is shown in Fig. 1. where CA₁ is the two-output current amplifier. The operating of the transceiver can be explained as follows. Assuming that the pairs of CCII and CA are well matched. From Fig. 1 the input port Y of CCII₁ and CCII₂ are connected to ground, that cause the voltage at node A and B equal to zero. When node A is connected with node B via the signal transmission loop, the output port X of the CCII₁ and CCII₂ are connected together. Therefore the current i_{x1} and i_{x2} are equal. The current at node A and B can be written as :

$$i_{12} + i_{22} = i_{x1} + i_{x2} \quad (2)$$

The current i_{m1} and i_{m2} are transferred to the current i_{12} and i_{22} by the current amplifier CA₁ and CA₂, respectively, with the current gain equal to two. Thus the current i_{x1} and i_{x2} can be stated as:

$$i_{x1} = i_{x2} = i_{m1} + i_{m2} \quad (3)$$

The current i_{x1} and i_{x2} are transferred to the current i_{z1} and i_{z2} at port Z of the CCII₁ and CCII₂, respectively, with the unity current gain ($i_{z1} = i_{x1}$, $i_{z2} = i_{x2}$). The current i_{11} and i_{21} are forced to equal the current i_{m1} and i_{m2} by the current amplifier CA₁ and CA₂, respectively. Therefore the currents i_{out1} , and i_{out2} can be stated as:

$$i_{out1} = i_{z1} - i_{11} = i_{m2} \quad (4a)$$

$$i_{out2} = i_{z2} - i_{22} = i_{m1} \quad (4b)$$

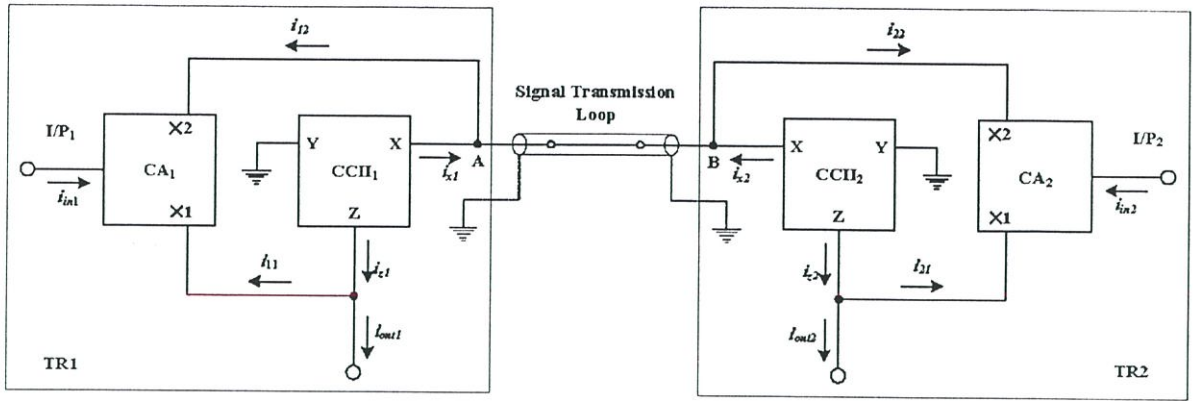


Fig. 1 Bi-directional Transceiver

It can be seen that the signal current i_{in1} of transceiver TR₁ is transmitted to the output current i_{out2} of the transceiver TR₂. Similarly, the current i_{in2} is transmitted to the current i_{out1} . From the operation of the proposed structure, both of the input signal currents i_{in1} and i_{in2} of the transceiver TR₁ and TR₂, respectively, can be transmitted to each other using only one transmission loop. The CCII used in the proposed transceiver is depicted in Fig. 2(a). From Fig. 2(a), an operational amplifier (opamp) A₁, diodes D₁ and D₂, transistors Q₁ and Q₂ form as a class AB power amplifier. The inverting input of an opamp A₁ is connected with node C to form a unity gain amplifier. The voltage at port y will be accurately transferred to port x. If the current i_x is applied to port x, then the collector current I_{c1} and I_{c2} of the transistors Q₁ and Q₂ can be approximated as [6].

$$I_{C1} = \left\{ (4I_B^2 + i_x^2)^{\frac{1}{2}} - i_x \right\} / 2 \quad (5(a))$$

and

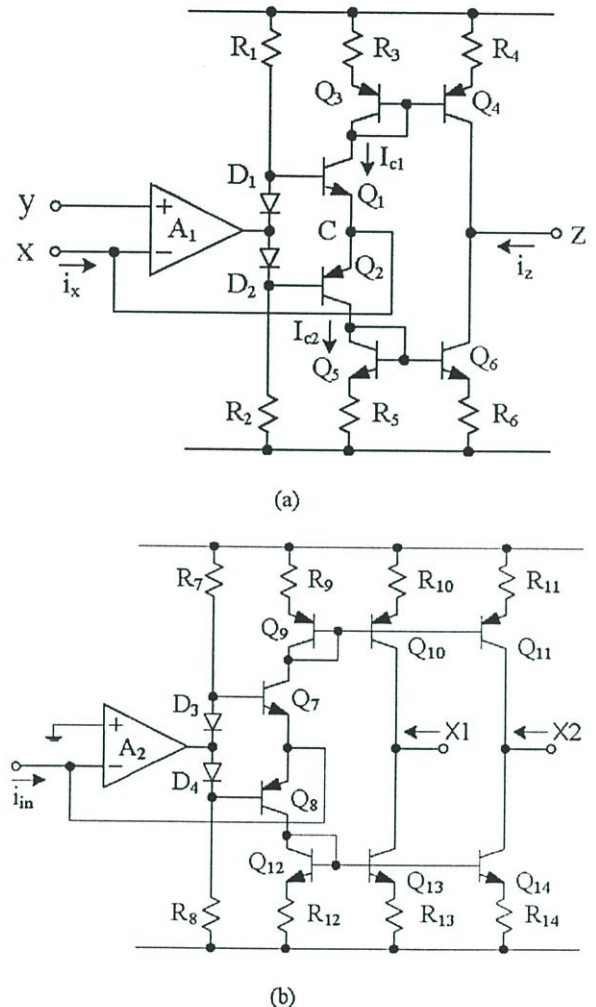
$$I_{C2} = \left\{ (4I_B^2 + i_x^2)^{\frac{1}{2}} + i_x \right\} / 2 \quad (5(b))$$

Where I_B is the quiescent current of the transistors Q₁ and Q₂. Transistors Q₃-Q₄, resistors R₃-R₄ and transistors Q₅-Q₆, resistors R₅-R₆ form as unity gain positive and negative current mirrors. The currents I_{c1} and I_{c2} are reflected to port z and the output current i_z can be stated as :

$$i_z = I_{C2} - I_{C1} = i_x \quad (6)$$

The current i_z is now equal to the current i_x . Fig. 2(b) shows the multiple output current amplifier CA. From Fig. 2(b), the current gain of the output x1 and x2 are unity gain and twice gain, respectively. The circuit operation is similar to the circuit in Fig. 2(a). The noninverting input of an opamp A₂ is connected to ground. Thus the inverting input becomes virtual ground and the current i_{in} can be transferred to the output x1 and x2. The positive and negative unity gain current mirrors are formed by transistors Q₉-Q₁₀, resistors R₉-R₁₀ and transistors Q₁₂-Q₁₃, resistors R₁₂-R₁₃, respectively.

Consequently, the value of the resistors R₁₁ and R₁₄ are set to half value of the resistors R₉ and R₁₂, respectively, generate the current $2i_{in}$ at the output node x2.

Fig. 2 (a) Second generation current conveyor (CCII)
(b) Multiple output current amplifier (CA)

3. SIMULATION RESULTS

The performance of the proposed transceiver was simulated using PSPICE analog simulation program. The simulation was carried out using the transistor parameters of 2N3904 and 2N3906 for NPN and PNP transistors, respectively, and the op-amp parameters of AD818. The supply voltages $V_{CC} = -V_{EE}$ were set to 15V.

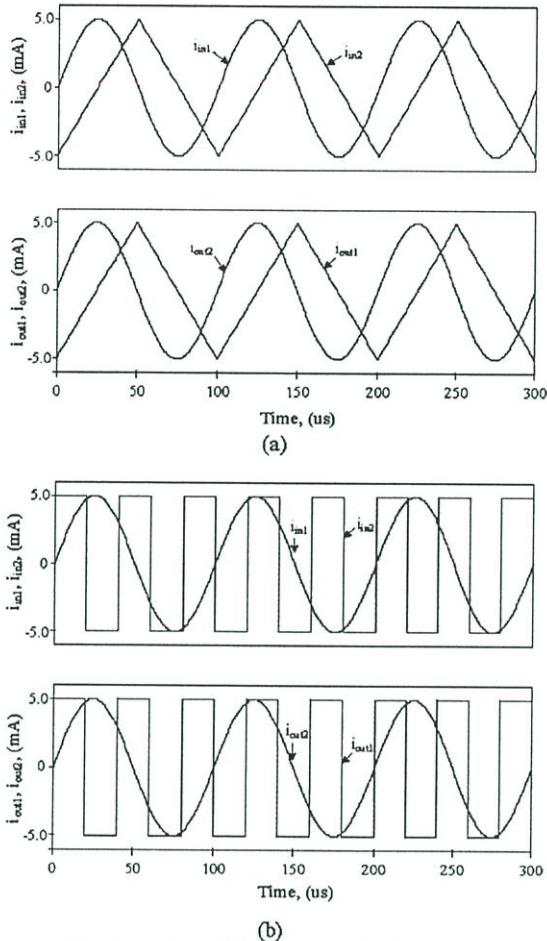


Fig. 3 (a) Sinusoidal wave $i_{in1} = 10\text{kHz}$, 5mA
 Triangular wave $i_{in2} = 10\text{kHz}$, 5mA
 (b) Sinusoidal wave $i_{in1} = 10\text{kHz}$, 5mA
 Square wave $i_{in2} = 10\text{kHz}$, 5mA

Fig. 3(a) shows the test of two frequency waveform, sinusoidal and triangular wave with 10kHz and peak amplitude of 5mA. The sinusoidal wave is applied to the current signal i_{in1} and transmitted to the output current signal i_{out2} . Similarly, the triangular wave of the signal current i_{in2} is transmitted to the output signal current i_{out1} . The test of the sinusoidal and square wave is also shown in Fig. 3(b). It should be noted that two signals can be transmitted using only into one transmission loop. The leakage signal from the input current i_{in1} to the output current i_{out1} is verified in the term of crosstalk. The crosstalk of the proposed transceiver is shown in Fig. 4. It should be noted that the average value of the crosstalk is about -63dB and the worse-case crosstalk about -59dB is observed. The frequency response of the proposed transceiver is about 445kHz as shown in Fig. 5.

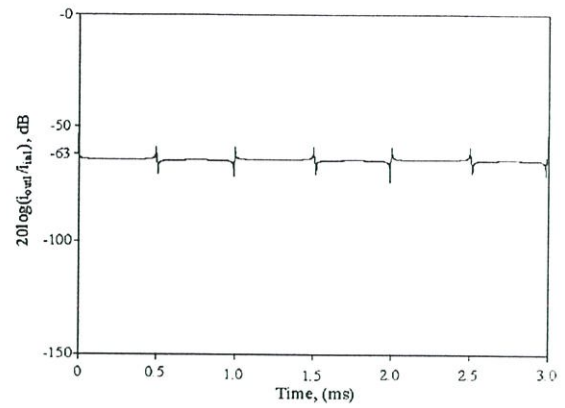


Fig. 4 Crosstalk

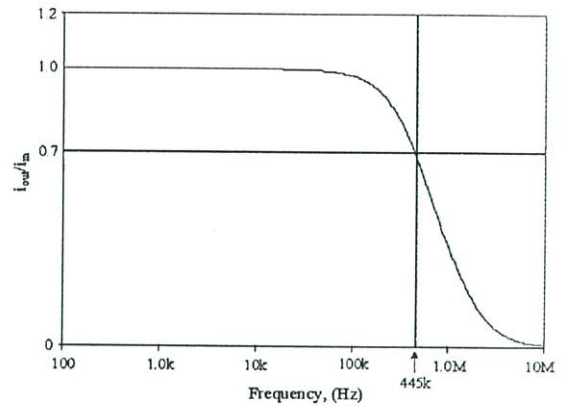


Fig. 5 Frequency response

4. CONCLUSION

A bi-directional current transceiver based on CCII has been presented. The proposed transceiver can be implemented using the commercially available devices. Two current signals can be transmitted using only one transmission loop with industrial standard current signal 4-20mA. The crosstalk of the transceiver is very low. The proposed transceiver is suitable for remote control and telemetering systems.

REFERENCES

- [1] Jacob J. Michael, 1989. Industrial Control Electronics, Prentice-Hall.
- [2] C. Toumazou, F.J. Lidgley and D.G. Haigh, April, 1990. Analogue IC design : the current-mode approach, Peter Peregrinus Ltd.
- [3] Edwin W. Greneich, 1997. Analog Integrated circuits, Chapman & Hall.
- [4] Fabre A., Saaid O., Wiest, F. and Boucheron, C., 1996. High frequency applications based on a new current controlled conveyor, IEEE Trans. Circuit & Systems, CAS vol. 43, no. 2, 82-91.
- [5] Adel S. Sedra and Kenneth C Smith. "Micro electronic circuits" Fourth edition. 1998. Oxford University press.
- [6] C. Toumazou, F.J. Lidgley and D.G. Haigh. "Analogue IC design: the current-mode approach". 1990. Peter peregrinus Ltd.

Final Program & Digest Book



SICE-ICCAS 2006

SICE - ICASE International Joint Conference 2006



October 18 - 21, 2006

BEXCO(Busan Exhibition & Convention Center), Busan, KOREA



The Society of Instrument and Control Engineers (SICE), Japan (<http://www.sice.or.jp>)



The Institute of Control, Automation and Systems Engineers (ICASE), Korea (<http://icase.or.kr>)

A Current-mode CMOS Sample-and-Hold Circuit for ADC

Phinet Mahatthumthanant, Thawatchai Kamsri, Wandee Petchmaneelumka,
Tiparat Sungkabunchoo, and Vanchai Riewruja

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand
(Tel : 66-2-739-0758; E-mail: vanchai@kmitlcs.net)

Abstract: This paper presents a current-mode sample-and-hold circuit using 0.5 μm CMOS technology. The input signal is sampled using a current subtracter and a half wave rectifier instead of a sampling switch used in the conventional sample-and-hold circuit. As a result, the switch feedthrough error is eliminated. The proposed circuit achieves high sampling frequency up to 100MHz and high accuracy. The performances of the proposed circuit are demonstrated by PSPICE simulation results.

Keywords: Sample-and-hold, Subtractor, Half-wave rectifier, Current-mode

1. INTRODUCTION

Digital signal processing is one of the most important technique in many applications such as video and audio system, measurement and instrumentation, and digital control system. An analog-to-digital converter (ADC) is the interface between analog signal and digital signal. To avoid the degradation of signal conversion from ADC, the sample-and-hold circuit (S/H) is required at front-end. Usually, S/H circuit employs a MOS switch to sample and hold an analog signal. Using the MOS switch exhibits signal distortion at the S/H output caused by switch-on resistance, channel charge injection, and clock feedthrough. These are major factors that contribute to discrepancy from ideal performances. In the past, the switch is implemented by a single MOS transistor. Unfortunately, the on resistance of the switch is varied with the switched voltage and dependent on the magnitude of control voltage [1]. In order to minimize the switch-on resistance, the bootstrapped switch technique and the switch control-voltage boosted technique have been proposed in literature [2-4]. The technique based on bootstrapped switch generates the constant gate-source voltage for the MOS switch to prevent the on-resistance effects. For the boosted technique, the voltage multiplier generates the control voltage in excess of the supply voltage for the MOS switch to reduce the switch-on resistance. The control voltage signal, which is usually up to twice the supply voltage, may produce a catastrophic failure caused by the voltage breakdown across the gate oxide. It should be noted that the sampling frequency can be varied in a narrow range due to the specific on-chip capacitance value used in both techniques. For charge injection and clock feedthrough cancellation, a differential configuration technique and a dummy transistor technique have been introduced [5-6]. However, these techniques have never completely cancelled the effects of channel charge injection and clock feedthrough.

The purpose of this paper is to propose a CMOS current-mode technique for realization of a high-speed and high accuracy S/H circuit. The proposed circuit employs a current subtracter and a half-wave rectifier

instead of a conventional sampling switch. The errors due to the charge injection and the clock feedthrough are minimized. The resulting performances of the proposed circuit show high accuracy and high sampling rate up to 100MHz.

2. CIRCUIT DISCRIPTION

Fig. 1 shows the block diagram of the proposed S/H circuit. It consists of current subtracter, half-wave rectifier, peak detector, and discharge scheme. The S/H control signal, i_{SH} , sets the operational state of the proposed circuit. The current i_{in} is the input signal, which has the value between zero and the value for the high state of i_{SH} . If the signal i_{SH} is set to low or $i_{SH} = 0\mu\text{A}$, the input signal i_{in} is sampled, and thus transmitted to the output. Otherwise, i_{SH} is set to high such as $i_{SH} = 50\mu\text{A}$, the last value sampled is held until the input is sampled again. The operation of the proposed S/H circuit as shown in Fig. 2 can be explained as follows.

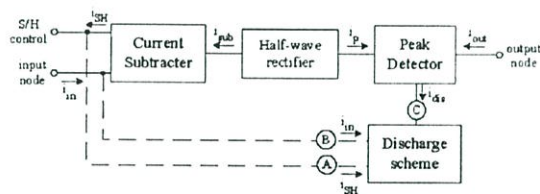


Fig. 1 Block diagram of the proposed S/H circuit.

Basically design of the proposed circuit, all transistors are well matched and operated in their saturation regions. The drain current of transistor operated in saturation region is expressed as [7]

$$i_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (v_{GS} - V_T)^2 = K(v_{GS} - V_T)^2 \quad (1)$$

where K , v_{GS} , and V_T are the device transconductance parameter, the gate-source voltage, and the threshold voltage, respectively. The transistors M_1 - M_2 and M_3 - M_4

in the current subtractor form as the unity-gain current mirrors to capture the control signal i_{SH} and the input current i_{in} to node D, respectively. Considering at node D, the current i_{sub} can be written as

$$i_{sub} = i_{in} - i_{SH} \quad (2)$$

The transistors M_5 - M_{10} function as the half-wave rectifier that produces a half-wave replica of the current i_{sub} . If the current i_{sub} is negative, the flow of the current i_{sub} through the transistor M_9 increases the voltage at node D, then the transistor M_5 is to cutoff. The current i_p is equal to zero. For a positive current i_{sub} , the transistors M_5 and M_9 are conduct and cutoff, respectively. Thus the current i_p is equal to i_{sub} . From Eq. (2), the current i_p can be stated as

$$i_p = \begin{cases} i_{in} & \text{for } i_{SH} = \text{'low' } \\ 0 & \text{for } i_{SH} = \text{'high' } \end{cases} \quad (3)$$

The current i_p is fed through the peak detector [8], to transmit to output node. The transistors M_{13} - M_{14} form as the unity-gain current mirror. The transistors M_{11} and M_{12} function as the current follower to provide the discharge current i_{dis} and the charge current i_{C1} to the capacitor C_1 , respectively. Considering at node F, the

gate-source voltages of transistors M_{13} and M_{14} are risen and held by the capacitor C_1 . From Eq. (1), the output current i_{out} can be stated as

$$i_{out} = i_{D13} = i_{D14} = K(v_{C1} - V_T)^2 \quad (4)$$

If $i_p = i_{in}$ and $i_{dis} = 0$, the voltage at node E, v_E , effects the transistor M_{12} to conduct. The flow of the charge current i_{C1} through the capacitor C_1 , which is equal to i_{D12} , increases the voltage v_{C1} . Then the transistors M_{13} and M_{14} are activated. When the voltage v_{C1} rises to the steady state value that causes the transistor M_{12} to cutoff. The voltage v_{C1} still forces the transistors M_{13} and M_{14} to conduct, thus $i_{out} = i_{in}$. If $i_p = 0$, the peak value of input current i_{in} is less than that of the previous input signal, and $i_{dis} = 0$, the voltage v_E is decreased. Therefore, the transistor M_{12} still turn off and the voltage v_{C1} is unchanged. If the input current i_{in} exceeds the output current and $i_{dis} = 0$, then the voltage v_E is increased and the transistor M_{12} is active. The voltage v_{C1} is risen to force the output current equal to the last sampled value. If the value of input current i_{in} is less than that of the previous input signal and $i_{dis} = 1$, the voltage v_{C1} is decreased. Therefore, the output current i_{out} is forced to be tracking i_{in} .

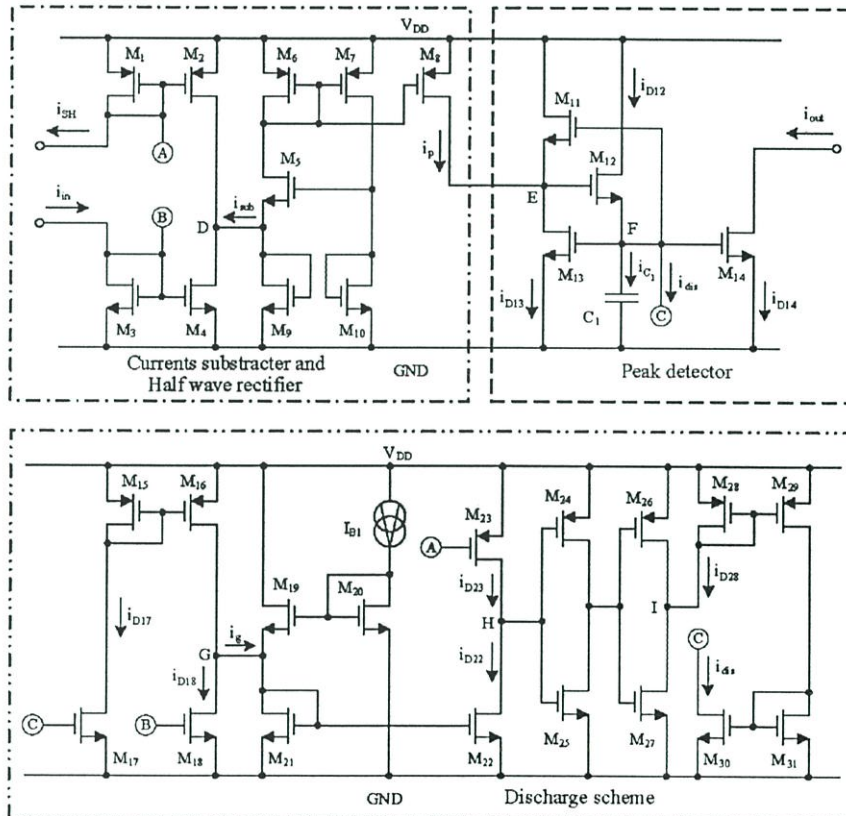


Fig. 2 Proposed S/H circuit.

In discharge scheme, the gates of transistors M_{17} , M_{18} , and M_{23} are connected to node C, node B, and node A, respectively. Thus $i_{D17} = i_p$, $i_{D18} = i_{in}$ and $i_{D23} = i_{SH}$. The transistors M_{15} - M_{16} function as the unity-gain current mirror to capture the current i_{D17} to node G. The current i_g can be stated as

$$i_g = i_{D17} - i_{D18} = i_p - i_{in} \quad (5)$$

The current i_g is fed through the half-wave rectifier that consists of the transistors M_{19} - M_{22} . From Eqs. (3) and (5), the current i_{D22} can be written as

$$i_{D22} = \begin{cases} i_p - i_{in} & \text{for } i_{p0} > i_{in} \\ 0 & \text{for } i_{p0} < i_{in} \end{cases} \quad (6)$$

Where i_{p0} is the previous peak current of the current i_p . The transistors M_{24} - M_{27} function as the current comparator to compare the current i_{D22} and i_{SH} . From Eq. (6), if the control signal i_{SH} is set to low, the voltage at node H can be given by

$$v_H = \begin{cases} 0 & \text{for } i_{p0} > i_{in} \\ V_{DD} & \text{for } i_{p0} < i_{in} \end{cases} \quad (7)$$

Otherwise, the current i_{SH} is set to high, we have

$$v_H = V_{DD} \quad (8)$$

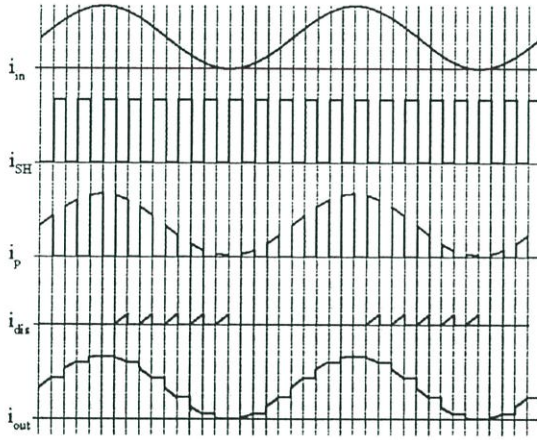


Fig. 3 Waveform sketches of the proposed circuit.

The voltage at node I, v_i , is forced to follow the voltage v_H by the use of the inverters M_{24} - M_{25} and M_{26} - M_{27} . Based on the unity-gain current mirrors M_{28} - M_{29} and M_{30} - M_{31} , the current i_{dis} is equal to i_{D28} . From Eqs. (7)-(8), the current i_{D28} or i_{dis} can be expressed as

$$i_{dis} = \begin{cases} K(V_{DD} - V_T)^2 & \text{for } i_{SH} = 'low' \text{ and } i_{p0} > i_{in} \\ 0 & \text{for } i_{SH} = 'low' \text{ and } i_{p0} < i_{in} \\ 0 & \text{for } i_{SH} = 'high' \end{cases} \quad (9)$$

From above discussion, the waveform sketches relating to various currents are shown in Fig. 3.

3. SIMULATION RESULTS

The performances of the proposed circuit were studied by using PSPICE analog simulation program. The BSIM MOS model of the $0.5\mu\text{m}$ CMOS process was used in the circuit simulation. The supply voltage and the current source were chosen as $V_{DD} = 3\text{V}$ and $I_{B1} = 50\mu\text{A}$. The ratio of channel width and length (W/L) of the devices are shown in Table 1.

Table 1 Devices aspect ratios.

Device	W/L ($\mu\text{m}/\mu\text{m}$)
$M_1, M_2, M_{17}, M_{20}, M_{21}, M_{22}, M_{23}, M_{24}, M_{25}, M_{26}, M_{27}, M_{30}$	2/1
$M_3, M_4, M_5, M_9, M_{18}, M_{19}$	5/1
$M_6, M_7, M_8, M_{11}, M_{15}, M_{16}$	10/1
$M_{12}, M_{13}, M_{14}, M_{28}, M_{29}$	4/1
M_{31}	6/1
M_{10}	1.2/1

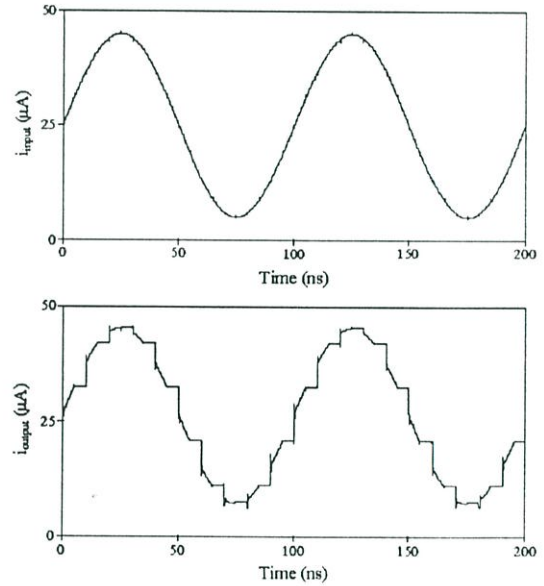


Fig. 4 Input and output waveforms for a 10MHz sinusoidal input sampled at 100MHz.

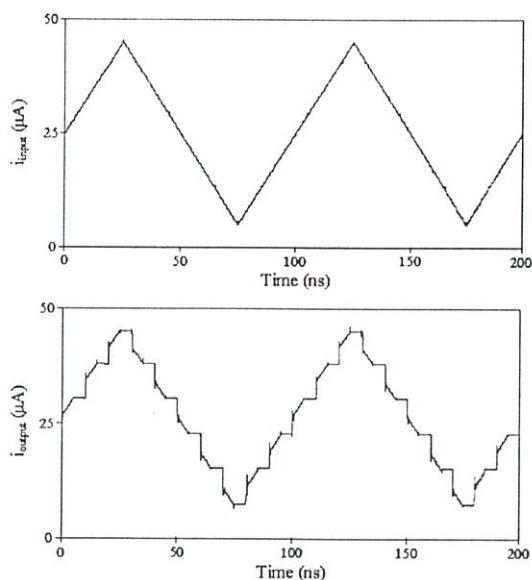


Fig. 5 Input and output waveforms for a 10MHz triangular input sampled at 100MHz

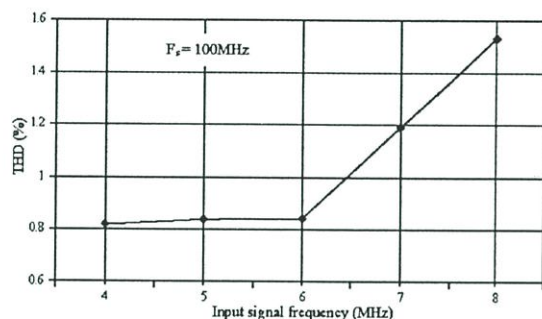


Fig. 6 THD versus the varied input signal frequency.

The input and output waveforms as shown in Fig. 4, the upper waveform is a sinusoidal input current of $\pm 20\mu\text{A}$ amplitude at 10MHz and the lower is the output current for the input current sampled at 100MHz. Fig. 5 shows the input and output waveforms, the upper waveform is a triangular input current of $\pm 20\mu\text{A}$ amplitude at 10MHz and the lower is the output signal for the input current sampled 100MHz. The total harmonic distortion (THD) versus the varied input signal frequency of the amplitude $\pm 20\mu\text{A}$ at 100MHz sampling frequency is shown in Fig. 6.

4. CONCLUSION

This paper describes a current sample-and-hold circuit using a current subtracter and a half wave rectifier instead of a sampling switch to avoid the clock feedthrough. The PSPICE simulation results verifying the performances of the proposed circuit are in close agreement with the theoretical.

REFERENCES

- [1] John W. Gates and Ezz I. El-Masry, "Switched-Current Analysis Program", *IEEE Transaction on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol. 34, no. 1, pp. 24-30, 1996.
- [2] A. K. Ong, V. I. Prodanov, and M. Tarsia, "A Method for Reducing the Variation in "On" Resistance of a MOS Sampling Switch", *IEEE International Symposium on Circuits and Systems ISCAS 2000*, Vol. 5 pp. V-437-V440, 2000.
- [3] Sonkusale S.R., Van der Spiegel J., "A low distortion MOS sampling circuit", *IEEE International Symposium on Circuits and Systems ISCAS 2002*, Vol. 5 pp. V-585 - V-588, 2002.
- [4] Fayomi C.J.B., Roberts G.W., Sawan M., "Low-voltage CMOS analog bootstrapped switch for sample-and-hold circuit: design and chip characterization", *IEEE International Symposium on Circuits and Systems ISCAS 2005*, Vol. 3 pp.2200 - 2203, 2005.
- [5] Ming-Jer Chen, Yen-Bin Gu, Jen-Yin Huang, Wei-Chen Shen, Wu T., Po-Chin Hsu, "A compact high-speed Miller-capacitance-based sample-and-hold circuit", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 45, Issue 2, pp. 198 - 201, 1998.
- [6] Luh L., Choma J., Jr., and Draper J., "A High-Speed Fully Differential Current Switch", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol. 47, no. 4, pp.358-363, 2000.
- [7] Paul R. Gray and Robert G. Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuit*, chapter 1, John Wiley & Sons, Inc., 1993.
- [8] V. Riewruja, A. Linthong, A. Kaewpoonsuk, R. Guntapong, and S. Supaph, "A Current-mode peak detector", *Proceeding of the 15th, KACC2000*, pp. 512-524, 2000.

ประวัติผู้เขียน

นางสาวทิพรรัตน์ สังขบุญชู เกิดเมื่อวันที่ 28 ธันวาคม พ.ศ. 2525 ที่จังหวัด กรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ (เครื่องมือวัดและควบคุม) สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือปีการศึกษา 2546 และต่อมาได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ในสาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2547 จนถึงปัจจุบัน