

การออกแบบวงจรขยายอินสทรูเมนต์แรงดันต่ำโดยใช้ซีมอส

A LOW -VOLTAGE CMOS INSTRUMENTATION AMPLIFIER



สุขุม ลัยกิจมงคล

SUKUM LAIKITMONGKOL

อพ.
๖๗๔๔-D
๒๕๔๘

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....
วัน,เดือน,ปี.....

61247

17 ก.ค. 2549

b.11543619
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2548

ISBN 974-15-2013-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A LOW -VOLTAGE CMOS INSTRUMENTATION AMPLIFIER



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2005

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ISBN 974-15-2013-1



COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรขยายอินสทรูเมนต์แรงดันต่ำโดยใช้ซีมอส
นักศึกษา	นาย สุขุม ลัยกิจมงคล
รหัสนักศึกษา	45060308
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2548
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วันชัย ธีรรัฐจา

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอวงจรขยายสัญญาณแบบอินสทรูเมนต์ในรูปแบบวงจรรวมบนพื้นฐานเทคโนโลยีของมอสทรานซิสเตอร์ วงจรที่นำเสนอประกอบด้วย วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส 2 วงจรต่อกันแบบสมพงษ์กัน โดยส่วนของการแปลงมีความถูกต้องในการขยายสัญญาณผลต่างและมีค่า CMRR สูง และเพื่อเป็นการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรขยายสัญญาณแบบอินสทรูเมนต์ที่ได้ทำการออกแบบ โดยได้มีการทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วย โปรแกรม PSPICE ผลการทดสอบสามารถที่ยืนยันถึงว่าวงจรขยายสัญญาณแบบอินสทรูเมนต์ที่ทำการออกแบบมีช่วงปฏิบัติงานที่กว้าง อัตราขยายผลต่างสูงและให้ผลลัพธ์ที่มีความแม่นยำสูงซึ่งถูกต้องเป็นไปตามหลักการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	A Low – voltage CMOS Instrumentation Amplifier
Student	Mr. Sukum Laikitmongkol
Student ID.	45060308
Degree	Master of Engineering
Programme	Control Engineering
Year	2005
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Vanchai Riewruja

ABSTRACT

This thesis presents an integrate circuit technique for Instrumentation Amplifier in MOS technology .The proposed circuit consists of two voltage to current converter in a balancing circuit. This converter combiner accuracy with differential signal handling and high CMRR . The PSPICE simulation results confirm that the performance of the proposed circuit . It shows the proposed circuit achieves a wide dynamic range, high differential gain, high accuracy and it is in agreement with the theoretical results.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	3
1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	3
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ความเป็นมาและทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์.....	5
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 ข้อดีและข้อเสียระหว่างมอสทรานซิสเตอร์ กับ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	6
2.2.1 ข้อดีของมอสทรานซิสเตอร์ เมื่อเทียบกับ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	6
2.2.2 ข้อเสียของมอสทรานซิสเตอร์เมื่อเทียบกับ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	7
2.3 ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์.....	8
2.3.1 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์.....	8
2.3.2 หลักการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ และสมการแสดงความสัมพันธ์สำหรับ สัญญาณขนาดใหญ่ (Large - Signal Model).....	11
2.3.3 แบบจำลองและสมการแสดงคุณสมบัติสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก(Small – Signal Model)	13
2.4 ค่าความจุไฟฟ้าในมอสทรานซิสเตอร์.....	15
2.5 สรุป.....	20

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 วงจรขยายอินสทรูเมนต์.....	21
3.1 กล่าวนำ.....	21
3.2 ความหมายของวงจรขยายอินสทรูเมนต์.....	21
3.3 คุณสมบัติโดยทั่วไปของวงจรขยายอินสทรูเมนต์.....	23
3.3.1 อัตราขยาย (Gain)	23
3.3.2 ช่วงของอัตราขยาย (Gain Range).....	23
3.3.3 ความผิดพลาดของอัตราขยาย (Gain Error).....	23
3.3.4 แรงดันออฟเซต (Offset Voltage).....	23
3.3.5 ค่าความไม่เป็นเชิงเส้น (Non linearity).....	24
3.3.6 อัตราการลดสัญญาณชนิดคอมมอน โหมดทั้งในกระแสสลับและกระแสตรง (AC and DC CMRR).....	24
3.3.7 ความต้านทานอินพุท (nput Impedance).....	25
3.3.8 ย่านการทำงาน (Adequate Bandwidth).....	25
3.3.9 ค่าความต้องการแหล่งจ่ายไฟ (Quiescent Supply).....	25
3.4 การประยุกต์ใช้งานวงจรขยายอินสทรูเมนต์.....	25
3.4.1 ระบบค่าแอกควิชชัน (DAQ : Data Acquisition).....	25
3.4.2 เครื่องมือทางการแพทย์ (Medical Instrumentation).....	26
3.4.3 การตรวจจับและควบคุมทางอิเล็กทรอนิกส์ (Monitor and Control Electronics)	27
3.4.4 การประยุกต์ในงานที่เกี่ยวข้องกับเสียง (Audio Application).....	27
3.4.5 การประยุกต์ใช้ในงานที่มีความต้องการการประมวลผลสัญญาณความเร็วสูง (High-Speed Signal Conditioning).....	28
3.4.6 การประยุกต์ใช้ในวงจรความถี่สูง (RF Application).....	28
3.4.7 การประยุกต์ใช้ในงานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronic Application).....	28
3.5 วงจรขยายอินสทรูเมนต์ที่มีการนำเสนอมานในอดีต.....	29
3.6 สรุป.....	36

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 วงจรขยายอินสทรูเมนต์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์.....	37
4.1 บทนำ.....	37
4.2 หลักการพื้นฐานของวงจรขยายอินสทรูเมนต์.....	37
4.3 หลักการทำงานของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส.....	38
4.4 วงจรขยายอินสทรูเมนต์แบบซีมอสที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์.....	40
4.5 การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรขยายอินสทรูเมนต์.....	41
4.5.1 การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานทางแรงดัน.....	42
4.5.1.1 การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันอินพุท.....	42
4.5.1.2 การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันเอาต์พุท.....	44
4.5.2 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุทและเอาต์พุท.....	45
4.5.2.1 ค่าความต้านทานทางด้านอินพุท.....	45
4.5.2.2 ค่าความต้านทานทางด้านเอาต์พุท.....	46
4.5.3 การวิเคราะห์หาค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่าง , ค่าอัตราขยายสัญญาณคอมมอน โหมด และค่าอัตราการลดสัญญาณชนิดคอมมอน โหมด (CMRR).....	46
4.5.3.1 ค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่าง.....	48
4.5.3.2 ค่าอัตราขยายคอมมอน โหมด.....	48
4.5.4.3 อัตราส่วนการกำจัดสัญญาณอินพุทแบบคอมมอน โหมด Common – mode rejection ratio (CMRR).....	49
4.5.4. การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายอินสทรูเมนต์.....	50
4.5.4.1. การหาค่าอัตราขยายผลต่าง.....	51
4.5.4.2. การหาค่าอัตราขยายคอมมอน โหมด.....	51
4.5.4.3. อัตราส่วนการกำจัดสัญญาณอินพุทแบบคอมมอน โหมด Common – mode rejection ratio (CMRR).....	52
4.5.5 การวิเคราะห์หาค่าผิดพลาดของวงจรขยายอินสทรูเมนต์.....	52
4.6. ผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE	54
4.6.1 ช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันด้านอินพุทและเอาต์พุท.....	54
4.6.2 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุท.....	55
4.6.3 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอาต์พุท	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.6.4 การวิเคราะห์ค่าอัตราขยายผลต่าง	57
4.6.5 การวิเคราะห์หาค่าอัตราขยายคอมมอน โหมด	59
4.6.6 การวิเคราะห์หาค่าอัตราส่วนการกำจัดสัญญาณอินพุตแบบคอมมอน โหมด Common - mode rejection ratio (CMRR)	60
4.6.7 การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายอินสทรูเมนต์.....	61
4.6.8 การวิเคราะห์ผลกระทบของอุณหภูมิในวงจรขยายอินสทรูเมนต์	62
4.6.9 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนของวงจรขยายอินสทรูเมนต์.....	63
4.7. สรุป.....	65
บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางการทำวิจัย.....	66
5.1 บทสรุป.....	66
5.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัย.....	67
เอกสารอ้างอิง.....	68
ภาคผนวก.....	70
ภาคผนวก ก. การใช้งานวงจรขยายสัญญาณในระบบงานตรวจวัด.....	71
ภาคผนวก ข. การประยุกต์ใช้งานวงจรขยายอินสทรูเมนต์ในงานการเรียงกระแสที่ขั้วตรง ครึ่งลูกคลื่น.....	74
ภาคผนวก ค. การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส.....	79
ภาคผนวก ง. การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส.....	83
ภาคผนวก จ. การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ(Active Device Noise).....	85
ภาคผนวก ฉ. แสดงถึงค่าโมเดลพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์.....	89
ภาคผนวก ช. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	93
ประวัติผู้เขียน.....	100

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1	แสดงอัตราส่วนค่าความกว้างต่อความยาวเซลล์แนล(W/L) ของมอสทรานซิสเตอร์.....54
4.2	แสดงค่าอัตราขยายผลต่างจากการทดลอง.....58
4.3	แสดงค่าอัตราขยายแบบคอมมอน โหมดจากการทดลอง.....59
4.4	แสดงค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่าง , อัตราขยายสัญญาณคอมมอน โหมด และCMRR.....60
4.5	แสดงคุณสมบัติโดยรวมของวงจรขยายอินสทรูเมนต์ที่นำเสนอโดยใช้งานที่ไฟเลี้ยง ขนาด $\pm 1.5V$ โวลต์.....64



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	แสดงเจอมาเนี่ยมทรานซิสเตอร์ที่ประดิษฐ์ขึ้น Bell Laboratories ปีค.ศ. 1950.....5
2.2	แสดงโครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์ แบบคิเพลทชั้นชนิดเอ็นแชนแนลและชนิดพี.....9
2.2(ก)	มอสทรานซิสเตอร์ ชนิดเอ็น(N - channel) 2.2(ข) มอสทรานซิสเตอร์ ชนิดพี (P - channel).....9
2.3	แสดงโครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์ แบบเอนแฮนซ์เมนต์ชนิดเอ็นแชนแนลและชนิดพี แชนแนล 2.3(ก)มอสทรานซิสเตอร์ ชนิดเอ็น(N - channel) 2.3(ข) มอสทรานซิสเตอร์ ชนิดพี(P - channel).....10
2.4	กราฟแสดงคุณสมบัติการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล.....11
2.5	วงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์.....13
2.6	แสดงแบบจำลองค่าความจุที่เกิดขึ้นบน โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์.....15
2.7	แสดงแบบจำลองค่าความจุที่เกิดขึ้นบน โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วง Saturation Region (หรือ Active Region).....15
2.8	แสดงแบบจำลองค่าความจุที่เกิดขึ้นบน โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วง Non-Saturation Region (หรือ Triode Region).....17
2.9	แสดงแบบจำลองค่าความจุที่เกิดขึ้นบน โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วง Cut-Off Region.....18
2.10	แผนภาพแสดงค่าความจุที่เกิดขึ้นบน โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงการทำงาน ย่าน Saturation Region (หรือ Active Region) , Non-Saturation Region (หรือ Triode Region) และช่วง Cut-Off Region.....19
3.1	แสดงไดอะแกรมการใช้งานและสัญลักษณ์ทั่วไปของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์.....21
3.2	แสดงการนำวงจรรขยายอินสทรูเมนต์การนำไปต่อใช้งานร่วมกับวงจรวัดเพื่อใช้ในการขยายสัญญาณจากเซนเซอร์วัดแรง.....26
3.3	แสดงการใช้งานวงจรรขยายอินสทรูเมนต์เพื่อใช้ในระบบ ECG Monitor.....26
3.4	แสดงการประยุกต์ใช้งานวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ในงานทางด้านการตรวจวัด ระดับสัญญาณของน้ำในถังระยะไกล.....27
3.5	แสดงการประยุกต์ใช้งานวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ในการทำภาคขยายเบื้องต้น (PreAmp).....27

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.6	แสดงการประยุกต์ใช้งานวงจรถยายอินสทรูเมนต์ในการจัดการสัญญาณที่วัดได้จากกล้อง CCD28
3.6	แสดงการประยุกต์ใช้งานวงจรถยายอินสทรูเมนต์ในการขยายสัญญาณที่สถานีฐาน.....28
3.8	แสดงการประยุกต์ใช้งานวงจรถยายอินสทรูเมนต์ในงานการตรวจวัดตำแหน่งของมอเตอร์.....29
3.9	แสดงวงจรถยายอินสทรูเมนต์แบบพื้นฐาน.....29
3.10	แสดงวงจรถยายอินสทรูเมนต์แบบที่ประกอบด้วยออปแอมป์หนึ่งตัวต่อร่วมกับวงจรถตามแรงดัน.....30
3.11	แสดงวงจรถยายอินสทรูเมนต์แบบที่ประกอบด้วยออปแอมป์สามตัวต่อร่วมกันกับตัวต้านทาน.....31
3.12	แสดงวงจรถยายอินสทรูเมนต์แบบที่นิยมใช้งานกันมากที่สุด.....32
3.13	แสดงวงจรถยายอินสทรูเมนต์แบบที่ประกอบด้วยออปแอมป์ 2 ตัว.....32
3.14	แสดงวงจรถยายอินสทรูเมนต์แบบที่ประกอบด้วยออปแอมป์ 2 ตัวแบบปรับปรุง.....33
3.15	แสดงวงจรถยายอินสทรูเมนต์แบบที่ทำงานในโหมดกระแสออกแบบโดย C.Toumazou และ F.J.Lidgy.....34
3.16	แสดงวงจรถยายอินสทรูเมนต์แบบที่ทำงานในโหมดกระแสที่ได้มีการปรับปรุงแบนด์วิธของวงจรถแล้ว ออกแบบโดย A.Khan และ A.Turaigi.....35
4.1	แสดงหลักการพื้นฐานของวงจรถยายอินสทรูเมนต์ที่นำเสนอ.....37
4.2	แสดงหลักการทำงานของวงจรถแปลงแรงดันเป็นกระแส.....38
4.3	แสดงวงจรถยายอินสทรูเมนต์แบบซิมอสที่ทำการออกแบบ.....40
4.4	วงจรถสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของวงจรถยายอินสทรูเมนต์.....45
4.5	แสดงไคอะแกรมการทำงานของวงจรถยายอินสทรูเมนต์เพื่อใช้ในการวิเคราะห์.....46
4.6	วงจรถสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของวงจรถยายอินสทรูเมนต์ที่ใช้ในการวิเคราะห์ในการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถ.....50
4.7	แสดงการทดสอบช่วงปฏิบัติการทางแรงดันด้านอินพุทและเอาต์พุท.....55
4.8	แสดงช่วงปฏิบัติการทางแรงดันอินพุทและเอาต์พุทของวงจรถ.....56

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9	แสดงการทดสอบหาค่าความต้านทานทางด้านอินพุท.....56
4.10	ผลการทดสอบค่าความต้านทานอินพุทของวงจร.....56
4.11	แสดงการทดสอบหาค่าความต้านทานเอาต์พุท.....56
4.12	ผลการทดสอบค่าความต้านทานเอาต์พุทของวงจร.....57
4.13	การทดสอบหาค่าอัตราขยายผลต่าง.....57
4.14	แสดงผลการทดสอบหาค่าอัตราขยายผลต่าง.....58
4.15	การทดสอบหาค่าอัตราขยายคอมมอน โหมด.....59
4.16	การทดสอบหาค่าอัตราส่วนการกำจัดสัญญาณอินพุทแบบคอมมอน โหมด(CMRR).....60
4.17	การทดสอบหาค่าผลตอบสนองทางความถี่.....61
4.18	แสดงผลการทดสอบหาค่าผลตอบสนองทางความถี่ ก)อัตราขยายผลต่าง ข) CMRR ...61
4.19	การทดสอบหาค่าผลกระทบของอุณหภูมิในวงจรขยายอินสทรูเมนต์.....62
4.20	แสดงผลการกระทบของอุณหภูมิในวงจรขยายอินสทรูเมนต์.....63
4.21	การทดสอบวิเคราะห์สัญญาณรบกวนของวงจรขยายอินสทรูเมนต์.....63
ก.1	แสดงลักษณะของสัญญาณแบบเทียบกราวด์.....71
ก.2	แสดงลักษณะของสัญญาณแบบกราวด์ลอย.....71
ก.3	แสดงลักษณะการต่อใช้งานวงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล (differential).....72
ก.4	แสดงลักษณะการต่อใช้งานวงจรขยายแบบซิงเกิล-เ็นด์แบบเทียบกราวด์ (referenced single-ended :RSE).....72
ก.5	แสดงลักษณะการต่อใช้งานวงจรขยายแบบซิงเกิล-เ็นด์แบบไม่เทียบกราวด์ (non-referenced single-ended :NRSE).....73
ข.1	วงจรเรียงกระแสพื้นฐานแบบใช้ไดโอดเพียงตัวเดียว (ก) ไดโอดในทางอุดมคติ (ข) ไดโอดในทางปฏิบัติ.....74
ข.2	หลักการการทำงานของวงจรเรียงกระแสที่ขตรงครั้งลูกคลื่น(ก) แบบบวก (ข) แบบลบ.....75
ข.3	หลักการการทำงานของวงจรเรียงกระแสที่ขตรงครั้งลูกคลื่นแบบบวก.....76
ข.4	ผลการจำลองการทำงานของวงจรเรียงกระแสที่ขตรงครั้งลูกคลื่นแบบบวก.....77
ข.5	หลักการการทำงานของวงจรเรียงกระแสที่ขตรงครั้งลูกคลื่นแบบลบ.....77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่		หน้า
ข.6	ผลการจำลองการทำงานของวงจรเรียงกระแสที่ขตรงครั้งถูกคลื่นแบบลบ.....	78
ค.1	วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส.....	79
ค.2	วงจรเสมือนของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสเพื่อใช้ในการวิเคราะห์.....	79
ง.1	วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส.....	83
ง.2	วงจรเสมือนของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสเพื่อใช้ในการวิเคราะห์.....	83
จ.1	แสดงวงจรเสมือนในการหาค่าน้อยสัฟเฟคเตอร์.....	86
จ.2	แสดงวงจรเสมือนในการหาค่าสัญญาณรบกวนในรูปแรงดัน.....	87



บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

การพัฒนาการออกแบบวงจรรวมทางค่านอนาล็อก (Analog) นับว่าเป็นศาสตร์ที่สำคัญ ศาสตร์หนึ่งที่ยังมีความสำคัญเป็นอย่างมากในการออกแบบวงจรทางค่านิเล็กทรอนิกส์ซึ่งการ ออกแบบอาจจะเป็นไปในลักษณะแบบง่ายๆ เช่นการนำอุปกรณ์ที่มีอยู่ตามท้องตลาดมาใช้ในการ ออกแบบไปจนกระทั่งถึงการนำไปออกแบบในรูปของวงจรรวม (IC) ซึ่งได้มีการปรับปรุงแก้ไข อย่างต่อเนื่องมาตลอด เพื่อใช้ในงานทางด้านการประมวลผลสัญญาณ แม้ว่าในปัจจุบันมีนักออก แบบวงจรจำนวนมากจะลงความเห็นว่า การออกแบบวงจรเพื่อใช้ในงานทางด้านการประมวลผล สัญญาณ อนาล็อกนั้นมีความจำเป็นน้อยลง เนื่องจากงานบางอย่างได้ถูกแทนที่ ด้วยการออก แบบวงจรทางดิจิทัล (Digital) แต่ก็ยังมีงานบางอย่างที่ไม่สามารถทำได้ด้วยการประมวลผล สัญญาณทางค่านิจิตอลได้ ยกตัวอย่างเช่นงานทางด้านการขยายสัญญาณ (Amplify) งานทางด้าน การกรองสัญญาณ (Filter) งานทางด้านการแปลงสัญญาณทางอนาล็อกเป็นสัญญาณทางดิจิทัล (A/D) งานทางด้านการแปลงสัญญาณทางดิจิทัลเป็นสัญญาณทางอนาล็อก (D/A) งานทางด้าน คูณสัญญาณ (Multiply) เป็นต้น ซึ่งตัวอย่างที่ได้กล่าวมีความจำเป็นที่จะต้องใช้งานในลักษณะ เวลาจริง (Real Time)

ดังนั้นอาจกล่าวโดยสรุปได้ว่างานทางด้านการประมวลผลทางสัญญาณทางอนาล็อก (Analog Signal Processing) คืองานที่เกี่ยวข้องกับการวัด การปรับแต่ง และรวมไปถึงการแปลง สภาพที่วัดได้ทางอนาล็อกให้มีลักษณะสมบัติเป็นไปตามต้องการ ในปัจจุบันนับว่างานทางด้าน การประมวลผลสัญญาณทางอนาล็อกนับว่าเป็นงานที่มีความสำคัญเป็นอย่างมากในการทำงาน ของเครื่องมือและระบบต่างๆ มากมายไม่ว่าจะเป็น ในระบบสื่อสาร ระบบการวัด และระบบการ ควบคุมกระบวนการเป็นต้น ซึ่งงานที่นำมาพบมากงานหนึ่งคืองานทางด้านการตรวจจับสัญญาณ ทางกายภาพโดยใช้ส่วนของวงจรปรับสัญญาณในการปรับสัญญาณที่ตรวจจับได้จากชุดตรวจจับ สัญญาณทางกายภาพหรือที่เรียกกันว่าทรานสดิวเซอร์ (Transducer) ในการแปลงสัญญาณที่เกิดจาก สมบัติทางกายภาพ เช่น อุณหภูมิ ความชื้น ความดัน อัตราการไหล ความยาว ตำแหน่ง การเคลื่อน ที่ ฯลฯ ให้เป็นสัญญาณในรูปแบบสัญญาณทางไฟฟ้านั่นเองหรือบางครั้งอาจเรียกอุปกรณ์เหล่านี้ ว่า ตัวตรวจจับ (Sensor) ซึ่งด้วยกันหลากหลายรูปแบบ อาทิเช่น เทอร์โมคัปเปิล (Thermocouple) เทอร์มิสเตอร์ (Thermister) ตัวตรวจจับอุณหภูมิให้ผลเป็นความต้านทางไฟฟ้า (RTDs : Resistance Temperature Detectors) ตัวตรวจวัดการไหล (Flow Sensor) ตัวตรวจจับความดัน (Pressure Sensor) สเตรนเกจวัดแรง (Strain Gauge) โหลดเซลวัดน้ำหนัก (Load Cell) และ LVDT ซึ่งใช้ในการ วัดค่าของอัตราการไหล การเปลี่ยนแปลงความดัน แรงกด หรือระยะทาง เป็นต้น หน้าที่หลัก

ของส่วนวงจรปรับสัญญาณนี้คือการปรับคุณภาพของสัญญาณไฟฟ้าที่ได้จากชุดตรวจจับให้เหมาะสมก่อนส่งสัญญาณไปยังส่วนการประมวลผลต่อไปซึ่งอาจมีความจำเป็นต้องปรับแต่งสเกลสัญญาณขยายขนาดสัญญาณ แปลงรูปแบบสัญญาณให้เป็นเชิงเส้น (Linearization) กรองสัญญาณ และการแยกราวด์ของสัญญาณ (Common-mode rejection) หน้าที่เด่นชัดของส่วนปรับสัญญาณที่ใช้กันมากคือ การขยายสัญญาณ เพราะโดยส่วนใหญ่ที่ได้จากชุดตรวจจับจะมีขนาดสัญญาณที่ต่ำมาก ซึ่งอาจมีขนาดแรงดันไฟฟ้าในหน่วยมิลลิโวลต์ (mV) หรือ ระดับไมโครโวลต์ (μV) และมักมีสัญญาณรบกวนเนื่องจากแหล่งจ่ายไฟปะปนมาซึ่งอาจรบกวนสัญญาณทางด้านอินพุท ในขณะที่สัญญาณเข้าสู่วงจร ทำให้ค่าสัญญาณที่วัดได้ไม่ถูกต้องและไม่เที่ยงตรง

จากเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นเห็นว่าวงจรที่จะนำมาใช้ในการทำหน้าที่เป็นวงจรปรับสัญญาณ จำเป็นจะต้องมีคุณสมบัติในการวัดค่าได้อย่างถูกต้องและเที่ยงตรง ซึ่งวงจรที่ใช้กันมากวงจรหนึ่งในงานประเภทนี้ก็คือ วงจรขยายอินสตรูเมนต์ (IA : Instrumentation Amplifier)

การออกแบบวงจรขยายอินสตรูเมนต์ในอดีตที่ผ่านมานั้นบางส่วนก็ได้ใช้ออปแอมป์ (OPamp) ที่มีขายอยู่ตามท้องตลาดโดยทั่วไปต่อร่วมกับตัวต้านทาน [1] เพื่อทำหน้าที่เป็น วงจรขยายอินสตรูเมนต์ ซึ่งจะพบว่าวงจรที่นำเสนอนี้มีผลตอบสนองทางความถี่ที่ต่ำและสัญญาณทางเอาท์พุทมีความถูกต้องไม่มากนักเมื่อนำไปใช้กับงานที่สัญญาณที่มีความถี่สูง เนื่องจากความสามารถของวงจรถูกจำกัดด้วย ผลการตอบสนองทางความถี่ (Frequency Response) ของออปแอมป์ ที่นำมาใช้ในการทำวงจรมีค่าไม่สูงมาก จึงเป็นผลทำให้ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรโดยรวมมีค่าไม่สูงตามไปด้วย ซึ่งต่อมาเนื่องจากความนิยมทางด้านการออกแบบวงจรรวมมีมากขึ้นเพื่อแก้ปัญหาจึงได้มีการทำการออกแบบวงจรในรูปแบบวงจรรวม โดยปรับปรุงวงจรใหม่โดยใช้ออปแอมป์ [2] - [3] และ วงจรสายพานกระแส [4] ซึ่งวงจรที่นำเสนอนี้มีผลตอบสนองทางความถี่ที่สูงขึ้น แต่วงจรยังมีข้อด้อยอยู่เนื่องจากวงจรที่ทำการออกแบบนี้เป็นวงจรที่ออกแบบโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งทำให้สิ้นเปลืองกำลังงานสูงในการทำงาน และยังมีความต้องการแรงดันที่มีค่าสูง และยังใช้พื้นที่ในการสร้างเป็นวงจรรวมจริงมาก

ในปัจจุบันเทคโนโลยีการออกแบบวงจรรวมแบบซีมอสเข้ามามีบทบาทในการออกแบบวงจรเพิ่มมากขึ้น เพราะว่าการออกแบบวงจรรวมในรูปแบบนี้ จะให้วงจรที่ทำการออกแบบมีขนาดเล็ก มีความยืดหยุ่นในการออกแบบสูง นอกเหนือประสิทธิภาพในการทำงานที่ใกล้เคียงหรือสูงกว่าการออกแบบโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ สามารถใช้งานภายใต้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ [5] - [7] (Low - Voltage) และ สิ้นเปลืองกำลังไฟในการทำงานต่ำ (Low -Power consumption) ทำให้สามารถนำไปใช้งานในการออกแบบระบบอุปกรณ์พกพา (Portable System) ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอการออกแบบวงจรขยายอินสตรูเมนต์ โดยจะมุ่งเน้นไปที่ วงจรใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ สิ้นเปลืองกำลังงานต่ำ และวงจรมีโครงสร้างขนาดเล็ก รวมทั้งมีความแม่นยำในการขยายสัญญาณและผลตอบสนองทางความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์นี้ได้มีการกำหนดวัตถุประสงค์ดังนี้

1. เพื่อศึกษาวิจัยและพัฒนาการออกแบบวงจรรขยายอินสทรูเมนต์บนพื้นฐานเทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบซีมอส
2. วงจรที่ทำการออกแบบมีโครงสร้างขนาดเล็กและเรียบง่ายไม่ซับซ้อน และใช้พื้นที่น้อยมีความเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม
3. วงจรที่ทำการออกแบบสามารถทำงานภายใต้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ ให้ค่าของอัตราขยายสัญญาณผลต่าง (Differential Gain) และค่าอัตราการลดสัญญาณชนิดคอมมอน โหมด (CMRR) มีค่าสูง รวมถึงมีช่วงปฏิบัติงานทางขนาดและมีผลตอบสนองทางความถี่ที่กว้าง
4. การทดสอบสมรรถนะของวงจรที่ทำการออกแบบจะใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงาน

1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ หรือ IA บนพื้นฐานเทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบซีมอสที่มีการทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Mode) ซึ่งวงจรที่ทำการออกแบบจะใช้หลักการของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส ในการส่งผ่านสัญญาณผลต่างที่ได้มาจากทางด้านอินพุทของวงจร การทำงานของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสสองวงจรต่อร่วมกัน โดยทั้งสองวงจรมีความคล้ายคลึงกันและอาศัยการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ความนำ (g_m : Transconductance Parameter) ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นกับชนิดพี การปรับค่าอัตราขยายของวงจรสามารถทำได้โดยการเปลี่ยนค่าอัตราส่วนของตัวต้านทานในวงจรเพียงสองตัว และมีความยืดหยุ่นในการเลือกใช้ค่าของตัวต้านทาน จากหลักการของวงจรที่กล่าวมาจะทำให้วงจรที่ทำการออกแบบมีโครงสร้างขนาดเล็กและเรียบง่าย สามารถทำงานภายใต้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ และค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่าง และค่าอัตราการลดสัญญาณชนิดคอมมอน โหมดมีค่าสูง รวมทั้งมีช่วงปฏิบัติงานทางขนาดและมีผลตอบสนองทางความถี่ที่กว้าง

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท และภาคผนวก 6 ภาค ในส่วนของ บทแรกจะเป็นการกล่าวถึงวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีการทำงานและสมการแสดงคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 จะกล่าวถึงความหมายของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ คุณสมบัติพื้นฐานของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ที่ควรมี และการนำไปประยุกต์ใช้งานในงานทางด้านต่างๆ รวมทั้งจะกล่าวถึงตัวอย่างของหลักการออกแบบวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ที่เคยมีการนำเสนอมาตั้งแต่ในอดีต พร้อมทั้งเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของแต่ละหลักการ

บทที่ 4 กล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ที่นำเสนอ พร้อมทั้งวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆ ของวงจรร เช่น ช่วงปฏิบัติงานทางขนาดและผลการตอบสนองทางความถี่ แล้วนำผลการวิเคราะห์ที่ได้ไปเขียนแบบการทำงานของวงจรรด้วยโปรแกรม PSPICE พร้อมทั้งทำการทดสอบภายใต้เงื่อนไขต่างๆ รวมทั้งการวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ที่ทำการออกแบบ

บทที่ 5 กล่าวถึงการสรุปเนื้อหาต่างๆ พร้อมทั้งมีข้อเสนอแนะเพื่อใช้ในการทำวิจัยต่อ

ภาคผนวก ก. การใช้งานวงจรรขยายสัญญาณในระบบงานตรวจวัด

ภาคผนวก ข. การประยุกต์ใช้งานวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ในงานการเรียงกระแสเที่ยงตรงครึ่งลูกคลื่น

ภาคผนวก ค. กล่าวถึงการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรรแปลงแรงดันเป็นกระแส

ภาคผนวก ง. กล่าวถึงการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรแปลงแรงดันเป็นกระแส

ภาคผนวก จ. การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ (Active Device Noise)

ภาคผนวก ฉ. แสดงถึงค่าโมเดลพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์

ภาคผนวก ช. แสดงผลงานการวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

ประวัติผู้เขียน

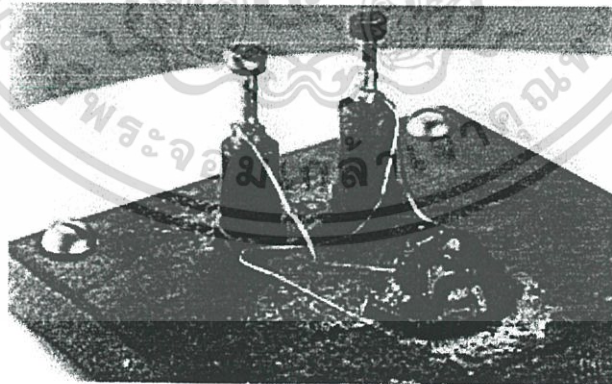
บทที่ 2

ความเป็นมาและทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

2.1 กล่าวนำ

ปัจจุบันมอสทรานซิสเตอร์ ได้รับความนิยมนอย่างมาก เนื่องจากมีลักษณะรูปแบบพื้นฐาน โครงสร้างเข้าใจได้ง่ายและมีข้อได้เปรียบอื่นๆอีกหลายประการเมื่อเทียบกับ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จึงทำให้เริ่มมีความสนใจในการออกแบบวงจรรวมโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ มากขึ้นเป็นลำดับ

ตามวารสารพิมพ์ที่รายงานไว้พบว่า ผู้ที่พยายามที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์สามารถทำงานได้ด้วยสนามไฟฟ้าได้ประสบความสำเร็จเป็นครั้งแรกโดย J.E. Lilienfeld ในปี ค.ศ. 1930 หลังจากนั้น O.Held ได้เปิดเผยผลการค้นพบนี้อย่างชัดเจนในปี ค.ศ. 1935 และได้มีการทำเป็นสิ่งประดิษฐ์ขึ้นเป็นครั้งแรกทั้งแบบยูนิโพลาร์ (Unipolar) และแบบที่ทำงานด้วยสนามไฟฟ้า (Filed Effect Transistor) ซึ่งถูกพัฒนาโดยห้องปฏิบัติการเบลล์ (Bell Laboratories) โดย J. Bardeen , W.H. Brattian ในปี ค.ศ. 1948 ได้สำเร็จเป็นครั้งแรก และจากการเฝ้าสังเกตผลของนักวิทยาศาสตร์พบว่าความพยายามที่จะลดการใช้กระแสซึ่งไหลผ่านระหว่างจุดเชื่อมต่อ (Contact) บนเจอร์มาเนียม (Germanium) ให้ลดน้อยลง แต่ก็ยังเป็นเพียงการที่สามารถใช้ผลของสนามไฟฟ้าในการควบคุมได้เพียงเล็กน้อยเท่านั้น แต่โดยหลักการควบคุมยังใช้งานกระแสเป็นหลักอยู่ซึ่งทำให้การพัฒนาในการสร้างสิ่งประดิษฐ์แบบใช้สนามไฟฟ้าควบคุม ต้องหยุดชะงักลง



รูปที่ 2.1 แสดง เจอมาเนียมทรานซิสเตอร์ที่ประดิษฐ์ขึ้น Bell Laboratories ปีค.ศ. 1950

ต่อมาในปีค.ศ. 1952 W. Shockley ได้อธิบายถึงการทำงานของเจฟต (Junction FET) จากการควบคุมขั้วไฟฟ้าให้เกิดไบอัสย้อนกลับที่รอยต่อ (Reverse-Bias Junction) ได้เป็นผลสำเร็จ หลังจากนั้นเจฟตได้ถูกสร้างขึ้นและทดสอบตามรูปแบบของ G.C.Dacey และ I.M. Ross เป็นผู้ค้นคว้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งได้ทำการวิเคราะห์และแสดงแนวคิดออกมาในรูปสมการของเฟต จนกระทั่งประสบความสำเร็จในปี ค.ศ. 1953 อย่างไรก็ตาม ในสมัยแรกๆ ความพยายามในการที่จะประดิษฐ์มอสทรานซิสเตอร์ยังไม่ประสบความสำเร็จเท่าที่ควรเนื่องจากการขาดการควบคุมที่ดีในการผลิต

ความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีครั้งสำคัญ ในงานเกี่ยวกับสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำเริ่มขึ้นในปี ค.ศ. 1960 ด้วยการพัฒนากระบวนการผลิตสิ่งประดิษฐ์แบบพลาแนร์ (Planar) และมอสทรานซิสเตอร์ ถูกสร้างขึ้นและใช้งานเป็นครั้งแรกโดย D.Kahang และ M.M. Atalla หลังจากนั้นเป็นต้นมาไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และ มอสทรานซิสเตอร์ ก็เริ่มเข้ามามีบทบาทในการออกแบบวงจรต่างๆ แทนที่หลอดสูญญากาศ (Vacuum Tube) ซึ่งในขณะนั้นมีราคาแพงมากและในปี ค.ศ. 1964 ก็สามารถผลิตวงจรรวมหรือไอซีโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ จนกระทั่งราวปี ค.ศ.1967 ความนิยมในการออกแบบวงจรรวมโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ ได้รับความสนใจมากขึ้นเรื่อยมา จนกระทั่งถึงปัจจุบัน

ในปัจจุบันได้มีความพยายามพัฒนากระบวนการผลิตเพื่อลดขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ ให้มีขนาดเล็กลงจนกระทั่งสามารถสร้างสิ่งประดิษฐ์ได้มากมายหลายแสนตัวในชิพ (Chip) เพียงตัวเดียวซึ่งเป็นรูปแบบในการออกแบบวงจรรวมขนาดใหญ่ (VLSI)

2.2 ข้อดีและข้อเสียระหว่างมอสทรานซิสเตอร์ กับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

2.2.1 ข้อดีของมอสทรานซิสเตอร์ เมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

1. สิ่งประดิษฐ์ถูกสร้างได้ในจำนวนมากและสามารถบรรจุในพื้นที่ที่จำกัดได้ในปริมาณที่มากเหมาะแก่การนำไปทำเป็นวงจรรวม
2. การสร้างมอสทรานซิสเตอร์ มีจำนวนขั้นตอนในการผลิตน้อยกว่าเมื่อเทียบกับการสร้างแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์
3. ขาเดรน(Drain) และขาซอร์ส (Source) ของมอสทรานซิสเตอร์ สามารถสลับแทนที่กันได้ซึ่งการทำงานสามารถใช้งานได้เหมือนกันเนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์ มีโครงสร้างแบบสมมาตร (Bilaterally Symmetric) แตกต่างกับไบ โพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ไม่สามารถจะสลับระหว่างขาอิมิตเตอร์ (Emitter) กับขาคอลเลคเตอร์ (Collector) เพราะจะทำให้อัตราขยายลดลงอย่างมาก
4. กระแสที่ไหลในมอสทรานซิสเตอร์ เป็นกระแสของพาหะชนิดเดียว คือ โฮล (Hole) หรือ อิเล็กตรอน(Electron) ซึ่งโฮลเป็นกระแสพาหะในมอสทรานซิสเตอร์ ชนิดพี หรือพีมอส (PMOS) ส่วนอิเล็กตรอนเป็นกระแสพาหะในมอสทรานซิสเตอร์ ชนิดเอ็นหรือเอ็นมอส (NMOS) ดังนั้นจึงเรียกสิ่งประดิษฐ์นี้ว่ายูนิโพลาร์ (Unipolar) ซึ่งแตกต่างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เช่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็น (NPN) จะมีอิเล็กตรอนเป็นกระแสของพาหะส่วนใหญ่ (Majority Carrier) และมีโฮลเป็นกระแสพาหะส่วนน้อย (Minority Carrier)

5. ความต้านทานจุดเข้ามีค่าสูง (High – Input Impedance) เนื่องจากว่าขาเกต (Gate) มีซิลิคอนไดออกไซด์ (SiO_2) เป็นฉนวนกั้นกระแสตรงและกระแสค้ำชี ดังนั้นความต้านทานจุดเข้าจึงมีค่ามากกว่า $10^{14} \Omega$ หรือประมาณ $10^{15} \Omega$ ที่อุณหภูมิห้อง

6. ผลจากความต้านทานขาเข้าที่สูงนี้เองเป็นสาเหตุทำให้มอสทรานซิสเตอร์ สามารถทำงานโดยใช้แรงดันควบคุม (Voltage – Controlled) ซึ่งต่างจากไบ โพลาร์ทรานซิสเตอร์ซึ่งทำงานได้ต้องใช้กระแสในการควบคุม (Current – Controlled)

7. เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์ มีการทำงานโดยใช้แรงดันในการควบคุม จึงทำให้ความสามารถในการขับ (Drive) มอสทรานซิสเตอร์ ตัวอื่นมีค่าสูง (High Fan – out) และมีอัตราการสูญเสียกำลังที่จุดเชื่อมต่อต่ำ

8. ไม่เกิดการวิ่งของพาหะเนื่องจากความร้อน (Thermal Runway) ภายในมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ คือถ้าอุณหภูมิมีค่าเพิ่มมากขึ้น กระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ ยังมีค่าค่อนข้างคงที่ จึงไม่เกิดความเสียหายเนื่องจากความร้อนเหมือนกับในกรณีที่เกิดกับไบ โพลาร์ทรานซิสเตอร์คือเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น จะทำให้กระแสไหลเพิ่มมากขึ้น จึงเป็นสาเหตุทำให้ในการใช้งาน ไบ โพลาร์ทรานซิสเตอร์จำเป็นต้องมีการต่ออุปกรณ์ป้องกันการไหลของกระแสเกินเพื่อป้องกันทรานซิสเตอร์เกิดความเสียหาย

9. ค่าแรงดันวิกฤต (Threshold Voltage) หรือ V_T ของมอสทรานซิสเตอร์ สามารถเปลี่ยนแปลงได้จากการไบอัสแรงดันระหว่างซอร์สกับฐานรอง (Source – Bulk) หรือ V_{SB}

10. การใช้งานมอสทรานซิสเตอร์ต้องการกำลังงานในการใช้งานต่ำทำให้ผลของการรบกวนทางไฟฟ้าต่ำลงด้วย

2.2.2 ข้อเสียของมอสทรานซิสเตอร์เมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

1. ไม่สามารถทำงานโดยใช้กระแสควบคุมได้

2. มีความเร็วในการทำงานที่ต่ำกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีค่าความจุไฟฟ้าที่อินพุตสูง ซึ่งเป็นข้อจำกัดในการใช้งานที่ความถี่สูง แต่ในปัจจุบันได้มีการใช้เทคนิคในการสร้าง โดยเพิ่มชั้นของซิลิคอนเข้าไประหว่างเกตและออกไซด์เพื่อช่วยลดค่าความจุที่ด้านขาเข้าลง ทำให้สามารถทำงานได้เร็วขึ้น

3. การทำงานโดยทั่วไปมักใช้งานที่กำลังต่ำ (Low Power) หรือทนต่อการใช้งานที่กำลังสูงๆไม่ได้

4. ค่าของความนำหรือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) หรือ g_m โดยทั่วไปมีค่าไม่สูงมากนัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ในการจับหรือสัมผัสสมอสทรานซิสเตอร์ จะต้องใช้ความระมัดระวังเป็นพิเศษ เนื่องจากผลของไฟฟ้าสถิตย์อาจทำให้ออสทรานซิสเตอร์ เกิดความเสียหายได้ โดยทั่วไปความเสียหายจะเกิดขึ้นระหว่างเก็บกับแช่นเนล จึงต้องมีการจัดการไฟฟ้าสถิตย์ที่เกิดขึ้นให้หายไปเสียก่อน ตัวอย่างเช่น ตามเครื่องมือวัดจะมีสายกราวด์ให้จับก่อนที่จะจับตัวอุปกรณ์ เป็นต้น

6. สมการที่ใช้ในการวิเคราะห์การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ มีความยุ่งยากในการวิเคราะห์สูงกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

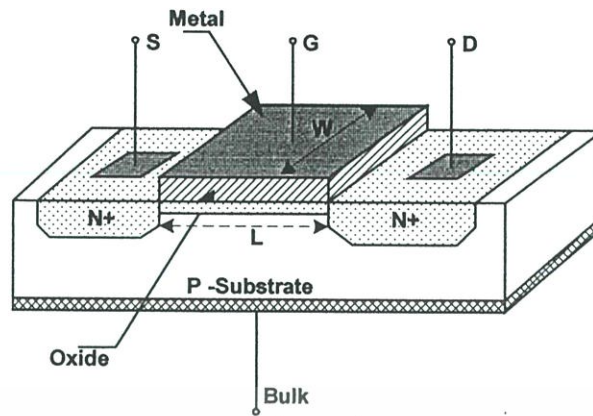
2.3 ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ [8] - [9]

มอสทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมการทำงานด้วยแรงดัน มีลักษณะรูปแบบโครงสร้างที่ง่ายเหมาะแก่การนำไปออกแบบวงจรรวม และมีข้อได้เปรียบหลายประการเมื่อเปรียบเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จึงเป็นที่นิยมกันอย่างแพร่หลายในการออกแบบวงจรรวมขนาดใหญ่ในปัจจุบัน

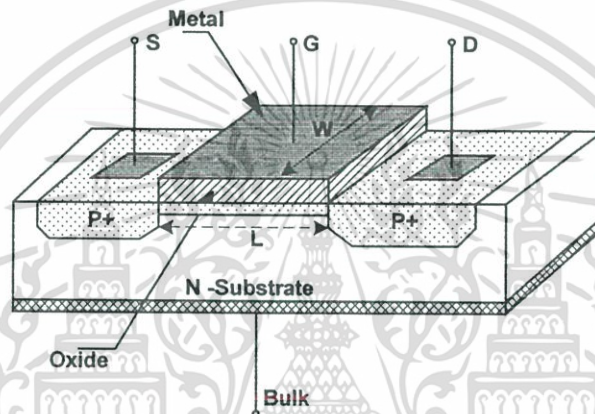
2.3.1 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์ โดยทั่วไปสามารถแบ่งได้เป็น 2 แบบ โดยแบ่งตามลักษณะการเกิดแช่นเนล ขึ้นอยู่กับว่าสังประดิษฐ์นั้นนำกระแส หรือไม่นำกระแส ในขณะที่มีการไบแอสเป็นศูนย์ได้แก่แบบดีเพลทชัน (Depletion Mode) และเอนแฮนซ์เมนต์ (Enhancement Mode) ซึ่งในแต่ละแบบสามารถแบ่งออกได้ตามชนิดของพาหะที่ใช้ในการนำกระแสคือ ชนิดพีแช่นเนล (P - channel) เป็นมอสทรานซิสเตอร์ ที่ใช้โฮล (Hole) เป็นพาหะในการนำกระแส และชนิดเอ็นแช่นเนล (N - channel) เป็นมอสทรานซิสเตอร์ ที่ใช้อิเล็กตรอนเป็นพาหะในการนำกระแส

มอสทรานซิสเตอร์ แบบดีเพลทชันชนิดเอ็นแช่นเนล โครงสร้างจะประกอบด้วยขั้วเดรนและซอร์ส ที่ปลายของทั้งสองขั้วจะต่ออยู่กับสารกึ่งตัวนำชนิดเดียวกันซึ่งเจือด้วยสารชนิดเอ็นต่อถึงกันในลักษณะที่เรียกว่า แชนแนล (Channel) บนผิวหน้าของฐานรองชนิดพี โดยเหนือขึ้นไปจากแช่นเนลชนิดเอ็นคือขั้วเกต (Gate) ซึ่งทำด้วยโลหะและมีชั้นฉนวนออกไซด์กั้นอยู่ทำด้วยซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO_2) โดยทั่วไปมีค่าพิคคความต้านทานประมาณ $10^{15} \Omega$ ที่อุณหภูมิห้อง



(ก) มอสมทรานซิสเตอร์ ชนิดเอ็น (N - channel)

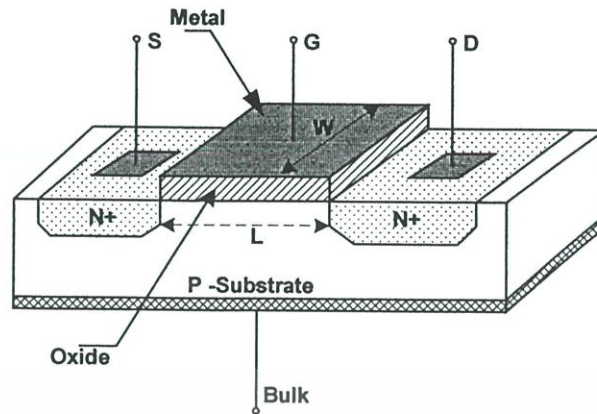


(ข) มอสมทรานซิสเตอร์ ชนิดพี (P - channel)

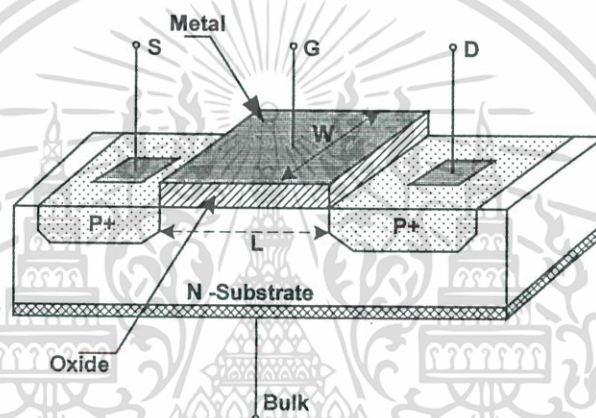
รูปที่ 2.2 แสดงโครงสร้างมอสมทรานซิสเตอร์ แบบดีเฟลทชันชนิดเอ็นแชลแนลและชนิดพีแชลแนล

มอสมทรานซิสเตอร์ แบบเอนแฮนซ์เมนต์ชนิดพีแชลแนล และเอนแชลแนล มีขบวนการสร้างเช่นเดียวกับมอสมทรานซิสเตอร์ แบบดีเฟลทชัน ชนิดพีแชลแนล และเอนแชลแนลตามลำดับ มีความแตกต่างเฉพาะในส่วนของแชลแนลเท่านั้นคือปลายขั้วเดรนและซอร์สซึ่งต่ออยู่กับสารกึ่งตัวนำชนิดเดียวกันในลักษณะแชลแนลซึ่งอยู่ที่ผิวของฐานรอง แต่แชลแนลดังกล่าวไม่ต่อกันเหมือนกรณีดีเฟลทชัน โดยระยะห่างระหว่างเดรนกับซอร์สเป็นค่าความยาวแชลแนล L (Channel Length) และ ค่าความกว้างแชลแนลคือ W (Channel Width) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 การทำงานของมอสมทรานซิสเตอร์ แบบเอนแฮนซ์เมนต์จะสามารถทำงานได้เฉพาะในย่านเอนแฮนซ์เมนต์ด้วยการไบอัสแรงดันตรงเท่านั้น โดยไม่สามารถทำงานในย่านดีเฟลทชันด้วยการไบอัสย้อนกลับได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) มอสทรานซิสเตอร์ ชนิดเอ็น(N - channel)



(ข) มอสทรานซิสเตอร์ ชนิดพี (P - channel)

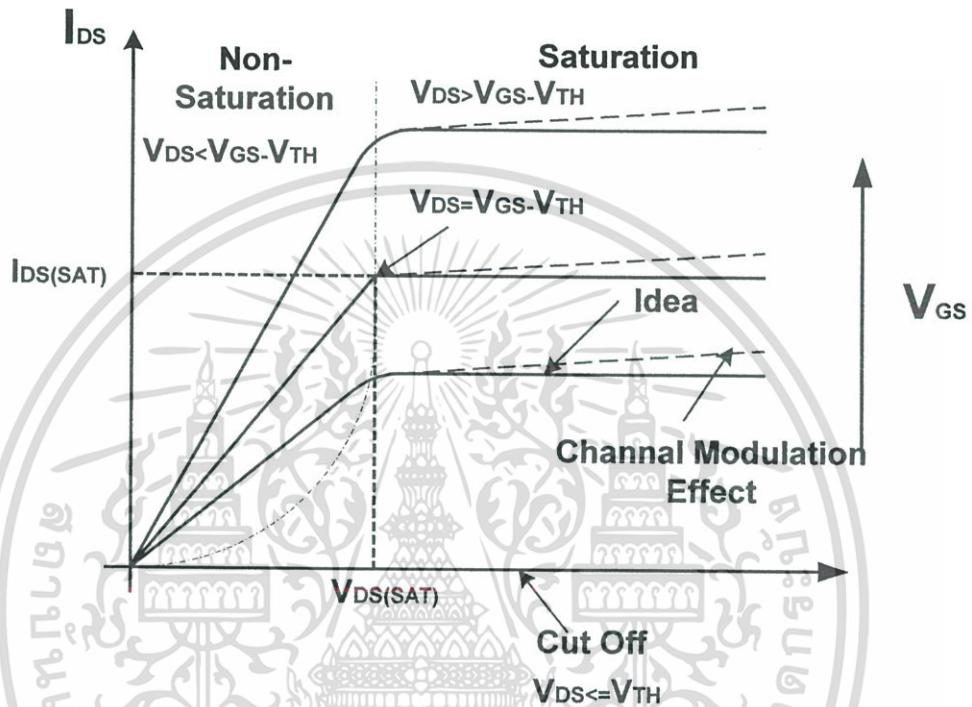
รูปที่ 2.3 แสดงโครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์ แบบเอนแฮนซ์เมนต์ชนิดเอ็นแชนแนลและชนิดพีแชนแนล

เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์แบบเอนแฮนซ์เมนต์โหมด เป็นแบบที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายกว่าแบบดีเฟลทซ์โหมดและเป็นแบบที่มีการใช้ในวิทยานพจน์นี้ ดังนั้นหัวข้อที่จะกล่าวต่อไปจะใช้ทฤษฎีของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอนแฮนซ์เมนต์โหมด โดยจะอธิบายในการใช้งานทรานซิสเตอร์แบบชนิดเอ็นเป็นหลักเพราะว่าชนิดพีจะมีค่าแรงดัน V_{GS} และทิศทางของกระแสตรงไปในทิศตรงข้าม เพื่อความกระชับจะใช้มอสทรานซิสเตอร์แทนคำว่า “มอสทรานซิสเตอร์แบบเอนแฮนซ์เมนต์โหมด”

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 หลักการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ และสมการแสดงความสัมพันธ์สำหรับสัญญาณขนาดใหญ่ (Large - Signal Model)

การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ สามารถแบ่งได้ 3 ช่วง ด้วยกันดังแสดงในรูปที่ 2.4 ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับพิจารณาจากค่าของ $V_{GS} - V_{TH}$ และค่าแรงดัน V_{DS} ซึ่งสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์สำหรับสัญญาณขนาดใหญ่ (Large - Signal Model) ได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.4 กราฟแสดงคุณสมบัติการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล

1. ช่วงที่มอสทรานซิสเตอร์ ไม่มีการนำกระแส (Cutoff Region) ในช่วงนี้ค่าแรงดันเกต-ซอร์ส V_{GS} ไม่สามารถเอาชนะค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) V_{TH} หรืออีกนัยหนึ่งคือค่าของ V_{GS} มีค่าน้อยกว่าค่าของ V_{TH} นั่นเอง จึงไม่สามารถทำให้เกิดกระแสเดรน I_D ใหญ่ได้ ดังนั้น

$$I_{DS} = 0 \quad \text{เมื่อ } V_{GS} \leq V_{TH} \quad (2.1)$$

2. ช่วงนำกระแสไม่อิ่มตัวหรือช่วงเชิงเส้น (Non-Saturation Region or Triode Region) ช่วงนี้ไบอัสมอสทรานซิสเตอร์ ด้วยแรงดัน V_{DS} ค่าน้อยๆแล้วจะได้รับความสัมพันธ์ของกระแสเดรนดังนี้

$$I_{DS} = \frac{\mu \epsilon_{ox} W}{t_{ox} L} \left[(v_{GS} - v_{TH}) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \quad \text{เมื่อ } V_{GS} - V_{TH} > V_{DS} \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ	I_{DS}	คือ ค่ากระแสเดรน (Drain Current)
	V_{GS}	คือ ค่าแรงดันตกคร่อมระหว่างขาเกต-ซอร์ส (Gate – Source Voltage)
	V_{DS}	คือ ค่าแรงดันตกคร่อมระหว่างขาเดรน-ซอร์ส (Drain – Source Voltage)
	μ	คือ ค่าสภาพความคล่องตัวของประจุพาหะ (Surface Mobility of Carrier)
	C_{ox}	คือ ค่าความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ของเกตออกไซด์ (Capacitance per Unit Area of Gate Oxide) มีค่าเท่ากับ ϵ_{ox}/t_{ox} [F / Cm ²]
	ϵ_{ox}	คือ ค่าสภาพการซึมซาบทางไฟฟ้าของซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO ₂ Permittivity) มีค่าประมาณ 3.45×10^{-11} [F / Cm]
	t_{ox}	คือ ค่าความหนาของชั้นเกตออกไซด์
	W	คือ ค่าความกว้างประสิทธิผลของแชนเนล (Effective Channel Width)
	L	คือ ค่าความยาวประสิทธิผลของแชนเนล (Effective Channel Length)
	V_{TH}	คือ ค่าศักดาไฟฟ้าขีดเริ่ม (Threshold Voltage)

จากสมการ (2.2) ถ้าไบอัสมอสทรานซิสเตอร์ ด้วยแรงดัน V_{DS} ซึ่งมีค่าน้อยกว่า $V_{GS} - V_{TH}$ มากๆ ทอม $V_{DS}^2/2$ จะสามารถตัดทิ้งได้ เพราะมีค่าน้อยมาก ผลที่ได้คือ ค่ากระแสเดรน I_{DS} จะมีลักษณะความเป็นเชิงเส้นและค่าความชัน (Slope) ที่เกิดขึ้นจะเป็นค่าความต้านทานซึ่งขึ้นอยู่กับค่าแรงดันเกต – ซอร์ส V_{GS} นั่นเอง เราเรียกลักษณะของความต้านทานแบบนี้ว่า Voltage Control Resistance หรือ VCR ดังแสดงในสมการ (2.3) ถ้าต้องการออกแบบให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานเป็น Active Resistor Load หรือ สวิตช์ (Switch) ซึ่งมีค่าความต้านทานต่ำ ควรเลือกไบอัสมอสทรานซิสเตอร์ ให้ทำงานในช่วงนี้

$$\frac{V_{DS}}{I_{DS}} = R_{on} = \frac{1}{\mu C_{ox} \frac{W}{L} (v_{GS} - v_{TH})} \quad (2.3)$$

3. ช่วงนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region or Active Region) ช่วงนี้ไบอัสมอสทรานซิสเตอร์ด้วยแรงดัน V_{DS} ซึ่งมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ $V_{GS} - V_{TH}$ โดยแรงดัน V_{DS} ที่ทำให้เกิดช่วงอิ่มตัวจะแทนด้วย $V_{DS(SAT)}$ (Saturation Region) แสดงได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$V_{DSSAT} = V_{GS} - V_{TH} \quad \text{เมื่อ } V_{GS} - V_{TH} \leq V_{DS} \quad (2.4)$$

แทนสมการที่ (2.4) ลงในสมการที่ (2.2) จะพบว่าค่าของกระแสเดรน I_{DS} ที่เกิดขึ้นเป็นกระแสอิ่มตัว (Saturation Current) ที่มีค่าเป็นไปตามสมการที่ (2.5) ซึ่งเป็นไปตามกฎกำลังสอง

(Square-Law of MOS Transistor in Saturation)

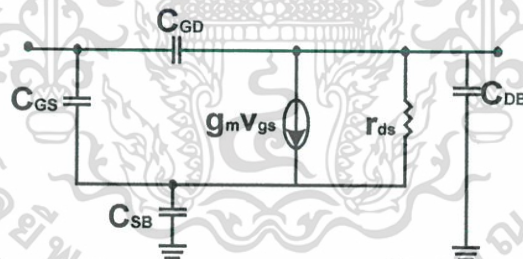
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{DS} = \frac{\mu\epsilon_{ox}W}{t_{ox}L} \left[\frac{(v_{GS} - v_{TH})^2}{2} \right] \quad (2.5)$$

นอกจากจะจำแนกประเภทการใช้งานมอสทรานซิสเตอร์ ออก เป็น 3 ช่วง จากการพิจารณาค่า $V_{GS} - V_{TH}$ และค่า V_{DS} ซึ่งจะมีค่าเป็นศูนย์เมื่อค่า $V_{GS} \leq V_{TH}$ ตามสมการ (2.2) และมีค่าเป็นไปตามสมการ (2.5) $V_{GS} > V_{TH}$ แต่ในความเป็นจริงแล้วเมื่อค่า V_{GS} มีค่าเข้าใกล้ค่า V_{TH} สมการแสดงคุณลักษณะระหว่างค่ากระแสเดรนกับแรงดันตกคร่อมระหว่างขาเกต – ซอร์ส จะอยู่ในรูป เอ็กซ์โปเนนเชียล (Exponential) โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อ $V_{GS} \leq V_{TH}$ จะเรียกการทำงานในย่านนี้ว่า วิกอินเวอร์ชัน (Weak Inversion or Subthreshold) มีข้อดีก็คือใช้แรงดันในการทำงานต่ำแต่ไม่ค่อยนิยมมากนักเนื่องจากมีช่วงปฏิบัติการทำงานทางขนาดต่ำและผลตอบสนองต่อความถี่แคบอีกด้วย

2.3.3 แบบจำลองและสมการแสดงคุณสมบัติสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก (Small – Signal Model)

ในที่นี้จะพิจารณาการทำงานในช่วงอิมิตัวถ้ามีการป้อนสัญญาณขนาดเล็กเข้าไปที่จุดไบอัส พบว่ามอสทรานซิสเตอร์ มีความเป็นเชิงเส้นเป็นเวลาสั้นๆ ซึ่งสามารถเขียนแบบจำลองการทำงาน ได้ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์

โดยค่าความนำของวงจรสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.2) - (2.5) ดังต่อไปนี้

$$g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \quad (2.6)$$

จากสมการ (2.5) สำหรับการงานในช่วงอิมิตัว ค่าความนำของวงจรสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ให้อยู่ในเทอมของกระแสได้ดังนี้

$$g_m = \sqrt{2\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_{DS}} = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_{TH}} \quad (2.7)$$

สำหรับค่าความต้านทานที่จุดออกของวงจรสามารถคำนวณจากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$g_{DS} = \frac{1}{r_{DS}} = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \cong \lambda I_{DS} \quad (2.8)$$

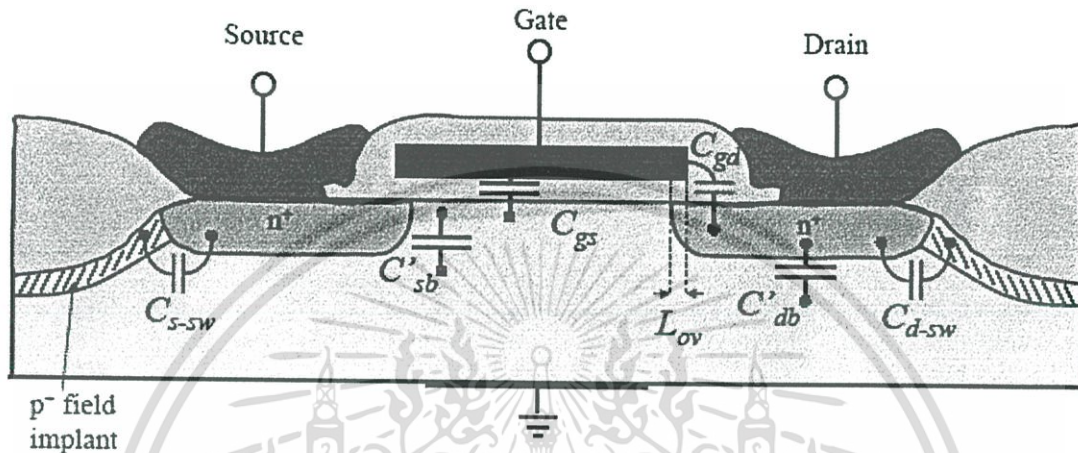
เมื่อ λ คือ Channel Length Modulation Parameter (V^{-1}) โดยทั่วไปจะมีค่าอยู่ในช่วง $0.1 - 0.01 V^{-1}$

จากวงจรสมมูลในรูป 2.6 ได้มีการรวมค่าความจุไฟฟ้าเข้าไปในแบบจำลองด้วย 4 ค่าคือ C_{GS} , C_{GD} , C_{SB} และ C_{DB} ซึ่งจำเป็นต้องใช้คอมพิวเตอร์ในการวิเคราะห์เนื่องจากมีความยุ่งยากในการวิเคราะห์ เกินกว่าจะทำกรวิเคราะห์โดยการคิดด้วยมือ และเนื่องในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบวงจรโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานอยู่ในย่านอิมิตัว ซึ่งจะทำให้เกิดสภาวะพินช์ออฟ (Pinch Off) คือช่องทางเดินกระแสปลายด้านเดรนแคบมาก ทำให้แรงดันตกคร่อมมีผลต่อแชนเนลเกตน้อยมาก ทำให้สามารถลดการคิดค่าความจุไฟฟ้าระหว่างเกต-เดรน (C_{GD}) ส่วนค่าความจุไฟฟ้าระหว่างซอร์ส-บอดี้ (C_{SB}) และเดรน-บอดี้ (C_{DB}) นั้นที่ว่ามีค่าน้อยมากเช่นกัน

ส่วนในกรณีของค่าความต้านทานที่เกิดเนื่องจากขาคเกต-ซอร์ส (r_{GS}) และเกต-เดรน (r_{GD}) ซึ่งถูกกั้นด้วยฉนวนที่ขาคเกตของมอสทรานซิสเตอร์ ถือว่ามีค่าสูงมาก จึงนำเฉพาะค่าความต้านทานระหว่างเดรน - ซอร์ส (r_{DS}) มาพิจารณาเท่านั้น

2.4 ค่าความจุไฟฟ้าในมอสทรานซิสเตอร์

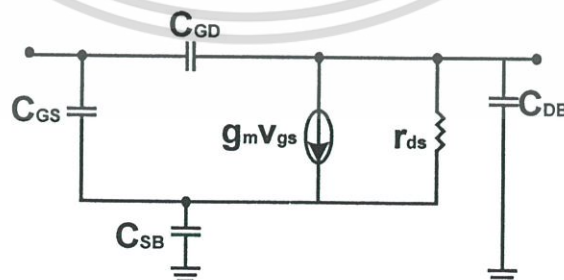
ค่าความจุไฟฟ้าใน โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ เป็นตัวแปรที่สำคัญในการออกแบบวงจรรวมตัวแปรหนึ่งเพราะเป็นตัวการในการกำหนดผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่ทำการออกแบบ ค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นเกิดจากกระบวนการและโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ โดยพิจารณาได้ตามรูปแสดงโครงสร้างรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงแบบจำลองค่าความจุที่เกิดขึ้นบน โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์

เมื่อพิจารณาค่าความจุไฟฟ้าของชั้นออกไซด์บริเวณที่มีรอยต่อซึ่งกันและกัน โดยพิจารณาแบ่งช่วงทำงานออกเป็น 3 ช่วงคือ Saturation Region (หรือ Active Region) , Non-Saturation Region (หรือ Triode Region) และช่วง Cut-Off Region จะพิจารณาเป็นแบบวงจรและสมการความสัมพันธ์ ได้ดังต่อไปนี้

1. ความจุที่เกิดขึ้นบนโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วง Saturation Region (หรือ Active Region)



รูปที่ 2.7 แสดงแบบจำลองค่าความจุที่เกิดขึ้นบน โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วง Saturation Region (หรือ Active Region)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_{GS} \cong WC_{ox} \left(\frac{2}{3}L + L_{ov} \right) \quad (2.9)$$

$$C_{GD} = WC_{ox}L_{ov} \quad (2.10)$$

$$C_{SB} = C'_{SB} + C_{S-SW} \quad (2.11)$$

$$C_{DB} = C'_{DB} + C_{D-SW} \quad (2.12)$$

$$C'_{SB} = (A_S + A_{CH})C_{jo} / \sqrt{1 + v_{SB} / \Phi_o} \quad (2.13)$$

$$C'_{DB} = A_D C_{jo} / \sqrt{1 + v_{DB} / \Phi_o} \quad (2.14)$$

$$C_{S-SW} = P_S C_{j-SW_o} / \sqrt{1 + v_{SB} / \Phi_o} \quad (2.15)$$

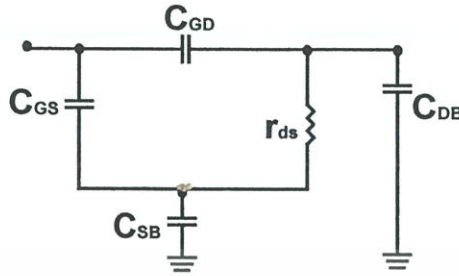
$$C_{D-SW} = P_D C_{j-SW_o} / \sqrt{1 + v_{DB} / \Phi_o} \quad (2.16)$$

เมื่อ

C_{GS}	คือ ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาคเกต-ซอร์ส
C_{SB}	คือ ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาซอร์ส-บอดี
C_{DB}	คือ ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเดรน-บอดี
C_{jo}	คือ ค่าความจุไฟฟ้าเมื่อแรงดันมีค่า 0 โวลต์
W	คือ ค่าความกว้างประสิทธิผลของแชนเนล (Effective Channel Width)
L	คือ ค่าความยาวประสิทธิผลของแชนเนล (Effective Channel Length)
Φ_o	คือ ค่าBuilt-in Potential บริเวณรอยต่อ
A_D	คือ ค่าพื้นที่บริเวณขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์
A_S	คือ ค่าพื้นที่บริเวณขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์
A_{CH}	คือ ค่าพื้นที่บริเวณช่องทางเดินกระแสของมอสทรานซิสเตอร์
P_D	คือ ค่าเดรนพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์
P_S	คือ ค่าซอร์สพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ความจุที่เกิดขึ้นบนโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วง Non-Saturation Region (หรือ Triode Region)



รูปที่ 2.8 แสดงแบบจำลองค่าความจุที่เกิดขึ้นบน โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วง Non-Saturation Region (หรือ Triode Region)

$$C_{GS} = WC_{ox} \left(\frac{1}{2} L + L_{ov} \right) \quad (2.17)$$

$$C_{GD} = WC_{ox} \left(\frac{1}{2} L + L_{ov} \right) \quad (2.18)$$

$$C_{SB} = C'_{SB} + C_{S-SW} \quad (2.19)$$

$$C_{DB} = C'_{DB} + C_{D-SW} \quad (2.20)$$

$$C'_{SB} = (A_S + A_{CH} / 2) C_{j0} / \sqrt{1 + v_{SB} / \Phi_o} \quad (2.21)$$

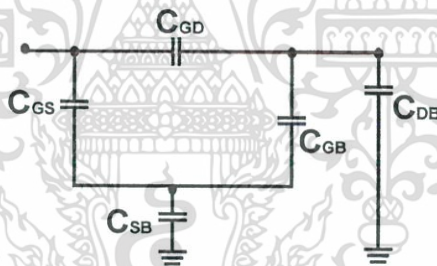
$$C'_{DB} = (A_D + A_{CH} / 2) C_{j0} / \sqrt{1 + v_{DB} / \Phi_o} \quad (2.22)$$

$$C_{S-SW} = P_S C_{j-SW0} / \sqrt{1 + v_{SB} / \Phi_o} \quad (2.23)$$

$$C_{D-SW} = P_D C_{j-SW0} / \sqrt{1 + v_{DB} / \Phi_o} \quad (2.24)$$

เมื่อ	C_{GS}	คือ ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาคัด-ซอร์ส
	C_{SB}	คือ ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาซอร์ส-บอดี
	C_{DB}	คือ ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเดรน-บอดี
	C_{j0}	คือ ค่าความจุไฟฟ้าเมื่อแรงดันมีค่า 0 โวลต์
	W	คือ ค่าความกว้างประสิทธิผลของแชนเนล (Effective Channel Width)
	L	คือ ค่าความยาวประสิทธิผลของแชนเนล (Effective Channel Length)
	Φ_o	คือ ค่า Built-in Potential บริเวณรอยต่อ
	A_D	คือ ค่าพื้นที่บริเวณขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์
	A_S	คือ ค่าพื้นที่บริเวณขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์
	A_{CH}	คือ ค่าพื้นที่บริเวณช่องทางเดินกระแสของมอสทรานซิสเตอร์
	P_D	คือ ค่าเดรนพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์
	P_S	คือ ค่าซอร์สพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์

3. ความจุที่เกิดขึ้นบนโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วง Cut-Off Region



รูปที่ 2.9 แสดงแบบจำลองค่าความจุที่เกิดขึ้นบน โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วง Cut - Off Region

$$C_{GB} = C_{SB} = C_{DB} \cong 0 \quad (2.25)$$

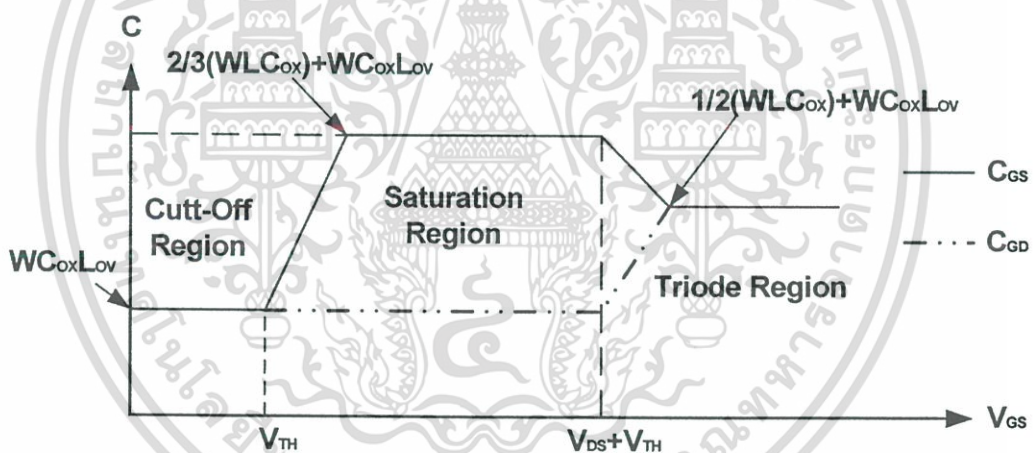
$$C_{GD} = C_{GS} = WL_{OV}C_{ox} \quad (2.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่่อมอสทรานซิสเตอร์มีช่วงการทำงานอยู่ในย่าน Saturation Region โดยทั่วไปค่าความจุ C_{GD} โดยทั่วไปมีค่าประมาณ $WL_{ov}C_{ox}$ แรงดันที่เกิดขึ้นระหว่างขาเกต กับขาซอสของมอสทรานซิสเตอร์ เป็นผลทำให้เกิดสนามไฟฟ้าที่ไม่สม่ำเสมอเกิดขึ้นที่บริเวณรอยต่อระหว่างขาเกตกับออกไซด์ ซึ่งสามารถนำผลที่เกิดมาวิเคราะห์หาค่าความจุที่เกิดขึ้นระหว่างขาเกตและขาซอสมีค่าประมาณ $C_{GS} \cong WC_{ox} \left(\frac{2}{3}L + L_{ov} \right)$

เมื่่อมอสทรานซิสเตอร์มีช่วงการทำงานอยู่ในย่าน Triode Region เป็นย่านที่มอสทรานซิสเตอร์ไม่มีการทำงาน เป็นผลทำให้ค่าความจุที่เกิดขึ้นบริเวณขาเกตและเดรน กับ ขาเกตซอสมีค่าเท่ากัน โดยจากการวิเคราะห์มีค่าประมาณ $C_{GD} = C_{GS} = WL_{ov}C_{ox}$

เมื่่อมอสทรานซิสเตอร์มีช่วงการทำงานอยู่ในย่าน Cut-Off Region เป็นย่านที่มอสทรานซิสเตอร์มีค่าแรงดันระหว่างขาซอส และ เดรนเท่ากัน เป็นผลทำให้ค่าความจุที่เกิดขึ้นบริเวณขาเกตและเดรน กับ ขาเกตซอสมีค่าเท่ากัน โดยจากการวิเคราะห์มีค่าประมาณ $C_{GS} = C_{GD} = WC_{ox} \left(\frac{1}{2}L + L_{ov} \right)$



รูปที่ 2.10 แผนภาพแสดงค่าความจุที่เกิดขึ้นบน โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงการทำงานย่าน Saturation Region (หรือ Active Region) , Non-Saturation Region (หรือ Triode Region) และช่วง Cut-Off Region

จากการพิจารณาข้างต้นสามารถนำมาเขียนแผนภาพสรุปค่าความจุที่เกิดขึ้นบน โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงการทำงานย่าน Saturation Region (หรือ Active Region) , Non-Saturation Region (หรือ Triode Region) และช่วง Cut-Off Region สามารถพิจารณาได้ดังรูปที่ 2.10

2.5 สรุป

กล่าวโดยสรุปในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงที่มาของการเกิดของทรานซิสเตอร์ตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบัน ข้อดีและข้อเสียของมอสทรานซิสเตอร์เมื่อเปรียบเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เพื่อการเลือกนำไปใช้ให้เหมาะสมกับงาน ต่อมาได้มีการกล่าวถึงการใช้งานมอสทรานซิสเตอร์ในย่านการทำงานต่างๆว่าจะต้องมีการควบคุมตัวแปรใดในการใช้งานในย่านนั้นๆ สุดท้ายจะเป็นการกล่าวถึงค่าตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นในรอยต่อของมอสทรานซิสเตอร์เมื่อใช้งานในย่านต่างๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วงจรรขยายอินสทรูเมนต์

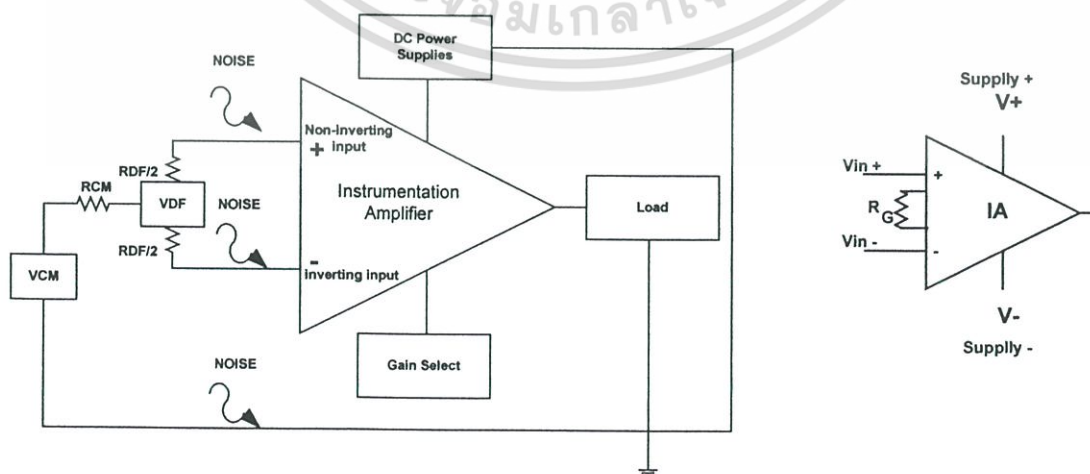
3.1 กล่าวนำ

วงจรรขยายอินสทรูเมนต์ หรือที่รู้จักอีกชื่อหนึ่งว่า “ อินสทรูเมนต์แอมป์ ” เป็นวงจรรขยายสัญญาณชนิดหนึ่งที่มีนิยมนำไปประยุกต์ใช้ในงานอย่างแพร่หลายในงานด้านต่างๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง งานทางด้านการประมวลผลสัญญาณอนาล็อก เช่น งานทางด้านระบบการสื่อสาร งานทางด้านระบบการวัดและควบคุม เป็นต้น เนื่องวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ใช้งานง่าย รวมทั้งยังมีความสามารถในการกำจัดสัญญาณคอมมอน โหมด ได้เป็นอย่างดี จึงนับได้ว่าวงจรรขยายอินสทรูเมนต์เป็นอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ (Active Device) ที่เข้ามามีบทบาทสำคัญและมีประโยชน์เป็นอย่างมากในงานต่างๆ

ดังนั้น ในบทนี้จะกล่าวถึงความหมายของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ คุณสมบัติของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์แอมป์ ตลอดจนการนำไปประยุกต์ใช้งานในงานต่างๆ และสุดท้ายจะกล่าวถึงวงจรที่มีการนำเสนอมาในอดีต โดยจะกล่าวในรายละเอียดต่อไป

3.2 ความหมายของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์

โดยทั่วไป เราอาจจะกล่าวได้ว่าวงจรรขยายอินสทรูเมนต์คือวงจรรขยายสัญญาณผลต่างที่มีความแม่นยำและความถูกต้องสูงเมื่อเทียบกับวงจรรขยาย โดยทั่วไปจึงมักมีการนำไปใช้งานกันอย่างแพร่หลายในงานที่ต้องการความถูกต้องมาก ซึ่งสามารถเขียนไดอะแกรมการใช้งานและสัญลักษณ์โดยทั่วไปของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แสดงไดอะแกรมการใช้งานและสัญลักษณ์ทั่วไปของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่บนเว็บไซต์เป็นการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานปกติทั่วไปวงจรขยายอินพุตที่แท้จริงจะทำการตรวจวัดสัญญาณเฉพาะสัญญาณที่ได้จากสัญญาณแรงดันหรือกระแสผลต่างที่เกิดขึ้นระหว่างอินพุตของวงจรและสัญญาณคอมมอนโหมดเท่านั้น โดยจะทำการแยกสัญญาณรบกวน (Noise) ที่อาจเกิดจากเส้นสัญญาณกราวด์ (Ground Signal) หรืออาจเป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดจากแหล่งจ่ายไฟของวงจรขยายสัญญาณอินพุตที่แท้จริง ไม่ให้ผ่านเข้าไปยังสัญญาณของวงจรขยายสัญญาณอินพุตที่แท้จริง

สำหรับการปรับค่าอัตราขยายสัญญาณของวงจรขยายสัญญาณอินพุตที่แท้จริงโดยทั่วไปสามารถปรับได้โดยการเปลี่ยนค่าความต้านทานภายนอก (Gain Resistance : R_G) และใช้สมการที่ได้จากข้อมูลที่มาจากผู้ผลิตวงจรขยายอินพุตที่แท้จริงในการคำนวณหาอัตราขยายสัญญาณผลต่างของวงจร

คุณสมบัติที่สำคัญประการหนึ่งของวงจรขยายอินพุตที่แท้จริงที่ทางผู้ผลิตมักบอกมาให้กับผู้ใช้งานคือ ค่าอัตราการลดสัญญาณชนิดคอมมอนโหมด ซึ่งเป็นค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงต่อสัญญาณอินพุตแบบคอมมอนโหมด หรือ กล่าวอีกนัยหนึ่งคืออัตราการลดทอนสัญญาณชนิดคอมมอนโหมดเพื่อส่งผ่านไปยังเอาต์พุต ยกตัวอย่างเช่น วงจรขยายอินพุตที่แท้จริงหนึ่ง มีค่าอัตราขยายสัญญาณคอมมอนโหมด เท่ากับ 1/1,000 และมีค่าสัญญาณอินพุตคอมมอนโหมด เท่ากับ 10 โวลต์ แสดงว่าสัญญาณที่ออกจากเอาต์พุตของวงจรจริงจะมีค่าเท่ากับ 10 มิลลิโวลต์ (mV) โดยทั่วไปค่าอัตราขยายสัญญาณคอมมอนโหมดควรมีค่าน้อยๆ เพื่อให้วงจรขยายที่ใช้งานไม่ขยายสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น

ค่าอัตราการลดสัญญาณชนิดคอมมอนโหมด โดยทั่วไปมักแทนด้วยค่าของสัญญาณแรงดันคอมมอนโหมดที่เกิดขึ้นที่อินพุต (Common-Mode Voltage, V_{CM}) ที่เปลี่ยนไปตามความถี่ของสัญญาณ ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าเทอมของ CMV จะถูกแทนด้วยเทอมลอการิทึม (Logarithmic) แสดงความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการที่ 3.1

$$V_{CM} = 20 \log_{10}(CMRR) \quad (3.1)$$

ยกตัวอย่างเช่นวงจรขยาย วงจรหนึ่งมีค่า CMRR ของวงจรเท่ากับ 100 จะทำให้ได้ว่าค่า $V_{CM} = 20 \log_{10}(100)$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 40 dB

สุดท้ายเรื่องเกี่ยวกับแหล่งจ่ายไฟเนื่องจากเป็นที่ทราบกันดีว่าอุปกรณ์ประเภทแอกทิฟจำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายไฟเพื่อจะสามารถจะนำไปใช้งานได้ ซึ่งวงจรขยายสัญญาณอินพุตที่แท้จริงก็นับว่าเป็นอุปกรณ์ประเภทแอกทิฟ จึงมีความจำเป็นต้องใช้งานแหล่งจ่ายเช่นกัน โดยทั่วไปที่พบเห็นวงจรขยายอินพุตที่แท้จริงส่วนใหญ่ มักใช้แหล่งจ่ายไฟทั้งไฟบวกและลบ เพื่อให้ย่านการปฏิบัติการทางขนาดที่กว้าง

3.3 คุณสมบัติโดยทั่วไปของวงจรมอนิเตอร์อินพุต [10] – [14]

การนำวงจรมอนิเตอร์อินพุตไปใช้งาน โดยทั่วไปผู้นำไปใช้งานจำเป็นต้องคำนึงถึงค่าต่างๆที่ทางผู้ผลิตให้มาในเอกสารประกอบการใช้งาน (Data Sheet) เพื่อให้ผู้นำไปใช้งานสามารถเลือกวงจรมอนิเตอร์อินพุตที่เหมาะสมให้ตรงกับงานที่นำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างถูกต้องซึ่งคุณสมบัติที่สำคัญที่ต้องคำนึงเมื่อต้องการนำวงจรมอนิเตอร์อินพุตไปใช้งานมีดังต่อไปนี้

3.3.1 อัตราขยาย (Gain)

ค่าอัตราขยายสัญญาณของวงจรมอนิเตอร์อินพุตโดยทั่วไปทางผู้ผลิตมักให้สมการความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตในรูปแบบของสมการการถ่ายโอนสัญญาณของวงจร (Transfer Function) มาให้ ยกตัวอย่างเช่น

วงจรมอนิเตอร์อินพุตเบอร์ AD620 ของ บริษัท Analog Device มีค่าอัตราขยายเป็น

$$Gain = \frac{49,400\Omega}{R_G} + 1 \quad (3.2)$$

เมื่อทำการเลือกค่า R_G จะทำให้ค่าอัตราขยายของวงจรเปลี่ยนไปดังตัวอย่าง

$$Gain = 1, R_G = \infty, Gain = 9.998, R_G = 5.49k\Omega \text{ เป็นต้น}$$

3.3.2 ช่วงของอัตราขยาย (Gain Range)

ช่วงของอัตราขยายที่พบเห็น โดยปกติทั่วไปจะมีช่วงตั้งแต่ 1 – 1,000 หรือ 1 – 10,000 และไม่ได้มีข้อกำหนดตายตัวมากนักในการนำไปใช้งานจริง

3.3.3 ความผิดพลาดของอัตราขยาย (Gain Error)

ค่าความผิดพลาดของอัตราขยายโดยทั่วไปจะมีการระบุเพื่อบอกให้ทราบว่าค่าอัตราขยายที่คำนวณได้จากสมการที่ผู้ผลิตให้มาเมื่อนำไปใช้งานจริงจะมีค่าความผิดพลาดเป็นเท่าไร ซึ่งอาจมีสาเหตุมาจากหลายสาเหตุ เช่นความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรมอนิเตอร์อินพุต โดยทั่วไปจะบอกอยู่ในรูปของค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเมื่อเทียบกับค่าอัตราขยายในอุดมคติ ตัวอย่างเช่น เบอร์ AD620 ของ บริษัท Analog Device มีค่าผิดพลาดของอัตราขยาย 0.10 % เมื่ออัตราขยายของวงจรเท่ากับ 1

3.3.4 แรงดันออฟเซต (Offset Voltage)

ค่าของแรงดันออฟเซตของวงจรมอนิเตอร์อินพุตควรมีค่าของแรงดันออฟเซตต่ำ เนื่องจากวงจรมอนิเตอร์อินพุตมีส่วนที่มีความเป็นอิสระซึ่งกันและกัน แบ่งได้เป็น 2 ส่วนคือ ส่วนวงจรมอนิเตอร์อินพุต และ ส่วนเอาต์พุตของวงจรมอนิเตอร์ โดยค่าของแรงดันออฟเซตของวงจรมีค่าเท่ากับผลรวมของ ออฟเซตที่เกิดขึ้นที่อินพุตรวมกับค่าออฟเซตที่เกิดขึ้นที่เอาต์พุต ทั่วไปค่าออฟเซตของวง

จรที่เกิดขึ้นมีสาเหตุเนื่องมาจาก การนำไปใช้งานในสภาวะแวดล้อมที่อุณหภูมิมีค่าเปลี่ยนแปลงไป โดยทั่วไปวงจรอินสทรูเมนต์แอมป์ จะมีส่วนที่ใช้ในการต่อตัวต้านทานภายนอกในการปรับแต่งลดค่าแรงดันออฟเซตที่เกิดขึ้น ตัวอย่างเช่น เบอร์ AD620 ของ บริษัท Analog Device มีค่าของแรงดันออฟเซตประมาณ 30 μV

3.3.5 ค่าความไม่เป็นเชิงเส้น (Non linearity)

โดยทั่วไปค่าแรงดันออฟเซตและค่าผิดพลาดอื่นสามารถทำการปรับลดค่า หรือ ชดเชยได้ โดยการปรับแก้โดยวงจรภายในได้ แต่ความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรไม่สามารถแก้ไขได้ เนื่องจากเกิดจากคุณสมบัติเฉพาะตัวของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์เบอร์นั้นๆ ซึ่งความไม่เป็นเชิงเส้นจะมีผลทำให้ค่าแรงดันที่เกิดขึ้นที่ขาเอาต์พุตมีค่าที่ผิดพลาดไป โดยทั่วไปค่านี้จะอยู่ในรูปของค่าเอาต์พุตที่วัดได้จริงเทียบกับค่าเอาต์พุตที่ได้จากการคำนวณ เป็น ไปดังสมการ

$$\text{Nonlinearity} = \frac{\text{Actual output} - \text{Calculate output}}{\text{Rated Full Scale output}} \quad (3.3)$$

เมื่อ

Actual Output คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่วัดได้จริงจากวงจร

Calculate Output คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่วัดได้จากการคำนวณวงจร

Rated Full Scale output คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตสูงสุดที่จ่ายได้จริงของวงจร

ค่าของความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ทั่วไปมีค่า 0.01% และมีค่า 0.001% สำหรับวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ที่มีคุณภาพสูง

3.3.6 อัตราการลดสัญญาณชนิดคอมมอนโหมดทั้งในกระแสสลับและกระแสตรง (AC and DC CMRR)

อัตราการลดสัญญาณชนิดคอมมอน โหมดจะบอกถึงความสามารถในการกำจัดสัญญาณรบกวน ของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์โดยทั่วไปจะมีค่าตั้งแต่ 60 dB ไปจนกระทั่งถึง 120 dB โดยทั่วไปมักจะมีค่ามากตลอดย่านความถี่ที่สามารถใช้งานได้และมีความสามารถในการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มาจากไฟฟ้าที่ใช้งานตามบ้าน(ในเมืองไทยคือสัญญาณความถี่ 50Hz)รวมทั้งสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนฮาร์โมนิก อันดับที่สอง(2nd Harmonic) ได้

3.3.7 ความต้านทานอินพุท (Input Impedance)

ค่าของความต้านทานของขาอินพุท ไม่ว่าจะเป็ขขาขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting) และไม่มีกรกลับเฟส (Non - inverting) สำหรับอินสทรูเมนต์แอมป์ ทั่วไปมีค่าสูงมาก ซึ่งมีค่าประมาณ $10^9 - 10^{12} \Omega$

3.3.8 ย่านการทำงาน (Adequate Bandwidth)

ย่านการทำงานจะบอกถึงช่วงการปฏิบัติงานของวงจรถยายอินสทรูเมนต์ คุณสมบัติทั่วไปควรมีย่านการทำงานที่กว้างเพื่อจะทำให่วงจรมีความสามารถนำไปใช้ในการขยายสัญญาณที่วัดได้ย่านความถี่ที่กว้าง ตัวอย่างเช่น วงจรมีอัตราขยายเป็น 1 มีช่วงการทำงานตั้งแต่ 500 KHz ถึง 4 MHz หมายความว่า วงจรที่ทำการออกแบบมีย่านการทำงานคือประมาณ 3.5 MHz

3.3.9 ค่าความต้องการแหล่งจ่ายไฟ (Quiescent Supply)

เป็นค่าที่บอกถึงความต้องการกระแสไฟและแรงดัน ในขณะที่ทำงานของวงจรถยายอินสทรูเมนต์ โดยจะเห็นว่า ถ้าวงจรมีความต้องการไฟฟ้าต่ำ ค่าของกระแสและแรงดันที่ใช้จะมีค่าต่ำตามไปด้วย ทำให้สามารถนำไปสร้างอุปกรณ์แบบพกพาได้ ตัวอย่างเช่น เบอร์ INA113 ของ บริษัท Burr-Brown ซึ่งเป็นแบบไบโพลาร์ มีความต้องการกำลังไฟฟ้าประมาณ 135 mW เบอร์ INA110 ของ บริษัท Burr-Brown ซึ่งเป็นแบบเฟต มีความต้องการกำลังไฟฟ้าประมาณ 135 μ W

3.4 การประยุกต์ใช้งานวงจรถยายอินสทรูเมนต์

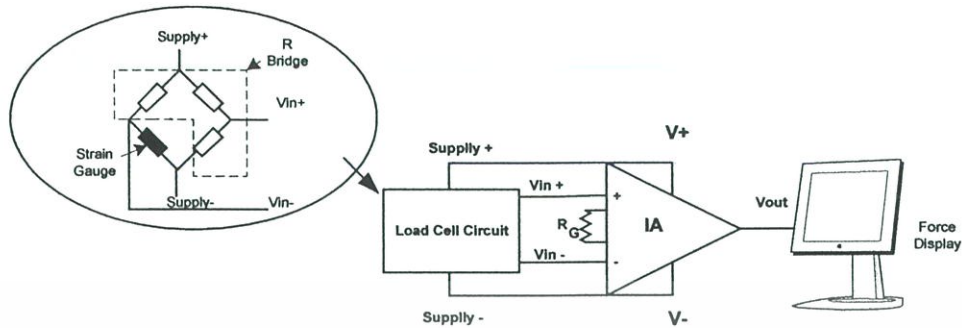
3.4.1 ระบบดาค้าแอกควิซิชัน (DAQ : Data Acquisition)

ระบบดาค้าแอกควิซิชัน เป็นระบบการเก็บรวบรวม วิเคราะห์ข้อมูลจริงในงานวิจัยทางวิทยาศาสตร์ งานทดสอบเชิงคุณภาพและประสิทธิภาพผ่านคอมพิวเตอร์ โดยมีข้อแตกต่างจากงานระบบคอมพิวเตอร์ทั่วไปตรงที่มีฮาร์ดแวร์พิเศษเพื่อตรวจจับสัญญาณทางกายภาพ อาทิเช่น อุณหภูมิ ความดัน หรืออัตราการไหล เป็นต้น แล้วแปลงค่าเข้าสู่คอมพิวเตอร์ผ่านซอฟต์แวร์ประยุกต์ที่พัฒนาตามคุณลักษณะของงานนั้น ในลักษณะเวลาจริง (Real-time)

การนำวงจรถยายอินสทรูเมนต์มาใช้งานในระบบดาค้าแอกควิซิชัน โดยทั่วไปมักนำไปใช้ในรูปแบบของการปรับสภาพสัญญาณ โดยเฉพาะทำหน้าที่ในส่วนของการขยายสัญญาณที่ตรวจวัดได้มาจากทรานสดิวเซอร์ ชนิดต่างๆ เช่น เทอร์โมคัปเปิลเทอร์มิสเตอร์ ตัวตรวจจับอุณหภูมิให้ผลเป็นความดันทางไฟฟ้า ตัวตรวจวัดการไหล ตัวตรวจจับความดันสเตรนเกจวัดแรง โหลดเซลล์วัดน้ำ และ LVDT ออกจากสัญญาณรบกวนที่อาจเกิดขึ้น ทรานสดิวเซอร์ หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า สัญญาณรบกวนที่อาจเกิดขึ้นจากแหล่งจ่ายไฟที่เลี้ยงวงจรถวายหรือตัวทรานสดิวเซอร์ ตัวอย่างการต่อไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

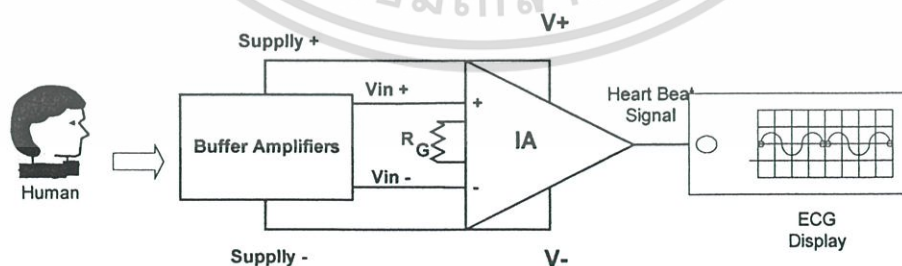
ใช้งานเช่น การนำไปต่อใช้งานร่วมกับวงจรบริดจ์ในการขยายสัญญาณที่ได้จาก เซนเซอร์วัดแรง ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แสดงการนำวงจรขยายอินสทรูเมนต์ที่การนำไปต่อใช้งานร่วมกับวงจรบริดจ์เพื่อใช้ในการขยายสัญญาณจากเซนเซอร์วัดแรง

3.4.2 เครื่องมือทางการแพทย์ (Medical Instrumentation)

การประยุกต์ใช้งานวงจรขยายอินสทรูเมนต์ในทางการแพทย์ มีการใช้งานอย่างแพร่หลาย ในการใช้เป็นส่วนหนึ่งของวงจร เพื่อใช้ในการสร้างเครื่องมือทางการแพทย์ การวัดข้อมูลต่างๆที่เกิดขึ้นจากกระบวนการทางชีวภาพของสิ่งมีชีวิต โดยทั่วไปสัญญาณที่เกิดขึ้นจากปรากฏการณ์เหล่านี้มักมีค่าของขนาดของสัญญาณที่เล็กมากเช่น ระดับ 5 mV จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องมียังวงจรหรือเครื่องมือที่มีความสามารถในการแยกสัญญาณที่ตรวจวัดออกจากสัญญาณรบกวนเพื่อที่จะทำการขยาย หรือปรับแต่งสัญญาณ ตัวอย่างเช่น EKG Monitors หรือ ECG Monitors (Electro Cardiogram) เพื่อใช้ในการงานการวัดคลื่นหัวใจ Blood Pressure Monitor เพื่อใช้ในการงานวัดระดับความดันเลือดในร่างกาย งานทางด้าน การทดสอบสภาพและสมรรถนะกล้ามเนื้อ เป็นต้น ตัวอย่างการต่อใช้งานเช่น การนำไปประยุกต์ใช้งานสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.3

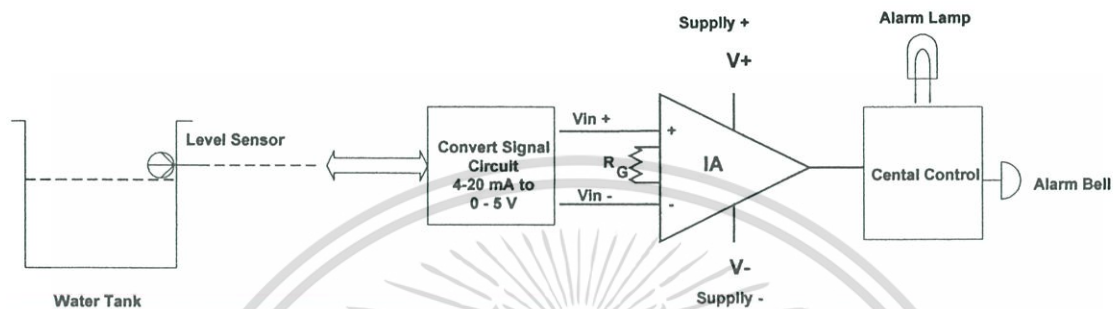


รูปที่ 3.3 แสดงการนำวงจรขยายอินสทรูเมนต์เพื่อใช้ในระบบ ECG Monitor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.3 การตรวจจับและควบคุมทางอิเล็กทรอนิกส์ (Monitor and Control Electronics)

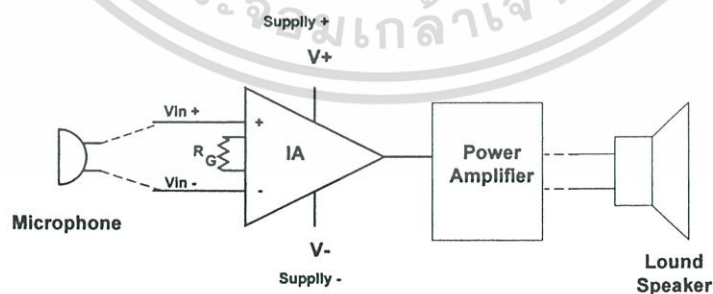
วงจรรายอินสทรูเมนต์กับการประยุกต์ใช้งานการตรวจจับและควบคุมทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยทั่วไปมีการใช้ในงานการตรวจจับสัญญาณทั้งแรงดันและกระแส เพื่อใช้ในการควบคุมหรืออาจใช้เป็นสัญญาณเตือนในระบบควบคุมต่างๆ เป็นต้น ตัวอย่างการต่อใช้งาน แสดงได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงการประยุกต์ใช้งานวงจรรายอินสทรูเมนต์ในงานทางด้านการตรวจวัดระดับสัญญาณของน้ำในถังระยะไกล

3.4.4 การประยุกต์ในงานที่เกี่ยวข้องกับเสียง (Audio Application)

ในงานที่เกี่ยวข้องกับเสียงนับเป็นงานอีกประเภทหนึ่งที่มีการนำวงจรรายอินสทรูเมนต์มาใช้งาน เพื่อทำการแยกสัญญาณรบกวนที่มาจากสิ่งแวดล้อมและสัญญาณที่เกิดจากกราวด์ลูป (Ground Loop) ของวงจรออกจากสัญญาณเสียงจริงมักพบอยู่ในเครื่องขยายเสียงที่มีราคาสูงๆ ตัวอย่างการนำมาใช้เช่น เป็นภาคขยายเริ่มต้น (Pre Amp) ให้แก่อไมโครโฟน เป็นต้น แสดงได้ดังรูปที่ 3.5

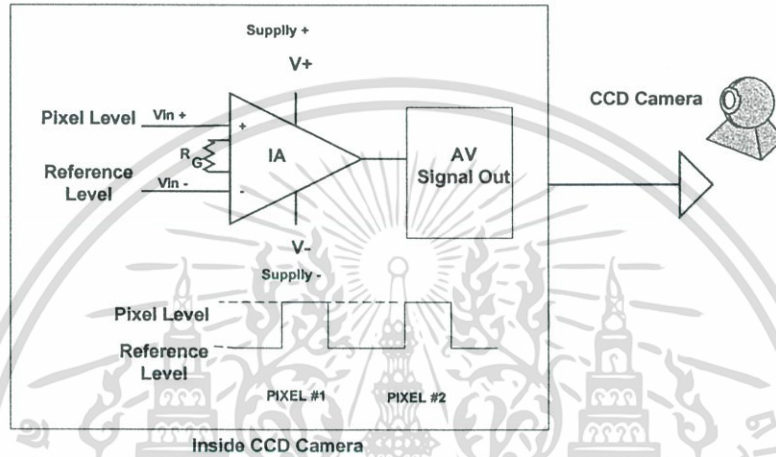


รูปที่ 3.5 แสดงการประยุกต์ใช้งานวงจรรายอินสทรูเมนต์ในการทำภาคขยายเบื้องต้น (Pre Amp)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.5 การประยุกต์ใช้ในงานที่มีความต้องการการประมวลผลสัญญาณความเร็วสูง (High-Speed Signal Conditioning)

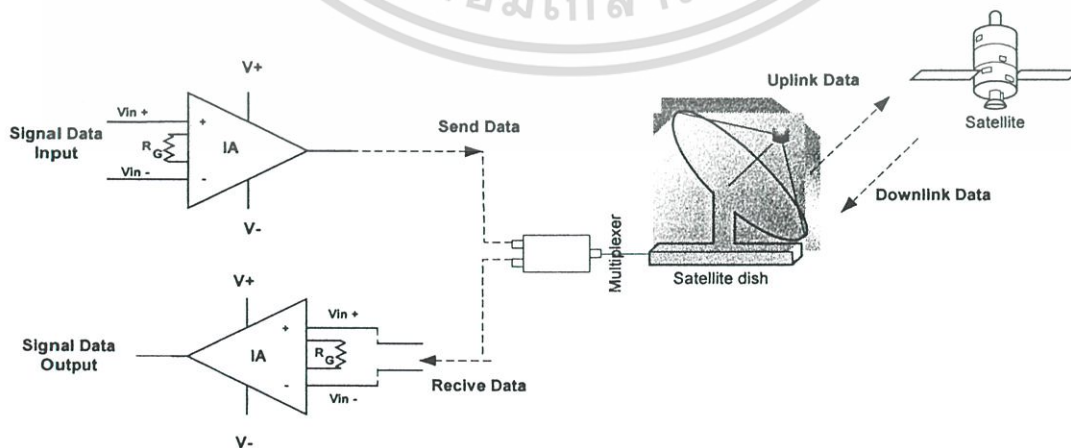
ปัจจุบันเนื่องจากมีความต้องการในการประมวลผลสัญญาณที่ความเร็วสูงและความถูกต้องมาก เช่น งานทางด้าน การประมวลผลสัญญาณภาพมากขึ้น ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องใช้งานวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ที่มีความสามารถในการปฏิบัติงานได้ในย่านกว้าง ตัวอย่างการนำไปใช้งานเช่นการนำไปต่อรวม CCD Imaging เพื่อนำมาทำเป็นกล้อง CCD (CCD Camera) แสดงได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 แสดงการประยุกต์ใช้งานวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ในการจัดการสัญญาณที่วัดได้จากกล้อง CCD

3.4.6 การประยุกต์ใช้ในวงจรความถี่สูง (RF Application)

วงจรรขยายอินสทรูเมนต์อาจนำมาใช้งานทางด้าน การส่งสัญญาณข้อมูลผ่านดาวเทียม เช่น นำมาใช้เป็นภาคขยายสัญญาณความถี่สูง (RF Amplifier) ให้แก่ สถานีฐาน เป็นต้น ในการรับส่งสัญญาณผ่านดาวเทียม ตัวอย่างของการประยุกต์ใช้งานนี้แสดงได้ดังรูปที่ 3.7

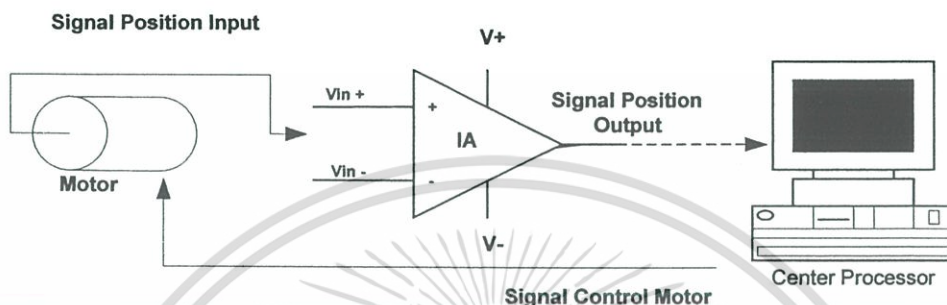


รูปที่ 3.7 แสดงการประยุกต์ใช้งานวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ในการขยายสัญญาณที่สถานีฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.7 การประยุกต์ใช้งานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronic Application)

ในงานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง วงจรขยายอินสทรูเมนต์ มีการนำมาใช้ในการตรวจจับสถานะการทำงานของมอเตอร์ เช่น ตรวจจับค่าความเร็วมอเตอร์ แรงบิดของมอเตอร์ ตำแหน่งของมอเตอร์ เป็นต้น โดยการวัดอาจวัดอยู่ในรูปความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน กระแส และเฟสของสัญญาณมอเตอร์

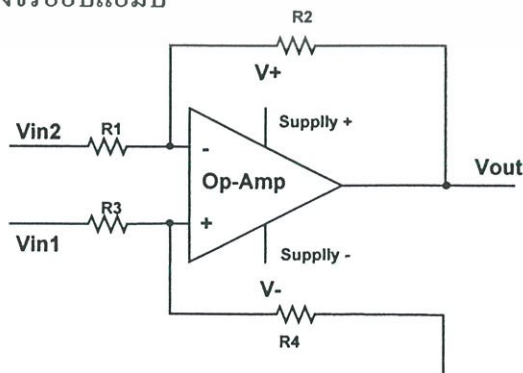


รูปที่ 3.8 แสดงการประยุกต์ใช้งานวงจรขยายอินสทรูเมนต์ในงานการตรวจวัดตำแหน่งของมอเตอร์

3.5 วงจรขยายอินสทรูเมนต์ที่มีการนำเสนอในอดีต

ในอดีตที่ผ่านมา มีนักออกแบบจำนวนมากได้ทำการออกแบบวงจรขยายอินสทรูเมนต์ในรูปแบบต่างๆ ซึ่งแต่ละแบบก็มีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันไป ดังนั้นในหัวข้อนี้จะเป็นการนำเสนอ วงจรขยายอินสทรูเมนต์ที่มีการออกแบบในรูปแบบต่างๆที่ใช้เป็นแนวทางในการออกแบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

เริ่มแรก วงจรขยายอินสทรูเมนต์แบบประกอบด้วยออปแอมป์หนึ่งตัวต่อร่วมกับตัวต้านทานในรูปของวงจรขยายสัญญาณผลต่างดังรูปที่ 3.9 ที่มีการนำมาใช้ในการออกแบบ เนื่องจากเป็นวงจรสามารถออกแบบได้ง่าย โดยวงจรในรูปแบบนี้เป็นวงจรที่มีการดัดแปลงมาจากวงจรขยายสัญญาณผลต่างในวงจรออปแอมป์



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรขยายอินสทรูเมนต์แบบพื้นฐาน

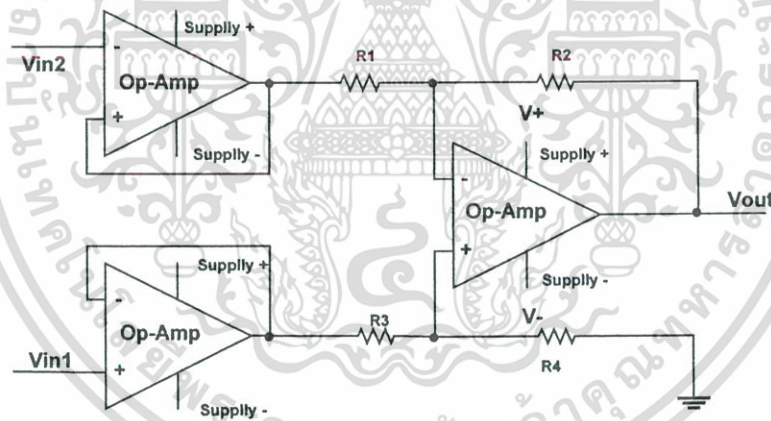
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานวงจรนี้สามารถทำได้โดย กำหนดให้ค่า $R_1 = R_3$ และ $R_2 = R_4$ ในวงจรดังรูปที่ 3.9 โดยค่าของอัตราขยายสัญญาณขยายผลต่างของวงจรแสดงได้ดังสมการที่ 3.4

$$V_{OUT} = (V_{in2} - V_{in1}) (R_2 / R_1) \quad (3.4)$$

วงจรที่ทำการออกแบบมีความสามารถในการจัดการสัญญาณอินพุตแบบคอมมอน โหมด ได้ดีกว่าวงจรขยายสัญญาณผลต่างทั่วไป แต่วงจรที่ทำการออกแบบก็มีข้อจำกัดในการทำงานคือ ค่าของความต้านทานที่ขาอินพุต มีค่าที่ไม่สูงมากนัก ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันที่เกิดขึ้นที่ขาอินพุตมีค่าไม่เท่ากับสัญญาณที่เข้ามาจริง ทำให้ค่าของอัตราขยายสัญญาณผลต่างมีค่าที่ผิดพลาดไป รวมทั้งค่าของ CMRR ของวงจรมีค่าที่ไม่สูงมากนัก

จากปัญหาที่พบจึงความพยายามที่จะปรับปรุงแก้ไขปัญหาในเรื่องความต้านทานที่ขาอินพุตของวงจร ให้มีค่าสูงมากขึ้น โดยทำการออกแบบวงจรขยายอินสทรูเมนต์แบบที่ประกอบด้วย ออปแอมป์หนึ่งตัวต่อร่วมกับวงจรตามแรงดัน ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.10 เพื่อลดผลของความไม่เท่ากันที่ขาอินพุต ทำให้สามารถลดปัญหาในเรื่องที่กล่าวมาข้างต้นได้



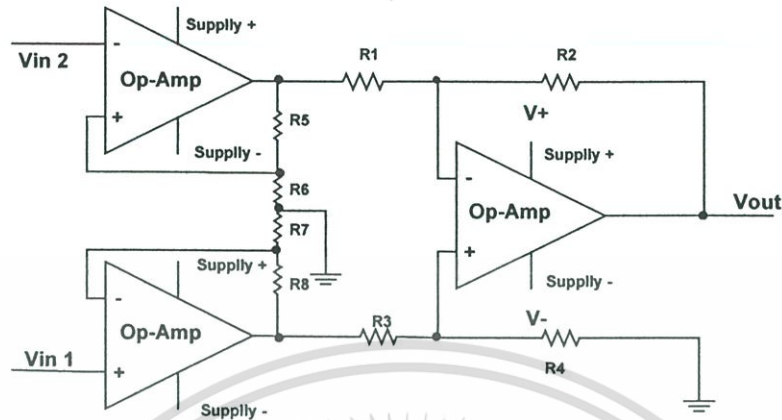
รูปที่ 3.10 แสดงวงจรขยายอินสทรูเมนต์แบบที่ประกอบด้วยออปแอมป์หนึ่งตัวต่อร่วมกับวงจรตามแรงดัน

การใช้งานวงจรนี้สามารถทำได้โดย กำหนดให้ค่า $R_1 = R_3$ และ $R_2 = R_4$ ในวงจรดังรูปที่ 3.10 โดยค่าของอัตราขยายสัญญาณขยายผลต่างของวงจรแสดงได้ดังสมการที่ 3.5

$$V_{OUT} = (V_{in2} - V_{in1}) (R_2 / R_1) \quad (3.5)$$

วงจรที่ทำการออกแบบพบว่าสามารถแก้ปัญหาในเรื่องของอัตราขยายสัญญาณผลต่างให้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า มีค่าถูกต้องมากขึ้น แต่ค่าของ CMRR ยังมีค่าที่ไม่สูงมากนัก ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในเวลาต่อมาได้นักออกแบบวงจรได้มีความพยายามคัดแปลงวงจรในรูปที่ 3.10 ให้กลายเป็นดังรูป 3.11 เพื่อปัญหาในเรื่องของค่า CMRR ของวงจรที่มีค่าไม่สูงมากนัก



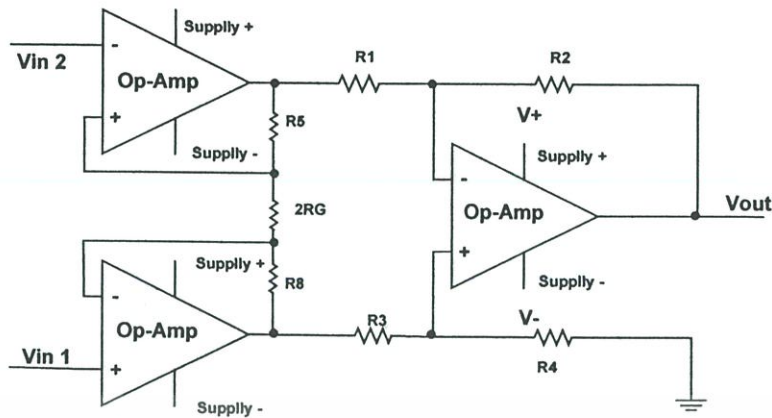
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรขยายอินสทรูเมนต์แบบที่ประกอบด้วยออปแอมป์สามตัวต่อร่วมกันกับตัวต้านทาน

การใช้งานวงจรนี้สามารถทำได้โดย กำหนดให้ค่า $R_2 = R_4$, $R_6 = R_7$, $R_5 = R_8$ และ $R_1 = R_3$ โดยค่าของอัตราขยายสัญญาณขยายผลต่างของวงจรแสดงได้ดังสมการที่ 3.6

$$V_{OUT} = (V_{in2} - V_{in1}) (1 + R_5 / R_6) (R_2 / R_1) \quad (3.6)$$

วงจรที่ทำการออกแบบจะให้ค่า CMRR ที่สูงขึ้นเมื่อเทียบกับวงจรเดิม แต่ปัญหาที่พบก็คือความยุ่งยากในการการปรับอัตราขยายสัญญาณผลต่าง ยังไม่มีความยืดหยุ่นในการใช้งานมากนัก เนื่องจากเวลานำไปใช้งานจริงจะมีความยุ่งยากมากในการการปรับอัตราขยายสัญญาณ โดยการปรับค่ามีความจำเป็นที่จะต้องทำการปรับค่า R_5 และ R_6 ของวงจรทั้ง 2 ตัว ซึ่งถ้ามีการนำไปใช้ในการออกแบบวงจรที่ต้องมีการปรับเปลี่ยนอัตราขยายบ่อยครั้ง เช่นวงจร AGC : Automatic Gain Control จะยังไม่เหมาะที่จะใช้งานมากนัก

ผลจากความไม่ยืดหยุ่นของวงจรที่เกิดขึ้นจึงได้มีความพยายามในการปรับปรุงวงจรเพื่อให้สามารถปรับเปลี่ยนอัตราขยายโดยไม่ยุ่งยากมาก วงจรที่ทำการปรับปรุงแสดงได้ดังรูปที่ 3.12 ซึ่งนับว่าเป็นวงจรที่ใช้งานกันมากที่สุดวงจรหนึ่ง



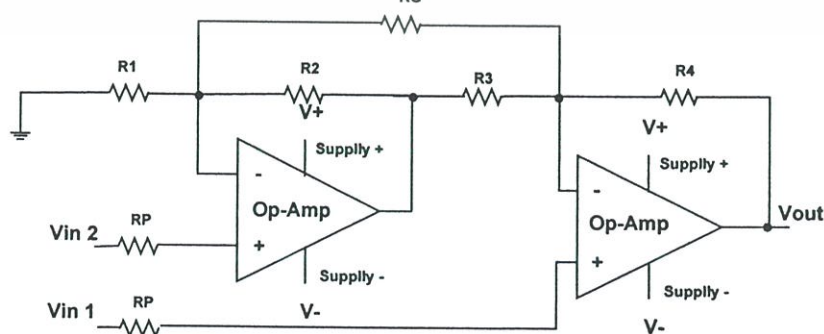
รูปที่ 3.12 แสดงวงจรขยายอินสทรูเมนต์แบบที่นิยมใช้งานกันมากที่สุด

การใช้งานวงจรนี้สามารถทำได้โดย กำหนดให้ค่า $R_2 = R_4$, $R_5 = R_6$ และ $R_1 = R_3$ โดยค่าของอัตราขยายสัญญาณขยายผลต่างของวงจรแสดงได้ดังสมการที่ 3.7

$$V_{OUT} = (V_{in2} - V_{in1}) (1 + 2R_5 / R_G) (R_2 / R_1) \quad (3.7)$$

วงจรที่ออกแบบสามารถปรับเปลี่ยนอัตราขยายได้โดยง่าย โดยในการนำไปใช้งานจริงทำการทำการเปลี่ยนค่าความต้านทาน R_G เท่านั้น

วงจรที่ออกแบบนี้นับว่าเป็นวงจรต้นแบบของวงจรขยายอินสทรูเมนต์ที่มีการนำมาใช้งานกันมากที่สุด ในงานทางด้านต่าง แต่ปัญหาของวงจรที่พบคือ การออกแบบสร้างเครื่องมือในการตรวจวัดที่ออกแบบโดยวงจรนี้ ยังมีความต้องการกำลังไฟสำหรับวงจรมาก จึงไม่เหมาะต่อการนำไปทำสร้างเครื่องมือในทางการค้า (Commercial) เพราะหลักในการออกมียุคก่อนหน้าคือเป็นวงจรที่มีขนาดไม่ใหญ่มากนักรวมทั้งจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบต้องมีน้อยกว่า แต่ต้องมีความสามารถในการทำงานใกล้เคียงหรือดีกว่าที่มีใช้งานอยู่ในปกติ เพื่อเป็นการลดต้นทุนในการผลิตเป็นอุปกรณ์มากขึ้นและวงจรที่ทำการคัดแปลงจากแนวคิดนี้แสดงได้ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรขยายอินสทรูเมนต์แบบที่ประกอบด้วยออปแอมป์ 2 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

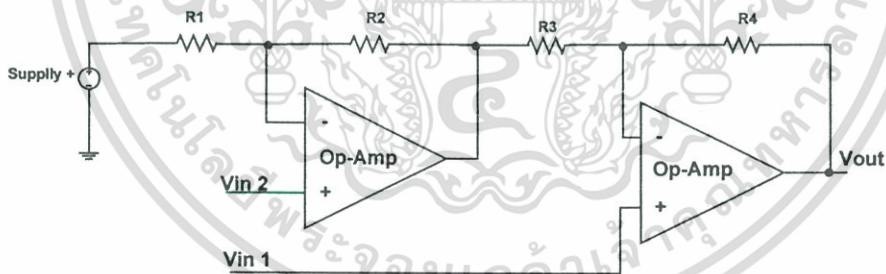
การใช้งานวงจรนี้สามารถทำได้โดย กำหนดให้ค่า $R_1 = R_3$ และ $R_2 = R_4$ โดยค่าของอัตราขยายสัญญาณขยายผลต่างของวงจรแสดงได้ดังสมการที่ 3.8

$$V_{OUT} = (V_{in2} - V_{in1})(1 + R_4/R_3) + (2R_4/R_3) \quad (3.8)$$

วงจรที่ออกแบบจะมีการลดจำนวนอุปกรณ์ที่ต้องใช้ในการออกแบบ คือ ลดจำนวนออปแอมป์ลงจากเดิมที่ต้องใช้ทั้งสิ้น 3 ตัว ต่อ 1 วงจร ลดลงมาเป็น 2 ตัวต่อ 1 วงจร ซึ่งเมื่อนำไปผลิตเป็นเครื่องมือจริงจะทำให้ต้นทุนในการผลิตลดลง เมื่อนำไปผลิตเป็นเครื่องมือจำนวนมากๆ

ปัญหาที่พบของการออกแบบจรขยายอินสทรูเมนต์ที่วงจรนี้จะเห็นว่าเมื่อนำไปใช้งานที่ต้องการประมวลผลสัญญาณที่ต้องการความเร็วสูง พบว่าสัญญาณที่ออกมาจากขาเอาต์พุตของวงจรจะมีการเฟสที่เลื่อนไปเป็นผลมาจากการเข้าของสัญญาณที่ขาอินพุตทั้ง 2 ขาของวงจรจะไม่พร้อมกันเนื่องจากสัญญาณ V_{in2} ก่อนเข้าวงจรขยายต้องผ่านออปแอมป์ 1 ตัวก่อนทำให้สัญญาณจะเกิดการหน่วงสัญญาณ(Delay) ไปเมื่อเทียบกับสัญญาณ V_{in1} ที่เข้าส่วนวงจรขยายโดยตรง

จะเห็นได้ว่าจากข้อดีของการออกแบบของวงจรในรูปที่ 3.14 คือวงจรมีจำนวนอุปกรณ์น้อยทำให้การต้องการกำลังงานไฟของวงจรมีค่าลดลงด้วย แต่การใช้งานยังมีความยุ่งยากในการปรับค่าอัตราขยายสัญญาณอยู่ เพื่อความสะดวกในการนำไปใช้งานจริง จึงได้มีการปรับปรุงวงจรใหม่ แสดงได้ดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 แสดงวงจรขยายอินสทรูเมนต์แบบที่ประกอบด้วยออปแอมป์ 2 ตัวแบบปรับปรุง

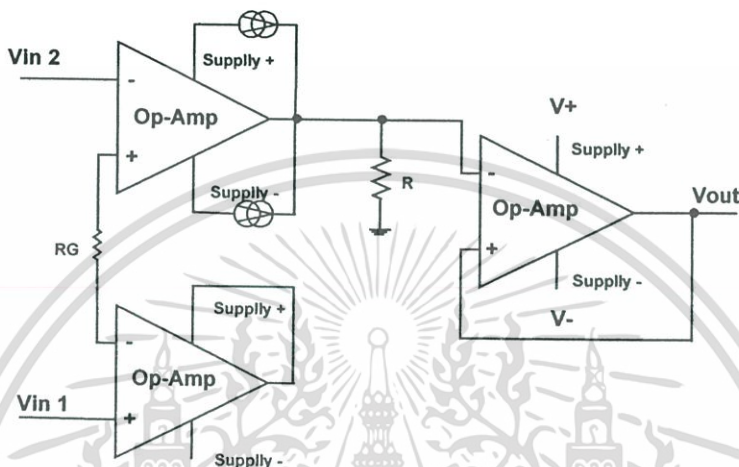
การใช้งานวงจรนี้สามารถทำได้โดย กำหนดให้ค่า $R_1 = R_4$ และ $R_2 = R_3$ โดยค่าของอัตราขยายสัญญาณขยายผลต่างของวงจรแสดงได้ดังสมการที่ 3.9

$$V_{OUT} = (V_{in2} - V_{in1})(1 + R_4/R_3) \quad (3.9)$$

นอกจากการออกแบบที่กล่าวมาข้างต้นที่มีการนำออปแอมป์มาต่อร่วมกันในรูปแบบเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบุคลากรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าต่างๆ แต่จะเห็นได้ว่าวงจรขยายอินสทรูเมนต์ ที่ออกแบบในรูปแบบนี้จะมีงานการปฏิบัติงานที่ไม่ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูงมากนักดังนั้นนักออกแบบ จึงได้มีความพยายามปรับปรุงวงจรในรูปแบบต่างๆเช่น วงจรที่มีการทำงานในโหมดกระแส การออกแบบวงจรโดยใช้โอปแอมป์ประเภทเฟด เป็นต้น

จากรูปวงจรที่ 3.15 วงจรนี้ทำการออกแบบโดย C. Toumazou และF. J. Lidgy [3] เป็นการนำโอปแอมป์มาต่อร่วมกันโดยทำงานในโหมดของกระแส เนื่องจากวงจรที่มีการทำงานในโหมดกระแส จะมีความถูกต้องแม่นยำ และมีผลตอบสนองทางความถี่ที่สูงกว่าวงจรประเภทเดียวกันที่ทำงานในโหมดแรงดัน



รูปที่ 3.15 แสดงวงจรขยายอินสทรูเมนต์แบบที่ทำงานในโหมดกระแส ออกแบบโดย C. Toumazou และF. J. Lidgy

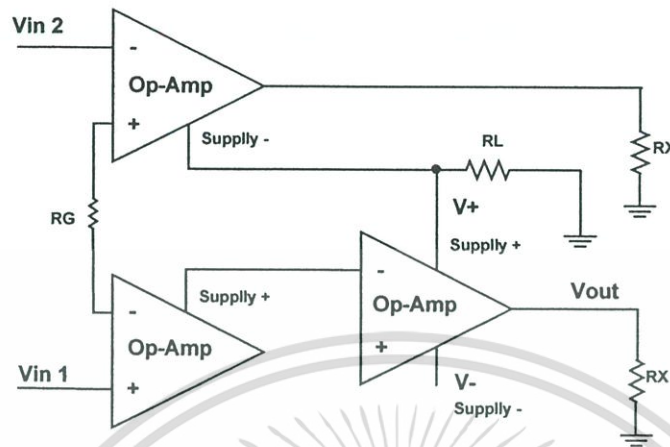
โดยค่าของอัตราขยายสัญญาณผลต่างของวงจรแสดงได้ดังสมการที่ 3.10

$$V_{OUT} = (V_{in2} - V_{in1}) (R/R_G) \quad (3.10)$$

วงจรที่ออกแบบประกอบด้วยไอซี AD711 จำนวน 3 ตัวซึ่งเป็น โอปแอมป์ที่มีย่านการทำงานได้ที่ความถี่สูงสุด 4 MHz โดยการปรับเปลี่ยนอัตราการขยายวงจรได้โดยทำการปรับเปลี่ยนค่า อัตราส่วนระหว่าง R และ R_G ปัญหาที่พบ จะเห็นว่าเนื่องจากวงจรที่ทำการออกแบบจำเป็นต้องใช้งานแหล่งจ่ายไฟที่สามารถจ่ายไฟเลี้ยงทั้งไฟบวกและไฟลบนอกจากนี้การใช้งานวงจรต้องการกำลังจากกำลังจากแหล่งจ่ายสูงจึงไม่เหมาะต่อการนำไปทำอุปกรณ์ที่สามารถพกพาได้ และวงจรมีขนาดใหญ่ไม่เหมาะต่อการนำไปออกแบบวงจรรวม

วงจรมีข้อเสนอในอีกรูปแบบหนึ่ง จะเป็นการออกแบบขึ้น ได้มีความพยายามปรับปรุงวงจรในแง่ต่างๆ เช่นทำการปรับปรุงเรื่องย่านการใช้งานให้กว้างกว่าวงจรที่มีโดยทั่วไป นอกจากนี้เนื่องจากการใช้งานโอปแอมป์ ประเภทที่เป็นเฟด ทำให้วงจรนี้มีค่าของความต้านทานขาเข้าที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูงและนอกจากนี้วงจรยังมีความต้องการกำลังไฟที่ต่ำกว่าวงจรที่ใช้งานพวกไบโพลาร์ ซึ่งทำการออกแบบโดย A. Khan และ A. Turaigi วงจรแสดงได้ดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 แสดง แสดงวงจรขยายอินสทรูเมนต์แบบที่ทำงานในโหมดกระแสที่ได้มีการปรับปรุงแบนด์วิธของวงจรแล้วทำการออกแบบโดย A. Khan และ A. Turaigi

โดยค่าของอัตราขยายสัญญาณขยายผลต่างของวงจรแสดงได้ดังสมการที่ 3.11

$$V_{OUT} = (V_{in2} - V_{in1}) (2R_L / (R_G + 2R_X)) \quad (3.11)$$

ปัญหาที่พบ จะเห็นว่าเนื่องจากวงจรที่ทำการออกแบบจำเป็นต้องใช้งานแหล่งจ่ายไฟที่สามารถจ่ายไฟเลี้ยงทั้งไฟบวกและไฟลบ นอกจากนี้จึงวงจรมีขนาดใหญ่ไม่เหมาะต่อการนำไปออกแบบวงจรรวมและนำไปทำอุปกรณ์ที่สามารถพกพาได้

3.6 สรุป

กล่าวโดยสรุปได้ว่าวงจรขยายอินสทรูเมนต์ที่ดีควรมีคุณสมบัติที่สำคัญในการขยายสัญญาณระดับต่ำได้ดี ซึ่งเป็นผลมาจากอัตราการลดสัญญาณอินพุตแบบคอมมอนโหมด (CMRR) มีค่าสูง ตลอดจนความถี่ที่ต้องการใช้งานรวมทั้งมีค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่างมีค่าสูง เนื่องจากสัญญาณอินพุตของวงจรขยายอินสทรูเมนต์โดยส่วนใหญ่มักมีขนาดสัญญาณที่ต่ำมาก ซึ่งอาจมีขนาดแรงดันไฟฟ้าในระดับ มิลลิโวลต์ หรือ ไมโครโวลต์ จากหลักการเบื้องต้นวงจรขยายอินสทรูเมนต์ ในส่วนของวงจรขยายอินสทรูเมนต์ ที่มีการนำเสนอในอดีตนั้น วงจรยังมีข้อจำกัดในการทำงานหลายอย่าง เช่น วงจรใช้แหล่งจ่ายแรงดันสูงในการทำงาน วงจรที่ทำการออกแบบมีขนาดใหญ่ และมีช่วงปฏิบัติงานทางความถี่ไม่สูงมากนัก ซึ่งทำให้เป็นที่มาของวิทยานิพนธ์ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีประเด็นเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฉบับนี้จะนำเสนอการออกแบบจรรยาบรรณอินสทราเมนต์ โดยมุ่งเน้นให้วงจรมีโครงสร้างขนาดเล็กและเรียบง่าย สามารถทำงานภายใต้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ มีค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่าง และค่า CMRR ที่สูง และวงจรมีช่วงปฏิบัติงานทางความถี่ที่สูง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

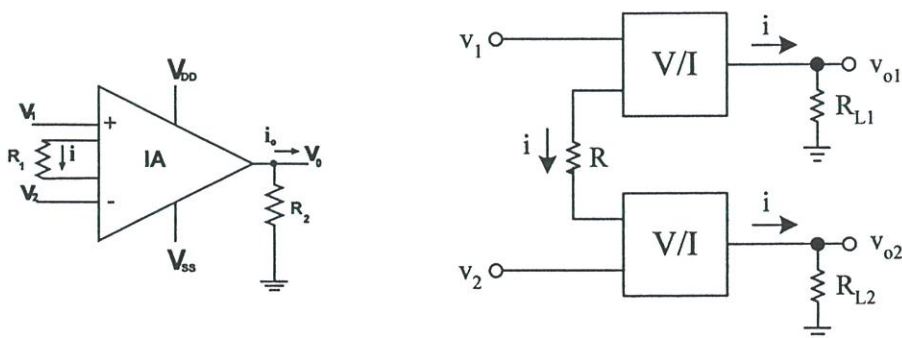
วงจรรขยายอินสทรูเมนต์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

4.1 บทนำ

ในบทนี้เป็นกรนำเสนอการออกแบบวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ หรือ IA บนพื้นฐานเทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบซีมอสที่มีการทำงานในช่วงอิมิตัว ซึ่งวงจรถ้าการออกแบบจะใช้หลักการของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสจำนวนสองวงจรต่อร่วมกันในการส่งผ่านสัญญาณผลต่างที่ได้มาจากทางด้านอินพุทของวงจร โดยกำหนดให้วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสทั้งสองวงจรมีความสมมูลกันซึ่งเกิดจากผลการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ความนำ (g_m : Transconductance Parameter) ของ มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นกับชนิดพี การปรับค่าอัตราขยายของวงจรที่นำเสนอสามารถทำได้โดยการเปลี่ยนค่าอัตราส่วนของตัวต้านทานในวงจรเพียงสองตัว และมีความยืดหยุ่นในการเลือกใช้ค่าของตัวต้านทาน จากหลักการของวงจรที่กล่าวมาจะทำให้วงจรที่ทำการออกแบบมีโครงสร้างขนาดเล็กและเรียบง่าย สามารถทำงานภายใต้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ และค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่างและค่าอัตราการลดสัญญาณชนิดคอมมอนโหมดมีค่าสูง รวมทั้งมีช่วงปฏิบัติการทางขนาดและผลตอบสนองทางความถี่ที่กว้าง สำหรับรายละเอียดในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์พื้นฐานที่เป็นต้นแบบของการออกแบบวงจรที่นำเสนอ หลักการทำงานของวงจรส่วนแปลงแรงดันเป็นกระแส วงจรรขยายอินสทรูเมนต์ที่นำเสนอ และการวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าต่างๆของวงจร รวมถึงผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE

4.2 หลักการพื้นฐานของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์

หลักการพื้นฐานของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ที่จะนำเสนอจะประกอบด้วยวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสสองวงจรต่อร่วมกันโดยทั้งสองวงจรมีความสมมูลกันแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ **รูปที่ 4.1** แสดงหลักการพื้นฐานของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ที่นำเสนอซึ่งมีการนำไปใช้

วงจรที่แสดงในรูปที่ 4.1 ทำการแปลงผลต่างแรงดัน $v_1 - v_2$ ที่อินพุท เป็นค่ากระแส i ผ่านตัวต้านทาน R โดยแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R คือ $v_1 - v_2$ และ จะได้ค่าสัญญาณกระแส i แทนได้โดย

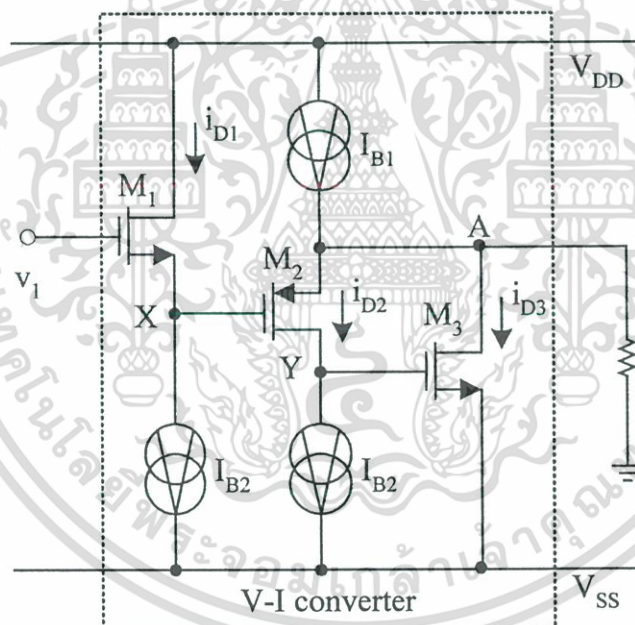
$$i = (v_1 - v_2)/R \quad (4.1)$$

ดังนั้นค่าแรงดันที่ เอาท์พุท เขียนเป็นสมการได้เป็น

$$v_{o1} = \frac{R_{L1}}{R}(v_1 - v_2) \quad (4.2)$$

$$v_{o2} = \frac{R_{L2}}{R}(v_2 - v_1) \quad (4.3)$$

4.3 หลักการทำงานของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส



รูปที่ 4.2 แสดงหลักการทำงานของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส

รูปที่ 4.2 แสดงโครงสร้างของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส โดยกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมมูลกันทุกประการและทำงานในช่วงอิมิตัวจะได้ค่ากระแสที่ไหลผ่านขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ แสดงดังสมการ (4.4)

$$i_D = \frac{\mu C_{ox} W}{2L} (V_{GS} - V_T)^2 = K(V_{GS} - V_T)^2 \quad (4.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ K คือค่าของ Transconductance Parameter ของมอสทรานซิสเตอร์
 V_{GS} คือค่าของ แรงดันที่ ขา เกต กับขาซอส ของมอสทรานซิสเตอร์
 V_T คือค่าของ แรงดันเทรชโฮล ของมอสทรานซิสเตอร์

จากการพิจารณาวงจรในรูปที่ 4.2 ค่าแรงดันที่ โหนดอินพุต และ โหนด A วิเคราะห์ได้
 เป็น

$$v_1 = v_{GS1} + v_{GD2} + v_{GS3} \quad (4.5)$$

และ

$$v_A = v_{SD2} + v_{GS3} \quad (4.6)$$

ซึ่งค่า

V_{GD} คือค่าของแรงดันที่ขาเกตกับขาเดรน ของมอสทรานซิสเตอร์

V_{SD} คือค่าของแรงดันขาซอสกับขาเดรน ของมอสทรานซิสเตอร์

เมื่อพิจารณาที่ โหนด X และ Y จะได้ความสัมพันธ์ของค่ากระแสเดรนเป็นดังสมการ

$$i_{D1} = i_{D2} = I_{B2} \quad (4.7)$$

จากพื้นฐานในสมการที่ (4.4) และ (4.7) จะได้ความสัมพันธ์

$$v_{GS1} = v_{SG2} \quad (4.8)$$

แทนสมการ (4.8) ลงใน (4.5) จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดัน v_1 เป็น ดังสมการ (4.9)

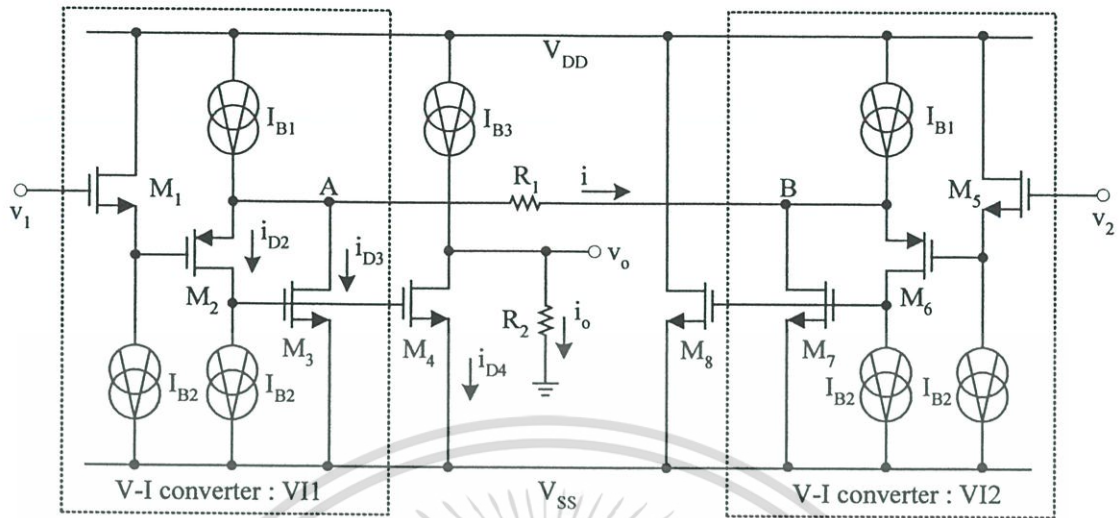
$$v_1 = v_{SG2} + v_{GD2} + v_{GS3} = v_{SD2} + v_{GS3} \quad (4.9)$$

จากสมการที่ (4.6) และ (4.9) แรงดันที่ โหนด A มีค่าเท่ากับแรงดันอินพุต ดังนั้นค่า
 กระแส i_1 ที่เกิดขึ้นมีค่าเท่ากับ

$$i_1 = \frac{v_A}{R_1} = \frac{v_1}{R_1} \quad (4.10)$$

จากสมการที่ (4.10) จะเห็นว่า v_1 เป็นการยืนยันการทำงานของวงจรว่า สามารถแปลงแรง
 ดันอินพุตไปเป็นค่ากระแสเอาต์พุต i_1 ที่ โหนด A

4.4 วงจรขยายอินสทรูเมนต์แบบซีมอสที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้



รูปที่ 4.3 แสดงวงจรขยายอินสทรูเมนต์แบบซีมอสที่ทำกรออกแบบ

รูปที่ 4.3 แสดงวงจรขยายอินสทรูเมนต์แบบซีมอสที่นำเสนอ ในวงจรจะประกอบด้วยวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสสองวงจรมาร่วมกัน กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพียงกันทุกประการและทำงานอยู่ในช่วงอิมิตัว จากรูปที่ 4.3 กำหนดให้ มอสทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_3$ และ แหล่งจ่ายกระแส $I_{B1} - I_{B2}$ ประกอบเป็นส่วนของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส VII ในการส่งผ่านแรงดันที่โหนดอินพุต v_1 ไปยังโหนด A v_A ส่วนมอสทรานซิสเตอร์ $M_5 - M_7$ และ แหล่งจ่ายกระแส $I_{B1} - I_{B2}$ ประกอบเป็นส่วนของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส VI2 ในการส่งผ่านแรงดันที่โหนดอินพุต v_2 ไปยังโหนด B v_B มอสทรานซิสเตอร์ M_4 และแหล่งจ่ายกระแส I_{B3} ใช้ในการส่งผ่านค่าแรงดันผลต่างของขาอินพุตทั้งสอง ไปยังขาเอาต์พุต และมอสทรานซิสเตอร์ M_8 ต่อไว้เพื่อเป็นวงจรมีความคล้ายคลึงกันในการวิเคราะห์ทางความถี่ การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้

สัญญาณจากอินพุต v_1 และ v_2 ที่ถูกส่งผ่านไปยังโหนด A และ B ตามลำดับ แสดงดังรูปที่ 4.3 และค่าของกระแส i ที่ไหลผ่านตัวต้านทาน R_1 ซึ่งต่ออยู่ระหว่างโหนด A และ B สามารถวิเคราะห์ได้เป็น

$$i = \frac{v_1 - v_2}{R_1} \quad (4.11)$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด A และ โหนดเอาต์พุตจะได้รับความสัมพันธ์ของกระแส i_{D3} เป็นดังสมการ (4.12)

$$i_{D3} = I_{B1} - i_{D2} - i \quad (4.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ ค่ากระแส i_o เป็นดังสมการ (4.13)

$$i_o = I_{B3} - i_{D4} \quad (4.13)$$

เมื่อกำหนดให้แรงดันขาเกต - ซอส ของ มอสทรานซิสเตอร์ M_3 และ M_4 มีค่าเท่ากัน จะได้ว่าค่ากระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ M_3 i_{D3} มีค่าเท่ากับ ค่ากระแสเดรนของ มอสทรานซิสเตอร์ M_4 i_{D4} แทนสมการ (4.7) ลงในสมการ (4.12) ความสัมพันธ์ของค่ากระแสเดรน i_{D3} สามารถเขียนแทนได้เป็น

$$i_{D3} = i_{D4} = I_{B1} - I_{B2} - i \quad (4.14)$$

แทนความสัมพันธ์กระแส i_{D4} ในสมการ (4.14) ลงใน (4.13) จะได้ค่ากระแส i_o เป็นดังสมการ 4.15

$$i_o = I_{B3} - I_{B1} + I_{B2} + i \quad (4.15)$$

ในการออกแบบได้มีการกำหนดให้ $I_{B3} = I_{B1} - I_{B2}$ ค่ากระแสขาเอาต์พุต i_o แทนได้เป็น

$$i_o = i \quad (4.16)$$

ที่ขาเอาต์พุตของวงจรแรงดันที่ตกคร่อม v_o เขียนแทนได้โดย

$$v_o = i_o R_2 = i R_2 \quad (4.17)$$

แทนสมการที่ (4.11) ลงในสมการที่ (4.17) จะได้ว่าค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจร v_o เขียนได้เป็นสมการที่ (4.18)

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_1 - v_2) \quad (4.18)$$

จะเห็นได้ว่าเอาต์พุตของวงจร เกิดจากผลต่างแรงดันอินพุต $v_1 - v_2$ ส่งผ่านไปยังเอาต์พุตของวงจร ค่าอัตราขยายของวงจรที่ทำการออกแบบ คืออัตราส่วนระหว่าง ตัวต้านทาน R_2 ต่อ R_1

4.5 การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรขยายอินสทรูเมนต์

การวิเคราะห์หาคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรขยายอินสทรูเมนต์แบบซีมอสที่ได้นำเสนอ โดยคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่จะทำการวิเคราะห์ ได้แก่ การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติการทางแรงดันอินพุตและเอาต์พุตของวงจร การวิเคราะห์ค่าความต้านทานด้านอินพุตและเอาต์พุต การวิเคราะห์หาค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่าง ค่าอัตราขยายสัญญาณคอมมอนโหมด ค่าอัตราเการลดการค้ำไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณชนิดคอมมอน โหมด การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร และการวิเคราะห์หาค่าผิดพลาดของวงจรขยายอินพุตเม้นท์ ในการวิเคราะห์วงจรทั้งหมดนั้น จะใช้วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์

4.5.1 การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานทางแรงดัน

การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันจะแสดงถึงความสามารถ ในการรับสัญญาณอินพุตและจ่ายสัญญาณเอาต์พุตที่เป็นแรงดันของวงจรขยายอินพุตเม้นท์ที่นำเสนอ โดยจะพิจารณาวงจรรูปที่ 4.3 กำหนดให้ มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีการทำงานในช่วงอิมิต์ภายใต้แหล่งจ่ายแรงดันไฟบวก V_{DD} และแหล่งจ่ายแรงดันไฟลบ V_{SS} ตามลำดับ

ในการวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันอินพุตและเอาต์พุตโดยกำหนดให้ v_{IMAX} และ v_{IMIN} เป็นค่าแรงดันปฏิบัติงานอินพุตสูงสุด และต่ำสุดทางด้านอินพุต v_1 และค่าของ v_{OMAX} และ v_{OMIN} เป็นค่าแรงดันปฏิบัติงานเอาต์พุตสูงสุด และต่ำสุดทางด้านเอาต์พุต v_o โดยกำหนดให้ค่าแรงดันที่ขาอินพุต v_2 มีค่าเป็นศูนย์ และอัตราขยายสัญญาณผลต่างของวงจรมีค่าเป็น 1

4.5.1.1 การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันอินพุต

การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันอินพุต ของวงจรในรูปที่ 4.3 เมื่อป้อนสัญญาณแรงดันอินพุต v_1 เป็นผลทำให้แรงดัน v_1 ไปปรากฏยัง โหนด A จากการทำงานของวงจรจะพบว่า วงจรสามารถรับแรงดันได้มากน้อยเพียงใดนั้นจะขึ้นกับส่วนของวงจรบริเวณ โหนด A ซึ่งทำหน้าที่รับแรงดัน v_1 และยังคงทำให้มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีการทำงานในช่วงอิมิต์

พิจารณาช่วงปฏิบัติงานแรงดันอินพุตสูงสุด v_{IMAX} โดยทำการป้อนสัญญาณแรงดัน v_1 มีค่ามากกว่า 0 โวลต์ ทางด้านขาอินพุต v_1 ซึ่งมีผลทำให้ว่าแรงดันที่เกิดขึ้นที่ โหนด A มีค่าเท่ากับ v_1 จากวงจรในรูปที่ 4.3 จะได้ว่าแรงดัน v_1 จะมีค่าสูงสุดโดยมีความสัมพันธ์แรงดันเป็นดังสมการ

$$v_1 = V_{DD} \quad (4.19)$$

จากสมการ (4.19) จะได้ว่าแรงดันอินพุต v_1 จะสามารถเพิ่มค่าขึ้นได้สูงสุดจนกระทั่งมีค่าใกล้เคียงกับแหล่งจ่ายไฟ ซึ่งจะทำได้ช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันอินพุตสูงสุดมีค่าเท่ากับ

$$v_{IMAX} = V_{DD} \quad (4.20)$$

พิจารณาหาช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันต่ำสุด v_{IMIN} พิจารณาเช่นเดียวกับการวิเคราะห์ v_{IMAX} โดยทำการป้อนสัญญาณแรงดัน v_1 มีค่าน้อยกว่า 0 เป็นผลทำให้แรงดัน v_1 ถูกส่งผ่านไปยังพอร์ต์ A จากวงจรในรูปที่ 4.3 ซึ่งแรงดันต่ำสุดนี้ จะมีผลต่อการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

M_2 และ M_3 แล้วยังคงทำให้มอสทรานซิสเตอร์ทั้งสอง ยังมีการทำงานในช่วงการนำกระแสอิ่มตัว ค่าแรงดันจะมีความสัมพันธ์เป็นดังสมการ

$$v_1 = |V_{SS}| - v_{DS2} - v_{GS3} \quad (4.21)$$

จากสมการ (4.21) จะได้ว่าแรงดันอินพุต v_1 จะสามารถลดลงได้ต่ำสุด แล้วยังคงทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M_2 ทำงานในช่วงการนำกระแสอิ่มตัว นั่นคือ มีค่าของแรงดัน $v_{DS2(SAT)}$ ซึ่งจะทำให้ได้ว่าช่วงปฏิบัติการทางแรงดันอินพุตต่ำสุดมีค่าเท่ากับ

$$v_{1MIN} = |V_{SS}| - v_{DS2} - v_{GS3} \quad (4.22)$$

เมื่อแรงดัน v_{GS3} มีค่า

$$v_{GS3} = \sqrt{\frac{2Li_{D3}}{K_p W}} + V_{T3} \quad (4.23)$$

แทนค่า v_{GS3} จากสมการ (4.23) ลงในสมการ (4.22) ซึ่งจะทำให้ได้ช่วงปฏิบัติการทางแรงดันอินพุตต่ำสุดมีค่าเท่ากับ

$$v_{1MIN} = |V_{SS}| - v_{DS2} - V_{T3} - \sqrt{\frac{2Li_{D3}}{K_p W}} \quad (4.24)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการ (4.20) และ (4.24) จะได้ช่วงปฏิบัติการทางอินพุตของวงจรดังสมการที่ 4.25

$$-\left(|V_{SS}| - v_{SD2(SAT)} - V_{T3} - \sqrt{\frac{2Li_{D3}}{K_p W}} \right) \leq v_1 \leq V_{DD} \quad (4.25)$$

วงจรสามารถออกแบบ ให้วงจรมีช่วงปฏิบัติการทางด้านลบที่กว้างขึ้นได้โดยกำหนดให้กระแส i_{D3} มีค่าน้อย แต่ค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ M_3 มีค่ามาก ส่วนช่วงปฏิบัติการทางด้านบวกนั้นจะมีค่าสูงสุดเท่ากับค่าแหล่งจ่ายแรงดัน V_{DD} ดังนั้นข้อจำกัดช่วงปฏิบัติการของวงจรจะอยู่ที่การทำงานทางด้านลบของวงจรมากกว่า ถ้าสมมติให้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรเมื่อนำไปใช้งานเป็นดังต่อไปนี้ $V_{DD} = -V_{SS} = 1.5V$, $V_{T3} = 0.612V$, $\sqrt{\frac{2Li_{D3}}{K_p W}} = 0.026V$, $v_{DS2(SAT)} = 0.060V$, $v_{DS4(SAT)} = 0.0631V$ แทนค่าลงในสมการ (4.25) ช่วงปฏิบัติการทางแรงดันอินพุตมีค่า $-0.802V$ ถึง $1.5V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.1.2 การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันเอาต์พุต

การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันด้านเอาต์พุตสูงสุด และ ต่ำสุดของวงจร โดยพิจารณาที่โหนด v_O เป็นเอาต์พุตของวงจร และกำหนดให้ v_{OMAX} และ v_{OMIN} เป็นช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันสูงสุดและต่ำสุด ที่เอาต์พุตของวงจร ตามลำดับ กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ M_4 มีช่วงการทำงานอยู่ในช่วงอิมิตัว พิจารณาวงจรปฏิบัติงานทางแรงดันเอาต์พุตสูงสุด v_{OMAX} จากวงจรในรูปที่ 4.3 จะมีความสัมพันธ์แรงดันเป็นดังสมการ

$$v_O = V_{DD} - V_{IB3} \quad (4.26)$$

กำหนดให้ V_{IB3} คือ แรงดันตกคร่อมแหล่งจ่ายกระแส I_{B3}

และจากสมการ (4.26) พิจารณาได้ว่าแรงดันเอาต์พุต v_O จะเพิ่มขึ้นได้สูงสุดจนกระทั่งมีค่าใกล้เคียงกับแหล่งจ่าย ซึ่งจะทำให้ได้ช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันเอาต์พุตสูงสุดมีค่าเท่ากับ

$$v_{OMAX} = V_{DD} - V_{IB3} \quad (4.27)$$

พิจารณาวงจรปฏิบัติงานทางแรงดันด้านเอาต์พุตต่ำสุด v_{OMIN} พิจารณาเช่นเดียวกับ v_{OMAX} โดยในพิจารณา กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ M_4 มีการทำงานในช่วงอิมิตัว จากวงจรในรูปที่ 4.3 จะให้ความสัมพันธ์แรงดันเป็นดังสมการ

$$v_O = |V_{SS}| - v_{SD4} \quad (4.28)$$

จากสมการ (4.28) จะได้ว่าค่าของแรงดัน v_O จะสามารถปรับลดลงได้ต่ำสุดแล้ว ยังคงทำให้ออสทรานซิสเตอร์ M_4 ทำงานในช่วงการนำกระแสอิมิตัว นั่นคือ มีค่าของแรงดันได้ไม่เกิน $v_{DS4(SAT)}$ ซึ่งจะทำให้ได้ว่าช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันเอาต์พุตต่ำสุดมีค่าเท่ากับ

$$v_{OMIN} = |V_{SS}| - v_{SD4(SAT)} \quad (4.29)$$

จากความสัมพันธ์ดังสมการ (4.28) และสมการ (4.29) จะได้ช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันเอาต์พุตของวงจрдังสมการที่ (4.30)

$$-(|V_{SS}| - v_{SD4(SAT)}) \leq v_O \leq V_D - V_{IB3} \quad (4.30)$$

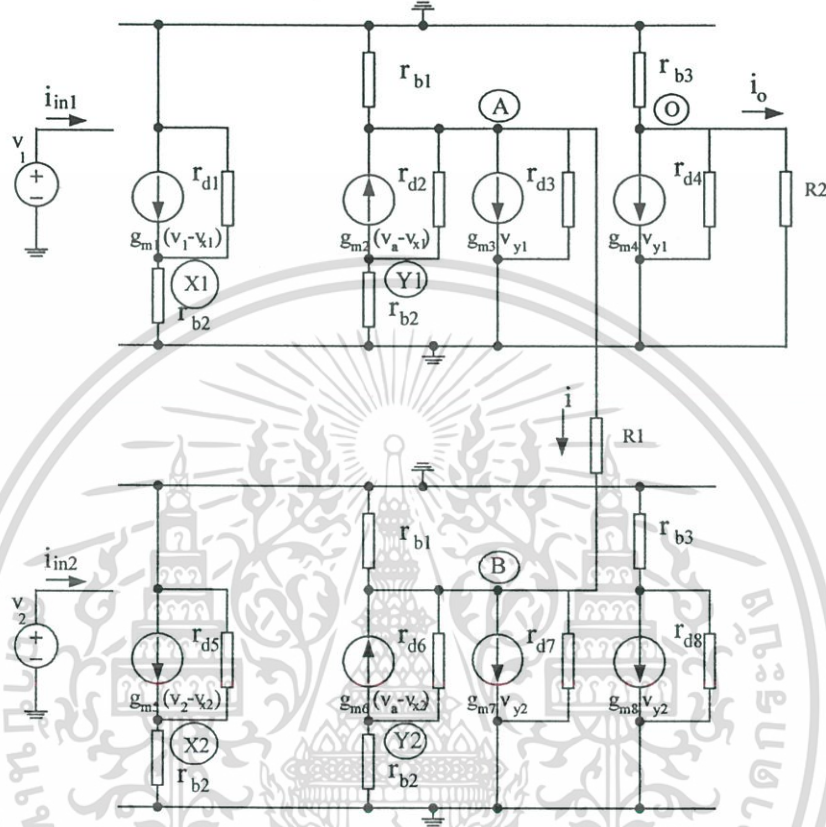
สมมติให้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรเมื่อใช้งานเป็นดังต่อไปนี้ $V_{DD} = -V_{SS} = 1.5V$, $V_{T3} = 0.612V$, $V_{IB3} = 0V$, $\sqrt{\frac{2Li_{D3}}{K_pW}} = 0.026V$, $v_{DS2(SAT)} = 0.060V$, $v_{DS4(SAT)} =$

$0.0631V$ แทนค่าลงในสมการ (4.30) ช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันเอาต์พุตมีค่า $-1.437V$ ถึง $1.5V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.2 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุทและเอาต์พุท

ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุทและเอาต์พุทของวงจรนั้นสามารถทำการเปลี่ยนวงจรดังรูปที่ 4.3 ให้อยู่ในรูปวงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็กดังรูปที่ 4.4 โดยไม่มีการพิจารณาถึงผลของตัวเก็บประจุที่แฝงอยู่ในตัวมอสทรานซิสเตอร์



รูปที่ 4.4 วงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายอินสทรูเมนต์

4.5.2.1. ค่าความต้านทานทางด้านอินพุท

จากวงจรสมมูล ในรูปที่ 4.4 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานที่อินพุทของวงจรสามารถทำได้โดยการป้อนแรงดันทดสอบ v_{in} ที่อินพุทของวงจร โดยไม่มีการพิจารณาผลอันเกิดจากค่าแรงดันที่เอาต์พุท จากนั้นพิจารณาหาค่ากระแส i_{in} ที่ไหลเข้าไปในวงจรทางด้านอินพุทจากความสัมพันธ์ในสมการที่ (4.31)

$$\frac{v_{in}}{i_{in}} = Z_{in} \quad (4.31)$$

เมื่อพิจารณาที่อินพุทของวงจร เนื่องจากวงจรที่อินพุทของมอสทรานซิสเตอร์ M_1 โดยโครงสร้างภายในขาเกตสร้างมาจากซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO_2) ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นฉนวน และเป็นผลทำให้ค่ากระแส $i_{in} = 0$ จะได้ว่าค่าความต้านทานที่อินพุทมีค่าเป็นดังสมการที่ 4.32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{v_{in}}{i_{in}} = Z_{in} = \infty \quad (4.32)$$

4.5.2.2. ค่าความต้านทานทางด้านเอาต์พุต

จากวงจรสมมูล ในรูปที่ 4.4 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานที่เอาต์พุตของวงจร สามารถทำได้โดยการป้อนแรงดันทดสอบ v_o ที่เอาต์พุตของวงจร โดยไม่พิจารณาผลอันเกิดจาก ค่าแรงดันที่อินพุต จากนั้นพิจารณาหาค่ากระแส i_{out} ที่ไหลเข้าไปในวงจรที่เอาต์พุต จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (4.33)

$$\frac{v_{out}}{i_{out}} = Z_{out} \quad (4.33)$$

วิเคราะห์ค่าของกระแสที่โหนด v_o จะได้ความสัมพันธ์ของกระแส i_{out} เป็นดังสมการ

$$gm_4 v_{y1} + rd_4 v_o + rb_3 v_o = i_{out} \quad (4.34)$$

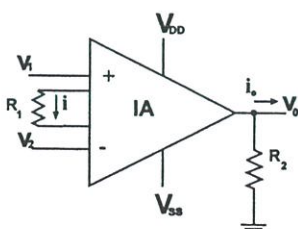
กำหนดให้ค่าแรงดันที่เกิดขึ้นที่โหนด $y1$ มีค่า $v_{y1} = 0$ จะได้ว่าค่าความต้านทานที่เอาต์พุตมีค่าเป็น

$$Z_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = \frac{1}{rd_4} + \frac{1}{rb_3} \quad (4.35)$$

สมมติให้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรเมื่อใช้งานเป็นดังนี้ $r_{d4} = 300 \text{ k}\Omega$ และ $r_{b3} = 2 \text{ M}\Omega$ จะทำให้ได้ค่าความต้านทานเอาต์พุตมีค่า $Z_{OUT} = 260.9 \text{ k}\Omega$

4.5.3 การวิเคราะห์หาค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่าง, ค่าอัตราขยายสัญญาณคอมมอน โหมด และค่าอัตราการลดสัญญาณชนิดคอมมอนโหมด (CMRR)

วงจรขยายอินสทรูเมนต์ที่ทำการออกแบบในรูปที่ 4.3 สามารถเขียนเป็นไดอะแกรมการทำงานของวงจรขยายอินสทรูเมนต์เพื่อใช้ในการวิเคราะห์ ได้ดังรูปที่ 4.5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.5 แสดงไดอะแกรมการทำงานของวงจรขยายอินสทรูเมนต์เพื่อใช้ในการวิเคราะห์

จากการวิเคราะห์วงจรขยายอินพุตในหัวข้อที่ 4.3 ที่กล่าวมาข้างต้น จะได้ความสัมพันธ์ของ ค่ากระแส i และ i_0 เป็นดังสมการ (4.36) และ (4.37) ตามลำดับ

$$i = \frac{v_A - v_B}{R_1} \quad (4.36)$$

$$i_0 = \frac{v_o}{R_2 // r_{d4} // r_{b3}} \quad (4.37)$$

จากความสัมพันธ์ที่กำหนดไว้ในการออกแบบพบว่า $i = i_0$

$$\frac{v_A - v_B}{R_1} = \frac{v_o}{R_2 // r_{d4} // r_{b3}} \quad (4.38)$$

และจากการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส [ภาคผนวก ค.] พบว่า

$$v_A = \left(\frac{g_{m1} r_{b2}}{1 + g_{m1} r_{b2}} \right) v_1 \quad (4.39)$$

$$v_B = \left(\frac{g_{m5} r_{b2}}{1 + g_{m5} r_{b2}} \right) v_2 \quad (4.40)$$

แทนความสัมพันธ์ ในสมการ (4.39) และ (4.40) ลงในสมการที่ (4.38) จะได้ว่า

$$\left(\left[\frac{g_{m1} r_{b2}}{1 + g_{m1} r_{b2}} \right] v_1 - \left[\frac{g_{m5} r_{b2}}{1 + g_{m5} r_{b2}} \right] v_2 \right) \frac{1}{R_1} = \frac{v_o}{R_2 // r_{d4} // r_{b3}} \quad (4.41)$$

ค่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุต v_o กับแรงดันอินพุต v_1 และ v_2 และกำหนดให้ $r_{d4}, r_{b3} \gg R_2$ เขียนแทนดังสมการที่ (4.42)

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (Av_1 - Bv_2)$$

กำหนดให้

$$A = \left[\frac{g_{m1} r_{b2}}{1 + g_{m1} r_{b2}} \right]$$

$$B = \left[\frac{g_{m5} r_{b2}}{1 + g_{m5} r_{b2}} \right] \quad (4.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์ค่า อัตราขยายสัญญาณผลต่าง (A_d) , ค่าอัตราขยายสัญญาณคอมมอน โหมด (A_{cm}) และ ค่าอัตราการลดสัญญาณชนิดคอมมอน โหมด (CMRR) ของวงจรขยายอินสทรูเมนต์ จะกล่าวเป็นรายละเอียดเป็นหัวข้อต่างๆดังนี้โดยใช้สมการที่ (4.42) เป็นหลักในการวิเคราะห์

4.5.3.1. ค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่าง

พิจารณาค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่าง (A_d) ของวงจรดังรูปที่ 4.5 กำหนดให้ค่าแรงดันผลต่าง v_d ที่อินพุทเป็นดังสมการที่ (4.44)

$$v_d = v_1 - v_2 \quad (4.43)$$

ซึ่งค่า v_1 และ v_2 เขียนแทนเป็นเทอมแรงดันผลต่าง v_d ได้ดังสมการที่ (4.44)

$$v_1 = v_d/2 \quad (4.44)$$

แทนสมการ(4.44) ลงในสมการที่ (4.42) ได้ว่า

$$v_o = \frac{R_2}{2R_1} (A+B)v_d \quad (4.45)$$

ค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่าง(A_d) มีค่าเป็น

$$\text{Differential Gain}(A_d) = \frac{v_o}{v_d} = \left(\frac{A+B}{2} \right) \frac{R_2}{R_1} \quad (4.46)$$

ถ้าออสทรานซิสเตอร์ M_1 กับ M_5 มีความเหมือนกันทุกประการ $g_{m1} = g_{m5}$ จะได้ว่า

$$A_d = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.47)$$

4.5.3.2. ค่าอัตราขยายคอมมอนโหมด

พิจารณาค่าอัตราขยายคอมมอนโหมด (A_{cm}) ได้เป็น ของวงจรดังรูปที่ 4.5 กำหนดให้ค่าแรงดันผลต่าง v_c ที่อินพุทเป็นดังสมการที่ (4.48)

$$v_c = v_1 = v_2 \quad (4.48)$$

แทนสมการ(4.48) ลงในสมการที่ (4.42) ได้ว่า

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (A-B)v_c \quad (4.49)$$

แทนสมการ (4.49) ลงใน (4.47) จะได้ ค่าอัตราขยายคอมมอน โหมด (A_{cm}) ของวงจรมีค่าเป็น 0 ซึ่งเป็นการดีไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{Common mode Gain}(A_{cm}) = \frac{v_o}{v_c} = \frac{R_2}{R_1} (A - B) \quad (4.50)$$

ถ้าออสทราทรานซิสเตอร์ M_1 กับ M_5 มีความเหมือนกันทุกประการ $g_{m1} = g_{m5}$ จะได้ค่า

$$A_{cm} = \frac{v_o}{v_i} = (A - B) \left[\frac{R_2}{R_1} \right] \quad (4.51)$$

$$A_{cm} = \frac{v_o}{v_i} = 0 \quad (4.52)$$

4.5.3.3. อัตราส่วนการกำจัดสัญญาณอินพุทแบบคอมมอนโหมด(CMRR)

พิจารณาค่าอัตราส่วนการกำจัดสัญญาณอินพุทแบบคอมมอน โหมด (CMRR) จากความสัมพันธ์ดังสมการที่ (4.53)

$$CMRR = \frac{|A_d|}{|A_{cm}|} \quad (4.53)$$

แทนค่าสมการ(4.45) และ (4.50) ลงในสมการ (4.53)

$$CMRR = \frac{|A_d|}{|A_{cm}|} = \frac{\left(\frac{A+B}{2} \right) \frac{R_2}{R_1}}{\left(A - B \right) \left[\frac{R_2}{R_1} \right]} \quad (4.54)$$

ถ้าออสทราทรานซิสเตอร์ M_1 กับ M_5 มีความเหมือนกันทุกประการ $g_{m1} = g_{m5}$ จะประมาณค่าอัตราส่วนการกำจัดสัญญาณอินพุทแบบคอมมอนโหมด (CMRR) ดังนี้

$$CMRR = \frac{|A_d|}{|A_{cm}|} = \infty \quad (4.55)$$

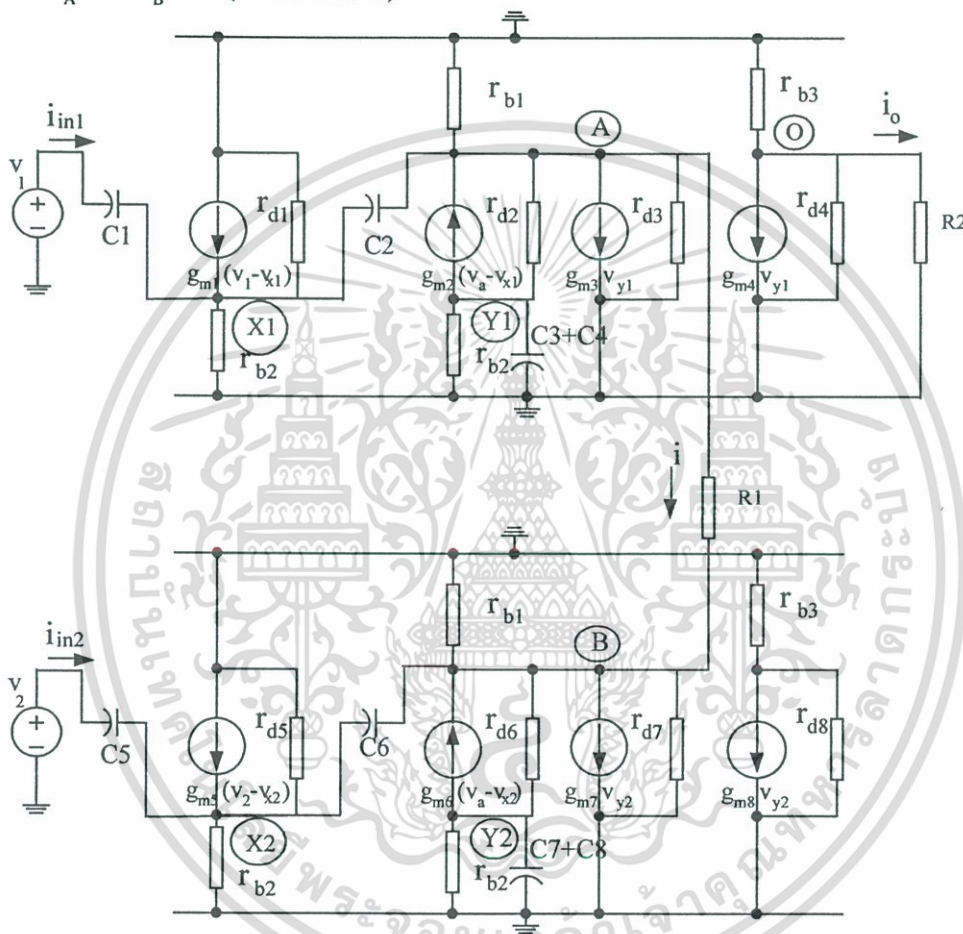
โดยมีค่าอัตราส่วนการกำจัดสัญญาณอินพุทแบบคอมมอนโหมด (CMRR) สามารถเขียนในเทอม dB โดยเป็นดังสมการ

$$CMRR(dB) = \frac{|A_d|}{|A_{cm}|} = 20 \log \left(\frac{\left(\frac{A+B}{2} \right) \frac{R_2}{R_1}}{\left(A - B \right) \left[\frac{R_2}{R_1} \right]} \right) \quad (4.56)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.4. การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายอินสทรูเมนต์

ในการวิเคราะห์เพื่อหาผลตอบสนองทางความถี่ปฏิบัติงาน $\frac{v_{out}(s)}{v_{in}(s)}$ สามารถใช้วงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็กมาวิเคราะห์แสดงในรูปที่ 4.6 โดยในการวิเคราะห์จะพิจารณาเฉพาะตัวเก็บประจุแฝง ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างขาเกตและซอร์สเท่านั้น เพราะตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นนี้มีความสำคัญมากต่อผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร โดยทำการป้อนสัญญาณอินพุต v_1 และ v_2 ไปเป็น v_A และ v_B ดังนี้ (ภาคผนวก ง.)



รูปที่ 4.6 วงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายอินสทรูเมนต์ที่ใช้ในการวิเคราะห์ในการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

ค่าของการแปลงแรงดันที่อินพุตของวงจร (v_1) ไปเป็นค่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจร (v_A) และ ค่าแรงดันที่อินพุตของวงจร (v_2) ไปเป็นค่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจร (v_B) เป็นดังสมการ

$$v_o(s) = \frac{R_2}{R_1} (A v_1 - B v_2) \quad (4.57)$$

กำหนดให้

$$A(s) = \left[\frac{(g_{m1} + sC_1)r_{b2}}{1 + (g_{m1} + sC_1)r_{b2}} \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B(s) = \left[\frac{(g_{m5} + sc_5)r_{b2}}{1 + (g_{m5} + sc_5)r_{b2}} \right] \quad (4.58)$$

การวิเคราะห์ค่าอัตราขยายผลต่าง (A_d) , ค่าอัตราขยายคอมมอน โหมด (A_{cm}) และ ค่าอัตราส่วนการกำจัดสัญญาณอินพุตแบบคอมมอน โหมด (CMRR) ของวงจรถ่ายอินพุตที่โดยคิดผลกระทบเนื่องจากค่าของตัวเก็บประจุแฝงซึ่งเกิดขึ้นระหว่างขาเกตและซอร์ส หาได้ดังนี้

4.5.4.1. การหาค่าอัตราขยายผลต่าง

พิจารณาค่าอัตราขยายผลต่าง (A_d) ในเทอมความถี่ได้ดังสมการ

$$\text{Differential Gain}(A_d(s)) = \frac{v_o(s)}{v_d(s)} \quad (4.59)$$

แทนสมการ (4.57) ลงใน (4.59) จะได้ค่าอัตราขยายผลต่าง (A_d) ของวงจรมีค่าเป็น

$$\text{Differential Gain}(A_d(s)) = \frac{v_o(s)}{v_d(s)} = \left(\frac{A(s) + B(s)}{2} \right) \frac{R_2}{R_1} \quad (4.60)$$

4.5.4.2. การหาค่าอัตราขยายคอมมอน โหมด

พิจารณาค่าอัตราขยายคอมมอน โหมด (A_{cm}) ในเทอมความถี่ได้ดังสมการ

$$\text{Common Mode Gain}(A_{cm}(s)) = \frac{v_o(s)}{v_c(s)} \quad (4.61)$$

แทนสมการ (4.57) และ (4.59) ลงใน (4.61) จะสามารถหาค่าอัตราขยายคอมมอน โหมด (A_{cm}) ของวงจรมีค่าเป็น

$$\text{Common Mode Gain}(A_{cm}(s)) = \frac{v_o}{v_c} = \frac{R_2}{R_1} (A(s) - B(s)) \quad (4.62)$$

4.5.4.3. อัตราส่วนการกำจัดสัญญาณอินพุตแบบคอมมอน โหมด (CMRR)

พิจารณาค่าอัตราส่วนการกำจัดสัญญาณอินพุตแบบคอมมอน โหมด (CMRR) ในเทอมความถี่ได้ดังสมการ

$$\text{CMRR} = \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| \quad (4.63)$$

$$CMRR = \frac{|A_d(s)|}{|A_{cm}(s)|} = \frac{\left| \frac{(g_{m1} + sc_1)r_{b2} \left[\frac{R_2}{R_1} \right]}{1 + (g_{m1} + sc_1)r_{b2} \left[\frac{R_2}{R_1} \right]} \right|}{\left| \frac{(g_{m1} + sc_1)r_{b2}}{1 + (g_{m1} + sc_1)r_{b2} \left[\frac{R_2}{R_1} \right]} - \frac{(g_{m5} + sc_5)r_{b2}}{1 + (g_{m5} + sc_5)r_{b2} \left[\frac{R_2}{R_1} \right]} \right|} \quad (4.64)$$

ค่าความถี่คัตออฟ (f_{-3dB}) ของวงจรแทนได้ด้วยสมการ (4.65)

$$f_{-3dB} = \left(\frac{1}{r_{b2}} + g_{m1} \right) \frac{1}{2\pi c_1} \quad (4.65)$$

สมมติให้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรเมื่อใช้งานเป็นดังนี้ กำหนดให้ค่า $rb_2 = 2M\Omega$, $g_{m1} = 161 \mu A/V$ และ $c_1 = 138.5 fF$ ความถี่สูงสุดที่วงจรสามารถทำงานได้มีค่าเท่ากับ 116.24 MHz

4.5.5 การวิเคราะห์หาค่าผิดพลาดของวงจรขยายอินสทรูเมนต์

จากวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสดังรูปที่ 4.2 (ภาคผนวก ค.) จะประมาณได้เป็น

$$v_A = \left(\frac{g_{m1}r_{b2}}{1 + g_{m1}r_{b2}} \right) v_1 = 1 - \varepsilon \quad (4.66)$$

ซึ่ง ค่า r_{b2} คือค่าความต้านทานขาออกของแหล่งจ่ายกระแส i_{B2}
 ε คือค่าผิดพลาดของการส่งผ่านแรงดันจากอินพุต v_{in} ไปยังเอาต์พุต v_A

$$\varepsilon = \frac{1}{1 + g_{m1}r_{b2}} \quad (4.67)$$

สมมติให้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรเมื่อใช้งานเป็นดังนี้ กำหนดให้ $g_{m1} = 1.61 \times 10^{-4} A/V$ และ $r_{b2} = 2M\Omega$ ค่าผิดพลาดของการส่งผ่านแรงดันจากอินพุต v_{in} ไปยังเอาต์พุต v_A มีค่าประมาณ 0.31%

จากการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 4.3 และ ค่าอัตราขยายผลต่าง (A_d) สามารถเขียนรูปสมการใหม่ได้เป็นดังสมการที่ (4.68)

$$v_0 = \frac{R_2}{R_1} (v_1(1 - \varepsilon_1) - v_2(1 - \varepsilon_2)) \quad (4.68)$$

เมื่อนำสมการที่ (4.66) แทนลงในสมการที่(4.68)และ กำหนดให้ค่าอัตราขยายผลต่าง (A_d) ของวงจร มีค่าเป็น 1 (กำหนดให้ $R_2 = R_1$) ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o = v_1(1 - \varepsilon_1) - v_2(1 - \varepsilon_2) \quad (4.69)$$

ซึ่ง ε_1 และ ε_2 ค่าผิดพลาดของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสที่ v_1 และ v_2 แทนได้ด้วย $v_1 = \frac{+v_d}{2}$, $v_2 = \frac{-v_d}{2}$ แทนลงในสมการ (4.68) ค่าแรงดันเอาต์พุตสามารถแทนได้เป็นดังสมการ

$$v_o = \frac{v_d}{2}(1 - \varepsilon_1) + \frac{v_d}{2}(1 - \varepsilon_2) \quad (4.70)$$

สามารถจัดแปรรูปสมการ (4.70) ได้ใหม่เป็นดังสมการที่ (4.71)

$$v_o = v_d - \frac{(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}{2} v_d \quad (4.71)$$

ดังนั้นค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์มีค่าเป็น

$$\% \text{ error} = \left(\frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}{2} \right) \times 100\% \quad (4.72)$$



4.6 . ผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE

วงจรรวบรวมอินพุตที่ทำการออกแบบจะใช้โปรแกรม PSPICE ในการทำหน้าที่เลียนแบบการทำงาน เพื่อทดสอบสมรรถนะของวงจร และนำผลการจำลองการทำงานที่ได้มายืนยันว่าวงจรที่ทำการออกแบบมานั้นสามารถทำงานได้ตามหลักการที่นำเสนอ และวงจรมีคุณสมบัติเป็นไปตามการวิเคราะห์ทางทฤษฎีที่ได้กล่าวมาในข้างต้น

การเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โมเดลพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำการออกแบบอยู่บนพื้นฐานเทคโนโลยี MOSBSIM $0.5\mu\text{m}$ ค่าอัตราส่วนระหว่างความกว้างและความยาวแขนแนลของมอสทรานซิสเตอร์ (W/L) สามารถแสดงค่าได้ดังตารางที่ 4.1 ในการทดสอบการทำงานของวงจรจะกำหนดให้วงจรใช้แหล่งจ่ายแรงดัน V_{DD} และ V_{SS} เท่ากับ $+1.5\text{ V}$ และ -1.5 V ตามลำดับ แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_{B1} , I_{B2} และ I_{B3} เท่ากับ $60\mu\text{A}$, $10\mu\text{A}$ และ $50\mu\text{A}$ ตามลำดับ และ ค่าฟังก์ชันต่างๆของการทดสอบวงจรจะแสดงไว้ในภาคผนวก จ.

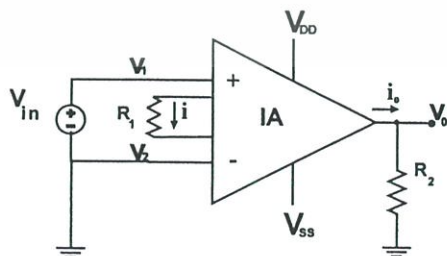
ตารางที่ 4.1 แสดงอัตราส่วนค่าความกว้างต่อความยาวแขนแนล (W/L) ของมอสทรานซิสเตอร์

Device	W/L (μm)
M_1, M_5	20/1
M_2, M_6	70/1
M_3, M_4, M_7, M_8	60/2

โดยจะทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรแบ่งแยกเป็นหัวข้อดังต่อไปนี้

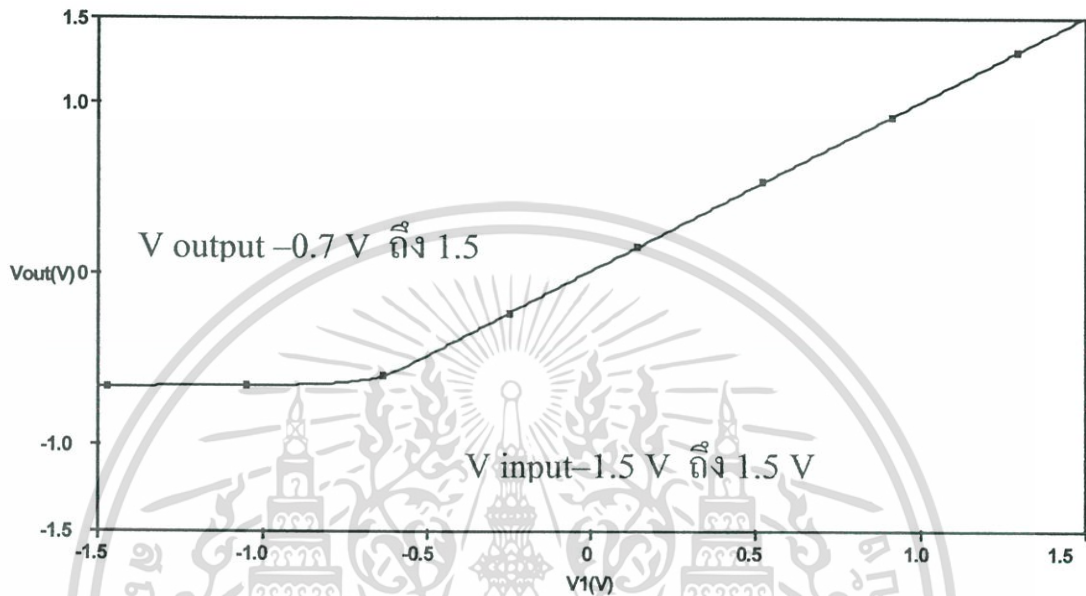
4.6.1 ช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันด้านอินพุตและเอาต์พุต

การทดสอบช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันด้านอินพุตและเอาต์พุตจะใช้วงจรรวบรวมอินพุตอินพุต (IA) ในรูปที่ 4.3 โดยพิจารณาแรงดันทางด้านอินพุต เป็น v_i และ เอาต์พุต v_o เป็นช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันด้านอินพุตและเอาต์พุต ตามลำดับ โดยการทดสอบช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันได้ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 แสดงการทดสอบช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันด้านอินพุตและเอาต์พุต

กำหนดให้อัตราขยายสัญญาณของวงจรมีค่าเป็น 1 โดยกำหนดให้ $R_2 = R_1$ มีค่าเท่ากับ $1\text{ k}\Omega$ ตามลำดับ จากนั้นป้อนแรงดันเข้าทางค่านพอร์ต v_1 เป็นแรงดันอินพุต ตั้งแต่ -1.5 V ถึง 1.5 V และต่อค่านอินพุต v_2 ลงกราวด์ ผลการทดสอบการทำงานช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันค่านพอร์ต v_1 และพอร์ต v_o แสดงได้ดังรูปที่ 4.8

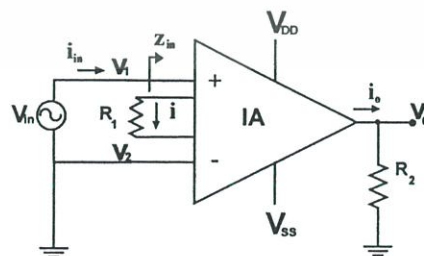


รูปที่ 4.8 แสดงช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันอินพุตและเอาต์พุตของวงจร

ผลการทดสอบจะเห็นว่าวงจรขยายอินพุตมีช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันอินพุตอยู่ในช่วง -1.5 V ถึง 1.5 V และเอาต์พุตจะมีค่าแรงดันปฏิบัติงานประมาณ -0.70 V ถึง 1.5 V

4.6.2 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุต

การทดสอบวัดค่าความต้านทานอินพุตพอร์ต v_1 สามารถทำการวิเคราะห์หาค่าได้จากวงจรดังรูปที่ 4.9



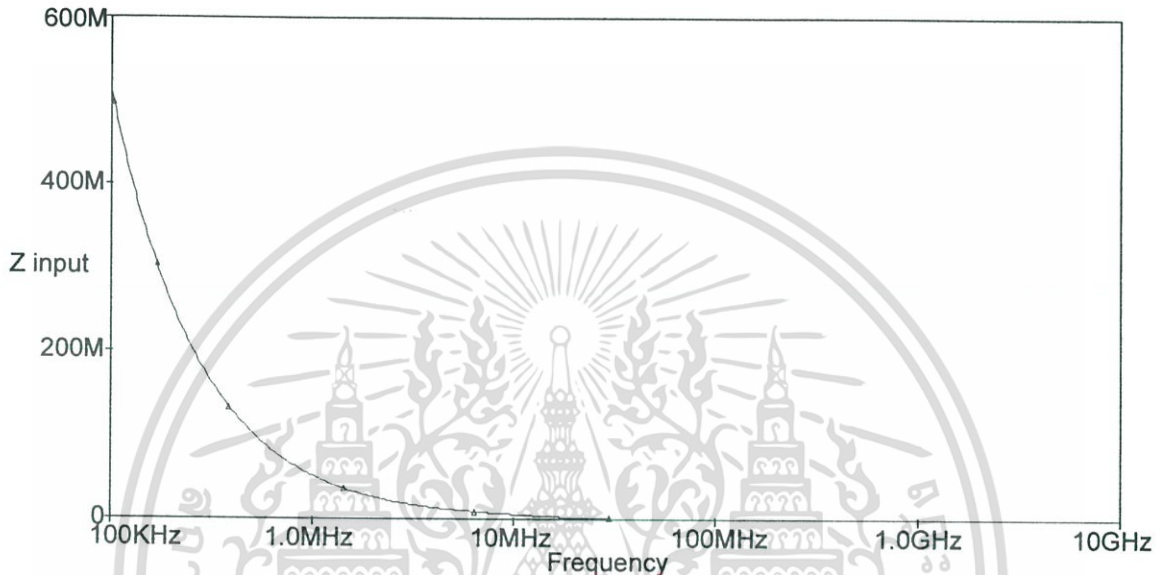
รูปที่ 4.9 แสดงการทดสอบหาค่าความต้านทานทางค่านอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อป้อนแรงดันเข้าทางด้านพอร์ต์ v_1 เป็นแรงดันอินพุท โดยทำการเปลี่ยนความถี่ทดสอบตั้งแต่ 100 kHz ถึง 10 GHz ต่อด้านอินพุท v_2 ลงกราวด์ เมื่อมีการแปลงแรงดันอินพุท (V_{IN}) จะมีผลทำให้เกิดค่ากระแสที่ไหลเข้าสู่วงจรอินพุทเป็นผลเนื่องมาจากค่าความต้านทานภายในที่พอร์ต์ v_1 (Z_{IN}) ดังนั้นค่าความต้านทานที่อินพุท จะคำนวณหาได้จากอัตราส่วนระหว่าง

$$Z_{IN} = \frac{\Delta V_{IN}}{\Delta I_{IN}}$$

ผลการทดสอบการทำงานของวงจรดังแสดงในรูปที่ 4.10

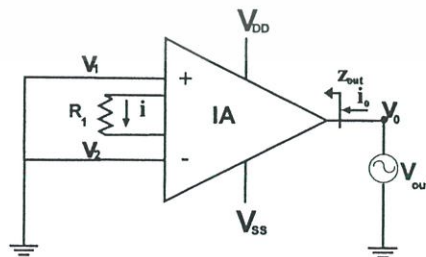


รูปที่ 4.10 ผลการทดสอบค่าความต้านทานอินพุทของวงจร

ค่าความต้านทานทางอินพุทของวงจร จะคำนวณจากอัตราส่วน $\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta I_{IN}}$ ดังนั้นจะมีค่าประมาณ $\infty \Omega$ ซึ่งจะสอดคล้องกับการวิเคราะห์ในทางทฤษฎี

4.6.3 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอาต์พุท

การทดสอบวัดค่าความต้านทานเอาต์พุทพอร์ต์ v_o สามารถทำการวิเคราะห์หาค่าได้จากวงจรดังรูปที่ 4.11

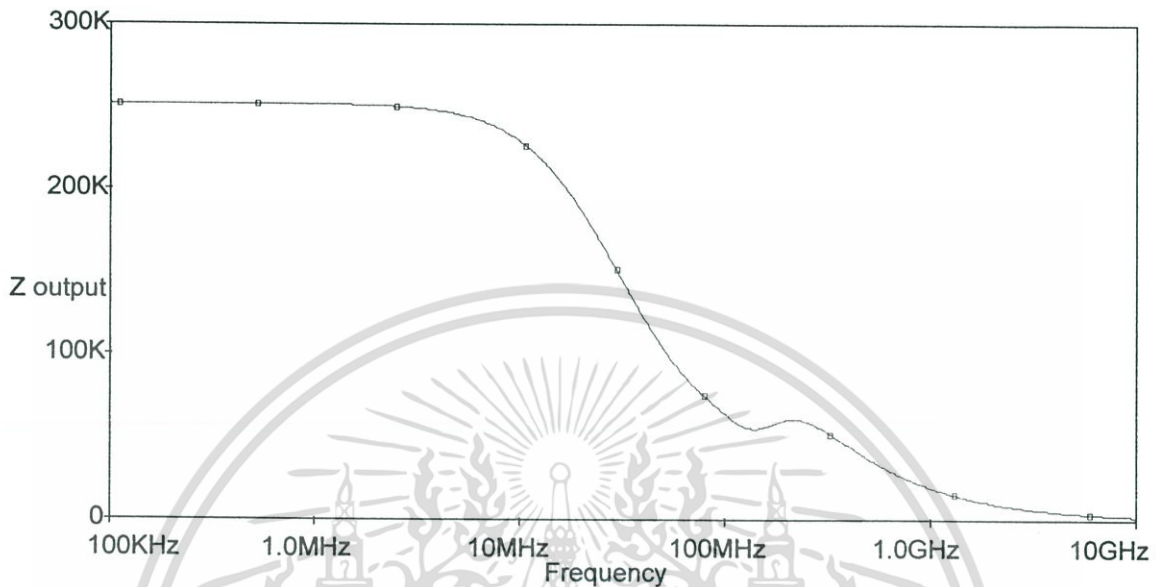


รูปที่ 4.11 แสดงการทดสอบหาค่าความต้านทานเอาต์พุท

เมื่อป้อนแรงดันเข้าทางด้านพอร์ต์ v_o เป็นแรงดันเอาต์พุท โดยทำการเปลี่ยนความถี่ทดสอบตั้งแต่ 100 kHz ถึง 10 GHz ต่อด้านอินพุท v_1 และ v_2 ลงกราวด์ เมื่อมีการแปลงแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นใบแจ้งเวียนขึ้นต้นการคัดลอกโดยไม่ได้รับอนุญาต กรุณาแจ้งผู้จัดทำเอกสารทราบเพื่อจะได้ดำเนินการแก้ไข

อินพุท (V_{out}) จะมีผลทำให้มีค่ากระแสเกิดขึ้นเนื่องจากค่าความต้านทานภายในพอร์ต v_o (Z_{out}) ดังนั้นค่าความต้านทานที่เอาต์พุท จะคำนวณได้จากอัตราส่วน $Z_{OUT} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{OUT}}$ ผลการทดสอบการทำงานของวงจรดังแสดงในรูปที่ 4.12

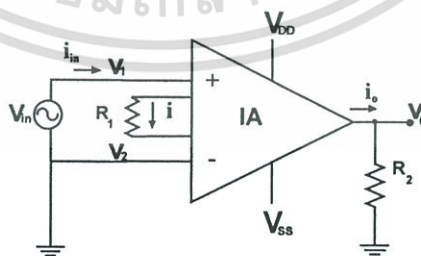


รูปที่ 4.12 ผลการทดสอบค่าความต้านทานเอาต์พุทของวงจร

ค่าความต้านทานทางด้านเอาต์พุทของวงจร จะคำนวณจากอัตราส่วน $\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{OUT}}$ ดังนั้นจะมีค่าประมาณ 251.4 kΩ สอดคล้องกับการวิเคราะห์ในทางทฤษฎี

4.6.4 การวิเคราะห์ค่าอัตราขยายผลต่าง

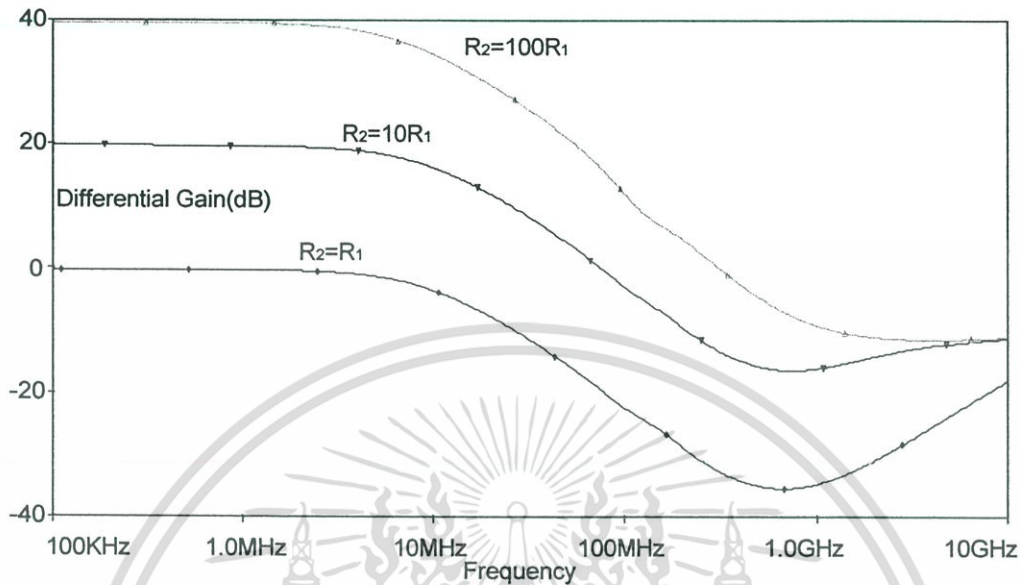
การทดสอบวิเคราะห์ค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่าง สามารถทำการวิเคราะห์หาค่าได้จากวงจรดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 การทดสอบหาค่าอัตราขยายผลต่าง

จากวงจรในรูปที่ 4.13 ทำการทดสอบ โดยป้อนสัญญาณคลื่นไซน์ที่พอร์ต v_1 และที่พอร์ต v_2 ต่อลงกราวด์ จากนั้นทำการวัดสัญญาณเอาต์พุทของวงจร โดยทำการเปลี่ยนความถี่ทดสอบตั้งแต่ตั้งแต่ 100 kHz ถึง 10 GHz ค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่างของวงจรคำนวณได้จากการคำนวณค่า ไม่ว่าจะเป็นใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราส่วน $A_d = 20 \log \left| \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right|$ dB ผลการทดสอบการทำงานของวงจรสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 แสดงผลการทดสอบหาค่าอัตราขยายผลต่าง

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าอัตราขยายผลต่างจากการทดลอง

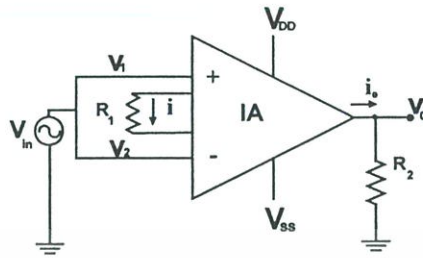
อัตราขยายผลต่างจากทฤษฎี (A_d)	ค่าอัตราส่วน $R_2(\Omega)/R_1(\Omega)$	อัตราขยายผลต่างจากการทดลอง (A_d)
1	1	0.97
10	10	9.68
100	100	96.16

ตารางที่ 4.2 แสดงผลการทดสอบเพื่อหาค่าของ อัตราขยายสัญญาณผลต่างของวงจรเมื่อกำหนดให้ อัตราขยายของวงจรเท่ากับ 1 เท่า โดยกำหนดให้ $R_1 = R_2$ อัตราขยายของวงจรเท่ากับ 10 เท่า เมื่อกำหนดให้ $10R_1 = R_2$ และ อัตราขยายของวงจรเท่ากับ 100 เท่า เมื่อกำหนดให้ $100R_1 = R_2$ ผลที่วัดได้จริงมีค่าเป็น 0.97, 9.68, 96.16 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.5 การวิเคราะห์หาค่าอัตราขยายคอมมอนโหมด

การทดสอบวิเคราะห์หาค่าอัตราขยายคอมมอนโหมด สามารถที่จะทำได้โดยต่อวงจรดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 การทดสอบหาค่าอัตราขยายคอมมอนโหมด

จากวงจรในรูปที่ 4.15 ทำการทดสอบ โดยทำการต่อพอร์ต 1 และ พอร์ต 2 ลงกราวด์ จากนั้นทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจร โดยทำการเปลี่ยนความถี่ทดสอบตั้งแต่ ตั้งแต่ 100 kHz ถึง 10 GHz ค่าอัตราขยายสัญญาณ ผลต่างของวงจร คำนวณ ได้จากอัตราส่วน

$$A_{CM} = 20 \log \left| \frac{V_{OUT}}{V_{inCM}} \right| \text{ dB}$$

ผลการทดสอบการทำงานของวงจรถัดแสดงในตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 แสดงค่าอัตราขยายแบบคอมมอน โหมดจากการทดลอง

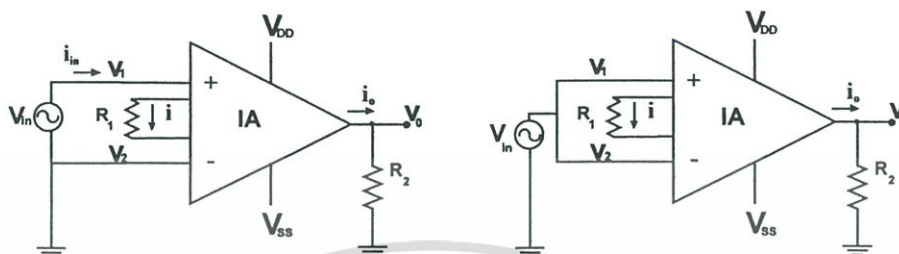
อัตราขยายคอมมอนโหมดจากทฤษฎี (A_{CM})	ค่าอัตราส่วน $R_2(\Omega)/R_1(\Omega)$	อัตราขยายคอมมอนโหมดจากการทดลอง (A_{CM}) dB
-67	1	-67.17
-47	10	-47.17
-27	100	-27.17

จากตารางที่ 4.3 ผลการทดสอบเพื่อหาค่าของ อัตราขยายแบบคอมมอนโหมด โดยกำหนดให้ อัตราขยายของวงจรเท่ากับ 1 เท่า เมื่อกำหนดให้ $R_1 = R_2$ อัตราขยายของวงจรของวงจรเท่ากับ 10 เท่า เมื่อกำหนดให้ $10R_1 = R_2$ และ อัตราขยายของวงจร ของวงจรเท่ากับ 100 เท่า เมื่อกำหนดให้ $100R_1 = R_2$ ผลที่วัดได้จริงมีค่าเป็น -67.17 , -47.17 , -27.17 dB ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.6 การวิเคราะห์หาค่าอัตราส่วนการกำจัดสัญญาณอินพุทแบบคอมมอนโหมด (CMRR)

การทดสอบวิเคราะห์หาค่าอัตราส่วนการกำจัดสัญญาณอินพุทแบบคอมมอนโหมด (CMRR) สามารถที่จะทำได้โดยต่อวงจรเป็นดังรูปที่ 4.15



$$CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right|$$

รูปที่ 4.16 การทดสอบหาค่าอัตราส่วนการกำจัดสัญญาณอินพุทแบบคอมมอนโหมด (CMRR)

จากวงจรในรูปที่ 4.16 ทำการหาค่าโดยทำการหาค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่างของวงจร จากนั้นทำการวัดหาค่าอัตราขยายสัญญาณคอมมอน โหมดของวงจร โดยทำการเปลี่ยนความถี่ทดสอบตั้งแต่ ตั้งแต่ 100 kHz ถึง 10 GHz ค่าอัตราส่วนการกำจัดสัญญาณอินพุทแบบคอมมอน โหมด (CMRR) ของวงจร สามารถคำนวณได้จากค่าอัตราส่วนระหว่าง $CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right|$ dB ผลการทดสอบการทำงานของวงจรดังแสดงดังตาราง 4.4

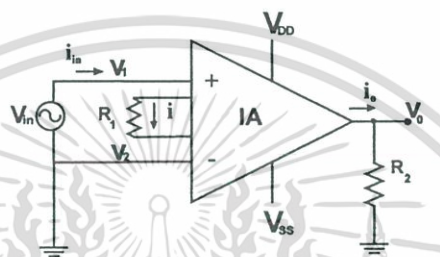
ตารางที่ 4.4 แสดงค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่าง , อัตราขยายสัญญาณคอมมอนโหมดและ CMRR

ค่าอัตราส่วน $R_2(\Omega)/R_1(\Omega)$	(CMRR) dB จากทฤษฎี	(CMRR) dB จากการทดลอง
1	67	67.44
10	67	66.87
100	67	66.78

ผลการทดสอบเพื่อหาค่าอัตราส่วนการกำจัดสัญญาณอินพุตแบบคอมมอน โหมด (CMRR) เมื่อกำหนดให้ อัตราขยายของวงจรเท่ากับ 1 เท่า เมื่อกำหนดให้ $R_1 = R_2$ อัตราขยายของวงจรของวงจรเท่ากับ 10 เท่า เมื่อกำหนดให้ $10R_1 = R_2$ และ อัตราขยายของวงจร ของวงจรเท่ากับ 100 เท่า เมื่อกำหนดให้ $100R_1 = R_2$ ผลที่วัดได้จริงมีค่าประมาณ 67 dB และสามารถสรุปค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่าง อัตราขยายสัญญาณคอมมอนโหมด และ CMRR ได้ดังตารางที่ 4.3

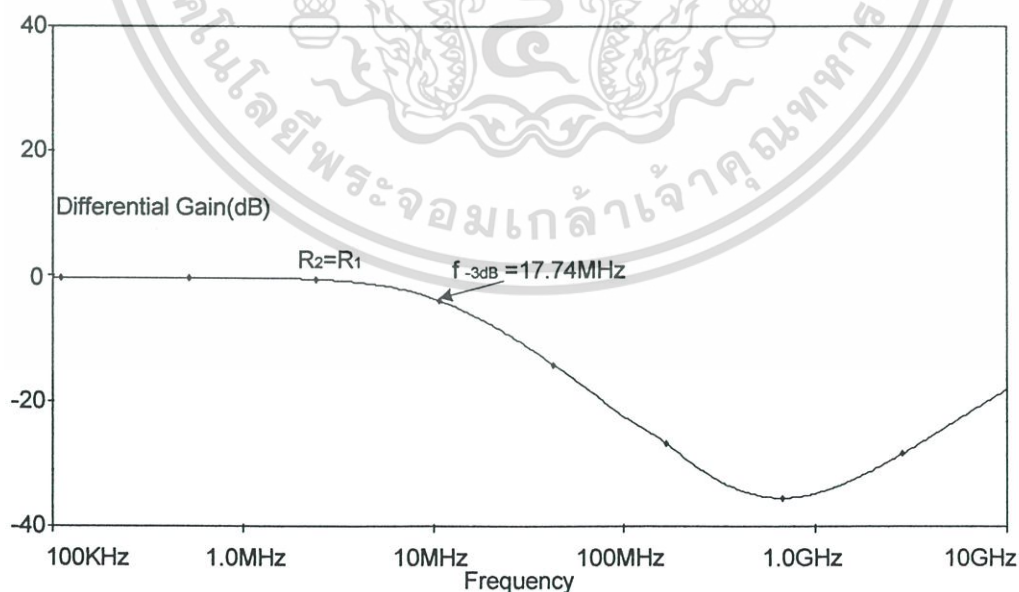
4.6.7 การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายอินสทรูเมนต์

การทดสอบวิเคราะห์ค่าผลตอบสนองทางความถี่สามารถทำการวิเคราะห์หาค่าได้จากวงจรดังรูปที่ 4.16



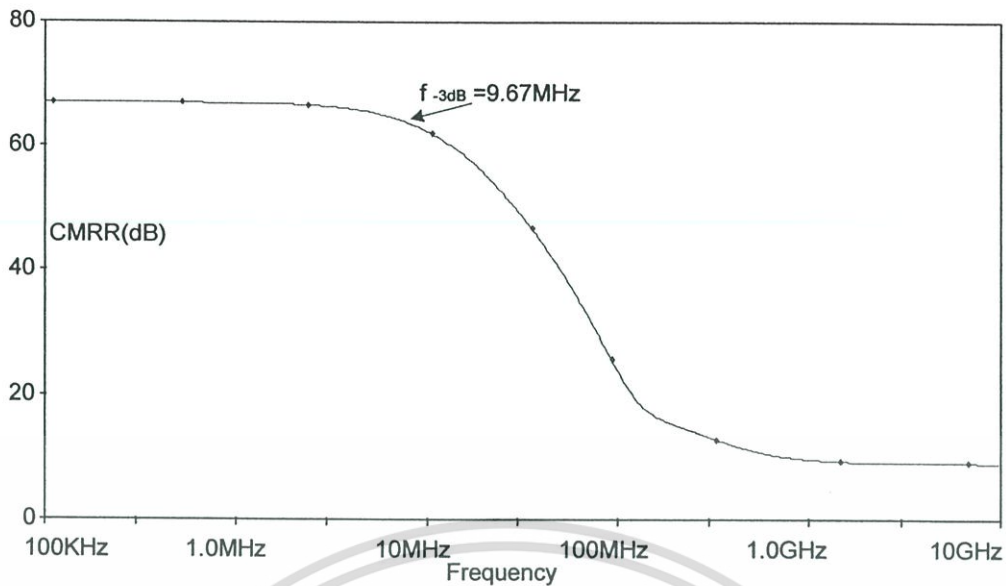
รูปที่ 4.17 การทดสอบหาค่าผลตอบสนองทางความถี่

จากวงจรในรูปที่ 4.17 ทำการหาค่าโดยทำการหาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร จากโดยการเปลี่ยนความถี่ทดสอบตั้งแต่ 100 kHz ถึง 10 GHz และกำหนดให้อัตราขยายสัญญาณของวงจรมีค่าเท่ากับ 1 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรดังแสดงดังรูปที่ 4.18



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



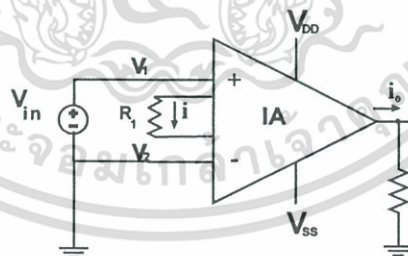
(ข)

รูปที่ 4.18 แสดงผลการทดสอบหาค่าผลตอบสนองทางความถี่ ก) อัตราขยายผลต่าง ข) CMRR

ผลการทดสอบเมื่อกำหนดให้ อัตราขยายของวงจรเท่ากับ 1 เท่า เมื่อกำหนดให้ $R_1 = R_2$ มีค่าผลการตอบสนองทางความถี่ประมาณ 17.74 MHz เมื่อใช้ในการขยายสัญญาณผลต่าง

4.6.8 การวิเคราะห์ผลกระทบของอูณหภูมิในวงจรขยายอินสทรูเมนต์

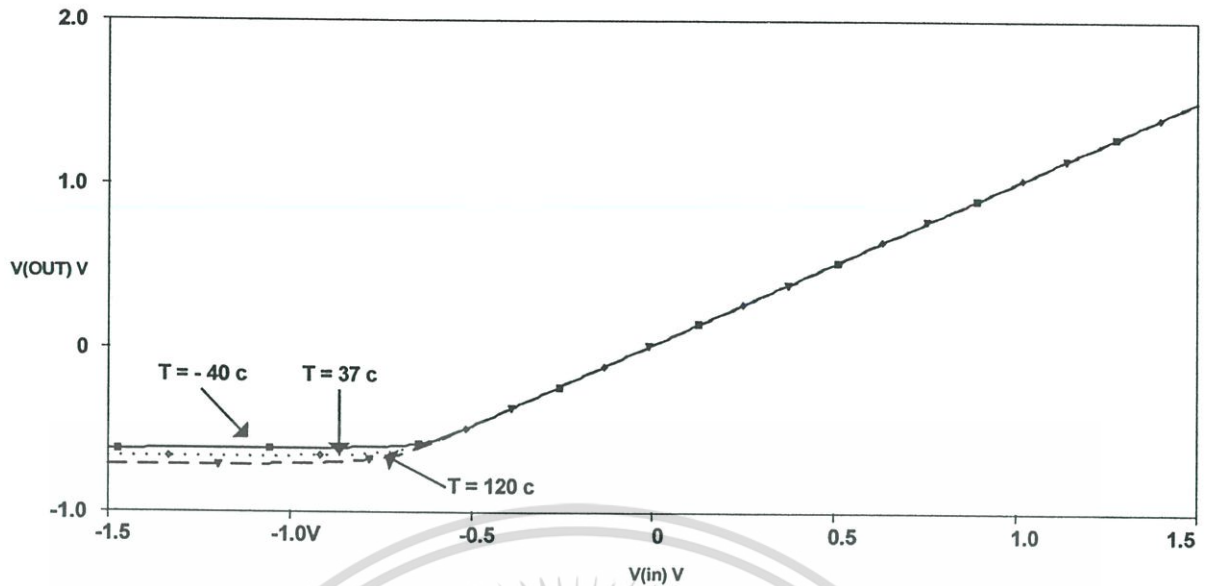
การทดสอบวิเคราะห์ค่าผลของอูณหภูมิในวงจรขยายอินสทรูเมนต์ สามารถทำการวิเคราะห์หาค่าได้จากวงจรดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 การทดสอบหาค่าผลกระทบของอูณหภูมิในวงจรขยายอินสทรูเมนต์

จากวงจรในรูปที่ 4.19 ทำการหาค่าโดยทำการหาค่าผลกระทบของอูณหภูมิของวงจร จาก โดยทำการเปลี่ยนค่าอูณหภูมิเป็น -40 37 และ 120 องศาเซลเซียส และกำหนดให้อัตราขยายสัญญาณของวงจรมีค่าเท่ากับ 1 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรดังแสดงดังรูปที่ 4.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

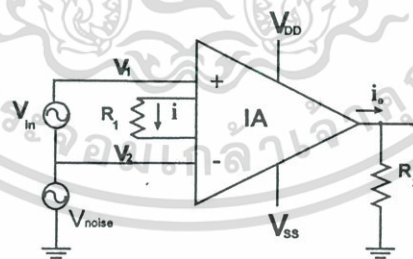


รูปที่ 4.20 แสดงผลการกระทบของอุณหภูมิในวงจรรขยายอินสทรูเมนต์

ผลการทดสอบเมื่อกำหนดให้ อัตราขยายของวงจรถ้ากับ 1 เท่า พบว่าช่วงการทำงานของวงจรรขยายอยู่ระหว่าง -40 ถึง 120 องศาเซลเซียส โดยมีค่าแรงดันออฟเซตประมาณ $6 \mu\text{V}$ ต่อ 1 องศาเซลเซียส

4.6.9 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์

การทดสอบวิเคราะห์สัญญาณรบกวนของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์ สามารถที่จะทำได้ โดยต่อวงจรเป็นดังรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.21 การทดสอบวิเคราะห์สัญญาณรบกวนของวงจรรขยายอินสทรูเมนต์

จากวงจรในรูปที่ 4.21 ทำการหาค่าโดยทำการตั้งค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่างของวงจรเป็น 1 จากนั้นกำหนดสัญญาณรบกวนป้อนเข้าไปยังวงจร โดยทำการเปลี่ยนความถี่ทดสอบตั้งแต่ ตั้งแต่ 100 kHz ถึง 10 GHz ค่าอัตราแรงดันของสัญญาณรบกวนในระบบบนช่วงแบนด์วิดท์ (ภาคผนวก จ.) ผลการทดสอบการทำงานของวงจรถัดแสดงดังตาราง 4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.5 แสดงค่าสัญญาณรบกวนของวงจรขยายอินสทรูเมนต์

สัญญาณรบกวนของวงจรขยายอินสทรูเมนต์	$\mu V/\sqrt{Hz}$
Input Noise	16.40
Output Noise	15.48

จากการวิเคราะห์ที่กล่าวมาข้างต้น สามารถแสดงสมรรถนะของวงจรขยายอินสทรูเมนต์ได้ดังตารางที่ 4.6 ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีข้อดีที่วงจรทั่วไปที่สร้างโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในการออกแบบไม่ว่าจะเป็นค่า CMRR ที่สูง ช่วงปฏิบัติการที่กว้างกว่ามาก วงจรมีขนาดเล็กรวมทั้งยังกินกำลังไฟต่ำ แต่ยังมีข้อด้อยอยู่บ้างในการส่งผ่านแรงดันด้านลบที่มีค่าไม่เท่ากับด้านบวก ซึ่งควรจะมีการแก้ไขปรับปรุงต่อไป

ตารางที่ 4.6 แสดงคุณสมบัติโดยรวมของวงจรขยายอินสทรูเมนต์ที่นำเสนอ โดยใช้งานที่ไฟเลี้ยงขนาด $\pm 1.5V$ โวลต์

คุณสมบัติของวงจรขยาย อินสทรูเมนต์ เงื่อนไขในการทดสอบ ทำที่อุณหภูมิ $27^{\circ}C$ และให้แหล่งจ่ายแรงดัน $\pm 1.5V$		หน่วย	
1. อัตราขยายสัญญาณผลต่าง (Gain)	- ช่วงของอัตราขยาย	1 ถึง 100	V/V
	- สมการของวงจรขยาย	R_2/R_1	-
	- อัตราขยายผิดพลาด เมื่ออัตราขยาย = 1		
	เมื่ออัตราขยาย = 10	3	%
	เมื่ออัตราขยาย = 100	3.2	%
		3.9	%
2. ค่าแรงดันออฟเซต	- แรงดันออฟเซต	45	μV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.6 (ต่อ)

3. ช่วงปฏิบัติงานทางแรงดัน - ช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันอินพุต - ช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันเอาต์พุต	-1.5 ถึง 1.5 -0.7 ถึง 1.5	V V
4. ค่า CMRR (แบนด์วิดธ์ 9.67 MHz) - CMRR เมื่ออัตราขยาย = 1 เมื่ออัตราขยาย = 10 เมื่ออัตราขยาย = 100	67.44 66.87 66.78	dB dB dB
5. สัญญาณรบกวนที่อินพุต - สัญญาณรบกวนที่อินพุต เมื่อ B (แบนด์วิดธ์ของสัญญาณรบกวน มีค่า 100 Hz)	16.40	$\mu V/\sqrt{Hz}$
6. สัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต - สัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต เมื่อ B (แบนด์วิดธ์ของสัญญาณรบกวน มีค่า 100 Hz)	15.48	$\mu V/\sqrt{Hz}$
7. ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจร - เมื่ออัตราขยาย = 1	17.74	MHz
8. ช่วงอุณหภูมิในการใช้งาน - ช่วงอุณหภูมิในการใช้งาน	-40 ถึง 120	°C
9. ค่าความต้องการกำลังงาน - ค่าความต้องการกำลังงานประมาณ	367	μW

4.7 สรุป

บทนี้กล่าวถึงเทคนิคที่ใช้ในการออกแบบวงจรขยายอินสทรูเมนต์ โดยเริ่มตั้งแต่หลักการของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสพื้นฐาน หลังจากนั้นจะกล่าวถึงวงจรขยายอินสทรูเมนต์ที่ทำการออกแบบโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์และสามารถปรับเปลี่ยนการทำงานของวงจรได้โดยปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ความนำ (g_m : Transconductance Parameter) ของ มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นกับชนิดพี จากการวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าและผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ทำให้ได้ว่า วงจรขยายอินสทรูเมนต์ที่นำเสนอนี้ วงจรโครงสร้างขนาดเล็กและเรียบง่ายไม่ซับซ้อน สามารถทำงานภายใต้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ มีค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่าง และค่า CMRR สูง รวมทั้งมีช่วงปฏิบัติงานทางความถี่ที่กว้าง อีกทั้งมีความเหมาะสมที่จะนำไปสร้างออกแบบเป็นวงจรรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัย

5.1 บทสรุป

จากการนำเสนอหลักการและวิธีการออกแบบวงจรขยายอินสทรูเมนต์โดยใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบซีมอสที่ทำงานอยู่ในช่วงอิมิตัวในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นอีกแนวทางหนึ่งที่ได้ทำการวิจัยและพัฒนาขึ้น โดยอาศัยหลักการของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสในการส่งผ่านสัญญาณผลต่างที่ได้มาจากทางด้านอินพุทของวงจร การทำงานของแปลงแรงดันเป็นกระแสสองวงจรต่อร่วมกัน โดยทั้งสองวงจรมีความสมพ้องกันและอาศัยการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ความนำของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นกับชนิดพี การปรับค่าอัตราขยายของวงจรสามารถทำได้โดยการเปลี่ยนค่าอัตราส่วนของตัวต้านทานในวงจรเพียงสองตัว และมีความยืดหยุ่นในการเลือกใช้ค่าของตัวต้านทาน จากการวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้า และผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE สามารถยืนยันได้ว่าวงจรที่ได้ทำการออกแบบนี้ วงจรมีโครงสร้างขนาดเล็กและเรียบง่าย สามารถนำไปใช้งานในการขยายสัญญาณผลต่างได้อย่างถูกต้อง และค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่าง อัตราการลดสัญญาณชนิดคอมมอน โหมด (CMRR) มีค่าสูงรวมทั้งมีช่วงปฏิบัติงานทางขนาดและผลตอบสนองทางความถี่ที่กว้าง สามารถทำงานภายใต้แหล่งจ่ายกำลังงานต่ำเหมาะสำหรับนำมาประยุกต์ใช้ในระบบที่ต้องการความถูกต้องสูง

ในส่วนของภาคผนวก ก. การใช้งานวงจรขยายสัญญาณในระบบงานตรวจวัด ภาคผนวก ข. กล่าวถึงการวิเคราะห์หาอัตราขยายสัญญาณผลต่าง ค่าอัตราขยายสัญญาณคอมมอน โหมด และค่าอัตราการลดสัญญาณชนิดคอมมอน โหมด (CMRR) ในวงจรขยายทั่วไป ภาคผนวก ค. กล่าวถึงการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสที่ใช้ในการออกแบบวงจรอินสทรูเมนต์ ภาคผนวก ง. กล่าวถึงการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส ภาคผนวก จ. แสดงถึงค่าโมเดลพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ และฟังก์ชันการทดสอบการทำงานของวงจร และภาคผนวก ง. จะเป็นผลงานการวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

5.2 ข้อเสนอแนะแนวทางการทำวิจัย

ในการออกแบบวงจรขยายอินสทรูเมนต์ ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้วงจรตามแปลงแรงดันเป็นกระแสเป็นส่วนประกอบหลักในการออกแบบวงจร โดยเป็นวงจรที่ประกอบขึ้นด้วยมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นและชนิดพี การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์แต่ละตัวทำได้โดย

อาศัยการส่งผ่านแรงดันตกคร่อมขาเกต-ซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์อินพุท(M₁) ไปยัง มอสทรานซิสเตอร์เอาต์พุท (M₂) จากการวิเคราะห์ค่าผิดพลาดเนื่องจากการแปลงแรงดันเป็นกระแส ไม่ว่าจะเป็นกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งหาวิธีแก้ปัญหานี้ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พบว่ามีความผิดพลาดประมาณ 0.31% เป็นผลทำให้ค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่างของวงจรจึงมีความผิดพลาดไปจากค่าที่ควรจะเป็น รวมทั้งช่วงปฏิบัติงานทางแรงดันอินพุตด้านสัญญาณซีกลบของวงจรถูกจำกัดโดยแรงดันที่ตกคร่อมเกต-ซอสของมอสทรานซิสเตอร์ M_3 ซึ่งจะทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M_2 ไม่สามารถทำงานในช่วงอิมตัวได้อย่างเต็มที่ ทำให้เมื่อสัญญาณที่เกิดขึ้นที่ด้านอินพุตมีขนาดเล็กกว่า -0.8 V วงจรจึงไม่สามารถทำงานได้ แนวทางในการแก้ไขต่อไปที่ต้องทำคือต้องทำการปรับส่วนของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสให้มีค่าผิดพลาดในการแปลงสัญญาณลดน้อยลง รวมทั้งต้องมีการหาวิธีการแก้ไขให้มอสทรานซิสเตอร์ M_2 ให้สามารถทำงานในช่วงอิมตัวได้ตลอดย่านการทำงานของวงจร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] J. Michael Jacob, **Industrial Control Electronics applications and design**. Printice –Hall International Ed., 1989.
- [2] R. J Van De Plassche, “**A wide band Monolithic Instrumentation Amplifier,**” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.sc-10, no.6, pp.424-431, Dec 1975
- [3] C. Toumazou and F. J. Lidgy, “**Novel current-mode instrumentation amplifier,**” Electronics Letter, vol.25, no.3, pp 228-230, 1989
- [4] B. Wilson, “**Universal conveyor instrumentation amplifier,**” Electronics Letters, vol.25, pp.470-471, 1989
- [5] C. Menolfi and Q. Huang, “**A CMOS instrumentation amplifier with 600nV offset, 8.5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ noise and 150 dB CMRR,**” IEEE 1998 Custom Integrated Circuit Conference, pp. 369-372, 1998
- [6] A. Harb, Y. Hu and M. Sawan, “**New CMOS Instrumentation Amplifier Dedicated to very low-amplitude signal applications,**” Proceedings of ICECS '99. The 6th IEEE International Conference on , vol.1, pp.517–520, 1999
- [7] P. A. D. Fabbro and C. A. dos Reis Filho, “**An Integrated CMOS Instrumentation Amplifier with Improved CMRR,**” Proceedings of SBCCI'02, (IEEE Computer Society), 2002
- [8] S. Franco, **Design With Operation Amplifiers and Analog Integrates Circuits**. New York, McGraw Hill, 1998.
- [9] B.Razavi, **Design of Analog Cmos Integrates Circuits**. Singapore, McGraw Hill, 2000.
- [10]C. Kitchin, L. Counts, **A designer’s Guide to Instrumentation Amplifier**. UAS: Analog Devices, Inc., 2000
- [11] Application Bulletin, **Programmable Gain Instrumentation Amplifier**. Burr-Brown, 2000
- [12] S. Kasin, **Is Your Data In Accurate Because of Instrument Amplifier Setting Time**. National Instrument ,2004
- [13] H Jay, **CMRR and Instrument Amplifier**. University of KwaZula-Natal, 2004
- [14] B. C Baker, **Operation Amplifier Part IV of VI Working your Amplifier Inside the Single-Supply Voltage Box**. Microchip Technology , 2004

[16] ผศ.ดร.วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์, ออปแอมป์ และ การประมวลผลสัญญาณอนาลอก. บริษัท
ว.พีชรสกุล จำกัด , 2545

[17] Henry W. Ott, **Noise reduction techniques in electronic systems**. Whippany, New York,
1975



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

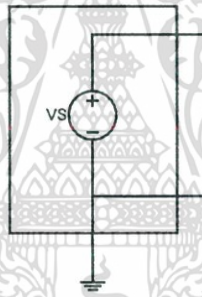
ภาคผนวก ก

การใช้งานวงจรรขยายสัญญาณในระบบงานตรวจวัด

โดยทั่วไปในระบบงานที่เกี่ยวข้องกับการตรวจวัดสัญญาณ จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องคำนึงถึงการต่อใช้งานวงจรรขยายในระบบที่ต้องการตรวจวัด เพื่อให้ผู้ใช้งานสามารถที่จะตรวจวัดได้อย่างแม่นยำถูกต้องมากที่สุด

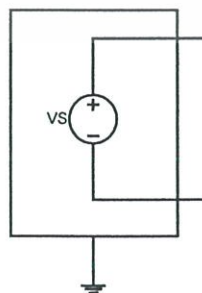
ก่อนที่จะทำความเข้าใจในการต่อใช้งานวงจรรขยายสัญญาณ ในระบบตรวจวัดจำเป็นต้องเข้าใจถึงรูปแบบของสัญญาณที่ต้องการตรวจวัด โดยทั่วไปจะมีการแบ่งสัญญาณที่จะทำการตรวจวัดได้เป็น 2 แบบดังนี้

1. สัญญาณแบบเทียบกราวด์ เป็นสัญญาณที่ได้จากวงจรหรืออุปกรณ์ โดยที่สัญญาณต้องมีการวัดเทียบกับกราวด์ของวงจรหรืออุปกรณ์ แสดงลักษณะของสัญญาณได้ดังรูปที่ ก.1 ตัวอย่างของสัญญาณประเภทนี้ได้แก่ แหล่งจ่ายไฟ อุปกรณ์กำเนิดคลื่นสัญญาณ เป็นต้น



รูปที่ ก.1 แสดงลักษณะของสัญญาณแบบเทียบกราวด์

2. สัญญาณแบบกราวด์ลอย เป็นสัญญาณที่ได้จากวงจรหรืออุปกรณ์ โดยที่สัญญาณไม่มีการวัดเทียบกับกราวด์ของวงจรหรืออุปกรณ์ (กราวด์ลอย) แสดงลักษณะของสัญญาณได้ดังรูปที่ ก.2 ตัวอย่างของสัญญาณประเภทนี้ได้แก่ หัววัดเทอร์โมคัปเปิล หม้อแปลง เป็นต้น

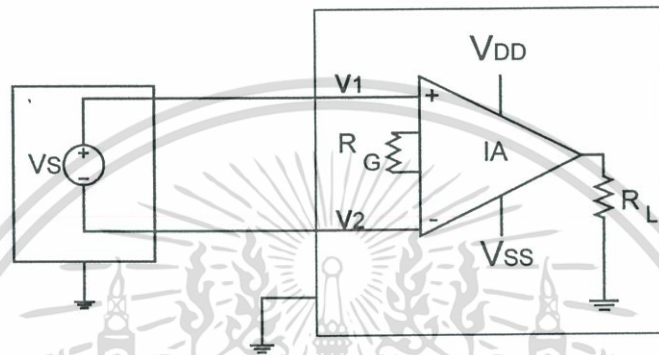


รูปที่ ก.2 แสดงลักษณะของสัญญาณแบบกราวด์ลอย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

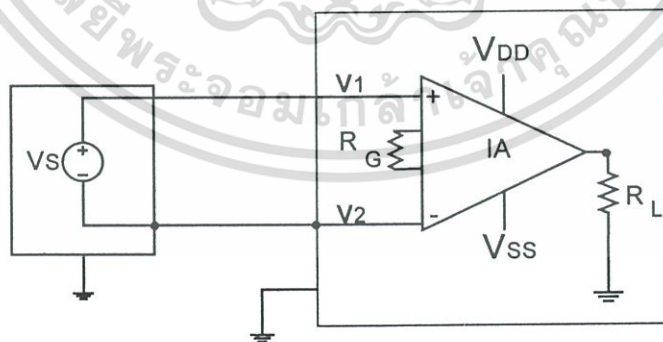
หลังจากทำความเข้าใจเกี่ยวกับลักษณะสัญญาณที่เกิดขึ้นในระบบการวัดแล้ว จะกล่าวถึงหลักการใช้งานวงจรถยายในระบบงานตรวจวัด โดยทั่วไปสามารถแบ่งได้เป็น 3 ลักษณะดังต่อไปนี้

1. ดิฟเฟอเรนเชียล (differential) การต่อวงจรถยายในลักษณะนี้จะทำให้ลดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากระบบตรวจวัดก่อนเข้าวงจรถยายได้อย่างสมบูรณ์ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ ก.3 ข้อเสียของการต่อแบบนี้คือเมื่อต้องการช่องสัญญาณในการใช้งานจำเป็นต้องใช้ช่องสัญญาณมากกว่าการต่อแบบอื่นๆ



รูปที่ ก.3 แสดงลักษณะการต่อใช้งานวงจรถยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล (differential)

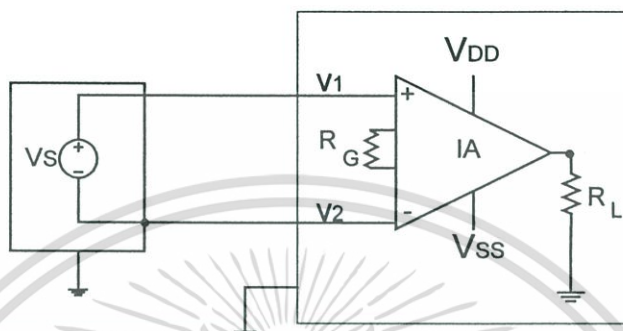
2. ซิงเกิล-เ็นด์แบบเทียบกราวด์ (referenced single-ended :RSE) เป็นรูปแบบการต่อวงจรถยายพื้นฐานที่ง่ายที่สุด โดยช่องสัญญาณสามารถทำการต่อเข้ากับวงจรถยายได้โดยตรง ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ ก.4 ข้อเสียของการต่อแบบนี้คือการต่อวงจรถยายด้วยวิธีนี้อาจมีโอกาสเกิดปัญหาเนื่องจากกราวด์ลูป และมีสัญญาณรบกวนเข้าสู่ส่วนของวงจรถยายได้ง่าย



รูปที่ ก.4 แสดงลักษณะการต่อใช้งานวงจรถยายแบบซิงเกิล-เ็นด์แบบเทียบกราวด์ (referenced single-ended :RSE)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ซิงเกิล-เอ็นด์แบบไม่เทียบกราวด์ (nonreferenced single-ended :NRSE) การต่อวงจรขยายในลักษณะนี้จะเป็นการวัดแบบที่มีการแยกขั้วลบของวงจรถ่ายออกจากกราวด์ของระบบสามารถลดปัญหาเนื่องจากกราวด์ลูปของระบบ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ ก.5 ข้อเสียของการต่อแบบนี้คือเป็นแบบที่ไม่ค่อยมีความนิยมมากนักในการนำไปใช้งานเนื่องจากมีความยุ่งยากในการแยกกราวด์ของระบบออกจากภาควงจรถ่าย



รูปที่ ก.5 แสดงลักษณะการต่อใช้งานวงจรถ่ายแบบซิงเกิล-เอ็นด์แบบไม่เทียบกราวด์ (non-referenced single-ended :NRSE)

ลักษณะการต่อสัญญาณเข้าสู่วงจรถ่ายจำเป็นต้องคำนึงถึงสัญญาณรบกวนที่จะสามารถเกิดขึ้นได้ในระบบ ซึ่งอาจมาจากส่วนประกอบหลักของระบบ ไม่ว่าจะเป็นสัญญาณที่มาจากทรานซิสเตอร์หรือตัวตรวจจับ และอาจมาจากภายในวงจรถ่ายเอง สัญญาณรบกวนโดยส่วนใหญ่จะเกี่ยวข้องกับการต่อกราวด์ของระบบตามรูปแบบต่างๆตามที่กล่าวมาข้างต้น ซึ่งพอจะสรุปเป็นประเด็นในการเลือกต่อวงจรถ่ายใช้งานเพื่อลดปัญหาเนื่องจากสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายในระบบได้ดังต่อไปนี้

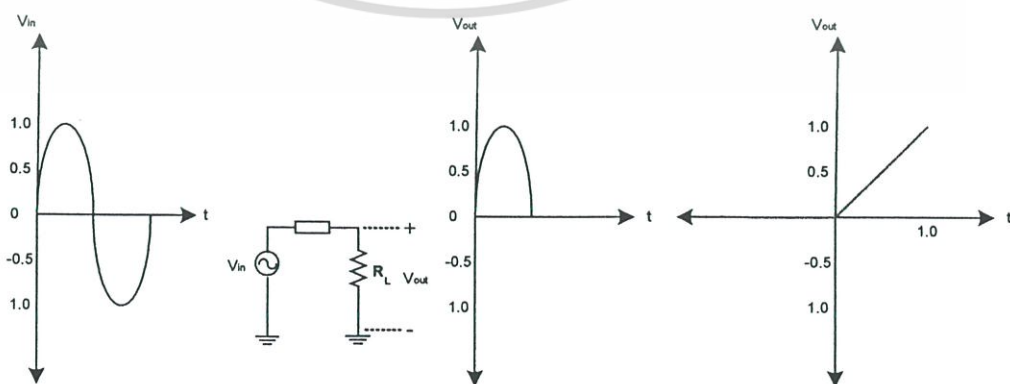
1. ต้องคว่าธรรมชาติของแหล่งจ่ายสัญญาณนั้นกำหนดให้ใช้เป็นแบบที่ใช้สัญญาณเทียบกราวด์หรือกราวด์ลอย ถ้าเป็นแบบแรกต้องหลีกเลี่ยงการต่อใช้งานในรูปแบบ ซิงเกิล-เอ็นด์แบบเทียบกราวด์เพราะจะทำให้เกิดปัญหากราวด์ลูปขึ้นซึ่งมีผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนเข้าสู่วงจรถ่าย
2. ถ้าสัญญาณที่ได้มาจากทรานซิสเตอร์หรือตัวตรวจจับ มีหลายสัญญาณแต่มีวงจรถ่ายไม่เพียงพอกับสัญญาณอาจใช้การต่อในรูปแบบซิงเกิล-เอ็นด์แทนการต่อแบบดิฟเฟอเรนเชียลเป็นต้น

ภาคผนวก ข

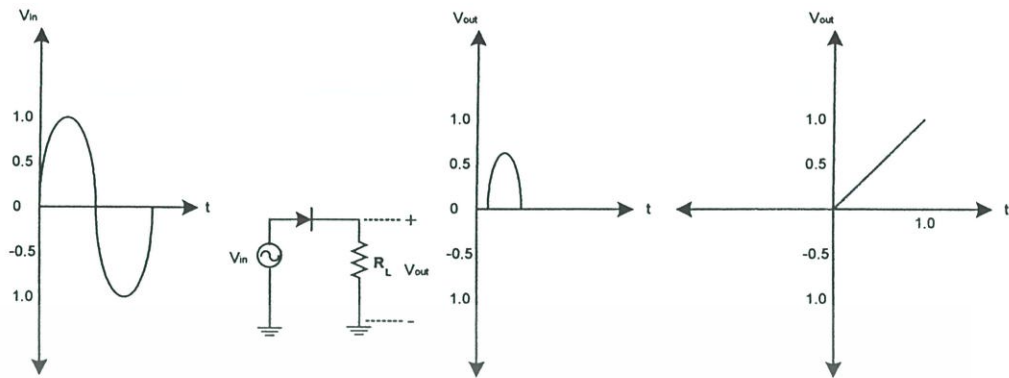
การประยุกต์ใช้งานวงจรขยายอินพุตที่ในงานการเรียงกระแสที่เที่ยงตรง ครึ่งลูกคลื่น

วงจรเรียงกระแส (rectifier) [16] เป็นวงจรที่มีการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้นที่มีการนำไปใช้ประโยชน์แพร่หลายมากที่สุดวงจรหนึ่ง โดยวงจรจะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ (ac signal) ให้เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง (dc signal) กล่าวคือ สัญญาณไฟสลับที่รับเข้ามาทางอินพุตของวงจรจะถูกส่งผ่านไปเป็นสัญญาณเอาต์พุตเฉพาะสัญญาณซีกบวกหรือซีกลบเท่านั้น วงจรเรียงกระแสพื้นฐานที่ใช้ไดโอดเพียงตัวเดียวและกราฟคุณสมบัติของวงจรแสดงดังรูปที่ ข.1

จากรูปที่ ข.1(ก) สมมติไดโอดที่ใช้งานมีคุณสมบัติในทางอุดมคติ (ideal diode) จะเห็นว่าแรงดันอินพุตซีกบวกสามารถส่งผ่านไปเป็นแรงดันเอาต์พุตให้กับโหลดได้ทั้งหมด แต่ในทางปฏิบัติแล้วขณะที่ไดโอดนำกระนั้นจะมีแรงดันตกคร่อมไดโอด (V_D) ประมาณ 0.6v เมื่อไดโอดที่ใช้เป็นชนิดซิลิกอน (silicon diode) ดังรูปที่ ข.1 (ข) จึงทำให้ไม่มีแรงดันเอาต์พุตจ่ายให้กับโหลด ($V_{OUT} \cong 0$) ในขณะที่แรงดันอินพุตซีกบวกมีค่าต่ำกว่า 0.6v จะเห็นว่าการทำงานของวงจรเรียงกระแสที่ใช้ไดโอดเพียงอย่างเดียวไม่เที่ยงตรงนักเกิดความคลาดเคลื่อนขึ้นและไม่สามารถใช้กับสัญญาณขนาดเล็ก (small signal) ที่มีค่าต่ำกว่า 0.6v ได้ ดังนั้นเพื่อขจัดปัญหาดังกล่าวและเพื่อให้วงจรเรียงกระแสมีการทำงานที่เที่ยงตรงมากขึ้นจึงนิยามออกแบบวงจร โดยใช้ไดโอดทำงานร่วมกับออปแอมป์ซึ่งเรียกวงจรในลักษณะนี้ว่า “ วงจรเรียงกระแสที่เที่ยงตรง (precision Rectifiers) ” วงจรเรียงกระแสที่เที่ยงตรงนี้สามารถแบ่งออกเป็นสองชนิดใหญ่ๆ คือ วงจรเรียงกระแสที่เที่ยงตรงครึ่งลูกคลื่น (precision half-wave rectifier) และ วงจรเรียงกระแสเต็มลูกคลื่น (precision full-wave rectifier) โดยมีรายละเอียดของวงจรดังต่อไปนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ (ก) ึ่งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

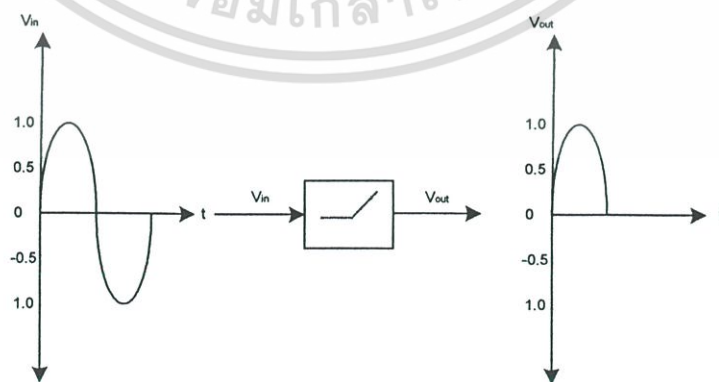
รูปที่ ข.1 วงจรเรียงกระแสพื้นฐานแบบใช้ไดโอดเพียงตัวเดียว

(ก) ไดโอดในทางอ้อมคติ

(ข) ไดโอดในทางปฏิบัติ

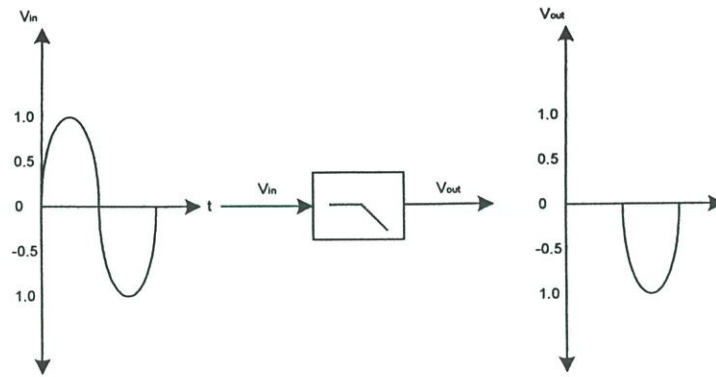
1. วงจรเรียงกระแสที่ยังตรงครึ่งลูกคลื่น (Precision Half-Wave Rectifier)

วงจรเรียงกระแสที่ยังตรงครึ่งลูกคลื่นจะทำหน้าที่รับสัญญาณอินพุตไฟสลับและส่งผ่านสัญญาณเฉพาะครึ่งไซเคิลบวกหรือครึ่งไซเคิลลบของสัญญาณอินพุตไปยังเอาต์พุต ซึ่งขนาดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่ได้จะมีขนาดเท่าเดิมหรือเพิ่มขึ้น ทั้งนี้ขึ้นกับการวางตำแหน่งของตัวต้านทาน และไดโอดในวงจร หลักการทำงานของวงจรเรียงกระแสที่ยังตรงครึ่งลูกคลื่นถูกแบ่งออกเป็นสองลักษณะใหญ่ๆคือ แบบบวก และแบบลบ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ ข.2 โดยมีความสัมพันธ์สรุปได้ดังนี้คือ



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(จ)

รูปที่ ข.2 หลักการทำงานของวงจรเรียงกระแสที่ยังตรงครึ่งลูกคลื่น

(ก) แบบบวก

(ข) แบบลบ

วงจรเรียงกระแสที่ยังตรงครึ่งลูกคลื่นแบบบวก (positive half-wave rectifier)

$$V_{out} = V_{in} \quad \text{เมื่อ} \quad V_{in} > 0V \quad (\text{ข.1})$$

และ

$$V_{out} = 0V \quad \text{เมื่อ} \quad V_{in} < 0V \quad (\text{ข.2})$$

วงจรเรียงกระแสที่ยังตรงครึ่งลูกคลื่นแบบลบ (negative half-wave rectifier)

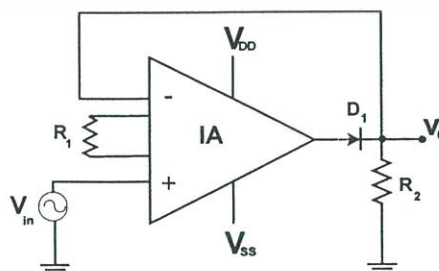
$$V_{out} = 0V \quad \text{เมื่อ} \quad V_{in} > 0V \quad (\text{ข.3})$$

และ

$$V_{out} = V_{in} \quad \text{เมื่อ} \quad V_{in} < 0V \quad (\text{ข.4})$$

2. การประยุกต์ใช้งานวงจรขยายอินสตรูเมนต์ในงานการเรียงกระแสที่ยังตรงครึ่งลูกคลื่นแบบบวก

วงจรเรียงกระแสที่ยังตรงครึ่งลูกคลื่นแบบบวกแสดงได้ดังรูปที่ ข.3 การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้อย่างง่ายดาย โดยแยกการพิจารณาในกรณีที่ $V_{in} > 0V$ และกรณีที่ $V_{in} < 0V$



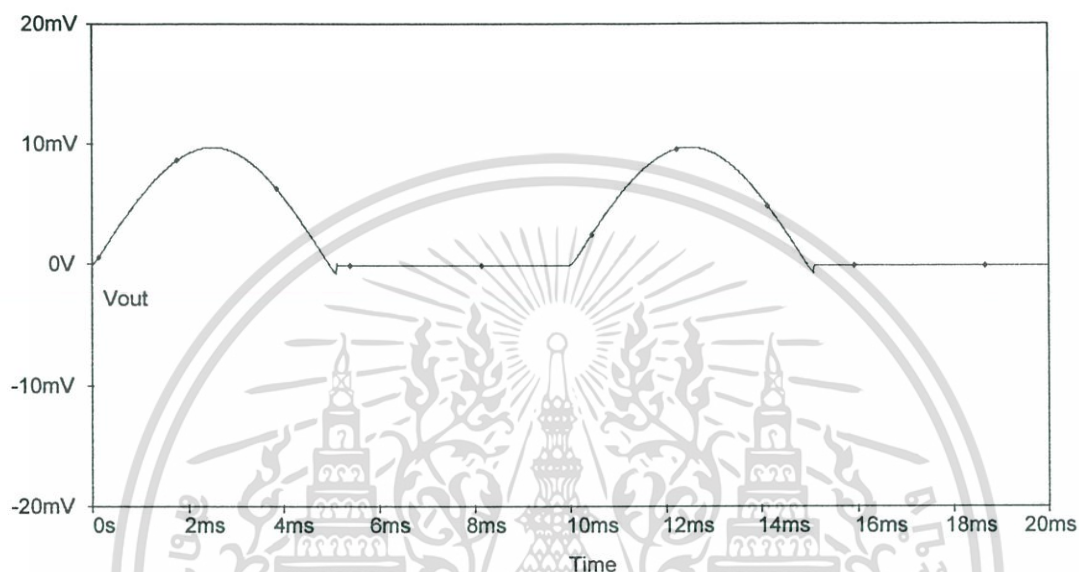
รูปที่ ข.3 หลักการทำงานของวงจรเรียงกระแสที่ยังตรงครึ่งลูกคลื่นแบบบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณี $V_{in} > 0V$: ไดโอด D_1 นำกระแสมีแรงดันตกคร่อม $V_{D(on)} \cong 0.6V$ ดังนั้นจากคุณสมบัติของออปแอมป์ $v^+ = v^-$ จึงทำให้ $v_{out} = v_{in}$

กรณี $V_{in} < 0V$: ไดโอด D_1 หยุดนำกระแสเปรียบเสมือนสวิตช์เปิดวงจร ดังนั้นจึงทำให้ $v_{out} = 0V$

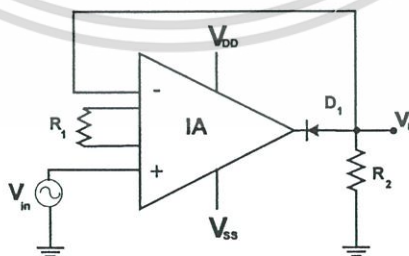
ผลการจำลองการทำงานเมื่อกำหนดให้ v_{in} มีค่าเป็น $10mV$ ความถี่ 100 Hz และค่า $R_2 = 3.7K(R_1)$ จะได้ค่า v_{out} แสดงได้ดังรูป ข.4 โดย



รูปที่ ข.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรเรียงกระแสเพียงตรงครึ่งลูกคลื่นแบบบวก

3. การประยุกต์ใช้งานวงจรขยายอินพุตรุ่มันที่ในงานการเรียงกระแสเพียงตรงครึ่งลูกคลื่นแบบลบ

วงจรเรียงกระแสเพียงตรงครึ่งลูกคลื่นแบบลบแสดงได้ดังรูปที่ ข.3 การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้อย่างง่ายๆ โดยแยกการพิจารณาในกรณีที่ $v_{in} > 0V$ และกรณีที่ $v_{in} < 0V$

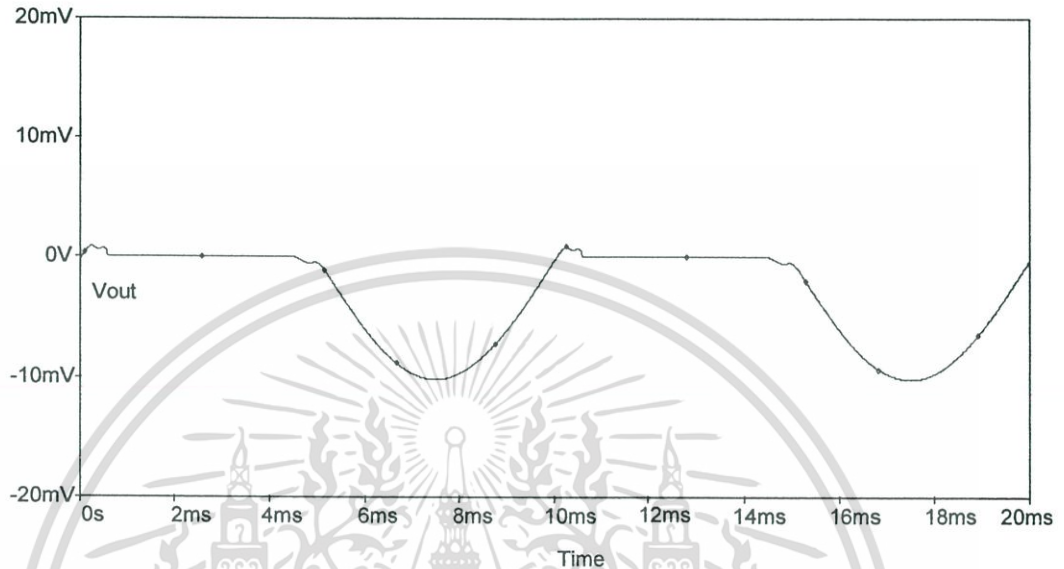


รูปที่ ข.5 หลักการทำงานของวงจรเรียงกระแสเพียงตรงครึ่งลูกคลื่นแบบลบ

กรณี $v_{in} < 0V$: ไดโอด D_1 นำกระแสมีแรงดันตกคร่อม $V_{D(on)} \cong 0.6V$ ดังนั้นจากคุณสมบัติของออปแอมป์ $v^+ = v^-$ จึงทำให้ $v_{out} = v_{in}$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณี $V_{in} > 0V$: ไดโอด D_1 หยุดนำกระแสเปรียบเสมือนสวิตช์เปิดวงจร ดังนั้นจึงทำให้ $V_{out} = 0V$

ผลการจำลองการทำงานเมื่อกำหนดให้ V_{in} มีค่าเป็น 10mV ความถี่ 100 Hz และค่า $R_2 = 3.7K(R_1)$ จะได้ค่า V_{out} แสดงได้ดังรูป ข.6

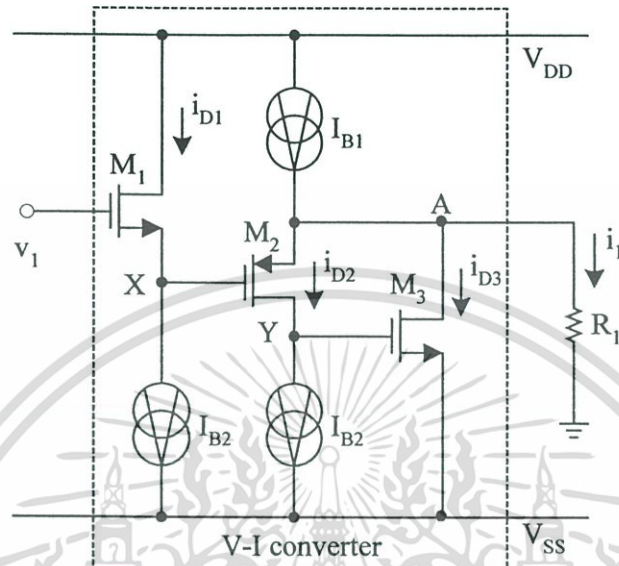


รูปที่ ข.6 ผลการจำลองการทำงานของวงจรเรียงกระแสเพียงตรงครึ่งลูกคลื่นแบบลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

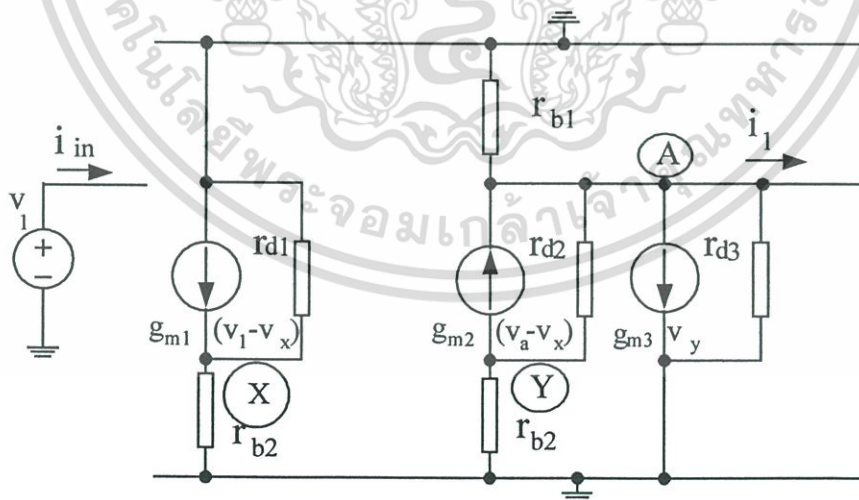
ภาคผนวก ค

การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส



รูปที่ ค.1 วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส

จากวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้แสดงได้ดังรูปที่ ค.1 โดยสามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลได้เป็นดังรูปที่ ค.2



รูปที่ ค.2 วงจรสมมูลของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสเพื่อใช้ในการวิเคราะห์

จากวงจรในรูปที่ ค.2 การวิเคราะห์เพื่อหาค่าของการแปลงแรงดันที่จุดเข้า (V_1) ไปเป็นค่าแรงดันที่จุดออก (V_A) โดยใช้กฎการวิเคราะห์ KCL ที่จุดต่างๆ ซึ่งจะได้
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานวิจัยที่มอบหมายให้ไปลงภาคให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์ KCL ที่โหนด x จะได้

$$g_{m1}v_1 = \left(\frac{1}{r_{d1}} + \frac{1}{r_{b2}} + gm1 \right) v_x \quad (ค.1)$$

วิเคราะห์ KCL ที่โหนด A จะได้

$$\left(g_{m2} - \frac{1}{r_{d3}} - \frac{1}{r_{d2}} - \frac{1}{r_{b1}} \right) v_A - g_{m2}v_x = \left(g_{m3} - \frac{1}{r_{d2}} \right) v_y \quad (ค.2)$$

วิเคราะห์ KCL ที่จุด y จะได้ว่า

$$\left(\frac{1}{r_{d2}} - g_{m2} \right) v_A + g_{m2}v_x = \left(\frac{1}{r_{b2}} + \frac{1}{r_{d2}} \right) v_y \quad (ค.3)$$

จัดรูปสมการ (ค.2) และ (ค.3) ใหม่ได้เป็นดังสมการที่ (ค.4) และ (ค.5)

$$v_y = \frac{\left(g_{m2} - \frac{1}{r_{d3}} - \frac{1}{r_{d2}} - \frac{1}{r_{b1}} \right) v_A - g_{m2}v_x}{\left(g_{m3} - \frac{1}{r_{d2}} \right)} \quad (ค.4)$$

$$v_y = \frac{\left(\frac{1}{r_{d2}} - g_{m2} \right) v_A + g_{m2}v_x}{\left(\frac{1}{r_{b2}} + \frac{1}{r_{d2}} \right)} \quad (ค.5)$$

สมการ ที่ (ค.4) มีค่าเท่ากับ (ค.5) ทำให้ได้ว่า

$$\frac{\left(g_{m2} - \frac{1}{r_{d3}} - \frac{1}{r_{d2}} - \frac{1}{r_{b1}} \right) v_A - g_{m2}v_x}{\left(g_{m3} - \frac{1}{r_{d2}} \right)} = \frac{\left(\frac{1}{r_{d2}} - g_{m2} \right) v_A + g_{m2}v_x}{\left(\frac{1}{r_{b2}} + \frac{1}{r_{d2}} \right)} \quad (ค.6)$$

$$\left[\frac{\left(g_{m2} - \frac{1}{r_{d3}} - \frac{1}{r_{d2}} - \frac{1}{r_{b1}} \right) \left(\frac{1}{r_{d2}} - g_{m2} \right)}{\left(g_{m3} - \frac{1}{r_{d2}} \right) \left(\frac{1}{r_{b2}} + \frac{1}{r_{d2}} \right)} \right] v_A = \left[\frac{g_{m2}}{\left(g_{m3} - \frac{1}{r_{d2}} \right)} + \frac{g_{m2}}{\left(\frac{1}{r_{b2}} + \frac{1}{r_{d2}} \right)} \right] v_x \quad (ค.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_x = \frac{\left[\begin{array}{c} \left(g_{m2} - \frac{1}{r_{d3}} - \frac{1}{r_{d2}} - \frac{1}{r_{b1}} \right) \left(\frac{1}{r_{d2}} - g_{m2} \right) \\ \left(g_{m3} - \frac{1}{r_{d2}} \right) \left(\frac{1}{r_{b2}} + \frac{1}{r_{d2}} \right) \end{array} \right]}{\left[\begin{array}{c} \frac{g_{m2}}{\left(g_{m3} - \frac{1}{r_{d2}} \right)} + \frac{g_{m2}}{\left(\frac{1}{r_{b2}} + \frac{1}{r_{d2}} \right)} \end{array} \right]} v_A \quad (\text{ค.8})$$

แทนสมการ (ค.8) ลงใน (ค.1)

$$g_{m1} v_1 = \left(\frac{1}{r_{d1}} + \frac{1}{r_{b2}} + g_{m1} \right) \frac{\left[\begin{array}{c} \left(g_{m2} - \frac{1}{r_{d3}} - \frac{1}{r_{b1}} \right) \left(\frac{1}{r_{d2}} - g_{m2} \right) \\ \left(g_{m3} - \frac{1}{r_{d2}} \right) \left(\frac{1}{r_{b2}} + \frac{1}{r_{d2}} \right) \end{array} \right]}{\left[\begin{array}{c} \frac{g_{m2}}{\left(g_{m3} - \frac{1}{r_{d2}} \right)} + \frac{g_{m2}}{\left(\frac{1}{r_{b2}} + \frac{1}{r_{d2}} \right)} \end{array} \right]} v_A \quad (\text{ค.9})$$

$$v_A = \frac{g_{m1}}{\left(\frac{1}{r_{d1}} + \frac{1}{r_{b2}} + g_{m1} \right)} \frac{\left[\begin{array}{c} \frac{g_{m2}}{\left(g_{m3} - \frac{1}{r_{d2}} \right)} + \frac{g_{m2}}{\left(\frac{1}{r_{b2}} + \frac{1}{r_{d2}} \right)} \\ \frac{g_{m2}}{\left(g_{m3} - \frac{1}{r_{d2}} \right)} + \frac{g_{m2}}{\left(\frac{1}{r_{b2}} + \frac{1}{r_{d2}} \right)} \end{array} \right]}{\left[\begin{array}{c} \left(g_{m2} - \frac{1}{r_{d3}} - \frac{1}{r_{d2}} - \frac{1}{r_{b1}} \right) \left(\frac{1}{r_{d2}} - g_{m2} \right) \\ \left(g_{m3} - \frac{1}{r_{d2}} \right) \left(\frac{1}{r_{b2}} + \frac{1}{r_{d2}} \right) \end{array} \right]} v_1 \quad (\text{ค.10})$$

แทนสมการ (ค.8) ลงใน (ค.1)

$$v_A = \frac{g_{m1}}{\left(\frac{1}{r_{d1}} + \frac{1}{r_{b2}} + g_{m1} \right)} \frac{[2g_{m2}]}{\left[\left(2g_{m2} - \frac{1}{r_{d3}} - \frac{2}{r_{d2}} - \frac{1}{r_{b1}} \right) \right]} v_1 \quad (\text{ค.11})$$

ถ้า $r_{d3}, r_{d2}, r_{b1} \gg g$ จะสามารถประมาณสมการที่ ค.11 เป็นดังสมการที่ ค.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_A = \frac{g_{m1}}{\left(\frac{1}{r_{d1}} + \frac{1}{r_{b2}} + g_{m1} \right)} v_1 \quad (\text{ค.12})$$

ค่าของการแปลงแรงดันที่จุดเข้า (v_1) ไปเป็นค่าแรงดันที่จุดออก (v_A)

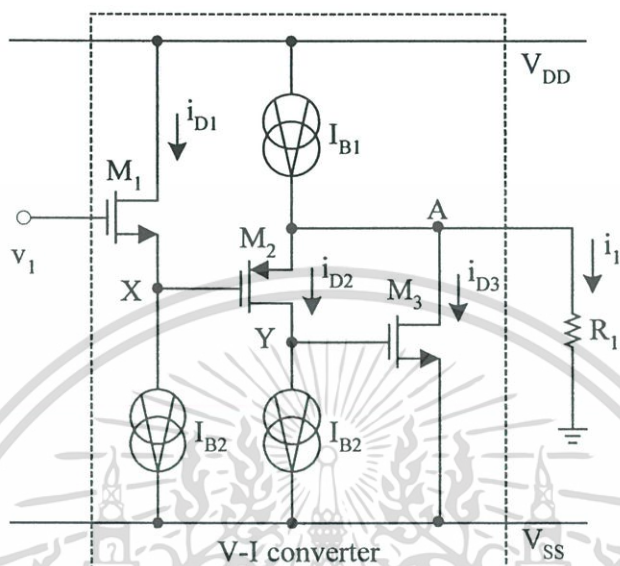
$$v_A = \left(\frac{g_{m1} r_{b2}}{1 + g_{m1} r_{b2}} \right) v_1 \quad (\text{ค.13})$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

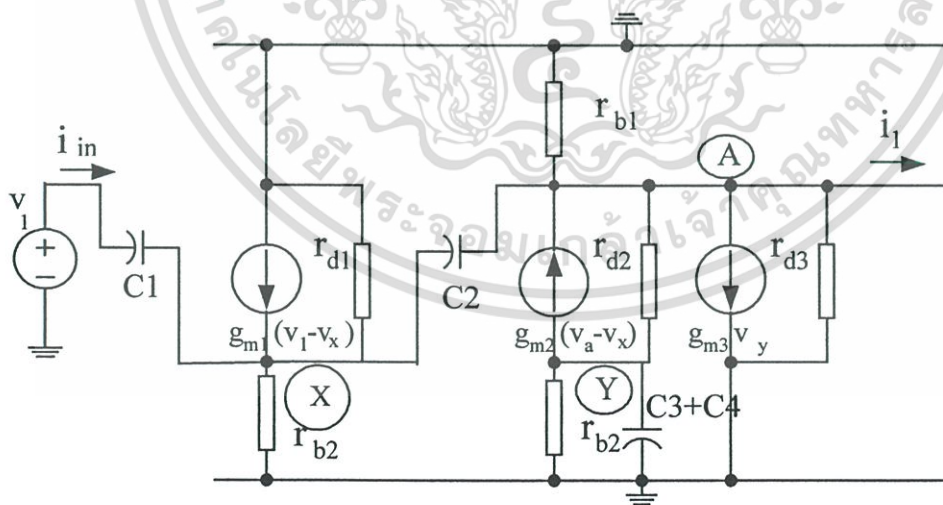
ภาคผนวก ง

การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส



รูปที่ ง.1 วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส

จากวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้แสดงได้ดังรูปที่ ง.1 โดยสามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลได้เป็นดังรูปที่ ง.2



รูปที่ ง.2 วงจรสมมูลของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสเพื่อใช้ในการวิเคราะห์

จากวงจรในรูปที่ ง.2 และ การวิเคราะห์เพื่อหาค่าของการแปลงแรงดันที่จุดเข้า (v_1) ไปเป็นค่าแรงดันที่จุดออก (v_A) โดยใช้กฎการวิเคราะห์ KCL ที่จุดต่างๆ ตามภาคผนวกที่ ค ซึ่งจะได้ว่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_A = \left(\frac{(g_{m1} + s c_1) r_{b2}}{1 + (g_{m1} + s c_1) r_{b2}} \right) v_1 \quad (ง.1)$$

หาค่าโพล(P_1 : Pole)ของวงจรโดยจัดรูปสมการ(ง.15) ให้อยู่ในรูป $\left(1 + \frac{s}{p_1}\right) = 0$ จะได้

$$1 + (g_{m1} + s c_1) r_{b2} = 0 \quad (ง.2)$$

$$(g_{m1} + s c_1) r_{b2} = -1 \quad (ง.3)$$

$$s c_1 = -\left(\frac{1}{r_{b2}} + g_{m1} \right) \quad (ง.4)$$

ค่าโพล(S : Pole)ของวงจรได้ว่า

$$s = -\left(\frac{1}{r_{b2}} + g_{m1} \right) \frac{1}{c_1} \quad (ง.5)$$

ค่าความถี่คัตออฟ(f_{-3dB}) ของวงจรแทนได้ด้วยสมการ(ง.7)

$$f_{-3dB} = \left(\frac{1}{r_{b2}} + g_{m1} \right) \frac{1}{2\pi c_1} \quad (ง.6)$$

สมมติให้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรเมื่อใช้งานเป็นดังนี้ กำหนดให้ค่า $r_{b2} = 2M\Omega$
 $g_{m1} = 161 \mu A/V$ และ $c_1 = 138.5 fF$ ความถี่สูงสุดที่วงจรสามารถทำงานได้มีค่าเท่ากับ
 116.24 MHz

ภาคผนวก จ

การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ (Active Device Noise) [17]

อุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ เช่น ทรานซิสเตอร์ออปแอมป์จะมีสัญญาณรบกวนจากภายใน แต่ก่อนจะกล่าวถึงสัญญาณรบกวนเหล่านี้ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวัดและกำหนดสัญญาณรบกวนว่าเป็นอย่างไร ซึ่งทำให้เกิดกลุ่มของพารามิเตอร์ต่างๆของสัญญาณรบกวนที่จะเป็นประโยชน์ในการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนของอุปกรณ์ทั่วไป วิธีที่ใช้กันทั่วไปที่จะกำหนดสัญญาณรบกวนในรูปของอุปกรณ์มีด้วยกัน 2 วิธีคือ น้อยส์แฟคเตอร์ (Noise factor) และ การจำลองสัญญาณรบกวนในรูปแรงดัน

1. น้อยส์แฟคเตอร์

แนวคิดเกี่ยวกับน้อยส์แฟคเตอร์ ได้ถูกพัฒนาขึ้นในทศวรรษที่ 1940 ในลักษณะวิธีที่จะหาสัญญาณรบกวนในหลอดสุญญากาศ และยังคงใช้แพร่หลายในปัจจุบัน โดยค่าน้อยส์แฟคเตอร์หาได้จากความสัมพันธ์ดังสมการ จ.1

$$\text{Noised factor}(F) = \frac{P_{NO}}{AP_{NI}} \quad \text{จ.1}$$

เมื่อ

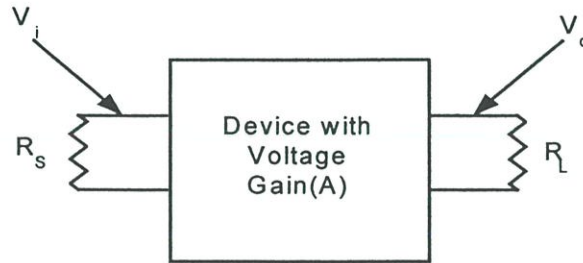
$$\begin{aligned} F &= \text{น้อยส์แฟคเตอร์(Noise factor)} \\ P_{NO} &= \text{กำลังงานของสัญญาณรบกวนที่เอาท์พุทของอุปกรณ์จริง} \\ P_{NI} &= \text{กำลังงานที่เอาท์พุทของสัญญาณรบกวนเนื่องจากแหล่งกำเนิด} \end{aligned}$$

นอกจากนี้ค่าน้อยส์แฟคเตอร์ ยังสามารถเขียนในรูปของอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน(Signal-noise ratio) ที่อินพุท หาคด้วยอัตราส่วนของของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่เอาท์พุท ดังสมการ จ.2

$$\text{Noised factor}(F) = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad \text{จ.2}$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} S_i/N_i &= \text{อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่อินพุท} \\ S_o/N_o &= \text{อัตราส่วนของของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่เอาท์พุท} \end{aligned}$$



รูปที่ จ.1 แสดงวงจรเสมือนในการหาค่าน้อยส์แฟคเตอร์

ในรูปที่ จ.1 แสดงถึงการหาค่าน้อยส์แฟคเตอร์ โดยมีแหล่งกำเนิดสัญญาณที่ภาคอินพุต ความต้านทาน R_s ซึ่งค่าความต้านทานภายในของแหล่งกำเนิดสัญญาณจริง ดังนั้นสัญญาณรบกวนเนื่องจากเทอร์มัลน้อยส์ (Thermal noise) ของ R_s ที่ภาคอินพุตเป็นดังสมการที่ จ.3

$$V_i = \sqrt{4KTBR_s} \quad \text{จ.3}$$

เมื่อ

- V_i = สัญญาณรบกวนแรงดันที่อินพุต (v)
 V_o = สัญญาณรบกวนแรงดันเนื่องจากสัญญาณรบกวนที่อินพุตและที่เกิดจากอุปกรณ์ (v)
 K = ค่าคงที่ของ Boltzmann มีค่าเท่ากับ $(1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K})$
 T = ค่าอุณหภูมิ (K)
 B = น้อยแบนด์วิธ (noise bandwidth, Hz)
 R_s = ค่าความต้านทานของแหล่งกำเนิด (Ω)
 R_L = ค่าความต้านทานของโหลด (Ω)

ถ้าอุปกรณ์นั้นมีค่าอัตราขยายแรงดัน A ที่ โหลด R_L ดังนั้นเนื่องจากเทอร์มัลน้อยส์ที่เอาท์พุทเท่ากับ AV_i ถ้าหากแรงดันที่ตกคร่อม R_L ทั้งหมดมีค่า V_o เพราะฉะนั้น ค่าของน้อยส์แฟคเตอร์สามารถหาได้จากสมการ จ.4

$$\text{Noised factor}(F) = \frac{(V_o)^2 / R_L}{(AV_i)^2 / R_L} \quad \text{จ.4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการ จ.3 ลงในสมการ จ.4 จะได้

$$\text{Noised factor}(F) = \frac{(V_o)^2}{4KTBR_s A^2} \quad \text{จ.5}$$

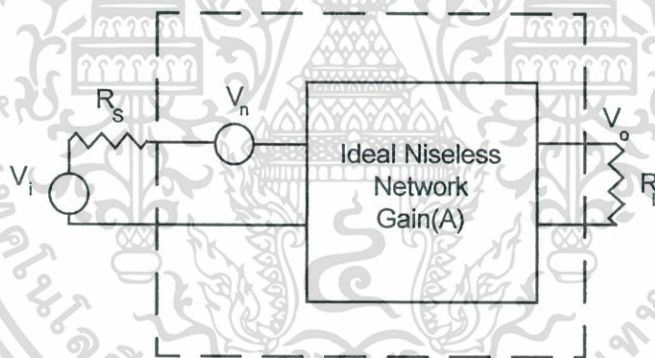
จากสมการ จ.5 แสดงถึงคุณสมบัติของนอยส์แฟคเตอร์คือ

1. ไม่ขึ้นกับโหลด R_L
2. ขึ้นกับค่าความต้านทานของแหล่งกำเนิด R_s
3. ถ้าอุปกรณ์นั้น ไม่มีสัญญาณรบกวน (noiseless) ค่าของนอยส์แฟคเตอร์จะมีค่าเท่ากับ 1 ค่าของนอยส์แฟคเตอร์ในหน่วยเดซิเบล เรียกว่า นอยส์ฟิเจอร์ (NF : noise figure) โดยที่

$$NF = 10\log F$$

2. การจำลองสัญญาณรบกวนในรูปแบบแรงดัน

การหาค่าสัญญาณรบกวนอีกวิธีหนึ่งที่นิยมคือการใช้แบบจำลองสัญญาณรบกวนในรูปแบบแรงดัน โดยแบบวงจรเสมือนในการหาค่าแสดงได้ดังรูปที่ จ.2



รูปที่ จ.2 แสดงวงจรเสมือนในการหาค่าสัญญาณรบกวนในรูปแบบแรงดัน

เมื่อ

$$V_n = \text{แทนสัญญาณรบกวนของอุปกรณ์เมื่อ } R_s \text{ เป็นศูนย์}$$

การแทนสัญญาณรบกวนในรูปแบบแรงดันสามารถใช้ได้กับอุปกรณ์หลายชนิด เช่น ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ FET ออปแอมป์ เป็นต้น

แรงดันรวมเสมือนของสัญญาณรบกวนที่อินพุต V_n ของอุปกรณ์เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญตัวหนึ่ง ได้ดังสมการ จ.6

$$V_n = \sqrt{4KTBR_s + V_n^2} \quad \text{จ.6}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ V_n คือแรงดันของสัญญาณรบกวนของระบบบนช่วงแบนด์วิดท์ B สิ่งที่เราต้องการคือลดค่าของสมการ จ.6 ให้น้อยที่สุด โดยทั่วไปค่าสัญญาณรบกวนจากวงจรมักเขียนอยู่ในรูปแรงดันรวมของสัญญาณรบกวนที่อินพุตต่อรอกที่สองของแบนด์วิดท์เป็นดังสมการ จ.7

$$\frac{V_{ni}}{\sqrt{B}} = \sqrt{4KTBR_s + \left(\frac{V_n}{\sqrt{B}}\right)^2} \quad \text{จ.7}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ฉ

แสดงถึงค่าโมเดลพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์

	NMOS	PMOS
T_Measured	27	27
T_Current	27	27
LEVEL	7	7
L	100.000000E-06	100.000000E-06
W	100.000000E-06	100.000000E-06
VTO	.609746	-.610347
KP	207.188600E-06	207.188600E-06
GAMMA	0	0
LAMBDA	0	0
RSH	2.3	2.1
IS	1.000000E-15	1.000000E-15
JS	705.000000E-06	800.000000E-06
PB	.7556	.78469
PBSW	.68638	.6935
CJ	775.870000E-06	815.770000E-06
CJSW	344.850000E-12	354.560000E-12
MJ	.35297	.36667
MJSW	.26477	.27422
CGSO	138.000000E-12	138.000000E-12
CGDO	138.000000E-12	138.000000E-12
CGBO	345.000000E-12	345.000000E-12
NSUB	40.000000E+15	40.000000E+15
TOX	10.000000E-09	10.000000E-09
XJ	235.000000E-09	300.000000E-09
UCRIT	10.000000E+03	10.000000E+03
DELTA	.01	.01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DIOMOD	2	2
K1	.636932	.685133
K2	146.916500E-06	84.654070E-06
LETA	0	0
WETA	0	0
U0	588.4313	148.6428
XPART	0	.4
VTH0	.609746	-.610347
K3	29.501	21.94
W0	8.809842E-06	4.310000E-06
NLX	188.452600E-09	101.913000E-09
DVT0	5.774999	5.414501
DVT1	.447459	.477359
UA	2.155132E-09	2.266657E-09
UB	1.327310E-21	35.714090E-21
UC	93.241840E-12	-15.343300E-12
VSAT	112.884400E+03	666.642400E+03
RDSW	283.6187	874.4421
VOFF	-.12456	-.11568
NFACTOR	.842528	.733528
CDSC	-100.000000E-06	-100.000000E-06
PCLM	.880485	1.533237
PDIBL1	.013209	248.941800E-06
PDIBL2	1.273320E-03	738.399400E-06
DROUT	.153273	1
PSCBE1	452.617000E+06	600.000000E+06
PSCBE2	50.000000E-06	50.000000E-06
A0	1.280555	1.257121
A1	0	0
A2	.8	.8
NPEAK	200.000000E+15	200.000000E+15
XT	155.000000E-09	155.000000E-09

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ของนักศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VBM	-10	-10
LDD	0	0
LITL	83.964280E-09	94.868330E-09
KT1	-.301032	-.252207
KT2	-.065746	-9.047095E-03
UA1	1.737957E-09	1.511701E-09
UB1	-2.956110E-18	-5.058820E-18
UC1	16.921940E-12	-55.673300E-12
AT	24.971530E+03	100.000000E+03
PVAG	.20417	-.189408
KETA	-862.584400E-06	-.018708
ETA0	.07	.221867
ETAB	-.054	-.099853
KT1L	-31.728470E-09	-18.677220E-09
K3B	-.68	-.065
DVT2	-.02516	-.010286
DSUB	.495773	.547
UTE	-1.609602	-1.045139
CAPMOD	1	1
CDSCD	-100.000000E-06	-100.000000E-06
AGS	.240442	.170677
PRWG	.5	.5
PRWB	-.082727	-.092895
PRT	-57.23893	190.1525
PDIBLCB	.090022	-.9
DWB	11.100000E-09	9.339000E-09
B0	363.660000E-09	105.972900E-09
B1	2.337947E-06	137.761200E-09
LINT	13.536140E-09	17.119790E-09
WINT	-52.301790E-09	-92.700000E-09
WWL	-29.900000E-21	-5.000000E-21
DLC	13.536140E-09	17.119790E-09

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DWC	-52.301790E-09	-92.700000E-09
CF	0	0
NOIA	100.000000E+18	9.900001E+18
NOIB	50.000000E+03	2.400000E+03
NOIC	-1.400000E-12	1.400000E-12
VTM	.025864	.025864
PBSWG	.68638	.6935
MJSWG	.26477	.27422
CJSWG	344.850000E-12	354.560000E-12
JTSCD	705.000000E-06	800.000000E-06



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ลงในวารสารมี 1 บทความดังนี้

- [1] S. Laikitmongkol, W. Petchmaneelumka, V. Riewruja, C. Wangwiwattana and A. Chaikla , “A Low-voltage CMOS Instrumentation Amplifier ”, SICE Annual Conference 2003 in Fukui Proceedings Fukui University , Aug., 2003 , pp



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

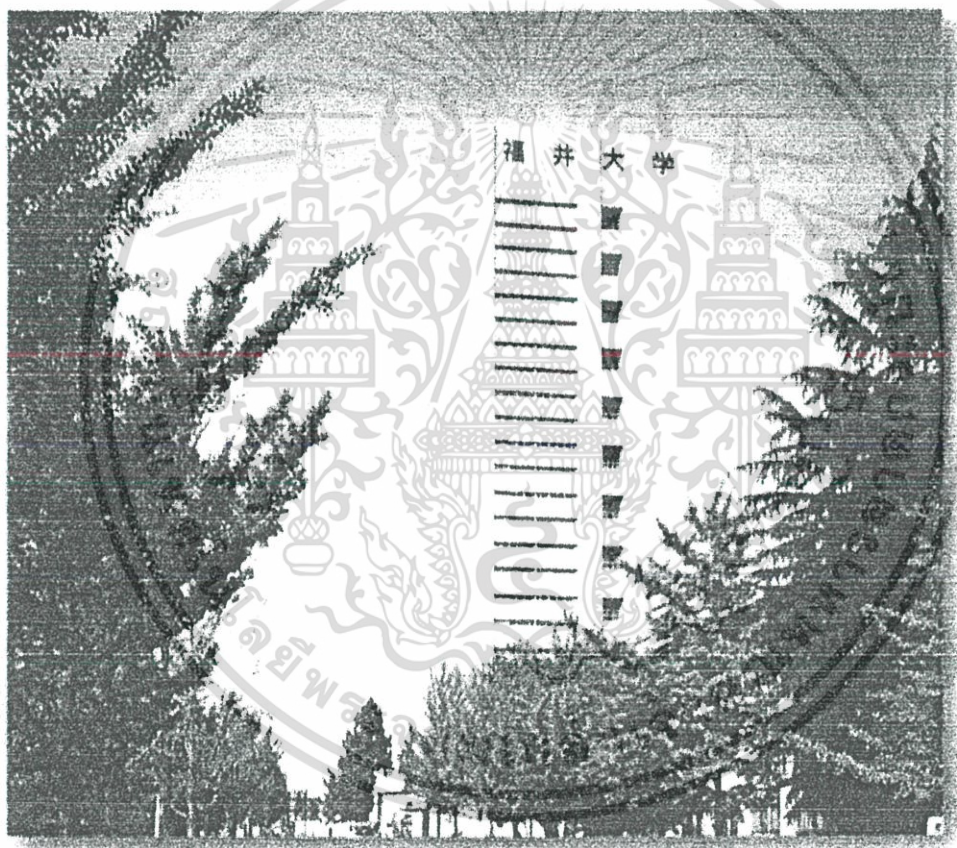
SICE

SICE Annual Conference 2003 in Fukui

Final Program and Abstracts

Fukui University

August 4-6, 2003, Fukui, Japan

SICE 2003

Sponsored by

The Society of Instrument and Control Engineers (SICE).

technically cosponsored by

The IEEE Industrial Electronics Society, The IEEE Robotics and Automation Society,
The IEEE Control Systems Society, The IEEE Systems, Man and Cybernetics Society,
The Instrumentation, Systems, and Automation Society.

in cooperation with

IEEE Japan Council / The Institute of Control, Automation and Systems Engineers, Korea
Chinese Automatic Control Society / China Instrument Society / IFAC Japan Council



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A Low-voltage CMOS Instrumentation Amplifier

Sukhum Luikitmongkol, Wandee Petchmancelumka, Vanchai Riewruja,
Chalcompun Wangwiwattana, Amphawan Chaikla

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
(Tel: 66-2-739-2406-7; Fax: 66-2-739-2406-7 ext. 103; Email:vanchai@es.eng.kmitl.ac.th)

Abstract: An instrumentation amplifier with the low supply voltage is proposed in this paper. The realization method is suitable for fabrication using CMOS technology. The proposed circuit consists of two voltage-to-current converters in a balancing circuit. This converter combines accuracy with differential signal handling and a high common-mode rejection ratio (CMRR). Moreover, the high differential gain and bandwidth can be achieved simultaneously. PSPICE simulation results, demonstrating the characteristic of the proposed circuit, are included.

Keywords: instrumentation amplifier, low-voltage circuit, CMOS-based circuit

1. Introduction

An instrumentation amplifier, which is also known as a differential voltage controlled voltage source (DVCVS), is a useful building block in analog electronic systems¹. For the realization of intelligent sensors, the instrumentation amplifier is very often required in order to detect small differential signals in the presence of a large common mode signal. Such amplifiers should have very low offset and large CMRR, and especially for biomedical applications, they should consume as less current as possible and be able to operate at a low supply voltage.

Early configurations of instrumentation amplifier are the conventional resistive feedback differential amplifier, consisting of the standard two or three operational amplifiers (op-amps) and the resistors². These structures are not suitable for low supply voltage operating and high CMRR are simultaneously required. They need op-amps with low output impedance to drive the feedback resistors, which implies high currents and large power drain. Moreover, they need perfectly matched resistors in order to achieve a high CMRR. A much better approach, which can be implemented in monolithic integrated form, is based on the use of the voltage-to-current converter³. However, there is a problem associated with this method in which the bandwidth of the circuit is not dependent on the adjusted voltage gain. In addition, two new approaches based on the use of op-amp supply-current sensing⁴ and second current conveyor (CCII)^{5,6} have been introduced. These techniques obtain high CMRR performance over a wide bandwidth without the need for closely matched resistors. However, these approaches need high supply voltage.

CMOS technology is unquestionably the best technology for micro-power circuit⁷. Recently, there has been much effort to reduce the supply voltage of analog CMOS systems. This is due to the demand of portable and battery-powered equipment. In the last few years, there has been a great deal of interest in CMOS technology technique to perform instrumentation amplifier^{8,9,10}.

The purpose of this paper is to propose a CMOS circuit technique for realization of low-voltage instrumentation amplifier circuit. The advantages of this construction are that small size, simple circuit, symmetrical structure, high differential mode gain and CMRR. Simulation results that verify the performance of the proposed instrumentation amplifier will be demonstrated.

2. Circuit Description

2.1 Principle of Instrumentation Amplifier

In principle based on the use of the two voltage-to-current converters on a balancing circuit is shown in Figure 1. Ideally, it is required voltage-to-current converters with closely matched characteristic.

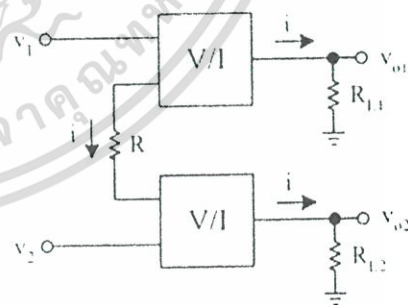


Fig. 1 The principle of instrumentation amplifier

The simple circuit in Fig. 1 operates as a differential voltage-to-current converter, converting a differential input voltage v_1-v_2 into a signal current i flowing through the resistor R . The voltage across the resistor R is v_1-v_2 and the signal current i can be given by

$$i = (v_1-v_2)/R \quad (1)$$

Hence, the output voltage can be expressed as

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$v_{o1} = \frac{R_{L1}}{R} (v_1 - v_2) \quad (2)$$

$$v_{o2} = \frac{R_{L2}}{R} (v_2 - v_1) \quad (3)$$

It should be noted that a common-mode gain of zero can be obtained without the need for any resistors matching.

2.2 Proposed Circuit

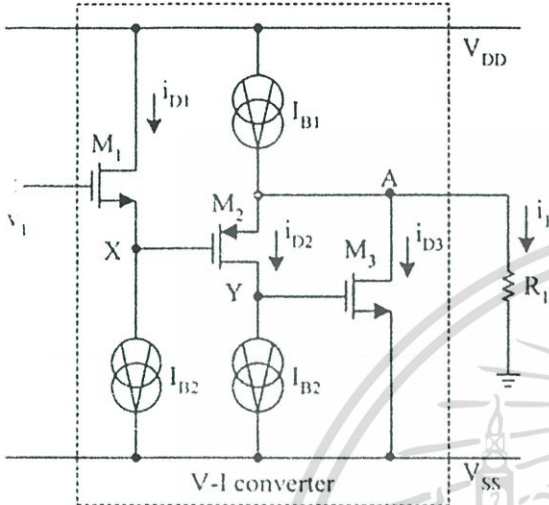


Fig. 2 The voltage-to-current converter

Fig. 2 shows the circuit diagram of the voltage-to-current converter. The transistors are all matched and operated in their saturation regions. The drain current of NMOS transistor operated in saturation region is expressed as

$$i_D = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2L} (v_{GS} - V_T)^2 = K (v_{GS} - V_T)^2 \quad (4)$$

where K , v_{GS} and V_T are the device transconductance parameter, the gate-to-source voltage and the threshold voltage, respectively.

The operation of the voltage-to-current converter is discussed as following. According to Kirchhoff's voltage law (KVL), the voltages at input node (v_1) and node A (v_A) can be expressed as

$$v_1 = v_{GS1} + v_{GD2} + v_{GS3} \quad (5)$$

and

$$v_A = v_{SD2} + v_{GS3} \quad (6)$$

where v_{GS1} , v_{GD2} and v_{SD2} are the gate-to-source voltage, the gate-to-drain voltage and the source-to-drain voltage of the transistor M_1 , respectively. Considering at nodes X and Y, we can obtain

$$i_{D1} = i_{D2} = I_{B2} \quad 97 \quad (7)$$

Based on the equations (4) and (7), we have

$$v_{GS1} = v_{SG2} \quad (8)$$

Substituting the equation (8) into (5),

$$v_1 = v_{SG2} + v_{GD2} + v_{GS3} = v_{SD2} + v_{GS3} \quad (9)$$

can be obtained.

From the equations (6) and (9), the voltage at node A is equal to the input voltage. Then the current i_1 can be stated as

$$i_1 = \frac{v_A}{R_1} = \frac{v_1}{R_1} \quad (10)$$

The above discussion confirms the operation of voltage-to-current converter.

The proposed CMOS-based instrumentation amplifier, which consists of two voltage-to-current converters in a balancing circuit, is shown in Fig. 3. The transistors are all matched and operated in saturation region. The transistors M_1 - M_3 and the bias current sources I_{B1} - I_{B2} function as the voltage-to-current converter. Similarly, the transistors M_5 - M_7 and the bias current sources I_{B1} - I_{B2} function as the voltage to current converter. The transistor M_4 and the bias current source I_{B3} are used to transfer the differential voltage input to output node, and the transistor M_8 is connected to balance the circuit. The operation of the proposed circuit can be explained as follow.

The signals applied to the inputs are transferred to node A and B as shown in the diagram, and the current i passing through R_1 is simply given by

$$i = \frac{v_1 - v_2}{R_1} \quad (11)$$

Considering at node A and output node, we obtain

$$i_{D3} = I_{B1} - i_{D2} - i \quad (12)$$

and

$$i_o = I_{B3} - i_{D4} \quad (13)$$

Based on the equation (4), the gate-to-source voltages of M_3 and M_4 are equal, so the drain current of M_3 is equal to the drain current of M_4 . Substituting this result and the equation (7) into (12), the current i_{D3} can be written as

$$i_{D3} = i_{D4} = I_{B1} - I_{B2} - i \quad (14)$$

Substituting the equation (14) into (13), we have

$$i_o = I_{B3} - I_{B1} + I_{B2} + i \quad (15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

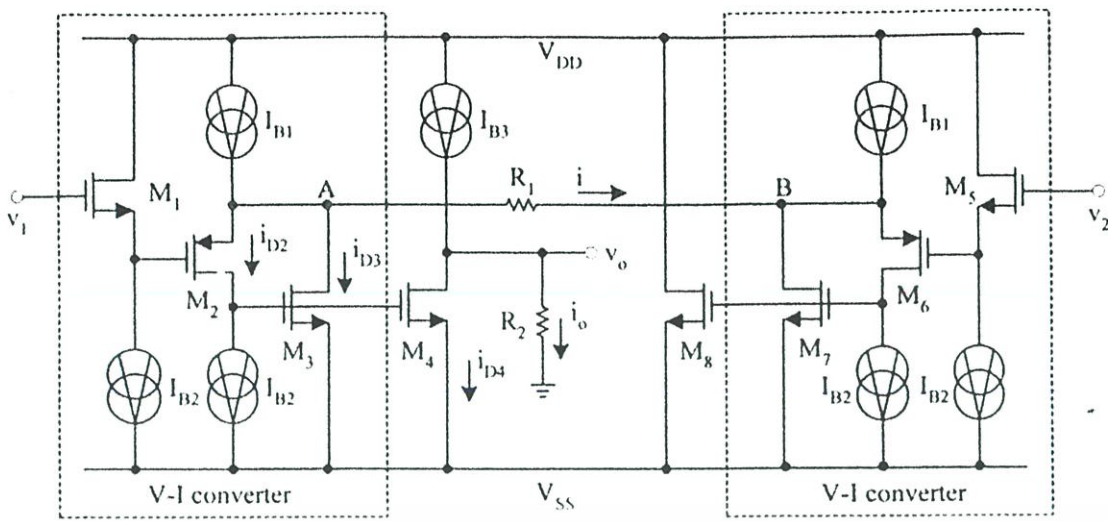


Fig. 3 The proposed circuit

If we design $I_{B3} = I_{B1} - I_{B2}$, the output current i_o can be given by

$$i_o = i \quad (16)$$

At output node, the output voltage v_o can be written as

$$v_o = i_o R_2 = i R_2 \quad (17)$$

Substituting the equation (16) into (17), the output voltage v_o can be rewritten as

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_1 - v_2) \quad (18)$$

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} v_d \quad (19)$$

where v_d is the differential voltage.

It can be seen clearly from equation (18) that the common-mode gain is zero. Then an "infinite" CMRR is obtained without any resistor matching constraints, unlike the conventional instrumentation amplifier circuits. The differential mode gain of the proposed circuit can be adjusted by the resistors R_1 and R_2 .

The voltage-to-current converter gain in Fig. 1 can be approximate written as

$$\frac{v_d}{v_1} = \frac{g_{m1} r_{12}}{1 + g_{m1} r_{12}} = 1 - \varepsilon \quad (20)$$

where r_{12} is the output resistance of the current source I_{B2} and ε is the converted error that can be expressed as

$$\varepsilon = \frac{1}{1 + g_{m1} r_{12}} \quad (21)$$

Assuming $g_{m1} = 1.61 \times 10^{-4}$ A/V, $r_{12} = 2$ M Ω . Thus the percentage error of the voltage-to-current converter is about 0.31%. For simple contemplation, we design that the

proposed circuit shown in Fig.3 as the unity differential mode gain ($R_2 = R_1$). Then the output voltage of the proposed circuit can be express as

$$v_o = v_1(1 - \varepsilon_1) - v_2(1 - \varepsilon_2) \quad (22)$$

where ε_1 and ε_2 are the voltage-to-current converter error of the input voltage v_1 and v_2 , respectively. Substituting $v_1 = \frac{+v_d}{2}$ and $v_2 = \frac{-v_d}{2}$ into equation (22), the output voltage v_o can be given by

$$v_o = \frac{v_d}{2} (1 - \varepsilon_1) + \frac{v_d}{2} (1 - \varepsilon_2) \quad (23)$$

It can be rewritten as

$$v_o = v_d - \frac{(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}{2} v_d \quad (24)$$

Therefore, the percentage error of the proposed circuit can be expressed as

$$\% \text{ error} = \left(\frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}{2} \right) \times 100\% \quad (25)$$

3. Simulation Result

The performances of the proposed circuit were studied by using PSPICE analog simulation program. The BSIM MOS model of the 0.5 μ m CMOS process was used in the circuit simulation. The dimensions W/L of the devices are shown in Table 1. The supply voltage $V_{DD} = -V_{SS} = 1.5$ V. The bias current I_{B1} , I_{B2} and I_{B3} are set to 60 μ A, 10 μ A and 50 μ A, respectively. Fig. 4 shows the simulation results of the differential mode gain against frequency, for R_1 kept constant at 10k Ω and R_2 varied to achieve the gain variation. Fig. 5 shows the plot of CMRR against frequency for unity differential mode gain. Fig. 6 shows

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

he dc transfer characteristic of the proposed circuit for the unity differential gain. Fig. 7 shows the dc transfer characteristic for the differential gain as 5, 15 and 30.

Table 1 The ratio of channel widths and lengths

Device	W/L (μm)
M_1, M_5	20/1
M_2, M_6	70/1
M_3, M_4, M_7, M_8	80/2

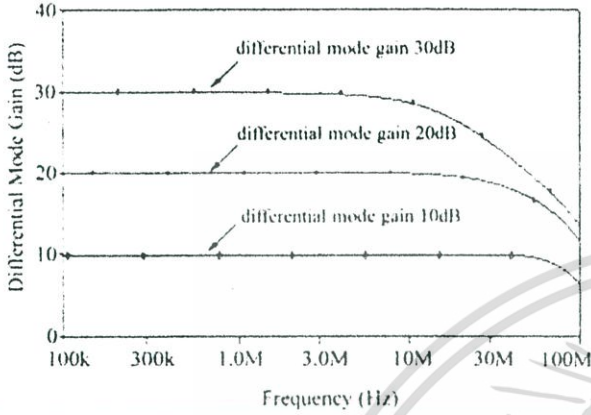


Fig. 4 The simulation results of differential gain against frequency

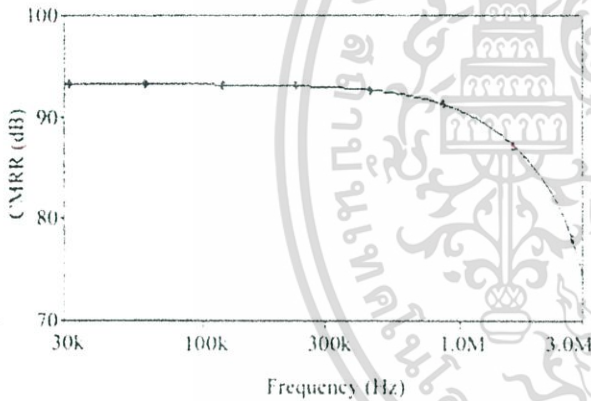


Fig. 5 The simulation result of CMRR against frequency

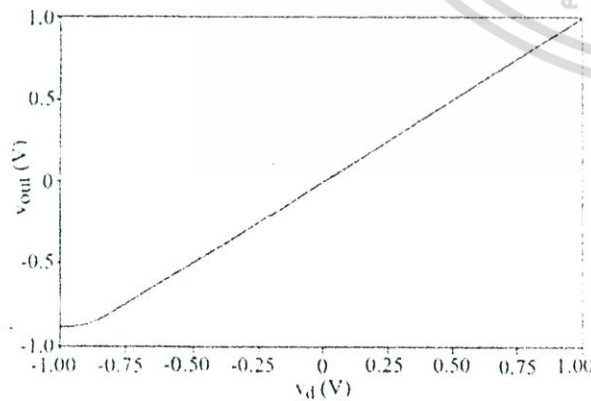


Fig. 6 The dc transfer characteristic of the unity differential gain

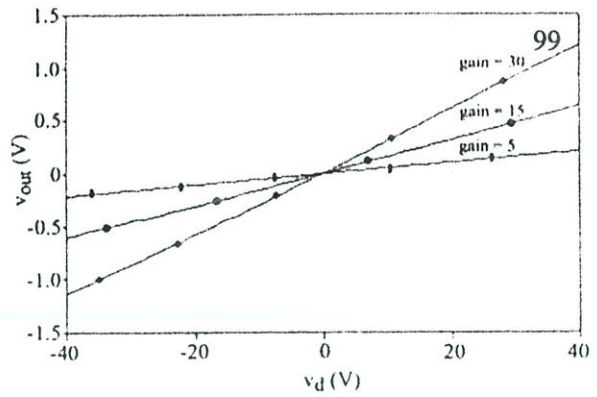


Fig. 7 The dc transfer characteristic for the differential gain as 5, 15 and 30

It is obviously seen that the proposed circuit has a wide bandwidth for both differential mode gain and CMRR.

4. Conclusion

This paper describes a low-voltage CMOS instrumentation amplifier. The circuit design is simple, small in size and features, has a high differential gain and CMRR without requiring well-matched resistors. Furthermore, both a high differential gain and bandwidth can be achieved simultaneously.

Reference

- 1) J. Michael Jacob, "Industrial Control Electronics applications and design", Printice-Hall International Ed., 1989
- 2) C. Kitchin, L. Counts, "A designer's Guide to Instrumentation Amplifier", UAS: Analog Devices, Inc., 2000
- 3) R. J Van De Plassche, "A wide band Monolithic Instrumentation Amplifier", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.10, no.6, pp.424-431, Dec 1975
- 4) C. Toumazou and F. J. Lidgy, "Novel current-mode instrumentation amplifier" Electronics Letter, vol.25, no.3, pp 228-230, 1989
- 5) B. Wilson, "Universal conveyor instrumentation amplifier", Electronics Letters, vol.25, pp.470-471, 1989
- 6) A. Khan and A. Turaigi, "An improved current-mode instrumentation amplifier with bandwidth independent of gain", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol.44, no.4, pp. 887-891, 1995
- 7) E.AO Vittoz, "Micropower techniques" in Design of MOS VLSI Circuit for Telecommunications, Y. Tsividis and P. Antognetti, Eds., Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1985
- 8) C. Menolfi and Q. Huang, "A CMOS instrumentation amplifier with 600nV offset, 8.5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ noise and 150 dB CMRR", IEEE 1998 Custom Integrated Circuit Conference, pp. 369-372, 1998
- 9) A. Harb, Y. Hu and M. Sawan, "New CMOS Instrumentation Amplifier Dedicated to very low-amplitude signal applications", Proceedings of ICECS '99, The 6th IEEE International Conference on , vol.1, pp.517-520, 1999
- 10) P. A. D. Fabbro and C. A. dos Reis Filho, "An Integrated CMOS Instrumentation Amplifier with Improved CMRR", Proceedings of SBCCI'02, (IEEE Computer Society), 2002

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นาย สุขุม ลัยกิจมงคล
วัน เดือน ปีเกิด	14 พฤษภาคม พ.ศ. 2524 ที่จังหวัด กรุงเทพฯ
ที่อยู่ปัจจุบัน	544 ซอย กรุงธนบุรี4 เขต คลองสาน จ.กรุงเทพฯ 10600
ประวัติการศึกษา	วิทยาศาสตรบัณฑิต สาขาฟิสิกส์ประยุกต์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประสบการณ์การทำงาน	เป็นผู้ช่วยวิจัย อยู่ที่ หน่วยวิจัยเครื่องมือทางการแพทย์และ สิ่งแวดล้อม ภาควิชา ฟิสิกส์ประยุกต์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้