



## ใบรับรองวิทยานิพนธ์

บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

เรื่อง วจรขยายสัญญาเครื่องมือวัดแบบซีมอสที่มีผลกระทบต่ำจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ  
โดย นายเสวย หงษ์ประสิทธิ์

ได้รับอนุมัติให้นับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร  
ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาไฟฟ้า

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

(อาจารย์ ดร.มงคล หวังสถิตย์วงษ์)

17 พฤษภาคม 2550

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ประธานกรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มนตรี ศิริปรัชญานันท์)

กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมศักดิ์ อรรถทิมากุล)

กรรมการ

(รองศาสตราจารย์ธีรศิลป์ ทুমวิภาค)

กรรมการ

(รองศาสตราจารย์จิระศักดิ์ ชาญวุฒิชรรม)

วงจรรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดแบบซีมอสที่มีผลกระทบต่ำจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

นายเสวย หงษ์ประสิทธิ์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร  
ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาไฟฟ้า ภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า  
บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ  
ปีการศึกษา 2549  
ลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ



Name : Mr.Saweth Hongprasit  
Thesis Title : Low Temperature-sensitive CMOS Instrumentation Amplifier  
Major Field : Electrical Technology  
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok  
Thesis Advisors : Assistant Professor Dr. Montree Siripruchyanun  
Assistant Professor Dr. Somsak Akatimagool  
Academic Year : 2006

### **Abstract**

This thesis describes a CMOS instrumentation amplifier with electronic controllability based on second generation current controlled current conveyors as active building blocks. With the proposed topology, the circuit has a high input impedance which is a desired performance in an instrumentation amplifier. In addition, the proposed instrumentation amplifier has a wide-range of frequency responses, a large available input range with linearity without affecting the current gain, current gain controllability by input voltage. The circuit does not require any external resistor.

The procedure of the thesis is to propose the design of the instrumentation amplifier employing integrated circuit principle. The design method includes a temperature compensation circuit, internal construction of the CMOS current-controlled current conveyors. Subsequently, evaluation of operating frequency of the proposed circuit is disclosed. The simulations using PSPICE are also represented. By consuming  $\pm 5V$  supply voltages, the proposed circuit has 98.5mW power consumption. The current-gain can be controlled by electronic method, as mentioned in theory. The maximum operating frequency is 11.58MHz with common-mode rejection ratio of 285 dB. The current-gain is deviated by temperature from, 0-100 °C below 0.003%/°C. The input dynamic range is from -300mV to +300mV. By varying supply voltages from  $\pm 2.1V$  to  $\pm 5V$ , the output magnitude provides a constant value.

(Total 109 pages)

Keywords : CMOS, Instrumentation Amplifier, CMRR, Electronically Adjustable

---

Advisor

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดีผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. มนต์รี ศรีปรัชญานันท์ อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูงที่ได้ให้คำปรึกษาแนวทางในการคิดริเริ่มตลอดจนการแก้ปัญหาทำให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำงานวิจัยได้อย่างมีประสิทธิภาพ

กราบขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สมศักดิ์ อรรถทิมากุล อาจารย์กรรมการที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ท่านได้กรุณารับผู้เขียนเป็นลูกศิษย์ ท่านได้ให้คำปรึกษาวิธีการแก้ปัญหาต่างๆที่เกิดขึ้นทั้งทางทฤษฎี และทางปฏิบัติ ทำให้การเรียบเรียงวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์มากขึ้น

ขอขอบคุณ คุณเกรียงไกร สุขสุด ที่ได้ให้คำแนะนำและช่วยแก้ปัญหาต่างๆที่เกิดขึ้นระหว่างการทำงานวิจัย ทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์มากขึ้น

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ และครอบครัวที่ช่วยให้กำลังใจในการเรียนและการทำงานกับผู้เขียนด้วยดีมาโดยตลอด

เสวย หงษ์ประสิทธิ์

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
กิตติกรรมประกาศ	ง
สารบัญตาราง	จ
สารบัญภาพ	ฉ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	2
1.3 ขอบเขตของการวิจัย	2
1.4 ประโยชน์ของผลการวิจัย	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์	3
2.2 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์	3
2.3 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์	7
2.4 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์	8
2.5 สมการไบแอสสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่	12
2.6 ค่าความจุไฟฟ้าของมอสทรานซิสเตอร์	14
2.7 วงจรสมมูลและสมการแสดงความสัมพันธ์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก	16
2.8 ผลของอุณหภูมิในมอสทรานซิสเตอร์	17
2.9 วงจรสะท้อนกระแส (Current mirror)	18
2.10 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบ	23
2.11 การพื้นฐานของทรานส์ลิเนียร์รูป	26
2.12 วงจรขยายคลาส AB แบบทรานลิเนียร์รูป	28
2.13 การวิเคราะห์หาช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรขยายคลาส AB แบบทรานลิเนียร์รูป	28
2.14 หลักการทำงานของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส	30
2.15 โครงสร้างภายในของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุม ด้วยกระแสแบบบวก	32

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.16 โครงสร้างภายในของวงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วย กระแสแบบลบ	34
2.17 วงจรขยายความนำถ่ายไอออน	34
2.18 วงจรสายพานกระแสรูนที่สอง	36
2.19 ระบบของเครื่องมือวัด	38
บทที่ 3 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดแบบซิมอสที่มีผลกระทบต่ำจากการ เปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ	45
3.1 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดแบบซิมอส	45
3.2 การออกแบบแหล่งจ่ายกระแสไบแอสเพื่อชดเชยอุณหภูมิ	48
3.3 กระแส $I_{out}$ ที่มีการชดเชยอุณหภูมิ	53
3.4 ผลกระทบการทำงานของวงจรที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ	53
3.5 การวิเคราะห์ค่าอัตราจัดโหมคร่วม	56
3.6 การวิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่ของวงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ ควบคุมด้วยกระแสแบบบวก CCCII+	58
3.7 การวิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่ของวงจรสายพานกระแสรูนที่ สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบลบ	60
3.8 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานแฝง $R_x$ และ ค่าของความจุแฝง $C_x$ และ $C_z$	61
3.9 วิเคราะห์การตอบสนองความถี่ของวงจร	65
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	67
4.1 การควบคุมอัตราขยายกระแสทางด้านเอาต์พุตด้วยการปรับ กระแสควบคุม	67
4.2 การทดสอบอัตราขยายของวงจรในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ	69
4.3 การตอบสนองความถี่ของวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัด	70
4.4 อัตราการจัดโหมคร่วม	71
4.5 ค่าพิสัยพลวัต	73
4.6 การทำงานของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟเลี้ยง	75
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	79
5.1 สรุปผลการวิจัย	79

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	79
5.3 แนวทางการพัฒนา	80
บรรณานุกรม	81
ภาคผนวก ก	83
การวิเคราะห์ผลตอบแทนของ CCCII+	84
การวิเคราะห์ผลตอบแทนของ CCCII-	88
ภาคผนวก ข	93
ผลกระทบการทำงานของวงจรที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ	94
การวิเคราะห์ค่าอัตราจัดโหมคร่วม	99
ภาคผนวก ค	101
พารามิเตอร์ของมอเตอร์ชัตเตอร์	102
ภาคผนวก ง	105
วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดแบบซีมอส	106
ภาคผนวก จ	107
บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสาร	108
ประวัติผู้วิจัย	109

## สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
2-1	สัญลักษณ์ของมอสทธานซิสเตอร์แบบดีพลีชั่น	7
2-2	สัญลักษณ์ของมอสทธานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเม้นท์	7

## สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2-1 โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โทมด ชนิดเอ็นแชลเนล	4
2-2 โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์แบบดีฟลิชัน โทมด ชนิด เอ็นแชลเนล	5
2-3 โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โทมด ชนิด พีแชลเนล	6
2-4 โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์แบบดีฟลิชัน โทมด ชนิดพีแชลเนล	6
2-5 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โทมดชนิดเอ็นแชลเนล	8
2-6 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โทมดชนิดเอ็นแชลเนล	9
2-7 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โทมดชนิดเอ็นแชลเนล	9
2-8 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โทมดชนิดเอ็นแชลเนล	10
2-9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $I_D$ และ $V_{DS}$ ของมอสแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โทมด	12
2-10 ค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์	14
2-11 วงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์	16
2-12 วงจรสะท้อนกระแสแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชลเนล	18
2-13 คุณสมบัติที่เอาท์พุทของวงจรในรูปที่ 2-9 ในกรณี $M_1$ และ $M_2$ มีค่าสมพียงกัน	20
2-14 (ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของ $M_1$	21
(ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของ $M_1$	
2-15 (ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแส	22
(ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของรูป (ก)	
2-16 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแส	23
2-17 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุด	24
2-18 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุด	24
2-19 วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของรูปที่ 2-18	24
2-20 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 2-17	25
2-21 หลักการพื้นฐานของทรานส์ลิเนียร์ลูป	26
2-22 วงจรขยายคลาส AB แบบทรานลิเนียร์ลูป	28
2-23 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส	30
2-24 วงจรสมมูลของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส	30

## สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า	
2-25	โครงสร้างภายในของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบบวก	32
2-26	โครงสร้างภายในของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบลบ	34
2-27	วงจรสมมูลทางอุดมคติของ OTA	35
2-28	สัญลักษณ์ของ OTA	35
2-29	โอทีเอที่สร้างจากซีมอส	36
2-30	วงจรสมมูลของ CCII	37
2-31	สัญลักษณ์ของวงจร CCII	37
2-32	โครงสร้างโดยทั่วไปของระบบเครื่องมือวัด	38
2-33	วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดแบบพื้นฐานโดยใช้ออปแอมป์	39
2-34	วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดโดยใช้วงจรขยายความนำ	40
2-35	วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	41
2-36	วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีโครงสร้างเป็น CCCII	42
2-37	อัตราจัดโหนดร่วมของวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดแบบ CCCII	43
3-1	วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีโครงสร้างเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส	46
3-2	วงจรแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิง	49
3-3	วงจรควอดดราติก-ทรานส์ลิเนียร์	50
3-4	วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีโครงสร้างเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ	54
3-5	วงจรสมมูลสัญญาณด้านอินพุทของวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดในลักษณะที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ	54
3-6	วงจรสำหรับจำลองการทำงานเพื่อหาความถี่ปฏิบัติงานของ CCCII+	58
3-7	วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของ CCCII+	58
3-8	ผลการจำลองการทำงานของวงจรในภาพที่ 3-6	60
3-9	ผลกระทบการทำงานของวงจรที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ	61
3-10	วงจรสมมูลที่ใช้ในการวิเคราะห์หาการทำงานของวงจรที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ	61

## สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3-11 ผลการจำลองการตอบสนองของความถี่ของวงจรที่มีการชดเชยอนุหภูมิแล้ว	66
4-1 วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดชนิดซิมอส โดยใช้โครงสร้างของวงจร CCCII	67
4-2 กระแสเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกระแส $I_B$ ของวงจรที่ยังไม่มีการชดเชยอนุหภูมิ	68
4-3 อัตราขยายกระแส $I_{out}$ โดยการปรับแรงดัน $V$ ของวงจรที่มีการชดเชยอนุหภูมิ	68
4-4 กระแสต้านเอาต์พุตของวงจรที่ไม่มีการชดเชยอนุหภูมิ	69
4-5 กระแสต้านเอาต์พุตของวงจรที่มีการชดเชยอนุหภูมิ	70
4-6 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรที่มีการชดเชยอนุหภูมิ	71
4-7 อัตราการขจัดโหมคร่วมของวงจรที่ไม่มีการชดเชยอนุหภูมิ	71
4-8 อัตราขยายคิฟเฟอเรนเชียลของวงจรที่มีการชดเชยอนุหภูมิ	72
4-9 อัตราการขยายโหมคร่วมของวงจรที่มีการชดเชยอนุหภูมิ	72
4-10 อัตราการขจัดโหมคร่วมของวงจรที่มีการชดเชยอนุหภูมิ	73
4-11 ค่าพิสัยพลวัตของวงจรที่ไม่มีการชดเชยอนุหภูมิ	74
4-12 ค่าพิสัยพลวัตผลของวงจรที่มีการชดเชยอนุหภูมิ	74
4-13 ทดสอบระดับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรที่ $\pm 5V$	75
4-14 ทดสอบระดับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรที่ $\pm 4V$	75
4-15 ทดสอบระดับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรที่ $\pm 3V$	76
4-16 ทดสอบระดับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรที่ $\pm 2.1V$	76
4-17 ทดสอบระดับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรที่ $\pm 2V$	77
ก-1 วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของวงจร CCCII+	84
ก-2 วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน	84
ก-3 วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของวงจร CCCII-	91
ข-1 วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีโครงสร้างเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ที่ควบคุมด้วยกระแสที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ	94
ข-2 วงจรสมมูลสัญญาณด้านอินพุทของวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดในลักษณะไม่เป็นไปตามอุดมคติ	95
ง-1 วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดแบบซิมอสที่มีผลกระทบต่ำจากการเปลี่ยนแปลงอนุหภูมิ	106

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันนี้ การออกแบบวงจรรวม (Integrated circuit) ที่ใช้ในเครื่องมือวัดทางด้านไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ นั้นต้องการความแม่นยำในการวัดสูง และมีเสถียรภาพในการทำงานที่ดี วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัด (Instrumentation Amplifier Circuit ) [1] เป็นวงจรหนึ่งที่นิยมนำมาประยุกต์ใช้กับเครื่องมือวัด โดยส่วนมากวงจรดังกล่าวจะถูกออกแบบให้ทำงานในภาคแรกของระบบ เพื่อทำหน้าที่ขยายสัญญาณขนาดเล็กก่อนที่จะส่งไปประมวลผลในวงจรอื่นๆ จากการศึกษาวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีอยู่ในปัจจุบันพบว่า ได้มีผู้นำเสนอผลงานวิจัยหลายเรื่องพยายามที่จะปรับปรุงการทำงานของวงจร เพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้อย่างถูกต้อง และแม่นยำที่สุด โดยการนำเอาอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ หลายประเภทมาประกอบเป็นวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัด แต่อย่างไรก็ตามวงจรดังกล่าวก็ยังคงมีข้อจำกัดในการทำงานอยู่หลายประการ ซึ่งสามารถแบ่งตามประเภทของอุปกรณ์ได้ดังนี้

ในอดีตนิยมนำเอาออปแอมป์ (Operational Amplifier) [2-3] มาประกอบเป็นวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัด ลักษณะการทำงานของออปแอมป์นั้นมีการทำงานในโหมดแรงดัน (Voltage Mode) นั่นคือวงจรมีการทำงานโดยเปลี่ยนแรงดันด้านขาเข้า (Input Voltage) เป็นแรงดันที่ด้านขาออก (Output Voltage) ซึ่งการทำงานในโหมดของแรงดันนี้มีข้อจำกัดอยู่หลายประการ เช่นมีแบนวิidth (Bandwidth) และมีค่าพิสัยพลวัต (Dynamic Range) ที่แคบ ความต้านทานที่นำมาเป็นส่วนประกอบของวงจรถ้ามีค่าไม่สมพียงกัน (Mismatched Resistors) จะเป็นสาเหตุที่ทำให้อัตราขยายรวมของวงจร (CMRR) ลดต่ำลงมีอัตราการใช้พลังงานสูง และมีการทำงานในลักษณะเป็นเชิงเส้น (Linearity) ที่ด้อยกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับการทำงานในโหมดกระแส [4] ต่อมาได้มีการนำเอาวงจรขยายความนำ (Operational Transconductance Amplifier : OTA) [5] และวงจรสายพานกระแส (Current Conveyor) [6] มาประกอบเป็นวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัด โดยที่อุปกรณ์ดังกล่าวมีการทำงานในโหมดกระแสนั้นคือจะทำการเปลี่ยนแรงดันด้านขาเข้าเป็นกระแสที่ด้านขาออกการทำงานในโหมดกระแสจะมีข้อดีหลายประการดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น แต่ก็ยังมีข้อจำกัดในการทำงานหลายประการ เมื่อนำเอาอุปกรณ์ดังกล่าวมาประกอบเป็นวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัด กล่าวคือ อัตราขยายของวงจรยังคงมีการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิรอบข้าง และยังคง

อาศัยอุปกรณ์พาสซีฟมาเป็นส่วนประกอบของวงจร ทำให้สิ้นเปลืองกำลังงาน และเนื้อที่ในขั้นตอนการสร้างวงจรรวม

จากปัญหาที่ได้นำเสนอหลักการข้างต้น ผู้เสนอจึงได้จัดทำโครงการวิจัยนี้ขึ้น มีจุดประสงค์เพื่อการศึกษาค้นคว้าและออกแบบวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดแบบซิมอสที่มีผลกระทบต่ำจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ และสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องถึงแม้มีการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิรอบข้างและระดับแรงดันไฟเลี้ยง ซึ่งจะทำให้การประยุกต์ เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ ในรูปแบบของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (second generation Current Control Current Conveyor : CCCID)[7] มาออกแบบวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัด จากโครงสร้างที่ออกแบบเป็น มอสทรานซิสเตอร์จึงทำให้ได้วงจรที่มีความต้านทานสัญญาณด้านขาเข้าสูงซึ่งเป็นสมบัติที่ดีประการหนึ่งของวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดทำให้วงจรสามารถขยายสัญญาณที่มีขนาดเล็กได้ดีและสามารถออกแบบวงจรให้ปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟประเภทความต้านทาน ซึ่งสามารถลดปัญหาความไม่สมพียงกันของตัวต้านทานทำให้อัตราขจัดโหมคร่วมของวงจรสูงขึ้นสามารถตอบสนองความถี่ได้สูง และประหยัดพื้นที่ในขั้นตอนการสร้างวงจรรวม อีกทั้งยังสามารถควบคุมอัตราขยายของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ [8]

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

เพื่อศึกษา และออกแบบวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดแบบซิมอสที่มีผลกระทบต่ำจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

## 1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 ออกแบบวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดให้สามารถทำงานอย่างมีประสิทธิภาพในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิรอบข้างและระดับแรงดันไฟเลี้ยง

1.3.2 ประยุกต์มอสทรานซิสเตอร์เป็นส่วนประกอบของวงจร โดยที่ไม่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟ

## 1.4 ประโยชน์ของผลการวิจัย

1.4.1 ผลงานวิจัยสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับ เครื่องมือวัดทางด้านไฟฟ้า-อิเล็กทรอนิกส์ที่ต้องการความแม่นยำในการวัดสูงและมีเสถียรภาพในการทำงานที่ดี โดยที่ไม่เปลี่ยนแปลงอัตราขยายตามอุณหภูมิรอบข้าง

1.4.2 เพื่อเป็นแนวทางในการแก้ปัญหาของวงจรอื่นๆ ที่ได้รับอิทธิพล จากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิรอบข้างและระดับแรงดันไฟเลี้ยง

## บทที่ 2

### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรมอสทรานซิสเตอร์ที่มีวัตต์ชนิดซีมอส โดยอาศัยเพียงอุปกรณ์แอคทีฟเท่านั้น ในการออกแบบวงจรได้นำเอามอสทรานซิสเตอร์[9] มาเป็นส่วนประกอบหลักของวงจร โดยอาศัยโครงสร้างของวงจรมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองที่ควบคุมด้วยกระแส ซึ่งในบทนี้จะกล่าวถึงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ ในลักษณะต่างๆ และการทำงานของวงจรมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองที่ควบคุมด้วยกระแส ทั้งแบบบวก และแบบลบ จากนั้นศึกษางานวิจัยที่ผ่านมาที่ได้มีการนำเอาอุปกรณ์ประเภทต่างๆมาประกอบเป็นวงจรมอสทรานซิสเตอร์ที่มีวัตต์ พร้อมทั้งเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของแต่ละวงจร

#### 2.1 ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

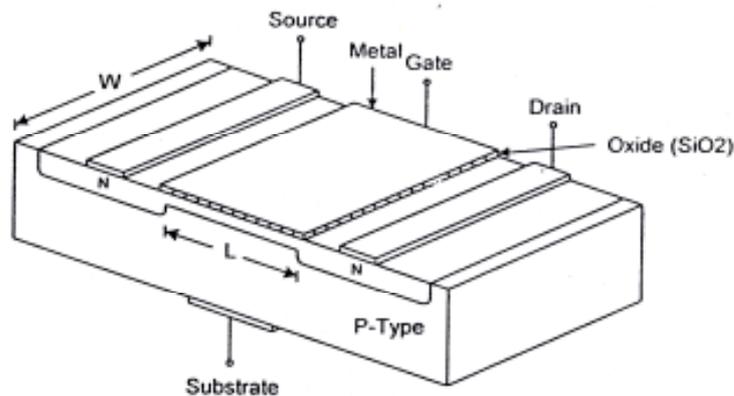
มอสทรานซิสเตอร์หรือมอสเฟตเป็นทรานซิสเตอร์ที่มีบทบาทและถูกนำไปใช้งานอย่างแพร่หลายโดยเฉพาะถูกพัฒนาให้อยู่ในรูปวงจรรวม มอสเฟตเป็นทรานซิสเตอร์ที่นำเอาโครงสร้างมอสมาประยุกต์ใช้งาน โดยใช้เป็นส่วนเกิดของทรานซิสเตอร์โดยอาศัยผลของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิด เหนี่ยวนำประจุในสารกึ่งตัวนำทำให้เกิดเป็นชั้นกลับหรือที่เรียกว่าแชนแนลซึ่งเป็นช่องทางเดินกระแสระหว่างซอสและเดรนความหนาแน่นของประจุที่ถูกเหนี่ยวนำขึ้นมาในแชนแนลจะขึ้นอยู่กับแรงดันที่เกต ดังนั้นแรงดันที่เกตเป็นแรงดันด้านอินพุตจึงสามารถควบคุมการนำกระแสระหว่างซอสกับเดรนซึ่งเป็นกระแสด้านเอาต์พุตได้เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์มีโครงสร้างที่ไม่ยุ่งยากและมีขบวนการการผลิตที่ใช้พื้นที่น้อย มีขนาดเล็กความต้านทานอินพุตสูงการสูญเสียกำลังต่ำมีประสิทธิภาพในการทำงานสูงจึงทำให้มอสทรานซิสเตอร์เป็นที่นิยมใช้กันมาก

#### 2.2 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์

เนื่องจากประจุพาหะส่วนมากในสารกึ่งตัวนำมี 2 ชนิดคือประจุลบหรืออิเล็กตรอนในสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นและประจุบวกหรือโฮลในสารกึ่งตัวนำชนิดพีจึงอาจแบ่งมอสทรานซิสเตอร์โดยพิจารณาที่ชนิดของประจุที่บริเวณช่องทางเดินกระแส ในขณะที่เกิดกระแสไฟฟ้าได้เป็น 2 ชนิดคือเอ็นแชนแนล มอสทรานซิสเตอร์เป็นมอสทรานซิสเตอร์ที่มีอิเล็กตรอนเป็นประจุพาหะส่วนมาก

ที่ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าที่ดั่งนั้นมอสทรานซิสเตอร์ชนิดนี้ส่วนเดรนและซอสจึงเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นและพี แชลเนล มอสทรานซิสเตอร์ เป็นมอสทรานซิสเตอร์ที่มีโพลีซิลิคอนเป็นประจุพาหะส่วนมากที่ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าที่ดั่งนั้นมอสทรานซิสเตอร์ชนิดนี้ส่วนเดรนและซอสจึงเป็นสารกึ่งตัวนำชนิด พีมอสทรานซิสเตอร์แบ่งประเภทตามลักษณะการควบคุมปริมาณประจุพาหะในช่องทางเดินกระแสได้ 4 แบบคือ

2.2.1 เอ็นแชลเนล เอ็นฮานซ์เมนต์โหมด มอสทรานซิสเตอร์ หมายถึงเอ็นแชลเนล มอสทรานซิสเตอร์ที่ในสภาวะปกติก่อนไบแอสที่เกิด มีสารกึ่งตัวนำในบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดพี ดั่งนั้นในขณะที่ใช้งานจึงจำเป็นต้องเหนี่ยวนำให้สารกึ่งตัวนำชนิดพีบริเวณช่องทางเดินกระแสเปลี่ยนเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นก่อน โดยการให้แรงดันที่เกิดเป็นบวกเมื่อเทียบกับฐานรอง โครงสร้างเอ็น แชลเนล เอ็นฮานซ์เมนต์โหมด มอสทรานซิสเตอร์ แสดงไว้ในภาพที่ 2-1

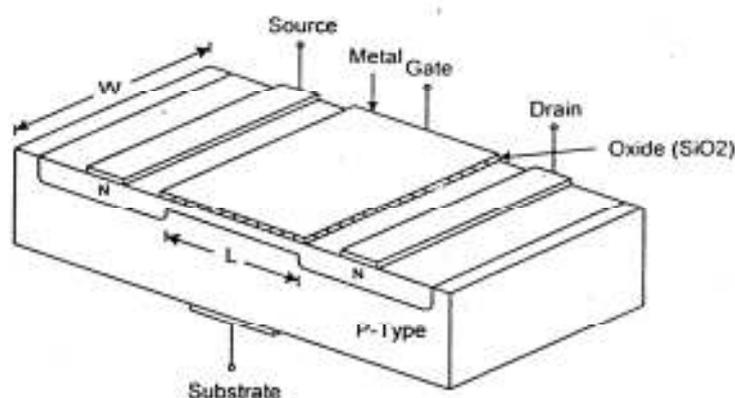


ภาพที่ 2-1 โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดชนิดเอ็นแชลเนล

จากรูปโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดชนิดเอ็นแชลเนลจะประกอบไปด้วยแผ่นฐานรองเป็นชนิดพี ความหนาแน่นน้อย ที่มีอิเล็กโตรดบริเวณเดรนและซอสที่ต่อกับบริเวณสารกึ่งตัวนำที่ทำการเติมสารเจือชนิดเอ็นความหนาแน่นสูงเข้าไปในฐานรอง แต่บริเวณสารกึ่งตัวนำที่ถูกสารเจือนั้นจะไม่เชื่อมต่อกันเกิดเป็นแชลเนล เหมือนในกรณีของดีฟลิชัน แต่จะเคลือบซิลิกอนไดออกไซด์เป็นฉนวนลงบนฐานรองแล้วทำการต่ออิเล็กโตรดที่เป็นโลหะเข้าที่เกิดโดยส่วนที่อยู่ระหว่างเดรนและซอสจะเรียกว่าแชลเนลเหมือนเดิม โดยจะมีระยะห่างความยาวแชลเนลเป็น  $L$  และระยะห่างความกว้าง เป็น  $W$

2.2.2 เอ็นแชลเนลดีฟลิชันโหมดมอสทรานซิสเตอร์ หมายถึงเอ็นแชลเนล มอสทรานซิสเตอร์ที่ในสภาวะปกติก่อนให้ไบแอสที่เกิด มีสารกึ่งตัวนำในบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดเอ็นทำ

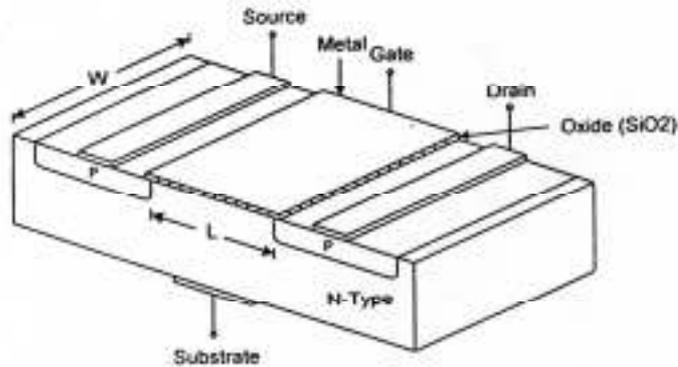
ให้เกิดการเชื่อมต่อเนื้อสารกึ่งตัวนำระหว่างส่วนซอสและเดรนอันเป็นผลให้เกิดกระแสไฟฟ้าขึ้นทันทีที่มีความแตกต่างระหว่างส่วนเดรนกับส่วนซอสในการควบคุมปริมาณกระแสไฟฟ้านี้สามารถทำได้ทั้งในทางที่ทำให้ปริมาณกระแสไฟฟ้าเพิ่มขึ้นซึ่งทำโดยการให้แรงดันที่เกิดเป็นบวกเมื่อเทียบกับฐานรองหรือในทางที่ทำให้กระแสไฟฟ้าลดลงโดยการให้แรงดันที่เกิดเป็นลบเมื่อเทียบกับฐานรองโครงสร้างเอ็นแชนเนล ดิฟฟิชั่น โหมดมอสทรานซิสเตอร์แสดงไว้ในภาพที่ 2-2



ภาพที่ 2-2 โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์แบบดิฟฟิชั่น โหมด ชนิดเอ็นแชนเนล

จากภาพที่ 2-2 เป็นโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แบบดิฟฟิชั่น โหมดชนิด เอ็นแชนเนล ซึ่งประกอบด้วยแผ่นผลึกฐานรองชนิดพี ความหนาแน่นน้อย ซึ่งจะเรียกว่าออดี้มีการต่ออิเล็กโทรดเข้าตรงบริเวณที่เป็นเดรนและซอสที่เป็นบริเวณ ที่มีสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นที่มีความหนาแน่นมาก โดยที่จะทำการเชื่อมต่อบริเวณเดรนและซอสด้วยสารกึ่งตัวนำชนิด เอ็นความหนาแน่นน้อย เรียกว่า แชนเนล โดยที่เหนือบริเวณแชนเนลนั้น จะมีฉนวนแผ่นบางๆ วางอยู่ จากนั้นจึงวางอิเล็กโทรดเกต ซึ่งเป็นโลหะบนซิลิกอนไดออกไซด์

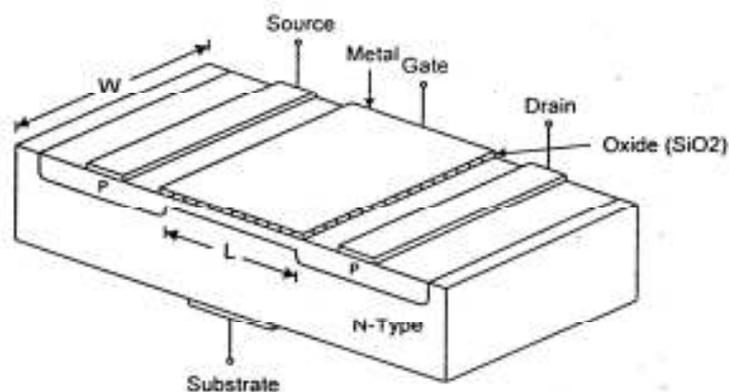
2.2.3 พีแชนเนลเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด มอสทรานซิสเตอร์หมายถึง พีแชนเนลมอสทรานซิสเตอร์ ที่ในสภาวะปกติก่อนให้ไบแอสที่เกต มีสารกึ่งตัวนำในบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดเอ็น ในขณะที่ใช้งานจึงควบคุมปริมาณกระแสให้มากขึ้นน้อยลงได้โดยการให้แรงดันที่เกตเป็นลบเมื่อเทียบกับฐานรอง โครงสร้างของพีแชนเนล เอ็นฮานซ์เมนต์ โหมด มอสทรานซิสเตอร์แสดงไว้ในภาพที่ 2-3



ภาพที่ 2-3 โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด ชนิดพีแชนเนล

จากรูปโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดชนิดพีแชนเนลจะมีโครงสร้างที่คล้ายกับมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดชนิดเอ็นแชนเนล เพียงแต่แผ่นฐานรองเป็นชนิดเอ็น ความหนาแน่นน้อยที่ประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำชนิดพี ความหนาแน่นมากสองส่วนเพื่ออยู่บนบอดีแทน

2.2.4 พีแชนเนล ดิพลีชัน โหมดมอสทรานซิสเตอร์ หมายถึงพีแชนเนลมอสทรานซิสเตอร์ทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในสภาวะปกติก่อนให้ไบแอสที่เกตมีสารกึ่งตัวนำในบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดพีซึ่งมีความคล้ายคลึงกับมอสทรานซิสเตอร์ในเอ็นแชนเนลดิพลีชัน โหมดซึ่งในการควบคุมปริมาณกระแสครีพท์นี้จะควบคุมปริมาณกระแสให้ไหลมากขึ้นโดยการให้แรงดันที่เกตเป็นลบเทียบกับฐานรองและที่ทำให้ปริมาณกระแสครีพท์เพิ่มขึ้น โดยการให้แรงดันที่เกตเป็นบวกเมื่อเทียบกับฐานรอง โครงสร้างพีแชนเนลดิพลีชัน โหมด มอสทรานซิสเตอร์



ภาพที่ 2-4 โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์แบบดิพลีชัน โหมด ชนิดพีแชนเนล

โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์แบบดีฟลิชันโหมดชนิดพีแชนแนลนั้นจะมีลักษณะทั่วไปที่คล้ายคลึงกันกับมอสทรานซิสเตอร์แบบดีฟลิชันโหมดชนิดเอ็นแชนแนลจะมีส่วนแตกต่างตรงที่ชนิดพีแชนแนลนั้นจะมีบริเวณฐานรองเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นและมีแชนแนลเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพีความหนาแน่นน้อย

### 2.3 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์

สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดต่างๆ แสดงดังตารางที่ 2-1 และ 2-2

ตารางที่ 2-1 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีฟลิชัน

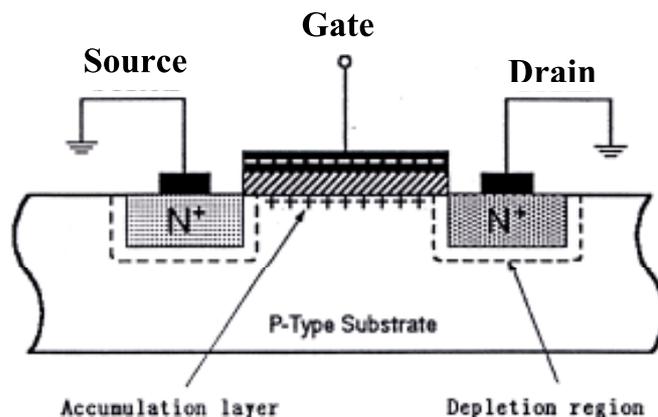
PMOS	NMOS

ตารางที่ 2-2 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเม้นท์

PMOS	NMOS

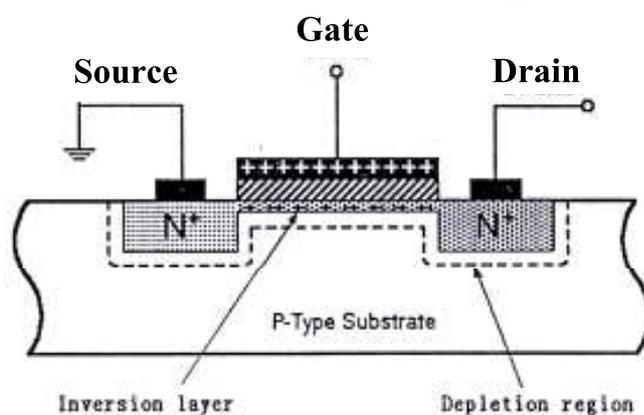
## 2.4 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์มี 2 ชนิด คือ NMOS และ PMOS มีหลักการทำงานที่คล้ายคลึงกันมากจะแตกต่างกันบ้างก็ในเรื่องของการให้ไบแอสที่เป็นบวกหรือลบทิศทางของกระแสและค่าพารามิเตอร์บางตัวที่เป็นบวกหรือลบตามแต่ชนิดของมอสทรานซิสเตอร์ ดังนั้นในการอธิบายการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงอธิบายการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ โดยอ้างอิงชนิดเอ็นแชนเนลเป็นสำคัญตามรูปโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ในภาพที่ 2-5 ถึง 2-8 นั้นแสดงถึงการทำงานในช่วงต่างๆ เมื่อขาเกต ขาเดรนและขาซอสถูกต่อไบแอสในลักษณะต่างๆ ขาซอส, ขาเดรนและฐานรองต่อลงกราวด์ ในลักษณะเช่นนี้ก็จะทำให้มอสทรานซิสเตอร์กระทำตัวกับคล้ายกับตัวเก็บประจุโดยที่เกตและผิวของซิลิกอนไดออกไซด์ทำหน้าที่เสมือนแผ่นระนาบของตัวเก็บประจุที่มีซิลิกอนไดออกไซด์ทำหน้าที่เป็นฉนวนกั้นระหว่างกลาง ถ้า  $V_{GS}$  มีค่าเป็นลบ ประจุพาหะชนิดบวกหรือโฮลซึ่งเป็นพาหะส่วนใหญ่ จะถูกดูดเข้ามาสะสมที่บริเวณแชนเนล เป็นผลให้บริเวณแชนเนล กลายเป็น  $p^+$  และเรียกบริเวณแชนเนลนี้ว่า แชนเนลสะสม บริเวณซอสและเดรนที่เป็น  $n^+$  จึงถูกแยกออกจากกันด้วยแชนเนล  $p^+$  และถ้ามองในลักษณะวงจรสมมูลแล้ว จะพบว่าจะเสมือนมีไดโอดสองตัวต่อกันหลังชนกันดังนั้นถ้าจะเกิดกระแสไหลได้นั้น แรงดันที่ซอสกับเดรนจะต้องมีค่ามากจนทำให้มอสทรานซิสเตอร์เกิดการเบรคดาวน์ มีกระแสรั่วไหลเกิดขึ้นในกรณีที่แรงดันเกตมีค่าเป็นบวกไม่มาก ประจุข้างใต้เกตจะถูกผลักออกไป ทำให้แชนเนลเปลี่ยนไปเป็น  $p^-$  และเป็นบริเวณปลอดพาหะในที่สุดเมื่อแรงดันที่เกตเพิ่มมากขึ้น ประจุลบหรืออิเล็กตรอนซึ่งเป็นพาหะส่วนน้อยจะถูกดึงดูดเข้ามาที่บริเวณแชนเนลและแปรสภาพเป็นบริเวณ  $n$  ตามภาพที่ 2-6

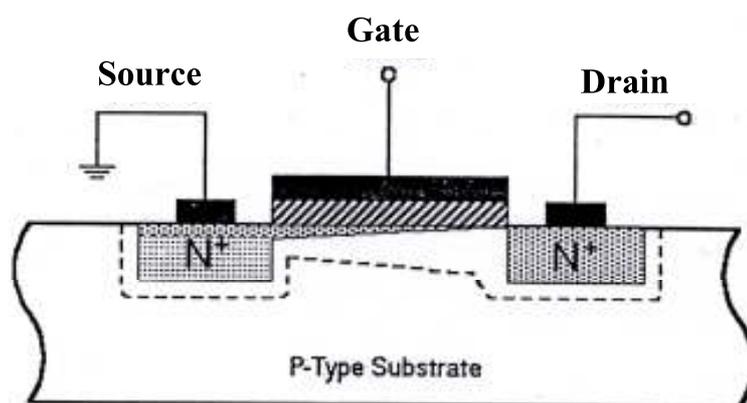


ภาพที่ 2-5 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์เมื่อ  $0 > V_{GS}$

เกิดเป็นแชลแนลที่เชื่อมต่อบริเวณซอสและเดรนเข้าด้วยกันบริเวณ  $n$  ที่เกิดใหม่เป็นแชลแนลกลับที่เรียกว่า อินเวอร์ชัน เลเยอร์ (Inversion Layer) สำหรับแรงดันเกตที่ทำให้ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนใต้เกตมีค่าเท่ากับความหนาแน่นของโฮลบริเวณฐานรองนั้น ได้กำหนดเป็นนิยามของแรงดันขีดเริ่มของทรานซิสเตอร์ ซึ่งใช้สัญลักษณ์  $V_{TH}$  และเมื่อค่าแรงดันระหว่างขาเกตและซอสมีค่ามากกว่าแรงดัน  $V_{TH}$  จะมีแชลแนลเกิดขึ้นเป็นช่องทางสำหรับกระแสไฟฟ้าที่ไหลระหว่างเดรนและซอสได้และขาเดรน ซึ่งจะถือว่าทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานหรือไม่นำกระแส



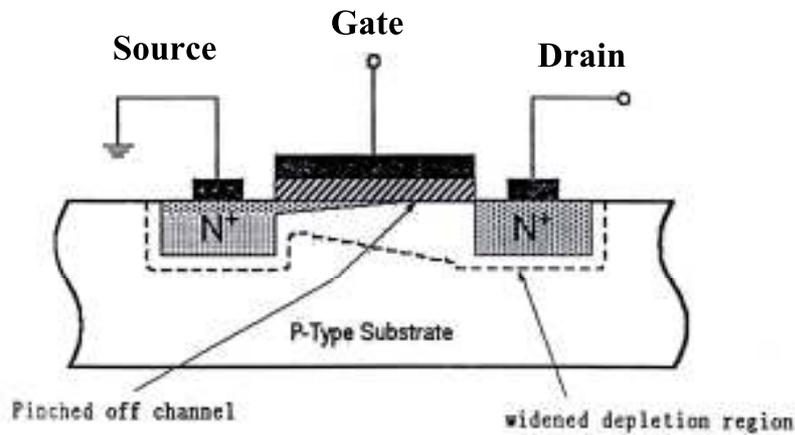
ภาพที่ 2-6 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์เมื่อ  $V_{GS} > V_{TH}$  และ  $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$



ภาพที่ 2-7 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์เมื่อ  $V_{GS} > V_{TH}$  และ  $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$

ในทฤษฎีนั้นเมื่อแรงดันที่เกต-ซอส ( $V_{GS}$ ) น้อยกว่าแรงดัน  $V_{TH}$  จะไม่มีกระแสไหลระหว่างขาซอสและขาเดรน ซึ่งจะถือว่าทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานหรือไม่นำกระแส โดยความเป็นจริงแล้ว จะมีกระแสไหลบ้างเล็กน้อย เมื่อศักดาเกต-ซอสมีค่าเข้าใกล้  $V_{TH}$  แต่ในที่นี้คิดว่าไม่มีกระแสไหลเมื่อ

แรงดัน  $V_{GS}$  มีค่ามากกว่าแรงดัน  $V_{TH}$  ทำให้แชนเนลเกิดขึ้น ดังนั้นเมื่อแรงดัน  $V_{GS}$  เพิ่มขึ้น ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในแชนเนลก็จะเพิ่มขึ้นด้วย



ภาพที่ 2-8 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์เมื่อ  $V_{GS} > V_{TH}$  และ  $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$

จึงสรุปได้ว่าค่าความหนาแน่นของประจุพาหะจะแปรผันตามผลต่างของแรงดัน  $V_{GS} - V_{TH}$  ซึ่งนิยามเป็นแรงดันเกต-ซอร์สประสิทธิภาพ (Effective Gate-Source Voltage) ใช้สัญลักษณ์  $V_{eff}$  ดังนั้นค่าความหนาแน่นของประจุอิเล็กตรอนแสดงได้ดังนี้

$$Q = C_{ox}(V_{GS} - V_{TH}) = C_{ox}V_{eff} \quad (2-1)$$

โดย  $C_{ox}$  เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกตต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่

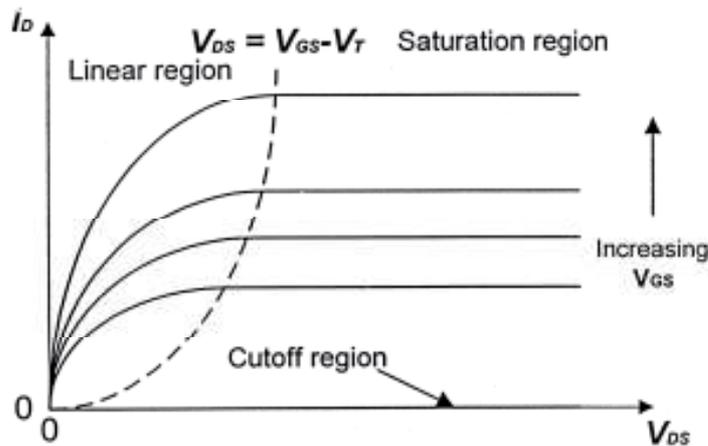
เมื่อแรงดันที่เดรนมีค่ามากกว่าศูนย์โวลต์เล็กน้อย ทำให้เกิดความต่างศักย์ระหว่างขาซอร์สและขาเดรนขึ้นมีผลทำให้เกิดกระแสไหลจากขาเดรนไปยังขาซอร์ส ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{DS}$  และกระแส  $I_D$  จะเหมือนกับกรณีของความต้านทาน โดยมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$I_D = \mu_o Q \frac{W}{L} V_{ds} \quad (2-2)$$

ขณะที่  $\mu_o$  เป็นค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอนที่ผิวซิลิกอน และ  $Q$  เป็นค่าความหนาแน่นของประจุในแชนเนลต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ จากสมการ (2-1) และ (2-2) จะได้ว่า

$$I_D = \mu_o C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} \quad (2-3)$$

สมการที่ (2-3) เป็นสมการกระแส  $I_D$  ที่สามารถใช้ได้เพียงกรณีที่แรงดัน  $V_{DS}$  มีค่าเข้าใกล้ ศูนย์เท่านั้นการทำงานของทรานซิสเตอร์ในเชิงโครงสร้างอธิบายผ่านภาพที่ 2-6 โดยที่แรงดัน  $V_{GS}$  มากกว่าแรงดัน  $V_{TH}$  และแรงดัน  $V_{DS} = 0$  โวลต์ ซึ่งขณะนี้แชนเนลถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นแต่ไม่มีกระแสไหล เนื่องจากแรงดันระหว่างซอสและเดรนมีค่าเป็นศูนย์โวลต์ และเมื่อแรงดัน  $V_{DS}$  มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าน้อยๆ ค่าหนึ่งที่ยังพอจะทำให้เกิดมีกระแสไหลผ่านแชนเนลได้ซึ่งการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงเสมือนเป็นตัวต้านทานที่มีความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการ(2-3) เมื่อแรงดันเดรน-ซอสเพิ่มมากขึ้นความหนาแน่นของประจุพาหะที่แชนเนลจะลดลงตามแนวแชนเนลจากซอสไปเดรนตามภาพที่ 2-7 การลดลงของประจุพาหะในแชนเนลนี้มีผลให้เกิดแรงดันตกคร่อมแชนเนลที่ตำแหน่งต่างๆ ไม่เท่ากัน กล่าวคือสมมติว่าแรงดันที่เดรนมีค่ามากกว่าแรงดันที่ซอสจะมีการเพิ่มขึ้นของแรงดันจากซอสไปเดรนอย่างต่อเนื่องภายในแชนเนล มีผลทำให้แรงดันตกคร่อมระหว่างเกตและแชนเนลมีค่าสูงสุดเท่ากับ  $V_{GS}$  ที่ตำแหน่งด้านซอสและแรงดันเกตแชนเนลมีค่าต่ำสุดอยู่ที่ตำแหน่งหลายด้านเดรนแรงดันเกตที่ทำให้เกิดแชนเนลก็คือ  $V_G = V_{GS} - V_{TH}$  เพื่อที่จะทำให้แชนเนลเกิดขึ้นได้เป็นแนวยาวไปจนถึงจุดปลายด้านเดรน แรงดันเกตจะต้องมีค่ามากกว่า  $V_{DS}$  ( $V_G > V_{DS}$ ) หรือ  $(V_{GS} - V_{TH}) > V_{DS}$  นั่นก็คือแรงดันที่เกตเมื่อเทียบกับทุกจุดในแนวแชนเนลจะต้องมีศักย์เป็นบวกจึงจะทำให้เกิดแชนเนลโดยในขณะนี้มอสทรานซิสเตอร์จะทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวกระแสเดรน  $I_D$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มของแรงดัน  $V_{DS}$  อย่างไม่เป็นเชิงเส้นตามกราฟในภาพที่ 2-9 และเมื่อ  $V_{DS}$  มีค่ามากขึ้นจนกระทั่งมีค่า  $V_{DS} = (V_{DS} - V_{TH})$  ทรานซิสเตอร์เริ่มเข้าสู่ภาวะอิ่มตัวลักษณะโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้แสดงได้ดังภาพที่ 2-7 และเมื่อค่าของแรงดัน  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนกระทั่ง  $V_{DS} > (V_{DS} - V_{TH})$  ในกรณีนี้แรงดันที่ตกคร่อมแชนเนลที่ปลายด้านเดรนจะมีค่าสูงกว่า  $V_{GS} - V_{TH}$  ซึ่งจะทำให้เกิดภาวะพินช์ออฟ กล่าวคือแชนเนลซึ่งเป็นช่องทางเดินกระแสจะขาดออกจากกัน โดยเริ่มจากบริเวณด้านเดรนทั้งนี้เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้าที่จะมาเหนี่ยวนำให้มีการสะสมของประจุลบเพื่อทำหน้าที่เป็นแชนเนล ดังนั้นช่องทางเดินกระแสจึงขาดออกจากกันแสดงดังภาพที่ 2-8 และจะมีกระแสแพร่จากส่วนของซอสไปยังเดรนช่องทางเดินกระแสจะแสดงคุณสมบัติความต้านทานสูงและคล้ายกับเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่กระแสเดรนในภาวะนี้จึงมีค่าคงที่แม้ว่า  $V_{DS}$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นก็ตามแสดงในกราฟตามภาพที่ 2-9 การทำงานของทรานซิสเตอร์ในย่านนี้เรียกว่าช่วงอิ่มตัว



ภาพที่ 2-9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D$  และ  $V_{DS}$  ของมอสแบบเอ็นแชนซ์เมนต์ที่โหมด

## 2.5 การไบแอสสัญญาณขนาดใหญ่

จากคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นสามารถแบ่งการไบแอสมอสทรานซิสเตอร์ได้เป็น 3 ช่วง โดยสมการทั้งหมดอ้างอิงการไบแอสกับ NMOS แบบเอ็นแชนซ์เมนต์และพิจารณาจากค่าแรงดัน  $V_{GS} - V_{TH}$  และค่าแรงดัน  $V_{DS}$  เป็นหลัก ซึ่งจะสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์สำหรับสัญญาณขนาดใหญ่ได้ดังต่อไปนี้

2.5.1 ช่วงที่มอสทรานซิสเตอร์ไม่นำกระแสเป็นช่วงที่ทำการไบแอสแรงดันที่ขาเกตกับขาซอส  $V_{GS}$  มีค่าน้อยกว่าแรงดันขีดเริ่มมีผลทำให้กระแสตรงเป็นศูนย์

$$I_D = 0; V_{GS} - V_{TH} \leq 0 \quad (2-4)$$

2.5.2 ช่วงนำกระแสไม่อิ่มตัว หรือช่วงไทรโอดหรือ ช่วงเชิงเส้นมีเงื่อนไขการให้ไบแอสคือแรงดัน  $V_{GS}$  มากกว่า  $V_{TH}$  ขณะเดียวกันแรงดัน  $V_{DS}$  ก็มีค่าน้อยกว่าแรงดันของ  $V_{GS} - V_{TH}$  แสดงความสัมพันธ์คือ  $V_{GS} - V_{TH}$  และคงค่าแรงดัน  $V_{DS}$  ให้มีค่าน้อยๆ เพื่อให้ แชนเนลมีความต่อเนื่อง ดังนั้น  $V_{GD} > V_{TH}$

นั่นคือ

$$V_{GD} > V_{GS} + V_{SD}$$

$$V_{GD} > V_{GS} - V_{SD}$$

$$V_{TH} > V_{GS} + V_{DS}$$

ดังนั้น

$$V_{GS} - V_{TH} > V_{SD}$$

สมการการทำงานในย่านนี้สามารถประมาณค่าได้เท่ากับสมการ (2-5)

$$I_D = \frac{K'W}{L} \left[ (V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (2-5)$$

โดยที่  $0 > V_{GS} - V_{TH}$

ถ้า  $V_{DS}$  มีค่าน้อยๆ หรือไบแอสให้  $0 > V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$  ก็สามารถที่จะตัดเทอม  $\frac{V_{DS}^2}{2}$  ในสมการ(2-5) ออกได้และประมาณค่าสมการใหม่ได้เป็น

$$I_D = \frac{K_p W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} \quad (2-6)$$

โดยที่  $0 < V_{GS} - V_{TH}$  และ  $V_{GS} - V_{TH} > V_{DS} > 0$

2.5.3 ช่วงนำกระแสอิ่มตัว การทำงานในช่วงนี้จะทำให้ไบแอสแรงดัน  $V_{DS}$  มากกว่าหรือเท่ากับ  $V_{GS} - V_{TH}$  จะได้กระแสเดรนเป็น

$$I_D = \frac{K_p W}{2L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (2-6)$$

โดยที่  $0 < V_{GS} - V_{TH}$  และ  $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH} > 0$

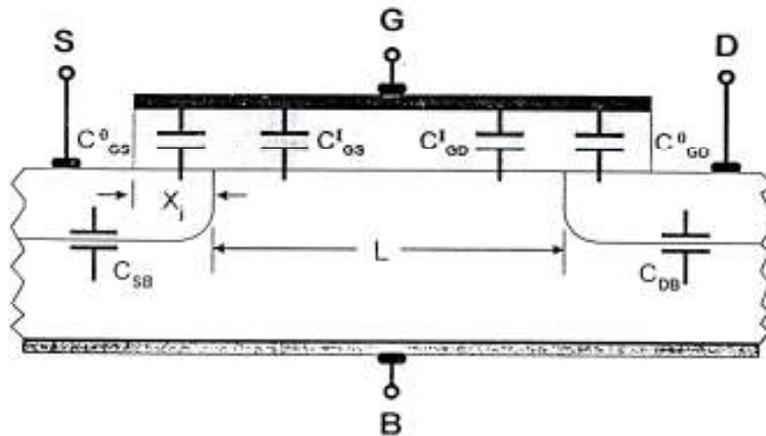
จากสมการนั้นพบว่ากระแสเดรนในช่วงนี้จะมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับแรงดัน  $V_{GS}$  แต่จะขึ้นกับค่าแรงดัน  $(V_{GS} - V_{TH})^2$  ซึ่งทำให้ได้สมการที่เป็นไปตามกฎกำลังสองนั่นเอง

- $I_D$  : ค่ากระแสเดรน (amp)
- $V_{GS}$  : ค่าศักดาตกรวมขาเกต-ซอส (volt)
- $V_{DS}$  : ค่าศักดาตกรวมขาเดรน-ซอส (volt)
- $V_{TH}$  : ค่าแรงดันขีดเริ่ม (volt)
- $K_p$  : ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์พารามิเตอร์มีค่าเท่ากับ  $\mu C_{OX}$  (amp/volt<sup>2</sup>)
- $\mu_0$  : ค่าสภาพความคล่องตัวของโฮลหรืออิเล็กตรอน (cm<sup>2</sup>/volt-xec)
- $C_{OX}$  : ค่าความจุไฟฟ้าต่อพื้นที่ของเกตออกไซด์ (F/cm<sup>2</sup>)

- W : ความกว้างประสิทธิผลของแชนเนล (meter)
- L : ความยาวประสิทธิผลของแชนเนล (meter)

**2.6 ค่าความจุไฟฟ้าของมอสทรานซิสเตอร์**

สำหรับค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากโครงสร้างภายในของมอสทรานซิสเตอร์สามารถพิจารณาได้ตามโครงสร้างในภาพที่ 2-10 โดยมีค่าดังต่อไปนี้



ภาพที่ 2-10 ค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์

$C_{GS}$  คือค่าความจุไฟฟ้ารวมระหว่าง เกต และซอส ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$C_{GS} = C_{GS}^I + C_{GS}^O \tag{2-7}$$

เมื่อ  $C_{GS}^I$  คือค่าความจุของเกตออกไซด์ที่บริเวณซอร์สของโครงสร้างแผ่นในทรานซิสเตอร์

โดยที่  $C_{GS}^O$  คือค่าความจุแฝงซึ่งเป็นผลจากการทับซ้อนของเกตกับซอร์ส

$$C_{GS} = \begin{cases} C_{ox}WL \left( 1 - \left[ \frac{V_{GS} - V_{TH} + V_{DS}}{2(V_{GS} - V_{TH})_m V_{DS}} \right] \right) \\ \frac{2}{3} C_{ox}WL \end{cases} \tag{2-8}$$

และ 
$$C_{GS}^O = C_{OX} W X_j \quad (2-9)$$

$C_{GD}$  คือค่าความจุไฟฟ้ารวมระหว่างเกตและเดรน ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$C_{GD} = C_{GD}^I + C_{GD}^O \quad (2-10)$$

$C_{GD}^I$  คือค่าความจุของเกตออกไซด์ที่บริเวณเดรนของโครงสร้างแฝงในทรานซิสเตอร์

$C_{GD}^O$  คือค่าความจุแฝงซึ่งเป็นผลจากการทับซ้อนของเกตกับเดรน

โดยที่ 
$$C_{GD}^I = \begin{cases} C_{OX} W L \left( 1 - \left[ \frac{V_{GS} - V_{TH}}{2(V_{GS} - V_{TH}) - V_{DS}} \right]^2 \right) \\ \approx 0 \end{cases} \quad (2-11)$$

$$C_{GS}^O = C_{OX} W X_j \quad (2-12)$$

$C_{SB}$  คือค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างซอสกับซับสเตรท ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$C_{SB}(V_{SB}) = \frac{C_{SB}(0)}{\sqrt{(1 + V_{SB}/\Phi_0)}} \quad (2-13)$$

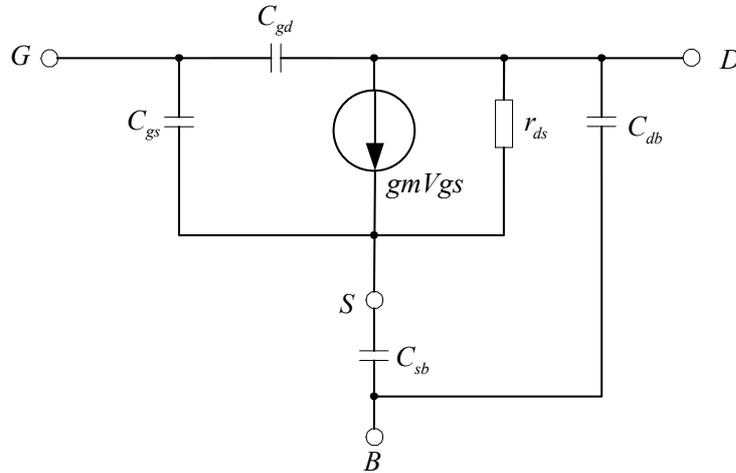
เมื่อ  $C_{SB}(0)$  คือค่าความจุบริเวณซอสที่รอยต่อพีเอ็นเมื่อไบแอสเท่ากับศูนย์  
 $\Phi_0$  คือค่าความผิดพลาดแฝง

$C_{DB}$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างเดรนกับซับสเตรท ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$C_{DB}(V_{DB}) = \frac{C_{DB}(0)}{\sqrt{(1 + V_{DB}/\Phi_0)}} \quad (2-14)$$

เมื่อ  $C_{DB}(0)$  คือค่าความจุบริเวณเดรนที่รอยต่อพีเอ็นเมื่อไบแอสเท่ากับศูนย์

## 2.7 วงจรสมมูลและสมการแสดงความสัมพันธ์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก



ภาพที่ 2-11 วงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์

ในภาพที่ 2-11 แสดงวงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงอิมิตัวและไม้อิมิตัวโดยที่มีค่าของตัวเก็บประจุแต่ละตัวจะมีค่าเป็นไปตามสมการ(2-7)-(2-14) และค่าความนำของวงจรสามารถคำนวณหาได้จากสมการที่ (2-15) และสมการที่ (2-16) ซึ่งจะได้

$$g_m = \left. \frac{dI_d}{dV_{gs}} \right|_{V_{GS}=0} = \begin{cases} \frac{\mu_n C_{OX} W V_{DS}}{L} \\ \frac{\mu_n C_{OX} W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \end{cases} \quad (2-15)$$

จากสมการที่(2-15) สำหรับการทำงานในช่วงอิมิตัวค่าความนำของวงจรสามารถเขียนความสัมพันธ์ให้อยู่ในรูปของกระแสได้เป็น

$$g_m = \sqrt{\frac{2\mu_n C_{OX} W I_d}{L}} \quad (2-16)$$

สำหรับค่าความต้านทานที่จุดออกของวงจรสามารถคำนวณหาได้ตามความสัมพันธ์ดังนี้คือ

$$\frac{1}{r_{ds}} = g_{ds} = \frac{dI_d}{Vd_{DS}} \Big|_{V_{ds}=0} = \begin{cases} \frac{\mu_n C_{OX} W (V_{GS} - V_{TH} - V_{DS})}{L} \\ \lambda I_D \end{cases} \quad (2-17)$$

จากวงจรในภาพที่ 2-11 ได้แสดงให้เห็นว่ามีตัวเก็บประจุจำนวนถึง 4 ตัว คือ  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{sb}$  และ  $C_{db}$  ซึ่งถ้าต้องการคำนวณและวิเคราะห์ด้วยมือมันจะยุ่งยากไม่สะดวกดังนั้นค่าเหล่านี้จึงมักจะถูกใช้สำหรับในการวิเคราะห์โดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เท่านั้นและเนื่องจากในวิชานิพนธ์ ฉบับนี้วงจรขดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรขยายโอทีเอแบบซีมอสนั้นใช้มอสทรานซิสเตอร์ที่การทำงานอยู่ในช่วงอิมิตัวเป็นหลัก ค่าตัวเก็บประจุระหว่างเกตกับเดรน ตัวเก็บประจุระหว่างซอสกับซัสเตทและตัวเก็บประจุระหว่างเดรนกับซัสเตทจึงถูกคิดว่ามีค่ามากๆ และจะไม่นำมาพิจารณาแต่จะพิจารณาเฉพาะค่าตัวเก็บประจุระหว่างเกต-ซอสซึ่งจะมีค่าประมาณ  $(2/3)C_{OX}WL$  และสำหรับค่าความต้านทานอันเป็นผลมาจากการที่ขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์ถูกคั่นด้วยฉนวนนั้น ค่าความต้านทานที่เกิดขึ้นระหว่างขาเกตกับซอสและขาเกตกับเดรนจะมีค่าสูงมาก ดังนั้น จะพิจารณาเฉพาะค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนกับซอสเท่านั้น และเพื่อความสะดวกสำหรับการวิเคราะห์ด้วยมือ ภายในวิชานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้วงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์ที่กำหนดให้  $C_{gd}$ ,  $C_{sb}$  และ  $C_{db}$  มีค่าเท่ากับศูนย์

## 2.8 ผลของอุณหภูมิในมอสทรานซิสเตอร์

เมื่อเราพิจารณาสมการกระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงกระแสอิมิตัว ในสมการที่ (2-6) แล้ว จะพบว่า  $K_p$  นั้นจะเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าได้เมื่ออุณหภูมิเกิดการเปลี่ยนแปลงซึ่งจะส่งผลให้กระแสเดรนเกิดการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย โดยมีพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้คำนวณกันทั่วๆ ไปเกี่ยวข้องกับอุณหภูมินั้นก็คือ

2.8.1 ค่าความคล่อง  $\mu$  มีสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $\mu$  และอุณหภูมิคือ

$$\mu(T_2) = \mu(T_1) \left( \frac{T_1}{T_2} \right)^M \quad (2-18)$$

เมื่อ  $T_1$  : ค่าอุณหภูมิ ณ ห้องอุณหภูมิห้อง (K)  
 $T_2$  : ค่าอุณหภูมิขณะพิจารณา (K)

$M$  : ค่าคงที่ระหว่าง 1.5-2.0 ใน SPICE ใช้ 1.5

จากสมการ (2-18) จะพบว่าค่า  $\mu(T_2)$  จะมีลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น

2.8.2 ค่าแรงดันขั้วเริ่มสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันขั้วเริ่มและอุณหภูมิที่อยู่ในรูปของสมการได้ดังสมการที่ (2-19)

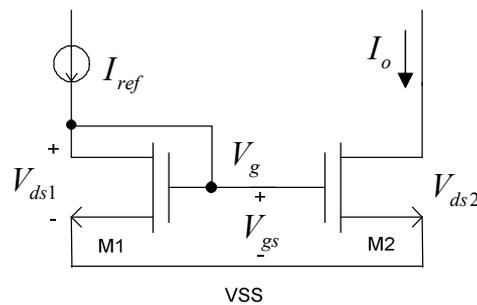
$$V_{TH} = V_T(T_1) - M_K(T_2 - T_1) \quad (2-19)$$

เมื่อ  $M_K$  : ค่าคงที่ที่มีอยู่ระหว่างช่วง  $0.5mV/K - 4mV/K$

โดย  $V_{TH}$  จะมีค่าลดลงเมื่ออุณหภูมิมีค่าเพิ่มมากขึ้น

## 2.9 วงจรสะท้อนกระแส(Current mirror)

วงจรสะท้อนกระแสเป็นวงจรหนึ่งมีการนำไปใช้เป็นแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ในวงจร CCCII คุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสที่ดีจะต้องให้ค่ากระแสที่ทางเข้าเท่ากับกระแสที่ทางออกและมีความต้านทานที่ทางเข้าของสัญญาณต่ำและความต้านทานที่ทางออกของสัญญาณสูง วงจรสะท้อนกระแสใช้หลักการที่ว่าถ้าแรงดันไบแอสที่เกิดและขอสของมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวมีค่าเท่ากันแล้วจะทำให้กระแสเดรนมีค่าเท่ากัน



ภาพที่ 2-12 วงจรสะท้อนกระแสแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล

จากภาพที่ 2-12 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานชนิดเอ็นแชนแนลซึ่งมีแหล่งกำเนิดกระแสคงที่  $I_{ref}$  จ่ายกระแสให้กับมอสทรานซิสเตอร์ M1 และกระแสที่ทางออกหรือด้าน เอาต์พุต คือกระแส  $I_o$  เป็นกระแสที่ถูกสะท้อนโดยมอสทรานซิสเตอร์ M1 ที่  $V_{DS1} = V_{GS}$  เมื่อสมมติให้

มอสทรานซิสเตอร์ M2 มีค่า  $V_{DS2} \geq V_{GS} - V_{TH}$  ดังนั้นมอสทรานซิสเตอร์ M1 จะทำงานในช่วงอิ่มตัว จะทำให้ได้กระแส  $I_O$  หรือกระแสเดรนมีค่าเท่ากับ

$$I_O = I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2-20)$$

เมื่อ  $0 < (V_{GS} - V_{TH}) \leq V_{DS}$

$$\text{และ } \beta = \mu_o C_{OX} \frac{W}{L}$$

และจะได้อัตราส่วนของกระแสเอาต์พุต  $I_O$  ต่อกระแสที่ทางเข้า  $I_{ref}$  ดังนี้

$$\frac{I_O}{I_{ref}} = \left( \frac{W_2 L_1}{L_2 W_1} \right) \left( \frac{V_{GS} - V_{TH2}}{V_{GS} - V_{TH1}} \right)^2 \left( \frac{1 + \lambda_2 - V_{DS2}}{1 + \lambda_1 - V_{DS1}} \right) \left( \frac{\mu_{o2} C_{OX2}}{\mu_{o1} C_{OX1}} \right) \quad (2-21)$$

เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเป็นชนิดเดียวกัน โดยทางทฤษฎีแล้วมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวจึงมีความสมพงษ์กันทุกประการ ซึ่งจะทำให้ค่าพารามิเตอร์ในเชิงโครงสร้างเช่น  $V_{TH}$ ,  $\mu_o$ ,  $C_{OX}$  และค่าอื่นๆ มีค่าที่เท่ากันด้วย ดังนั้นสมการที่ (2-21) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{I_O}{I_{ref}} = \left( \frac{W_2 L_1}{L_2 W_1} \right) \left( \frac{1 + \lambda_2 - V_{DS2}}{1 + \lambda_2 - V_{DS1}} \right) \quad (2-22)$$

ถ้า  $V_{DS1} = V_{DS2}$  และมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวมีความสมพงษ์กัน ค่า  $\lambda$  ก็จะไม่นำมาพิจารณา ทำให้ได้ว่าสมการใหม่คือ

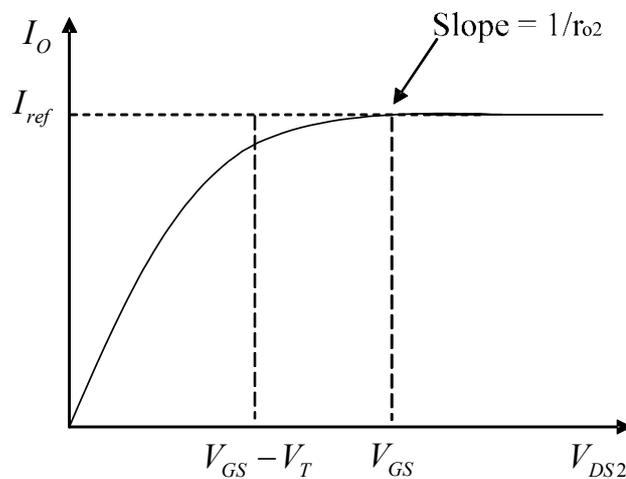
$$\frac{I_O}{I_{ref}} = \frac{L_1 W_2}{W_1 L_2} \quad (2-23)$$

จากสมการที่ (2-23) จะเห็นว่าอัตราส่วน  $\frac{I_O}{I_{ref}}$  จะขึ้นอยู่กับค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแส ซึ่งสามารถที่จะกำหนดค่าเหล่านี้ได้ในขั้นตอนของการออกแบบวงจร ถ้ากำหนดให้  $W_1 / L_1 = W_2 / L_2$  แล้วจะได้กระแสที่เอาต์พุตเท่ากับกระแสที่อินพุต โดย M2 จะทำหน้าที่เสมือนเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ที่เอาต์พุตสมมติว่ามอสทรานซิสเตอร์ M2 ทำงานอยู่ในช่วง

อิมตัว จึงจะ ด้ความสัมพันธ์ ตามสมการ (2-23) ดังนั้น แรงดัน  $V_{DS2}$  ค่าต่ำสุดที่ทำให้วงจรทำงาน ด้อย่างเหมาะสมคือ

$$V_{DS2} = V_{GS} - V_{TH} \quad (2-24)$$

สำหรับในทางปฏิบัติแล้วนั้นจะมีผลของ channel length modulation effect เข้ามาเกี่ยวข้อง ด้ย ซึ่งจะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงการทำงานของแหล่งกำเนิดกระแสคงที่แต่หากพิจารณาในกรณี



ภาพที่ 2-13 แสดงคุณสมบัติที่เอาต์พุตของวงจรในภาพที่ 2-12

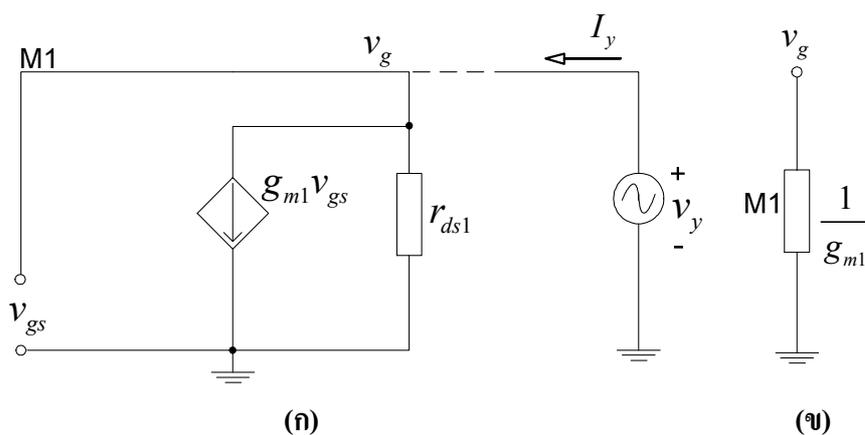
ในกรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวสมพงษ์กันแล้วกระแสเดรนของ M2 จะเท่ากับกระแสเดรนของ M1 โดยที่ค่าแรงดันเดรน-ซอสของ M2 เท่ากับแรงดันเดรน-ซอสของ M1 นั่นคือ  $V_{DS2} = V_{GS}$  และเมื่อ  $V_{DS2}$  มีค่าเพิ่มมากขึ้นค่า  $I_O$  จะเพิ่มขึ้นตาม ค่าความต้านทานเอาต์พุตของ M2 ที่เพิ่มขึ้น สามารถอธิบายได้จากกราฟในภาพที่ 2-13 เมื่อ M2 ทำงานที่  $V_{GS}$  คงที่ค่าหนึ่ง โดยขึ้นอยู่กักระแส  $I_{ref}$  ที่ไหลผ่าน M1 จากกราฟภาพที่ 2-13 สามารถหาค่าความต้านทานเอาต์พุต  $R_O$  ด้ดังนี้

$$R_O = \frac{\Delta V_{DS2}}{\Delta I_O} = r_{O2} = \frac{V_{A2}}{I_O} = \frac{1}{\lambda I_O} \quad (2-25)$$

$V_{A2}$  คือ Early Voltage ของ M2 ซึ่งแปรผันตามค่าความยาวของช่องทางเดินกระแสเมื่อพิจารณาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กเฉพาะของ M1 ในภาพที่ 2-14(ก) พบว่า M1 ถูกต่อเสมือนเป็นไดโอดตัวหนึ่ง  $I_O$  ถูกแทนด้วยวงจรเปิด เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของ M1 สามารถหาได้โดยป้อนสัญญาณแรงดันทดสอบ  $V_y$  ที่ขั้วต่อ  $V_g$  ได้สัญญาณกระแส  $I_y$  มีค่าเท่ากับ

$$I_y = \frac{V_y}{r_{ds1}} + g_{m1}v_{gs} = \frac{V_y}{r_{ds1}} + g_{m1}V_y \quad (2-26)$$

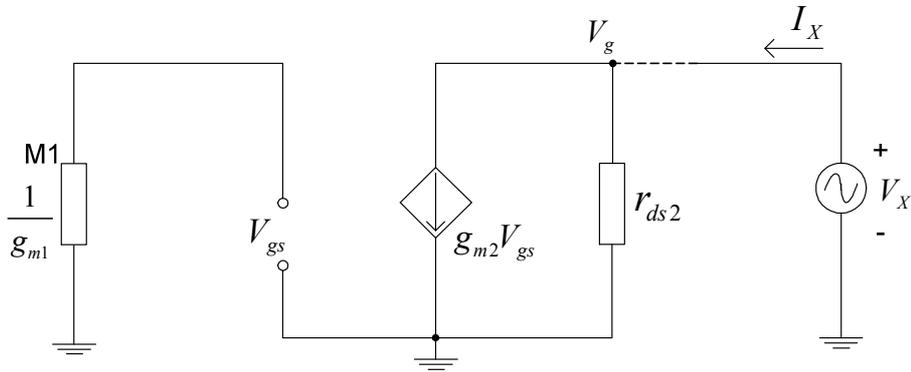
ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของ M1 เท่ากับ  $\frac{1}{g_{m1}} // r_{ds}$  แต่เนื่องจาก  $r_{ds1} \gg \frac{1}{g_{m1}}$  ดังนั้นค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์จึงถูกประมาณว่ามีค่าเท่ากับ  $\frac{1}{g_{m1}}$  ดังในภาพที่ 2-14 (ข) จากวงจรสมมูลของ M1



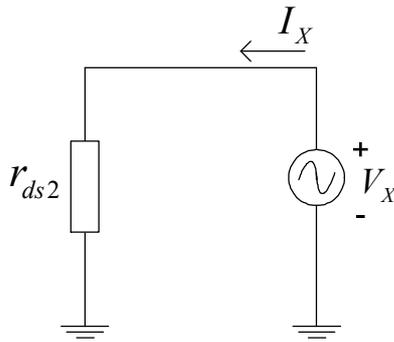
ภาพที่ 2-14 (ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของ M1

(ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของ M1

ในภาพที่ 2-15 (ก) เมื่อ  $V_{gs}$  ต่อลงกราวด์จะทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน  $\frac{1}{g_{m1}}$  และ  $g_{m2}V_{gs}$  เท่ากับศูนย์ ได้วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กดังภาพที่ 2-15 (ข) ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของสัญญาณขนาดเล็กก็คือ  $r_{ds2}$

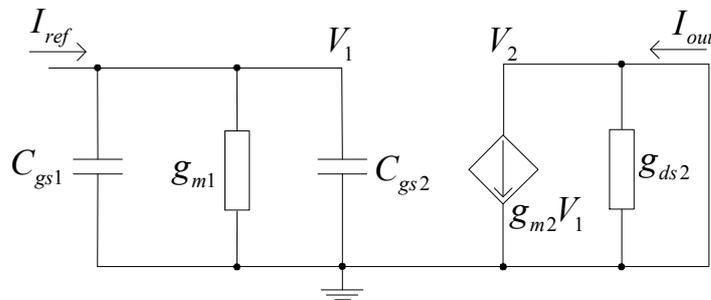


ภาพที่ 2-15 (ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของวงจรสะท้อนกระแส



ภาพที่ 2-15 (ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของภาพที่ 2-15 (ก)

จากภาพที่ 2-16 สามารถหาฟังก์ชันการส่งผ่านได้โดยสมมติให้แหล่งกำเนิดกระแสคงที่ในภาพที่ 2-12 เท่ากับ  $I_{ref}$



ภาพที่ 2-16 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กลงของวงจรสะท้อนกระแส

พิจารณาที่โหนด  $V_1$

$$I_{ref}(s) = (sC_{gs1} + g_{m1} + sC_{gs2})V_1 \quad (2-27)$$

$$V_1 = \frac{I_{ref}(s)}{sC_{gs1} + g_{m1} + sC_{gs2}} \quad (2-28)$$

ที่โหนด  $V_2$

$$I_{out}(s) = g_{m2}V_1 \quad (2-29)$$

แทนสมการ (2-28) ใน (2-29) จะได้ฟังก์ชันส่งผ่านดังนี้

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + s(C_{gs1} + C_{gs2})} \quad (2-30)$$

หรือ

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left[ \frac{1}{1 + \frac{s(C_{gs1} + C_{gs2})}{g_{m1}}} \right] \quad (2-31)$$

กรณีความถี่ต่ำถึงความถี่ปานกลางจะได้ฟังก์ชันส่งผ่านดังนี้

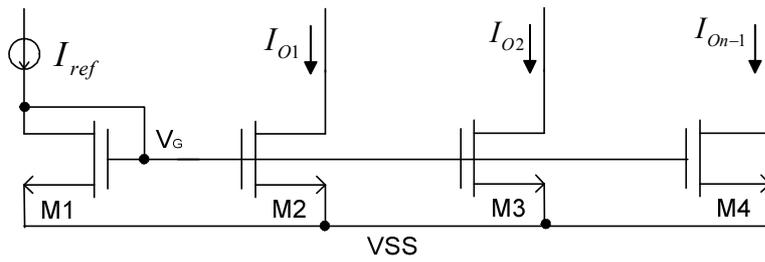
$$\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \quad (2-32)$$

## 2.10 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุด

วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดแสดงดังภาพที่ 2-17 ถ้ามอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพียงกันแล้วจะได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก  $I_{out}$  กับกระแสจุดเข้า  $I_{ref}$  ดังนี้

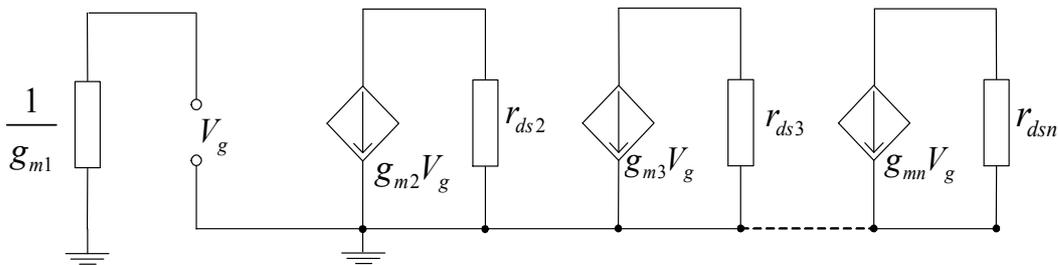
$$\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{W_n L_1}{L_n W_1} \quad (2-33)$$

เมื่อ  $n-1$  คือลำดับจุดออกของกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ลำดับที่  $n$



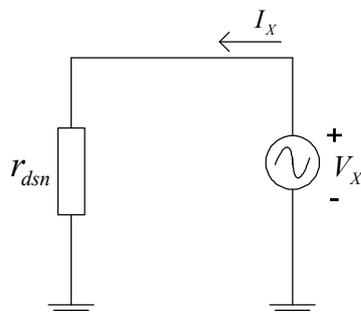
ภาพที่ 2-17 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุด

เงื่อนไขที่จะทำให้วงจรสะท้อนกระแสทำงานอยู่ในช่วงอิมิตัวจะมีเงื่อนไขเช่นเดียวกันกับวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานดังที่กล่าวไว้แล้ว



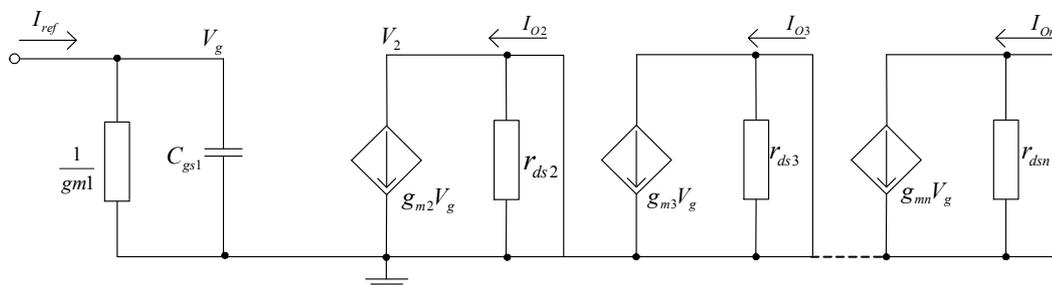
ภาพที่ 2-18 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุด

จากวงจรสมมูลของ M1 ข้างต้น เมื่อ  $V_g$  ถูกต่อลงกราวด์จะทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน  $1/g_{m1}$  และทำให้  $g_{m2}V_g, g_{m3}V_g, \dots, g_{mn}V_g$  มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจะได้วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กตามภาพที่ 2-19



ภาพที่ 2-19 วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของภาพที่ 2-18

เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของสัญญาณขนาดเล็กมีค่าเท่ากับ  $r_{dsn}$  เมื่อ  $n = 1, 2, 3, \dots$



ภาพที่ 2-20 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในภาพที่ 2-17

จากภาพที่ 2-20 พิจารณากระแสตามโนดต่างๆ จะได้ว่า

ที่โนด  $V_g$

$$I_{ref}(s) = (sC_{gs1} + g_{m1})V_g \quad (2-34)$$

$$V_g = \frac{I_{ref}(s)}{sC_{gs1} + g_{m1}} \quad (2-35)$$

ที่โนด  $V_2$

$$I_{O2}(s) = g_{m2}V_g \quad (2-36)$$

แทนสมการ (2-35) ใน (2-36) จะได้ฟังก์ชันส่งผ่านดังนี้

$$\frac{I_{O2}(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + sC_{gs1}} \quad (2-37)$$

$$\frac{I_{O2}(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left[ \frac{1}{1 + \frac{sC_{gs1}}{g_{m1}}} \right] \quad (2-38)$$

เมื่อ  $I_{O3}$  และ  $I_{On}$  ถูกพิจารณาในลักษณะเดียวกันแล้ว สามารถแสดงฟังก์ชันการส่งผ่านของ

วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบพื้นฐานในรูปแบบทั่วไป ได้ดังสมการที่ (2-39)

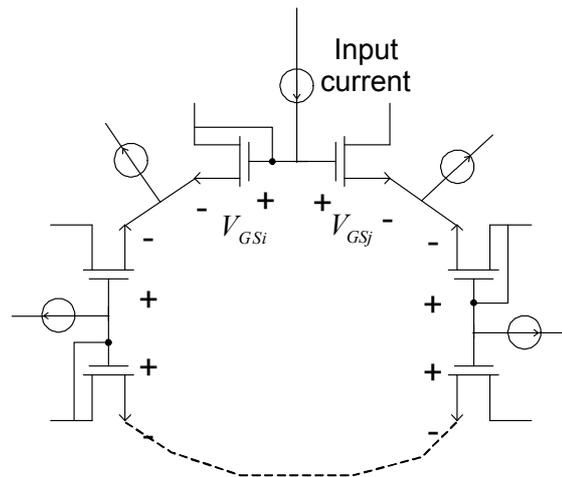
$$\frac{I_{on}(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{g_{mn}}{g_{m1} + sC_{gs1}} ; n=1, 2, \dots \quad (2-39)$$

หรือ

$$\frac{I_{o2}(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{g_{m1}}{g_{m1}} \left[ \frac{1}{1 + \frac{sC_{gs1}}{g_{m1}}} \right] \quad (2-40)$$

### 2.11 หลักการพื้นฐานของทรานส์ลีนีเยร์รูป

วงจรทรานส์ลีนีเยร์รูปในหนึ่งลูปนั้นจะต้องเป็นลูปปิดและจุดต่อของมอสทรานซิสเตอร์ต้องมีจำนวนขั้วที่เท่ากันระหว่างขั้วที่มีทิศทางการหมุนตามเข็มนาฬิกาและขั้วที่มีทิศทางการหมุนทวน



ภาพที่ 2-21 หลักการพื้นฐานของทรานส์ลีนีเยร์รูป

เข็มนาฬิกาซึ่งเมื่อรวมแรงดันที่มีทิศทางการหมุนตามเข็มนาฬิกาจะต้องเท่ากับแรงดันที่มีทิศทางการหมุนทวนเข็มนาฬิกา ดังภาพที่ 2-21 ซึ่งเป็นหลักการพื้นฐานของทรานส์ลีนีเยร์รูป สามารถกำหนดจุดต่อของวงจรในลูปปิดระหว่างทิศทางของแรงดันที่ตกคร่อม  $V_{GSi}$  ที่หมุนไปในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา กับ  $V_{GSj}$  ที่หมุนไปในทิศทางตามเข็มนาฬิกาได้ดังสมการที่ (2-41)

$$\sum_{CW} V_{GSj} = \sum_{CCW} V_{GSi} \quad (2-41)$$

กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิ่มตัวจะได้  $V_{GS}$  ดังสมการที่ (2-42)

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{I_D}{K}} + V_{TH} \quad (2-42)$$

เมื่อ 
$$K = \frac{K_p W}{2L} \quad (2-43)$$

และ 
$$K_p = \mu_n C_{ox} \quad (2-44)$$

แทน สมการ (2-44) ลงใน (2-43) และแทน (2-43) ลงใน (2-42) จะได้

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{I_D}{\frac{\mu_n C_{ox} W}{2L}}} + V_{TH} \quad (2-45)$$

แทน สมการ (2-45) ลงใน (2-41) จะได้

$$\sum_{CW} \left( \sqrt{\frac{I_D}{\frac{\mu_n C_{ox} W}{2L}}} + V_{TH} \right)_j = \sum_{CCW} \left( \sqrt{\frac{I_D}{\frac{\mu_n C_{ox} W}{2L}}} + V_{TH} \right)_i \quad (2-46)$$

เนื่องจากเทคโนโลยีการผลิตวงจรรวมสามารถที่จะกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ให้มีค่าใกล้เคียงกันมาก จากสมการที่ (2-46) จึงสามารถตัดค่าพารามิเตอร์  $K_p$  และ  $V_{TH}$  ทิ้งไปได้ จึงสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ของทรานส์ซิสเตอร์คู่ใหม่ได้เป็น

$$\sum_{CW} \left( \sqrt{\frac{I_D}{W/L}} \right)_j = \sum_{CCW} \left( \sqrt{\frac{I_D}{W/L}} \right)_i \quad (2-53)$$

จากสมการที่ (2-47) พบว่าค่าของรากที่สองของกระแสทรานส์ซิสเตอร์ด้วยอัตราส่วนระหว่างความกว้างต่อความยาวของแชนแนลในทิศทางหมุนทวนเข็มนาฬิกาและตามเข็มนาฬิกามีค่าเท่ากันผลที่



กำหนดให้  $I_1 = I_2 = I_b$  จะได้

$$V_{GS6} + V_{GS8} = V_{GS7} + V_{GS9} \quad (2-48)$$

กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิมิตัวทำให้ได้ค่า  $V_{GS}$  ดังสมการที่ (2-49)

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{I_D}{K}} + V_{TH} \quad (2-49)$$

เมื่อ 
$$K = \frac{K_p W}{2L} \quad (2-50)$$

และ 
$$K_p = \mu_n C_{ox} \quad (2-51)$$

ถ้าในกรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันจะได้ว่า  $K_6 = K_7 = K_8 = K_9 = K$   
 $V_{TH6} = V_{TH7} = V_{TH8} = V_{TH9} = V_{TH}$  และ  $I_{DM6} = I_{DM8} = I_b$

แทนค่าสมการ (2-51) ใน (2-50) และแทน (2-50) ใน (2-49) จะได้

$$2\sqrt{I_b} = \sqrt{I_{DM7}} + \sqrt{I_{DM9}} \quad (2-52)$$

ยกกำลังสองทั้งสองข้างในสมการที่ (2-52) จะได้

$$4I_b = I_{DM7} + 2\sqrt{I_{DM7}I_{DM9}} + I_{DM9} \quad (2-53)$$

จากภาพที่ 2-22 พบว่า 
$$I_{DM9} = I_{DM7} + I_X \quad (2-54)$$

หรือ 
$$I_{DM7} = I_{DM9} - I_X \quad (2-55)$$

แทนค่าสมการ (2-55) ลงใน (2-54) จะได้

$$I_{DM9} = \frac{(4I_b + I_X)^2}{16I_b} \quad (2-56)$$

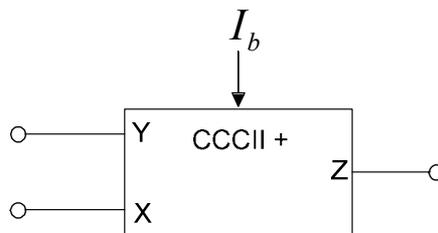
และ แทนค่าสมการ (2-54) ลงใน (2-55) จะได้

$$I_{DM7} = \frac{(4I_b - I_X)^2}{16I_b} \quad (2-57)$$

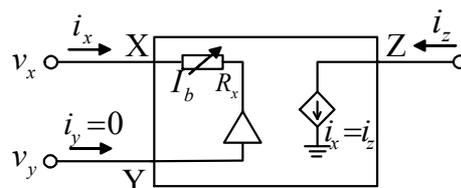
จากสมการที่ (2-56) เป็นการหากระแส  $I_X$  ที่มีทิศทางไหลเข้าขั้ว x ซึ่งมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน M9 และ สมการที่ (2-57) แสดงถึง  $I_X$  ที่มีทิศทางไหลออกขั้ว x ซึ่งมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน M7

#### 2.14 หลักการทำงานของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส [10]

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสมีลักษณะการทำงานในโหมดกระแส โครงสร้างของวงจร CCCII เป็นอุปกรณ์ประเภท 3 ขั้วได้แก่ขั้ว X, Y และ ขั้ว Z โดยที่ขั้ว X จะมีความต้านทานแฝงเกิดขึ้นซึ่งความต้านทานดังกล่าวสามารถควบคุมได้ด้วยกระแส  $I_b$  ที่ขั้ว y จะมีความต้านทานขาเข้าสูง และ ที่ขั้ว Z จะมีความต้านทานขาออกสูง พิจารณาสัญลักษณ์ได้ดังภาพที่ 2-23 และวงจรสมมูลได้ดังภาพที่ 2-24



ภาพที่ 2-23 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส(CCCII)



ภาพที่ 2-24 วงจรสมมูลของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส

สามารถแสดงความสัมพันธ์ของวงจรในเชิงเมตริกซ์ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2-58)$$

จากความสัมพันธ์ในเชิงเมตริกซ์ของวงจร CCCII นำมาเขียนสมการใหม่จะได้

$$i_y = 0 \quad V_x = V_y + i_x R_x \quad i_z = \pm i_x \quad (2-59)$$

จากสมการ (2-59) ที่ขั้ว Z คือกระแสด้านเอาต์พุตมีค่าเท่ากับกระแสด้านอินพุต นั่นคือ  $i_z = \pm i_x$  ส่วนเครื่องหมาย  $\pm$  แสดงถึงทิศทางของกระแส ซึ่งกระแสไหลในทิศทางเดียวกัน เช่นที่ด้านอินพุตกระแสมีทิศทางไหลเข้าที่ขั้ว X และที่ขั้ว Z กระแสก็จะมีทิศทางไหลเข้าขั้ว Z เช่นเดียวกับที่ขั้ว X การไหลของกระแสในลักษณะนี้ถูกแทนด้วยเครื่องหมายบวกหรือ CCC+ ส่วน CCC- นั้นทิศทางของกระแสทางด้านอินพุตกับเอาต์พุตจะมีทิศทางตรงกันข้ามกัน

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสถูกออกแบบตามลักษณะการทำงานได้เป็น 2 ชนิดคือ CCCII แบบ บวก ซึ่งถูกเขียนแทนตามลักษณะการทำงานด้วย CCCII+ สามารถแสดงความสัมพันธ์ในเชิงเมตริกซ์ของวงจร CCCII+ ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2-60)$$

$$i_y = 0 \quad V_x = V_y + i_x R_x \quad i_z = i_x \quad (2-61)$$

สำหรับ CCCII แบบลบถูกเขียนแทนตามลักษณะการทำงานด้วย CCCII- สามารถแสดงความสัมพันธ์ในเชิงเมตริกซ์ของวงจร CCCII- ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2-62)$$

$$i_y = 0 \quad V_x = V_y + i_x R_x \quad i_z = -i_x \quad (2-63)$$



$$R_x = \frac{1}{2g_m} \quad (2-65)$$

และ

$$g_m = \frac{I_b}{V_{gs}} \quad (2-66)$$

แทนค่าสมการที่ (2-66) ลงใน (2-65) จะได้

$$R_x = \frac{V_{gs}}{2I_b} \quad (2-67)$$

จากสมการที่ (2-67) จะเห็นว่าเมื่อจ่ายกระแสไบแอสให้กับวงจรทรานส์ลิเนียร์รูป จะทำให้มีความต้านทานแฉ่งเกิดขึ้นที่ขั้ว  $x$  และค่าความต้านทานดังกล่าวสามารถปรับค่าโดยการเปลี่ยนแปลงกระแส  $I_b$  เมื่อป้อนกระแสจากภายนอกเข้าที่ขั้ว  $x$  จะได้แรงดัน  $V_x$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$V_x = V_y + i_x R_x \quad (2-68)$$

ในขณะที่ป้อนกระแสเข้าที่ขั้ว  $x$  ของวงจร CCCII+ จะทำให้เกิดกระแสไหลที่ M9 และเมื่อมี  $I_{DM9}$  เกิดขึ้นจะมีค่าเท่ากับ  $I_{DM12}$  จากนั้น  $I_{DM12}$  จะสะท้อนไปยัง M13 ทำให้  $I_{DM13}$  มีค่าเท่ากับ  $i_z$  ซึ่งทำให้ได้สมการใหม่เป็น

$$i_x = i_z \quad (2-69)$$

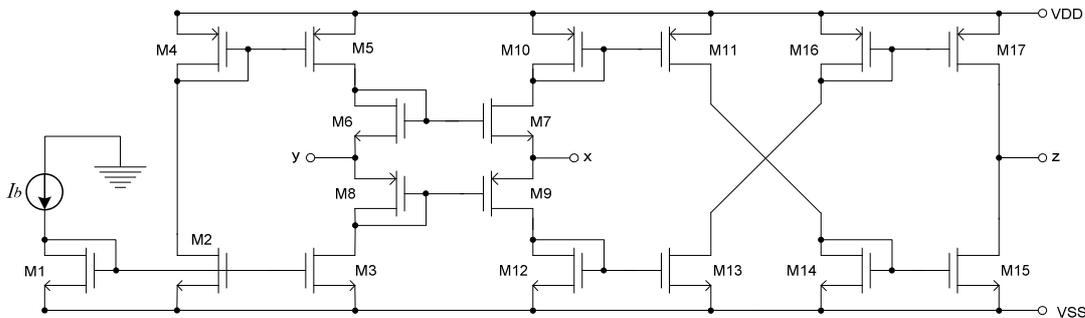
พิจารณาที่ขั้ว  $y$  ของวงจร CCCII+ จะมีความต้านทานสูงมากจึงทำให้ไม่มีกระแสไหลเข้าที่ขั้ว  $y$  ดังนั้น

$$i_y = 0 \quad (2-70)$$

ในกรณีที่กระแสไหลออกจากขั้ว  $x$  จะทำให้เกิดกระแสไหลผ่าน M7 และกระแส  $I_{DM7}$  จะมีค่าเท่ากับ  $I_{DM10}$  กระแส  $I_{DM10}$  จะสะท้อนไปยัง  $I_{DM11}$  ในอัตราสะท้อนเท่ากับหนึ่ง ซึ่งจะทำให้เกิดกระแสไหลออกจากขั้ว  $z$  ของวงจร CCCII+

## 2.16 โครงสร้างภายในของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบลบ

การทำงานของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบลบจะมีความคล้ายกันกับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบบวกจุดแตกต่างจะมีวงจรเพิ่มเข้ามาสองวงจร คือวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกและวงจรสะท้อนกระแสแบบลบต่อในลักษณะไขว่กันเมื่อพิจารณาในกรณีที่มีกระแส  $i_x$  ไหลเข้าที่ขั้ว x จะทำให้เกิดกระแสไหลผ่าน M9 มีค่าเท่ากับ  $I_{DM12}$  นั่นคือ  $I_{DM9} = I_{DM12}$  และ  $I_{DM12}$  จะสะท้อนไปยัง  $I_{DM13}$  ในอัตราส่วนสะท้อนเท่ากับหนึ่งจากวงจรภาพที่ 2-23  $I_{DM13}$  มีค่าเท่ากับ  $I_{DM16}$  และ  $I_{DM16}$  จะสะท้อนไปยัง M17 ทำให้  $I_{DM17}$  มีค่าเท่ากับ  $i_z$  ซึ่งมีทิศทางการไหลออกทางขั้ว z ของวงจร CCCII- เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง  $i_x$  กับ  $i_z$  ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบลบ จะมีค่าดังนี้



ภาพที่ 2-26 โครงสร้างภายในของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบลบ

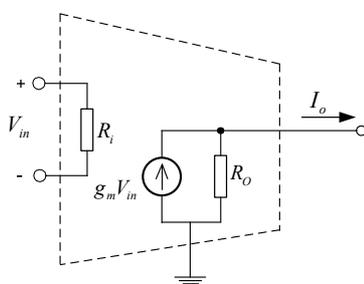
$$i_x = -i_z \quad (2-71)$$

ในกรณีที่กระแสไหลออกจากขั้ว x จะทำให้เกิดกระแสไหลผ่าน M7 ซึ่งมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน M10 นั่นคือ  $I_{DM7} = I_{DM10}$  และ กระแส  $I_{DM10}$  จะสะท้อนไปยัง M11 ทำให้กระแสที่ไหลผ่าน M11 มีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน M14 หรือ  $I_{DM11} = I_{DM14}$  กระแส  $I_{DM14}$  จะสะท้อนไปยัง M15 ในอัตราส่วนเท่ากับหนึ่ง ซึ่งจะทำให้  $I_{DM15}$  มีค่าเท่ากับ  $I_z$  ในทิศทางที่ไหลเข้าจากขั้ว z ไหลผ่าน M15 ซึ่งจะมีทิศทางการไหลของกระแส ตรงข้ามกับกระแส  $I_x$

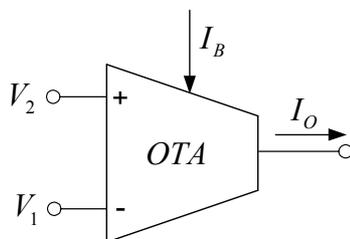
## 2.17 วงจรขยายความนำถ่ายโอน

วงจรขยายความนำถ่ายโอน(Operational Transconductance Amplifier, OTA)[11] ถือได้ว่าเป็นหัวใจหลักของกลุ่มวงจรที่นำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ซึ่งสามารถสร้างได้จากทั้งไบโพลาร์และมอสทรานซิสเตอร์ เช่นเดียวกัน

วงจรรขยายความนำถ่ายโอนหรือ OTA จัดเป็นวงจรรขยายอีกชนิดหนึ่งซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนผันแรงดันเป็นกระแสจัดได้ว่าเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่มีการทำงานในลักษณะแรงดันควบคุมแหล่งจ่ายกระแส (Voltage Controlled Current Source: VCCS) อัตราการเปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้าเรียกว่าค่าความนำถ่ายโอน (Transconductance) หรือ  $g_m$  โดยทั่วไป OTA จะสร้างขึ้นจากสารกึ่งตัวนำซึ่งอยู่ในรูปแบบของวงจรรวมและมีคุณสมบัติพื้นฐานคือ มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง ส่วนค่าความนำถ่ายโอนของ OTA สามารถควบคุมได้โดยกระแสไบแอสจากภายนอก สำหรับวงจรรวมมูลทางอุดมคติ และสัญลักษณ์ของ OTA จะแสดงดังในภาพที่ 2-27 และ 2-28



ภาพที่ 2-27 วงจรรวมมูลทางอุดมคติของ OTA



ภาพที่ 2-28 สัญลักษณ์ของ OTA

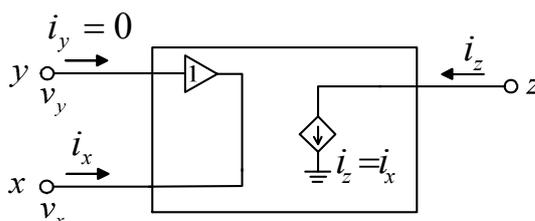
การทำงานของโอทีเอชนิดมอสทรานซิสเตอร์ ในภาพที่ 2-29 แสดงซิมอสโอทีเอแบบพื้นฐานที่มีรูปวงจรมีลักษณะเดียวกันกับแบบไบโพลาร์ กระแสไบแอสจากภายนอก  $I_B$  จะเป็นตัวกำหนดค่าความนำจากอินพุตดิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งจะเป็นผลสะท้อนไปยังกระแสเอาต์พุต จากรูปวงจรมันกระแส  $I_2$  เป็นกระแสที่อ้างอิงกับวงจระสะท้อนกระแสแบบแหล่งจ่ายกระแส (Current source) ที่ประกอบด้วย  $M_5$  และ  $M_6$  เมื่อเราไม่คำนึงถึงผลของ channel length modulation แล้ว และสมมติว่ามอสทรานซิสเตอร์ทุกตัว มีความสมพงษ์กันตามอุดมคติจะทำให้ค่ากระแส  $I_6$  เท่ากับ



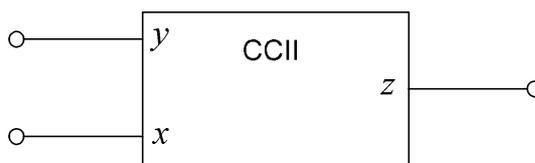
ขยายสัญญาณของวงจร และมีย่านความถี่ในการทำงานของวงจรที่กว้างกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรประเภทเดียวกันที่ทำงานในโหมดแรงดัน วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองนี้ใช้สัญลักษณ์ตัวอักษรแทนด้วย CCII โดยคุณสมบัติของวงจร CCII สามารถแสดงได้ตามความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ของตัวแปรทางไฟฟ้าต่างๆ ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2-73)$$

จากสมการ (2-73) สามารถนำไปเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังแสดงในภาพที่ 2-30 และกำหนดใช้สัญลักษณ์เป็นบล็อกโคอะแกรม ดังแสดงในภาพที่ 2-31



ภาพที่ 2-30 วงจรสมมูลของ CCII



ภาพที่ 2-31 สัญลักษณ์ของวงจร CCII

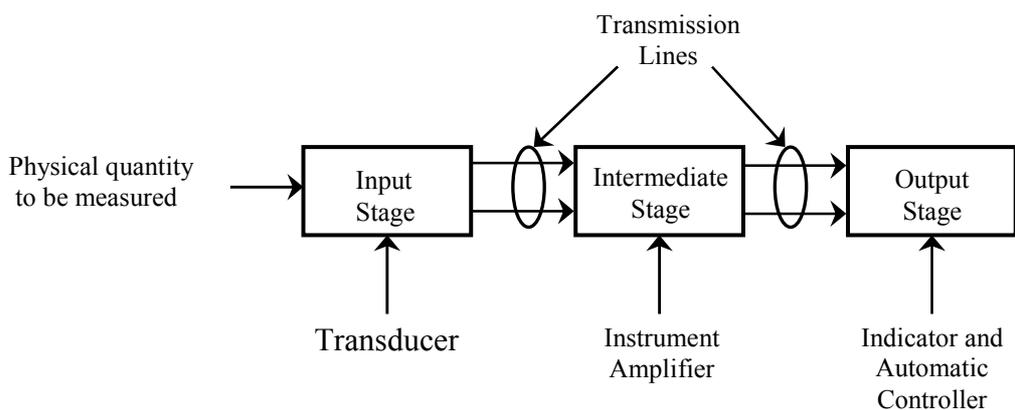
จากวงจรสมมูลของวงจร CCII จะพบว่า วงจร CCII ก็เป็นอุปกรณ์ประเภท 3 ขั้ว ได้แก่  $x$ ,  $y$  และ  $z$  โดยขั้ว  $x$  เป็นขั้วที่มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านขาเข้า (Input Impedance) อยู่ที่ค่าหนึ่ง ขั้ว  $y$  จะเป็นขั้วที่มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านขาเข้าสูง และขั้ว  $z$  จะเป็นขั้วที่มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านขาออกสูง โดยวงจร CCII จะมีกระแสทางด้านขั้ว  $z$  คือ  $I_z$  เท่ากับกระแสทางด้านขั้ว  $x$  คือ  $I_x$  ถ้าทิศทางกระแส  $I_x$  และ  $I_z$  มีทิศทางเดียวกันคือไหลเข้าหรือไหลออกจากวงจรเหมือนกันจะจัดเป็นวงจร CCII แบบ

บวก ใช้สัญลักษณ์ตัวย่อว่า CCII+ ส่วนในกรณีที่กระแสทั้งสองกลับทิศทางกัน วงจร CCII จะถูกจัดเป็น CCII แบบลบ นิยมเขียนแทนด้วยอักษรย่อว่า CCII-

### 2.19 ระบบของเครื่องมือวัด

เครื่องมือวัดที่มีอยู่ใช้งานอยู่ในปัจจุบันนี้มีหลายประเภทแต่ละประเภทยังมีการนำไปใช้งานในลักษณะที่แตกต่างกันขึ้นอยู่กับลักษณะของงานที่ต้องการวัดเช่น เครื่องมือวัดในงานอุตสาหกรรม เครื่องมือวัดที่ใช้ในทางการแพทย์ ในแต่ละลักษณะงานนั้นล้วนต้องการความแม่นยำในการวัดสูงและมีเสถียรภาพในการทำงานที่ดี เช่นเครื่องมือวัดอุณหภูมิ (Thermometer) เครื่องวัดความชื้น(Humidity Meter) เป็นต้น ต่างก็มีลักษณะการทำงานที่อยู่ในรูปแบบเดียวกันคือเปลี่ยนพลังงานจากรูปแบบหนึ่งให้เป็นพลังงานไฟฟ้า ซึ่งในการตรวจวัดนั้นจะต้องมีตัวตรวจวัดสัญญาณ (Sensor) จากนั้นจะทำการเปลี่ยนแปลงให้เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า แล้วนำสัญญาณไฟฟ้าที่ได้นั้นมาทำการขยายด้วยวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัด แล้วทำการประมวลผล หลังจากนั้นจะส่งไปแสดงผลในหน่วยแสดงผล

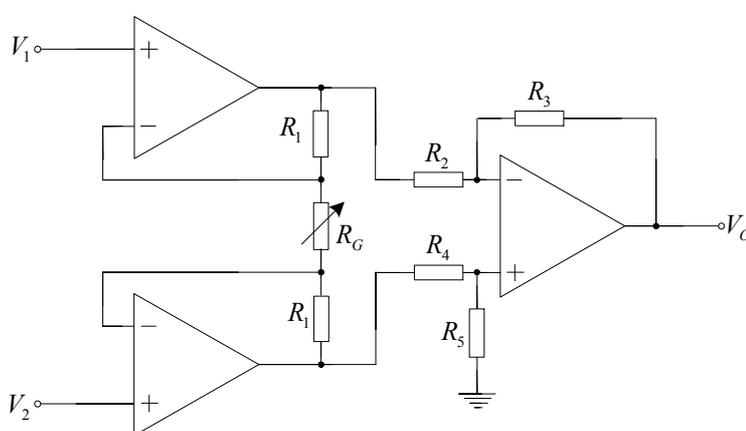
ปัจจุบันนี้การออกแบบเครื่องมือวัดทางด้านไฟฟ้า-อิเล็กทรอนิกส์นั้น วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัด (Instrumentation Amplifier Circuit)[13] เป็นวงจรหนึ่งที่ นิยมนำมาประยุกต์ใช้กับเครื่องมือวัดโดยส่วนมากวงจรดังกล่าวจะถูกออกแบบให้ทำงานในภาคแรกของระบบ เพื่อทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่มีขนาดเล็กก่อนที่จะส่งไปประมวลผลในวงจรอื่นๆ



ภาพที่ 2-32 โครงสร้างโดยทั่วไปของระบบเครื่องมือวัด

จากภาพที่ 2-32 วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดจะอยู่ในส่วนของ Intermediate stage และจากการศึกษาวงจขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีอยู่ในปัจจุบันนั้นพบว่า ได้มีผู้นำเสนอผลงานวิจัยหลายเรื่องพยายามที่จะปรับปรุงการทำงานของวงจร เพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องและแม่นยำที่สุดโดยการนำเอาอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หลายประเภทมาประกอบเป็นวงจขยายสัญญาณเครื่องมือวัด แต่อย่างไรก็ตามวงจรดังกล่าว ก็ยังคงมีข้อจำกัดในการทำงานอยู่หลายประการ ซึ่งสามารถแบ่งตามประเภทของอุปกรณ์ได้ดังนี้

2.19.1 ออปแอมป์ [14] แสดงในภาพที่ 2-33 เป็นวงจขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่นิยมนำมาเป็นวงจรที่ใช้ในการขยายสัญญาณขนาดเล็ก



ภาพที่ 2-33 วงจขยายสัญญาณเครื่องมือวัดแบบพื้นฐาน โดยใช้ออปแอมป์

จากวงจรภาพที่ 2-33 จะได้อัตราขยายสัญญาณทางด้านเอาต์พุตดังสมการที่ (2-74)

$$G = 1 + \frac{2R_1}{R_G} \quad (2-74)$$

อัตราส่วนความสมพงษ์ของความต้านทานในวงจรภาพที่ 2-33 หาได้จาก

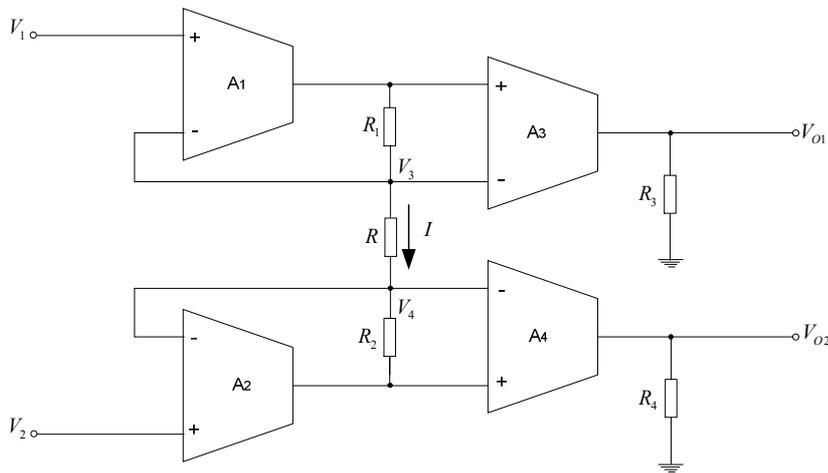
$$\frac{R_3}{R_2} = \frac{R_5}{R_4} = 1 \quad (2-75)$$

วงจขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีโครงสร้างเป็นออปแอมป์ จะมีอัตราขยายสัญญาณขึ้นอยู่กับค่าของความต้านทาน  $R_1$  และ  $R_G$  จากสมการที่ (2-73) จะเห็นว่าค่าของความต้านทานที่นำมา

เป็นส่วนประกอบของวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดนั้นจะต้องมีค่าสมพียงกัน ถ้าค่าของความต้านทานไม่สมพียงกันจะเป็นสาเหตุที่ทำให้อัตราจัดโหมคร่วมลดต่ำลง

วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีโครงสร้างเป็นออปแอมป์นั้นจะมีลักษณะการทำงานในโหมคแรงดันซึ่งการทำงานในโหมคของแรงดันนี้มีข้อจำกัดอยู่หลายประการเช่น การตอบสนองความถี่ใช้งานได้ในย่านที่ไม่สูงมากนัก จะต้องอาศัยอุปกรณ์พาสซีฟมาเป็นส่วนประกอบของวงจรซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้ค่าอัตราจัดโหมคร่วมลดต่ำลง และมีอัตราการใช้พลังงานสูง เป็นสาเหตุที่ทำให้การทำงานของวงจรมีความคลาดเคลื่อนทำให้ค่าที่ทำการวัดได้ ไม่ถูกต้อง

2.19.2 วงจรขยายความนำ [15] แสดงในภาพที่ 2-34 เป็นวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่ได้มีการพัฒนาเพื่อใช้ในการขยายสัญญาณขนาดเล็ก



ภาพที่ 2-34 วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดโดยใช้วงจรขยายความนำ

$$V_{O1} = (V_1 - V_2) g_{m3} R_3 / R \quad (2-76)$$

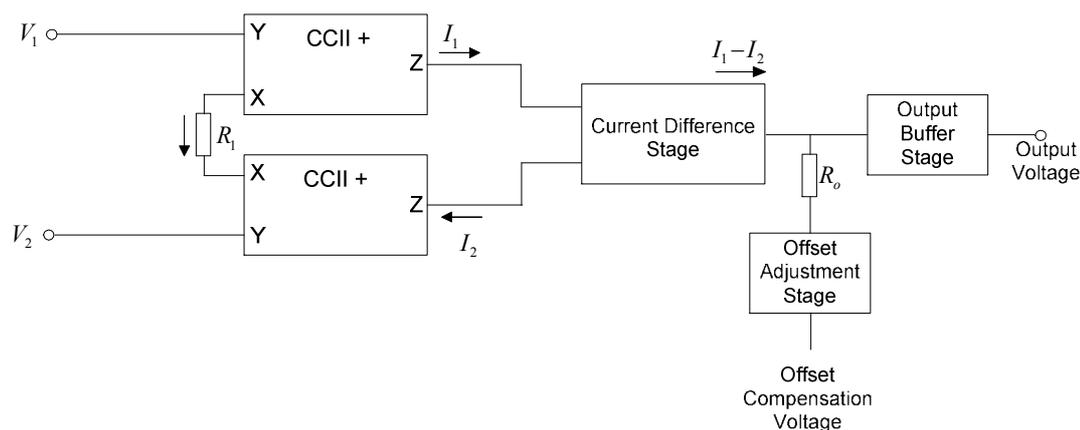
$$V_{O2} = (V_2 - V_1) g_{m4} R_4 / R \quad (2-77)$$

$$g_m = \frac{I_B}{2V_{TH}} \quad (2-78)$$

จากสมการที่ (2-76) - (2-77) นั้นยังคงอาศัย อุปกรณ์ประเภทพาสซีฟประเภทความต้านทานเป็นส่วนประกอบหลักของวงจรอยู่ ซึ่งจะทำให้วงจรสิ้นเปลืองกำลังงาน และสิ้นเปลืองเนื้อที่ใน

ขั้นตอนการสร้างวงจรรวม และในสมการที่ (2-78) ค่าของ  $g_m$  ประกอบด้วยค่าพารามิเตอร์  $V_{TH}$  จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิภายนอก

2.19.3 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง[16] มาประกอบเป็นวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดดังแสดงในภาพที่ 2-35



ภาพที่ 2-35 วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

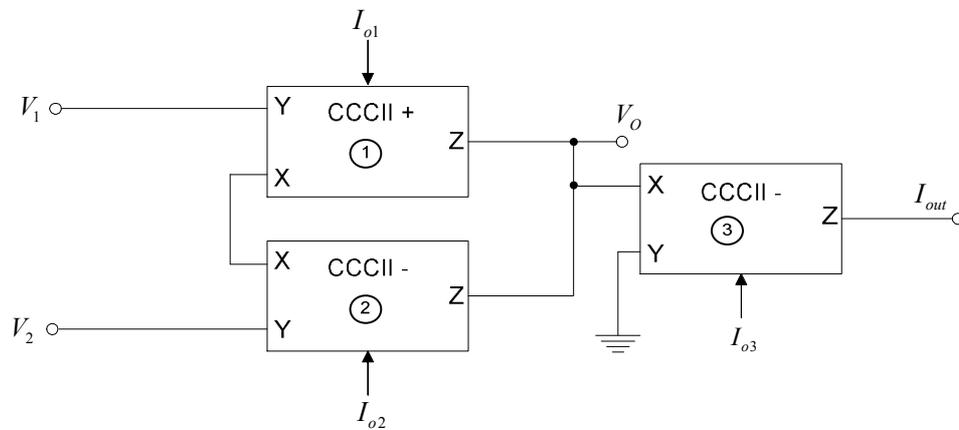
โดยที่อุปกรณ์ดังกล่าวมีการทำงานในโหมดกระแส นั่นคือจะทำการเปลี่ยนแรงดันด้านขาเข้าเป็นกระแสที่ด้านขาออก และสามารถหาอัตราขยายได้ดังสมการที่ (2-79)

$$A_d = \frac{V_0}{V_1 - V_2} = \frac{2R_0}{R_1} \quad (2-79)$$

การทำงานในโหมดกระแสจะมีข้อดีในด้านความถี่ในการใช้งานจะกว้างกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรประเภทเดียวกันที่ทำงานในโหมดแรงดัน กล่าวคือจะสามารถตอบสนองความถี่ได้สูงกว่า ออปแอมป์ แต่ก็ยังมีข้อจำกัดในการทำงาน คือยังคงอาศัยอุปกรณ์พาสซีฟประเภทความต้านทานอยู่ และด้วยโครงสร้างการทำงานของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองยังคงมีอัตราขยายเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิและไม่สามารถปรับอัตราขยายด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์จากการศึกษาผลงานวิจัยหลายเรื่องพบว่าโครงสร้างวงจรที่ได้นำเอาอุปกรณ์ประเภท ออปแอมป์ วงจรขยายความนำ และวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองยังคงอาศัยอุปกรณ์ประเภทพาสซีฟประกอบอยู่ด้วยทำให้สิ้นเปลืองกำลังงานและเนื้อที่ในขั้นตอนการสร้างวงจรรวม สำหรับอุปกรณ์ที่มีโครงสร้างที่เป็นไบโพลาร์

ทรานซิสเตอร์นั้นจะทำให้ได้รับความต้านทานด้านขาเข้าของวงจรจะต่ำ ซึ่งเป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้ วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัด ขยายสัญญาณขนาดเล็กได้ไม่ดี

2.19.4 วงจรขยายพหุกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสรุ่นที่สอง ดังแสดงในภาพที่ 2-36 เป็น วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่ประกอบจากวงจรขยายพหุกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสรุ่นที่สอง ซึ่งมีโครงสร้างภายในเป็น ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ พิจารณาวงจรได้ดังภาพที่ 2-36



ภาพที่ 2-36 วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีโครงสร้างเป็น CCCII

จากวงจรดังภาพที่ 2-36 สามารถพิจารณาสมการทางด้านเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_o = \frac{2R_{x3}}{R_{x1} + R_{x2}}(V_1 - V_2) \quad (2-80)$$

และ

$$I_{out} = \frac{2(V_1 - V_2)}{R_{x1} + R_{x2}} \quad (2-81)$$

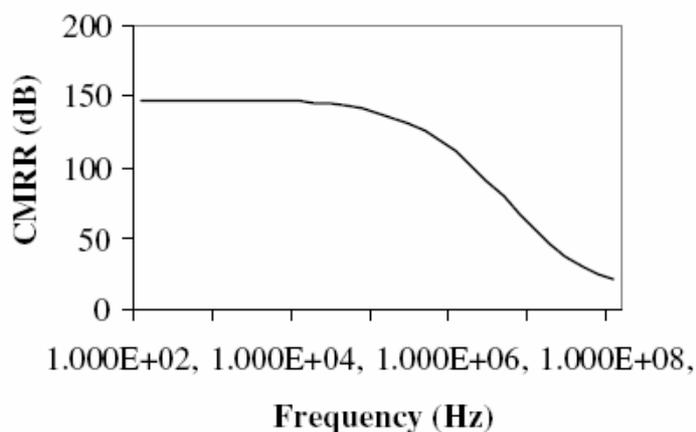
เมื่อ

$$R_{xi} = \frac{V_{THi}}{2I_{Oi}} \quad (2-82)$$

จากสมการที่ (2-80) และ (2-81) ซึ่งเป็นสมการแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุต ต่างก็มีค่า ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ อันเนื่องมาจากค่าของ  $R_{xi}$  ซึ่งพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ทำให้ค่าของ  $R_{xi}$  มีค่า เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิคือ  $V_{THi}$  เมื่ออุณหภูมิเพิ่มสูงขึ้นจะทำให้  $V_{THi}$  มีค่าลดลง และจะส่งผลให้ค่า

ของ  $R_{xi}$  เปลี่ยนแปลงด้วยเช่นกัน และเมื่อค่าของ  $R_{xi}$  เกิดการเปลี่ยนแปลงจะทำให้แรงดันและ กระแสด้านเอาต์พุตของวงจรมีค่าเปลี่ยนแปลงด้วย

ด้วยโครงสร้างของวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่ประกอบจากวงจรสายพานกระแสที่ ควบคุมด้วยกระแสรุ่นที่สอง จึงทำให้วงจรสามารถตอบสนองความถี่ได้สูง และมีค่าอัตราจัด โหมคร่วมที่สูงดังแสดงในภาพที่ 2-37



ภาพที่ 2-37 อัตราจัดโหมคร่วมของวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดแบบ CCCII

ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้นำเอาวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสรุ่นที่สอง โดยทำ การเปลี่ยนโครงสร้างภายในจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นมอสทรานซิสเตอร์ แล้วนำมา ประกอบเป็นวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัด และแก้ไขจุดด้อยในเรื่องของกระแสด้านเอาต์พุตที่มี ค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ โดยการออกแบบวงจรไบแอสกระแสเพื่อกำจัดค่าพารามิเตอร์ที่มี ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

### บทที่ 3

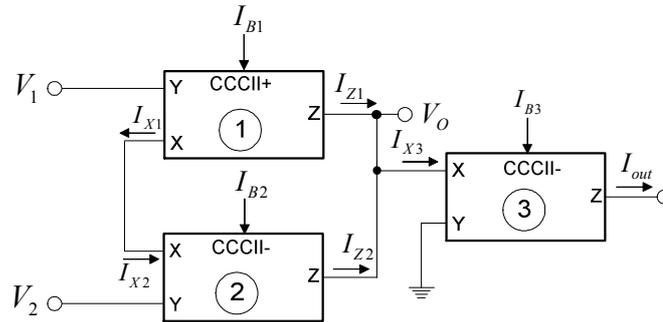
## การออกแบบวงจรถยายสัญญาณเครื่องมือวัดแบบซิมอสที่มีผลกระทบต่ำจาก การเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

### 3.1 การออกแบบวงจรถยายสัญญาณเครื่องมือวัดแบบซิมอส

จากการศึกษาปัญหาของวงจรมีมาตั้งแต่อดีตจนถึงงานวิจัยหลายเรื่องดังที่ได้กล่าวมาในตอนต้นเพื่อแก้ไขปัญหของวงจรมีเกิดขึ้นกับอุปกรณ์แต่ละตัวที่นำมาประเป็นวงจรถยายสัญญาณเครื่องมือวัด ผู้จัดทำจึงได้ทำการออกแบบวงจรถยายสัญญาณเครื่องมือวัด โดยการนำอุปกรณ์แอกทีฟประเภทมอสทรานซิสเตอร์เท่านั้นมาเป็นส่วนประกอบของวงจรถยายและอาศัยโครงสร้างเป็นวงจรถยายพานกระแสดที่ควบคุมด้วยกระแสร่นที่สองมาเป็นอุปกรณ์หลักของวงจรถยาย อุปกรณ์ดังกล่าวจะมีความต้านทานแฝงเกิดขึ้นที่ขั้ว  $x$  และความต้านทานแฝงนี้สามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสควบคุม หรือ  $I_B$  ด้วยวิธีการนี้จึงสามารถลดปัญหาความไม่สมพงษ์กันของความต้านทานได้ซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้อัตราการจัดโหมดรวมต่ำลง และด้วยโครงสร้างที่เป็นอุปกรณ์ประเภทมอสทรานซิสเตอร์และวงจรถยายพานกระแสดที่ควบคุมด้วยกระแสร่นที่สอง ทำให้ความต้านทานด้านขาเข้าของวงจรมีค่าที่สูง ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ดีประการหนึ่งของวงจรถยายสัญญาณเครื่องมือวัด เนื่องจาก โครงสร้างของวงจรถยายพานกระแสดที่ควบคุมด้วยกระแสร่นที่สอง กระแสด้านขาออกยังคงมีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิซึ่งเกิดจากค่าพารามิเตอร์  $K_p$  จึงต้องทำการออกแบบวงจรถยายชดเชยอุณหภูมิ [15] เพิ่มขึ้นในส่วนของวงจรถยายจ่ายกระแสไบแอส และจะยังคงสามารถควบคุมอัตราขยายของวงจรถยายได้ตามวัตถุประสงค์ที่ได้กำหนดไว้

จากหลักการข้างต้นจึงได้ทำการออกแบบวงจรถยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีโครงสร้างเป็นวงจรถยายพานกระแสดร่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสประกอบด้วย CCCII+ จำนวน 1 ตัว และ CCCII- จำนวน 2 ตัว ในการไบแอสกระแสให้แก่วงจรมีนั้นจะทำการจ่ายกระแสในสัดส่วนที่เท่ากันพิจารณาได้ดังภาพที่ 3-1 และ กระแสที่ขั้ว X จากภาพที่ 3-1 จะได้

$$I_x = \frac{V_1 - V_2}{R_{x1} + R_{x2}} \quad (3-1)$$



ภาพที่ 3-1 วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีโครงสร้างเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส

$$I_{X3} = I_{X1} + I_{X2} \quad (3-2)$$

จากสมการความสัมพันธ์เชิงเมตริกของ CCCII ที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นสามารถนำมาพิจารณาความสัมพันธ์ของกระแสจากวงจรในภาพที่ 3-1 ได้ดังนี้

$$I_X = I_{Z1} = I_{Z2} = I_Z \quad (3-3)$$

เขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$I_{X3} = I_{Z1} + I_{Z2} = 2I_Z = I_{out} \quad (3-4)$$

แทน (3-1) ใน (3-4) จะได้

$$I_{out} = \frac{2(V_1 - V_2)}{R_{X1} + R_{X2}} \quad (3-5)$$

สามารถหาแรงดันที่ตกคร่อมขั้ว X ของ CCCII- หมายเลข 3 หรือ  $V_{out}$  ได้จากกระแส  $I_{X3}$  ไหลผ่าน  $R_{X3}$  ที่ขั้ว X ของ CCCII- หมายเลข 3 สามารถพิจารณาได้จากสมการ

$$V_{out} = 2I_Z R_{X3} = \frac{2R_{X3}(V_1 - V_2)}{R_{X1} + R_{X2}} \quad (3-6)$$

จากสมการที่ (3-5) และ (3-6) จะเห็นว่าทั้งกระแส และแรงดันทางด้านเอาต์พุตยังคงมีอัตราขยายเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิเนื่องจากค่าพารามิเตอร์  $K_p$  ที่อยู่ในส่วนของความต้านทาน  $R_{X1}$ ,  $R_{X2}$  และ  $R_{X3}$  สามารถพิจารณาการเปลี่ยนแปลงได้จาก

$$R_X = \frac{1}{g_{mn}} + \frac{1}{g_{mp}} \quad (3-7)$$

กำหนดให้  $g_{mn} = g_{mp} = g_m$  เขียนสมการที่ (3-7) ใหม่ได้เป็น

$$R_X = \frac{1}{2g_m} \quad (3-8)$$

และค่า  $g_m$  ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงอิมิตัวมีค่าเท่ากับ

$$g_m = \sqrt{\frac{2K_p W I_{B_i}}{L}} \quad (3-9)$$

กำหนดให้  $K_p = \mu_n C_{OX}$  และพารามิเตอร์  $\mu_n$  เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญซึ่งจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ และเพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาสมการจึงกำหนดให้

$$\beta = \frac{\mu_n C_{OX} W}{L} \quad (3-10)$$

เมื่อ

- $\mu_n$  : ค่าสภาพความคล่องตัวของโฮลหรืออิเล็กตรอน
- $C_{OX}$  : ค่าความจุไฟฟ้าต่อพื้นที่ของเกตออกไซด์
- $W$  : ความกว้างประสิทธิผลของแชนแนล
- $L$  : ความยาวประสิทธิผลของแชนแนล
- $I_B$  : กระแสควบคุมสำหรับ CCCII

นำสมการที่ (3-9) แทนใน (3-8) จะได้

$$R_x = \frac{1}{2\sqrt{2\beta I_B}} \quad (3-11)$$

ยกกำลังทั้งสองข้างจะได้

$$R_x = \frac{1}{\sqrt{8\beta I_B}} \quad (3-12)$$

นำสมการที่ (3-12) แทนใน (3-5) จะได้

$$I_{out} = \frac{2(V_1 - V_2)}{\frac{1}{\sqrt{8\beta_1 I_{B1}}} + \frac{1}{\sqrt{8\beta_2 I_{B2}}}} \quad (3-13)$$

กำหนดให้  $\beta_1 = \beta_2 = \beta$  และ  $I_{B1} = I_{B2} = I_B$  เขียนสมการที่ (3-13) ใหม่ได้เป็น

$$I_{out} = \sqrt{8\beta I_B} (V_1 - V_2) \quad (3-14)$$

จากสมการที่ (3-14) จะเห็นว่า กระแส  $I_{out}$  ของวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่ออกแบบแล้วยังคงมีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ เนื่องจากค่าพารามิเตอร์  $\beta$  และในหัวข้อต่อไปจะกล่าวถึงการออกแบบแหล่งกำเนิดกระแสไบแอสเพื่อจ่ายให้กับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส เพื่อชดเชยอุณหภูมิที่มีผลกระทบต่อกระแส  $I_{out}$

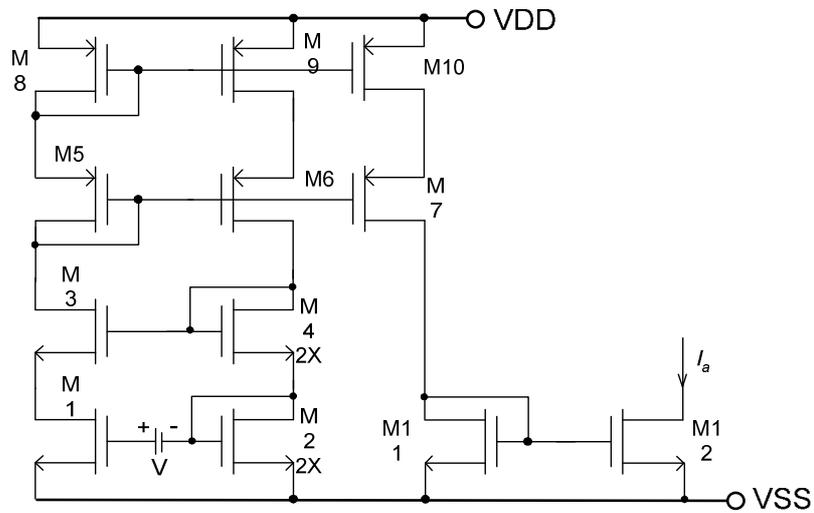
### 3.2 การออกแบบแหล่งจ่ายกระแสไบแอสเพื่อชดเชยอุณหภูมิ

การออกแบบแหล่งจ่ายกระแสไบแอสเพื่อชดเชยอุณหภูมินั้นประกอบด้วย 3 ส่วนคือ

#### 3.2.1 วงจรแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิง

จากคุณสมบัติการสะท้อนกระแสของวงจรในภาพที่ 3-2 จะได้

$$I_{DM3} = I_{DM4} = I_{DM6} = I_{DM7} = I_{DM11} = I_{DM12} = I_a \quad (3-15)$$



ภาพที่ 3-2 วงจรแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิง

พิจารณาการไบแอสกระแสที่มอสทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 จะได้

$$V_{GS1} = V + V_{GS2} \quad (3-16)$$

เมื่อ

$$V_{GS_i} = \sqrt{\frac{I_{DM_i}}{\frac{\mu_n C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_i}} + V_T \quad (3-17)$$

แทนสมการ (3-17) ใน (3-16) จะได้

$$\sqrt{\frac{I_{DM_1}}{\frac{\mu_n C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_{M1}}} + V_T = V + \sqrt{\frac{mI_{DM_2}}{\frac{\mu_n C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_{M2}}} + V_T \quad (3-18)$$

หรือ

$$V^2 \approx \frac{I_{DM_1}}{\frac{\mu_n C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_{M1}} - \frac{\sqrt{m}I_{DM_2}}{\frac{\mu_n C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_{M2}} \quad (3-19)$$

กำหนดให้  $I_{DM_1} = I_{DM_2}$  จะได้สมการใหม่เป็น

$$V^2 \approx (1 - \sqrt{m}) \frac{I_{DM1}}{\frac{\mu_n C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_{M1}} \quad (3-20)$$

จะได้

$$I_{DM1} = \frac{\mu_n C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_{M1} \left(\frac{V}{(1 - \sqrt{m})}\right)^2 \quad (3-21)$$

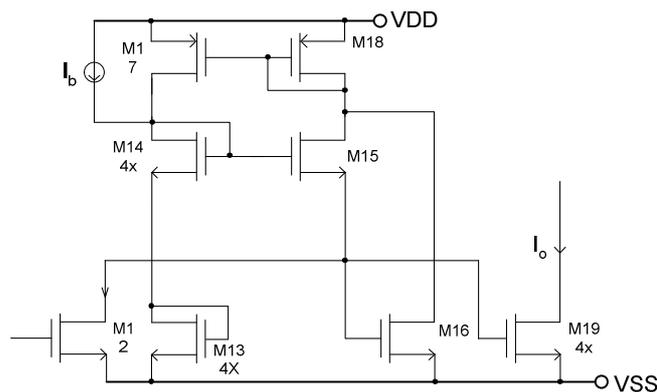
จากสมการที่ (3-15) จะได้  $I_a$  เท่ากับ

$$I_a = \frac{\mu_n C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_{M1} \left(\frac{V}{(1 - \sqrt{m})}\right)^2 \quad (3-22)$$

เมื่อ

$$m = \frac{W_1 L_2}{L_1 W_2} \quad \text{และ} \quad 0 < m < 1 \quad (3-23)$$

3.2.2 วงจรควอดรติก-ทรานซิลิเนียร์ เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ใช้ในการชดเชยอุณหภูมิอันเนื่องมาจากค่าพารามิเตอร์  $K_p$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $\mu_n C_{OX}$  และสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ พิจารณาได้จากวงจรดังภาพที่ 3-3



ภาพที่ 3-3 วงจรควอดรติก-ทรานซิลิเนียร์

ความสัมพันธ์ของแรงดัน  $V_{GS}$  ในภาพที่ 3-3 จะได้

$$V_{GS14} + V_{GS13} = V_{GS15} + V_{GS16} \quad (3-24)$$

แทนค่า  $V_{GS}$  จากสมการ (3-17) ใน (3-24) ได้เป็น

$$\sqrt{\frac{I_{DM_{14}}}{\frac{\mu_n C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_{14}}} + \sqrt{\frac{I_{DM_{13}}}{\frac{\mu_n C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_{13}}} = \sqrt{\frac{I_{DM_{15}}}{\frac{\mu_n C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_{15}}} + \sqrt{\frac{I_{DM_{16}}}{\frac{\mu_n C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_{16}}} \quad (3-25)$$

กำหนดค่าให้

$$4\beta_{14} = 4\beta_{13} = \beta_{15} = \beta_{16} \quad (3-26)$$

แทนค่า  $\beta$  สมการที่ (3-26) ใน (3-25) ได้เป็น

$$\frac{\sqrt{I_{DM_{14}}}}{2} + \frac{\sqrt{I_{DM_{13}}}}{2} = \sqrt{I_{DM_{15}}} + \sqrt{I_{DM_{16}}} \quad (3-27)$$

จากวงจรภาพที่ 3-3 พิจารณา  $I_D$  ของมอสทรานซิสเตอร์แต่ละตำแหน่งจะได้

$$I_{DM_{17}} = I_{DM_{18}} = I_{DM_{15}} + I_{DM_{16}} \quad (3-28)$$

และ

$$I_{DM_{13}} = I_{DM_{14}} = I_b + I_{DM_{17}} \quad (3-29)$$

แทนค่า  $I_{DM_{13}} = I_{DM_{14}}$  จากสมการ(3-29) ในสมการ (3-27) จะได้

$$\frac{\sqrt{I_b + I_{DM_{17}}}}{2} + \frac{\sqrt{I_b + I_{DM_{17}}}}{2} = \sqrt{I_{DM_{15}}} + \sqrt{I_{DM_{16}}} \quad (3-30)$$

หรือ

$$\sqrt{I_b + I_{DM_{17}}} = \sqrt{I_{DM_{15}}} + \sqrt{I_{DM_{16}}} \quad (3-31)$$

แทนค่า  $I_{DM_{17}}$  จากสมการ (3-28) ในสมการ (3-31) จะได้

$$\sqrt{I_b + I_{DM_{15}} + I_{DM_{16}}} = \sqrt{I_{DM_{15}}} + \sqrt{I_{DM_{16}}} \quad (3-32)$$

ยกกำลังสมการ (3-32) จะได้

$$I_b + I_{DM_{15}} + I_{DM_{16}} = \left( \sqrt{I_{DM_{15}}} + \sqrt{I_{DM_{16}}} \right)^2 \quad (3-33)$$

หรือ

$$I_b + I_{DM_{15}} + I_{DM_{16}} = \left( \sqrt{I_{DM_{15}}} + \sqrt{I_{DM_{16}}} \right) \left( \sqrt{I_{DM_{15}}} + \sqrt{I_{DM_{16}}} \right) \quad (3-34)$$

หรือ

$$I_b + I_{DM_{15}} + I_{DM_{16}} = I_{DM_{15}} + 2 \left( \sqrt{I_{DM_{16}}} \sqrt{I_{DM_{15}}} \right) + I_{DM_{16}} \quad (3-35)$$

จัดรูปสมการ (3-35) ใหม่จะได้

$$I_b = 2 \left( \sqrt{I_{DM_{16}}} \sqrt{I_{DM_{15}}} \right) \quad (3-36)$$

ยกกำลังสมการ (3-36) ทั้งสองข้างจะได้

$$I_b^2 = 4 \left( I_{DM_{16}} I_{DM_{15}} \right) \quad (3-37)$$

กำหนดให้  $I_{DM_{16}} = 4I_{DM_{19}}$  แทนใน (3-37) จะได้

$$I_b^2 = 4 \left( 4I_{DM_{19}} I_{DM_{15}} \right) \quad (3-38)$$

แทน  $I_{DM_{15}} = I_a$  และ  $I_{DM_{19}} = I_o = I_{Bi}$  ลงใน (3-38) จะได้

$$I_{Bi} = I_o = \frac{I_b^2}{16I_a} \quad (3-39)$$

$I_{Bi} = I_o$  เท่ากับกระแสควมหรือกระแสไปแอสให้กับ CCCII

แทนสมการ (3-22) ในสมการ (3-39) จะได้

$$I_B = \frac{I_b^2}{8\mu_n C_{OX} \left( \frac{W}{L} \right)_{M1} \left( \frac{V}{(1-\sqrt{m})} \right)^2} \quad (3-40)$$

สมการที่ (3-40) เป็นกระแสไบแอตที่สร้างขึ้นมาเพื่อเป็นกระแสควบคุมของ CCCII เพื่อให้การทำงานของ CCCII มีค่าไม่แปลงอุณหภูมิโดยการกำจัดค่า  $\mu_n C_{OX}$  ออกจากสมการ (3-14)

### 3.3 กระแส $I_{out}$ ที่มีการชดเชยอุณหภูมิ

จากสมการที่ (3-14) คือกระแสทางด้านเอาต์พุตของวงจรถยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่ยังไม่มีการชดเชยอุณหภูมิอันเนื่องมาจากค่าพารามิเตอร์  $K_p$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $\mu_n C_{OX}$  และจากสมการ  $I_a$  ในสมการที่ (3-22) นำมาแทนในสมการที่ (3-39) จะได้  $I_b$  ที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้กับวงจรถยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีโครงสร้างเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส ซึ่งจะมีอัตราขยายกระแสที่ไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิดังสมการที่ (3-41)

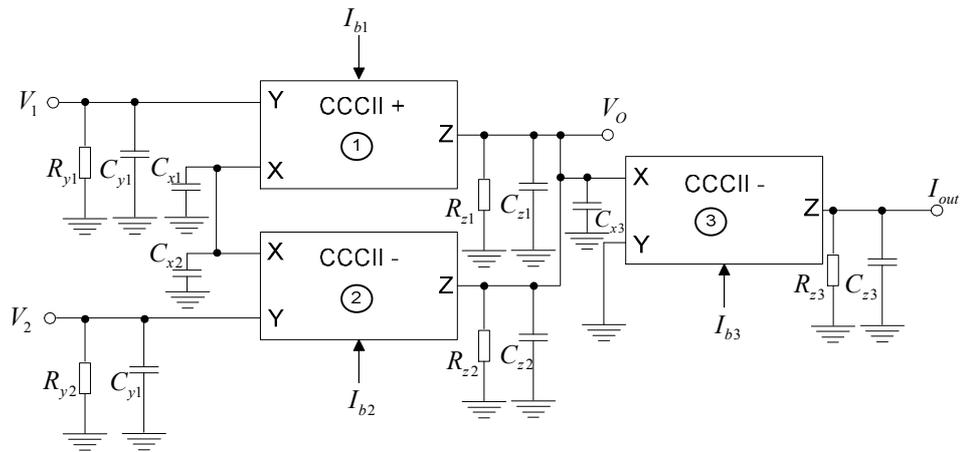
$$I_{out} = \frac{(V_1 - V_2)(1 - \sqrt{m})I_b}{V} \quad (3-41)$$

จากสมการที่ (3-41) จะเห็นว่ากระแส  $I_{out}$  ถูกตัดค่าพารามิเตอร์  $K_p$  ออกไปจากสมการจะนั้นจึงทำให้กระแสด้านเอาต์พุตจะไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิภายนอกและสามารถปรับอัตราขยายของวงจรถยายการปรับแรงดัน  $V$

### 3.4 ผลกระทบการทำงานของวงจรถยายที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

วงจรถยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีโครงสร้างเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสในทางปฏิบัติแล้วจะเกิดความต้านทานแฝงที่ขั้ว X, Y และ Z ของ CCCII ดังภาพที่ 3-4 ที่ขั้ว Y จะมีความต้านทานแฝงและเกิดค่าความจุแฝงที่เกิดขึ้นที่ขั้ว Y กับกราวด์คือ  $R_y // C_y$  ที่ขั้ว X จะเกิดค่าความจุแฝงเกิดขึ้นที่ขั้ว X กับกราวด์ คือ  $C_x$  และที่ขั้ว Z จะเกิด ความต้านทานแฝงและเกิดค่าความจุแฝงที่เกิดขึ้นที่ขั้ว Z กับกราวด์คือ  $R_z // C_z$  ในส่วนวิธีการหาค่าต่างๆแสดงในภาคผนวก ข

ค่าความจุแฝงและความต้านทานแฝงที่เกิดขึ้นในแต่ละขานั้นจะมีผลกระทบกับการทำงานของวงจรถยายเมื่อนำวงจรถยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่ออกแบบได้ไปใช้งานที่ความถี่สูง

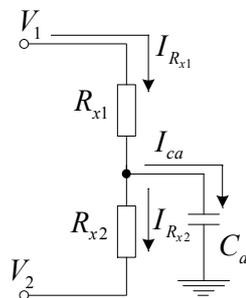


ภาพที่ 3-4 วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีโครงสร้างเป็นวงจรสายพานกระแสน้ำที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

สมการความสัมพันธ์เชิงเมตริกของ CCCII ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติแสดงดังสมการที่ (3-42) และ (3-43)

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \beta & R_x & 0 \\ 0 & \pm\alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \tag{3-42}$$

$$I_y = 0, V_x = \beta V_y + I_x R_x, I_z = \pm\alpha I_x \tag{3-43}$$



ภาพที่ 3-5 วงจรสมมูลสัญญาณด้านอินพุตของวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดในลักษณะไม่เป็นไปตามอุดมคติ

ในการหาค่าที่ตำแหน่งต่างๆรวมถึงการตอบสนองความถี่ของวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดในลักษณะไม่เป็นไปตามอุดมคตินั้นจะต้องนำค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงมาคิดด้วย สำหรับวงจรที่ใช้ในงานวิจัยนี้จะเริ่มต้นจากการพิจารณาทางด้านอินพุต

พิจารณาจากวงจรภาพที่ 3-5 สามารถกำหนดค่าความต้านทานแฝงและความจุแฝงดังสมการต่อไปนี

กำหนดค่าให้  $C_a = C_{x1} + C_{x2}$  (3-44)

$$C_b = C_{z1} + C_{z2} + C_{x3} = 2C_z + C_{x3} \quad (3-45)$$

และ  $C_{z1} = C_{z2}$  (3-46)

เมื่อ  $R_{z1} = R_{z2}$  (3-47)

กำหนดค่าให้  $R_b = \frac{R_z}{2}$  (3-48)

หากกระแส  $i_{out}$  ดังแสดงรายละเอียดในภาคผนวก ข สามารถพิจารณาทิศทางการไหลของกระแสได้ดังภาพที่ 3-4 ได้ดังสมการที่ (3-49)

$$i_{out} = i_{R_{X3}} = i_{Z_1} + i_{Z_2} = \alpha_1 i_{R_{X1}} + \alpha_2 i_{R_{X2}} \quad (3-49)$$

หรือ 
$$i_{out} = \frac{(\alpha_1 + \alpha_2)(\beta_1 V_1 + \beta_2 V_2) + \alpha_1 S \beta_1 V_1 R_{X2} C_a - \alpha_2 S \beta_2 V_2 R_{X1} C_a}{R_{X1} + R_{X2} + S R_{X1} R_{X2} C_a} \quad (3-50)$$

หาแรงดัน  $V_{out}$  ของวงจรพิจารณาได้จากภาพที่ 3-5 กระแส  $i_{out} = I_{X3}$  และค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงที่เกิดขึ้นที่ขั้ว Z ของ CCCII+ หมายเลข 1 และ CCCII- หมายเลข 2 ซึ่งต่อขนานกันกับ  $R_{X3}$  หรือค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว X ของ CCCII- หมายเลข 3 สามารถหา  $V_{out}$  ได้ดังสมการต่อไปนี

$$V_{out} = i_{out} \cdot R_{out} \quad (3-51)$$

เมื่อ  $R_{out} = R_b // R_{X3} // C_b$  (3-52)

ดังนั้น

$$R_{out} = \frac{R_b R_{X3}}{R_{X3} + R_b + SR_{X3} R_b C_b} \quad (3-53)$$

แทนค่า (3-50) และ (3-53) ใน (3-51) ได้เป็น

$$V_{out} = \left( \frac{(\alpha_1 + \alpha_2)(\beta_1 V_1 + \beta_2 V_2) + \alpha_1 S \beta_1 V_1 R_{X2} C_a - \alpha_2 S \beta_2 V_2 R_{X1} C_a}{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a} \right) \left( \frac{R_b R_{X3}}{R_{X3} + R_b + SR_{X3} R_b C_b} \right) \quad (3-54)$$

กำหนดให้

$$K_1 = \left( \frac{1}{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a} \right) \quad (3-55)$$

$$K_2 = \frac{R_b R_{X3}}{R_{X3} + R_b + SR_{X3} R_b C_b} \quad (3-56)$$

$$T_1 = \alpha_1 \beta_1 R_{X2} C_a \quad (3-57)$$

และ

$$T_2 = \alpha_2 \beta_2 R_{X1} C_a \quad (3-58)$$

แทนค่าที่กำหนดในสมการ (3-54) ได้เป็น

$$V_{out} = K_1 K_2 [(\alpha_1 + \alpha_2)(\beta_1 V_1 - \beta_2 V_2) + S(T_1 V_1 - T_2 V_2)] \quad (3-59)$$

สมการที่ (3-59) แสดงให้เห็นถึงแรงดัน  $V_{out}$  ของวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดในลักษณะไม่เป็นไปตามอุดมคตินั้น มีค่าเท่ากับ  $K_1 K_2$  และมีค่าความผิดพลาดเกิดขึ้นทั้งทางด้านกระแส  $\alpha_1 + \alpha_2$  และแรงดัน  $\beta_1$  และ  $\beta_2$  ซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้ค่าของแรงดัน  $V_{out}$  ที่ได้รับมีค่าไม่ตรงตามที่ได้ออกแบบไว้

### 3.5 การวิเคราะห์ค่าอัตราจัดโหมคร่วม

ในการวิเคราะห์ค่า CMRR ในลักษณะไม่เป็นไปตามอุดมคตินั้นสามารถหาได้จากสมการ  $V_{out}$  โดยเริ่มจากการหาค่า  $A_{vd}$  และ  $A_{vc}$  ดังสมการต่อไปนี้

จาก  $CMRR = \frac{A_{vd}}{A_{vc}}$  (3-60)

และ  $A_{vd} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$  (3-61)

เมื่อ  $V_{in} = V_1 - V_2$

ดังนั้น  $A_{vd} = \frac{V_{out}}{(V_1 - V_2)} = \frac{K_1 K_2}{2} [(\alpha_1 + \alpha_2)(\beta_1 + \beta_2) + S(T_1 + T_2)]$  (3-62)

และ  $A_{vc} = \frac{V_{out}}{V_c} = K_1 K_2 [(\alpha_1 + \alpha_2)(\beta_1 - \beta_2) + S(T_1 - T_2)]$  (3-63)

แทนสมการ (3-62) และ (3-63) ใน (3-60) จะได้

$$CMRR = \frac{A_{vd}}{A_{vc}} = \frac{1}{2} \left[ \frac{(\alpha_1 + \alpha_2)(\beta_1 + \beta_2) + S(T_1 + T_2)}{(\alpha_1 + \alpha_2)(\beta_1 - \beta_2) + S(T_1 - T_2)} \right] \quad (3-64)$$

หรือ  $CMRR = \frac{1}{2} \left[ \frac{\alpha_1 \beta_1 + \alpha_1 \beta_2 + \alpha_2 \beta_1 + \alpha_2 \beta_2 + S(T_1 + T_2)}{\alpha_1 \beta_1 - \alpha_1 \beta_2 + \alpha_2 \beta_1 - \alpha_2 \beta_2 + S(T_1 + T_2)} \right]$  (3-65)

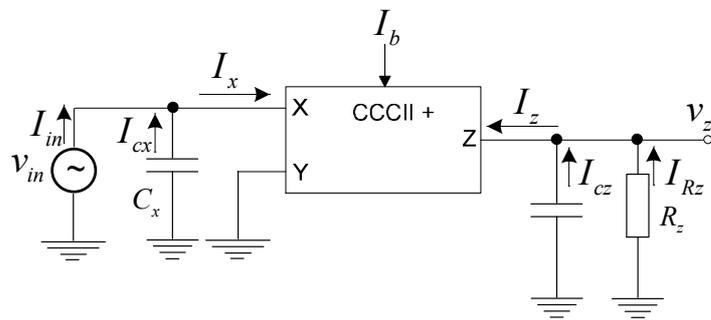
แทนค่า  $\alpha_i = 1 - \varepsilon_i$  และ  $\beta_i = 1 - \beta_{vi}$  ในสมการ (3-65) จะได้

$$CMRR = \left[ \frac{2 - \varepsilon_{v1} - \varepsilon_{i1} - \varepsilon_{v2} - \varepsilon_{i2} + S(T_1 + T_2)/2}{2(\varepsilon_{v2} - \varepsilon_{v1}) + S(T_1 + T_2)} \right] \quad (3-66)$$

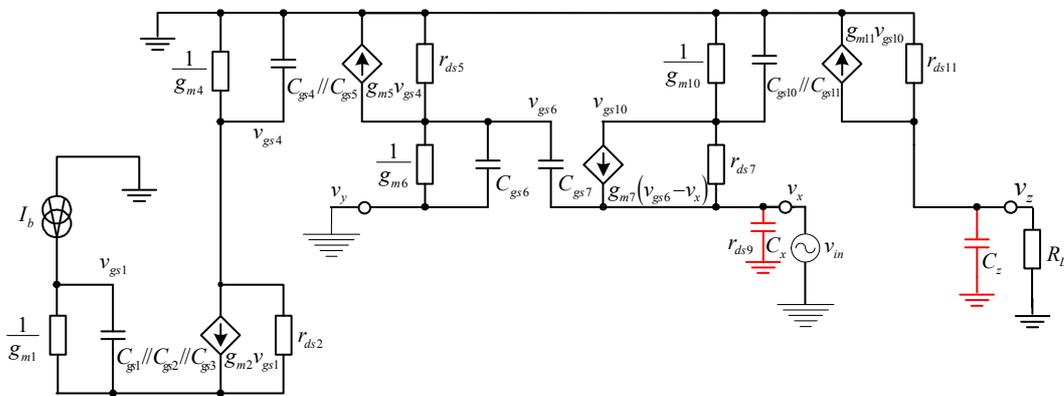
จากสมการที่ (3-66) อัตราจัดโหมคร่วมของวงจรมีผลรวมของค่าความผิดพลาดทางด้านแรงดัน ( $\Delta \varepsilon_{vi}$ ) และทางด้านกระแส ( $\Delta \varepsilon_{ii}$ ) รวมอยู่ด้วยแต่ในทางปฏิบัติค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นนั้น เป็นค่าที่เกิดจากการส่งผ่านความผิดพลาดระหว่างอุปกรณ์แต่ละตัว ซึ่งมีค่าน้อยมากสามารถตัดออกได้

### 3.6 การวิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบบวก CCCII+

วงจรที่ใช้สำหรับจำลองการทำงานเพื่อวิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบบวกนั้นแสดงในภาพที่ 3-6 จะเห็นว่าในขณะที่ CCCII ทำงานที่ความถี่สูงจะทำให้เกิดค่าความจุแฝง และความต้านทานแฝงขึ้นที่ขา X และขา Z ส่วนขา Y ถูกต้องลงกราวด์



ภาพที่ 3-6 วงจรสำหรับจำลองการทำงานเพื่อหาความถี่ปฏิบัติการของ CCCII+



ภาพที่ 3-7 วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการของ CCCII+

ในการวิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส นั้นทำได้โดยนำเอาโครงสร้างภายในของ CCCII ทั้งแบบบวกและแบบลบมาทำการวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของสัญญาณเอาต์พุตต่ออินพุต การวิเคราะห์สัญญาณดังภาพที่ 3-7 แสดง

ถึงรายละเอียดของการวิเคราะห์ที่แสดงในภาคผนวก ก และ จากสมการที่ (3-67) จะเห็นว่า มีโพลอยู่ 3 โพล ซึ่งมีตำแหน่งความถี่คัตออฟอยู่ที่  $\omega_1 = \frac{g_{m6}}{2C_{gs7}}$   $\omega_2 = \frac{g_{m10}}{2C_{gs10}}$  และ  $\omega_3 = \frac{g_{m7}}{C_{gs7}}$  เมื่อนำโพลทั้ง 3 โพลมาคำนวณหาความถี่คัตออฟเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE แล้วพบว่าตำแหน่ง dominant pole อยู่ที่  $\omega_2$

$$\frac{i_z}{v_x} = \frac{\frac{g_{m7}^2 g_{m11}}{4C_{gs7}^2 C_{gs10}}}{\left(\frac{g_{m6}}{2C_{gs7}} + s\right) \left(\frac{g_{m10}}{2C_{gs10}} + s\right) \left(\frac{g_{m7}}{C_{gs7}} + s\right)} \quad (3-67)$$

จากสมการ (3-67) จะได้

$$\omega_2 = 2\pi f_c = \frac{g_{m10}}{2C_{gs10}} \quad (3-68)$$

และ

$$f_c = \frac{\sqrt{2K_p(W/L)I_{Control}}}{(2\pi)(2) \left[ \frac{2}{3} WL \left( \frac{K_p}{\mu_0} \right) \right]} \quad (3-69)$$

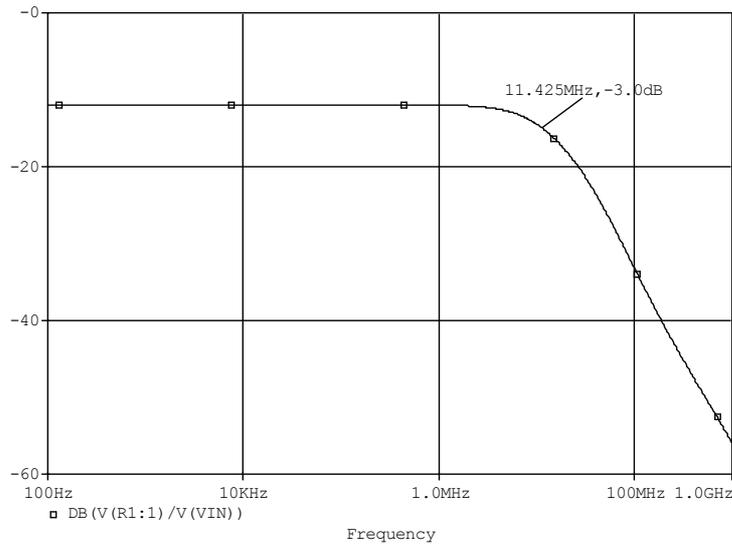
แทนค่าในสมการ (3-68) ได้เป็น

$$f_c = \frac{\sqrt{2(34.53144 \times 10^{-6})(50\mu/5\mu)(10\mu A)}}{(2\pi)(2) \left( \frac{2}{3} \right) (50\mu \times 5\mu) \left( \frac{34.53144 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-4}} \right)} \quad (3-70)$$

จะได้

$$f_c = 11.49 \text{ MHz}$$

ผลที่ได้จากการคำนวณโดยการนำค่าพารามิเตอร์จากภาคผนวก ก มาแทนค่าในสมการที่ (3-68) ที่กระแส  $I_{control} = 10\mu A$  ได้  $f_c = 11.49 \text{ MHz}$  และผลที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ได้  $f_c = 11.42 \text{ MHz}$  ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกันดังแสดงในภาพที่ 3-8



ภาพที่ 3-8 ผลการจำลองการทำงานของวงจรในภาพที่ 3-6

### 3.7 การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส

#### แบบลบ(CCCII-)

ในการวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบลบนั้นเหมือนกับ CCCII+ วิธีการวิเคราะห์ที่แสดงในภาคผนวก ก จะแตกต่างกันคือ CCCII- จะมีวงจรสะท้อนกระแสต่อเพิ่มเข้ามาอีกหนึ่งชุดเพื่อทำหน้าที่เปลี่ยนทิศทางของกระแสให้ตรงข้ามกันกับด้านอินพุต สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับวงจร CCCII- แสดงดังสมการที่ (3-71)

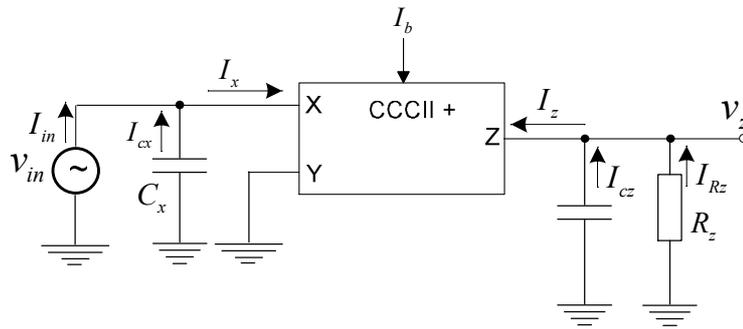
$$-\frac{i_z}{v_x} = \frac{\frac{g_{m7}g_{m11}g_{m15}}{8C_{gs7}^2C_{gs10}C_{gs14}}}{\left(\frac{g_{m6}}{2C_{gs7}} + s\right)\left(\frac{g_{m10}}{2C_{gs10}} + s\right)\left(\frac{g_{m7}}{C_{gs7}} + s\right)\left(\frac{g_{m14}}{2C_{gs14}} + s\right)} \quad (3-71)$$

จากสมการที่ (3-72) จะเห็นว่าทิศทางของกระแสด้านเอาต์พุตมีทิศทางตรงกันข้ามกับวงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบบวก และมีโพลอยู่ 4 โพลซึ่งมีโพลเพิ่มขึ้นมาจาก CCCII+ อีกหนึ่งโพลแต่ละโพลมีตำแหน่งความถี่คัตออฟอยู่ที่  $\omega_1 = \frac{g_{m6}}{2C_{gs7}}$   $\omega_2 = \frac{g_{m10}}{2C_{gs10}}$   $\omega_3 = \frac{g_{m7}}{C_{gs7}}$  และ  $\omega_4 = \frac{g_{m14}}{2C_{gs14}}$  เมื่อนำโพลทั้ง 4 โพลมาคำนวณหาความถี่คัตออฟเปรียบเทียบกับผล

การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE แล้วพบว่าตำแหน่ง dominant pole อยู่ที่  $\omega_2$  เหมือนกันกับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบบวก

**3.8 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานแฝง  $R_x$  และ ค่าของความจุแฝง  $C_x$  และ  $C_z$**

จากวงจรในภาพที่ 3-9 สามารถที่จะนำมาวิเคราะห์หาผลกระทบอันเนื่องมาจากค่าของความต้านทานแฝงและค่าของความจุแฝง  $C_x$  และ  $C_z$  ความสัมพันธ์ระหว่างด้านอินพุตกับเอาต์พุตเชิงเมตริกของ CCCII ที่ไม่เป็นตามอุดมคติแสดงดังสมการที่ (3-72) และ (3-73)

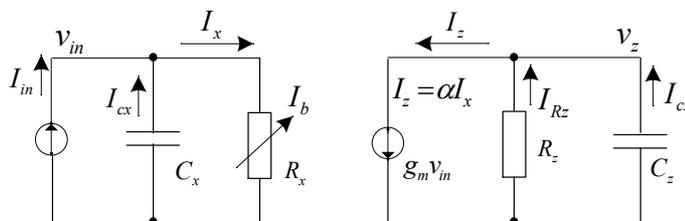


ภาพที่ 3-9 ผลกระทบการทำงานของวงจรที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \beta & R_x & 0 \\ 0 & \pm\alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \tag{3-72}$$

$$i_y = 0, V_x = \beta V_y + i_x R_x, i_z = \pm \alpha i_x \tag{3-73}$$

เมื่อ  $\beta = 1 - \epsilon_v, |\epsilon_v| \ll 1$  และ  $\alpha = 1 - \epsilon_i, |\epsilon_i| \ll 1$



ภาพที่ 3-10 วงจรสมมูลที่ใช้ในการวิเคราะห์หาการทำงานของวงจรที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

ที่ โหนด  $V_{in}$

$$i_{in} = \frac{V_{in}}{R_x} + V_{in}SC_x \quad (3-74)$$

หรือ

$$i_{in} = V_{in} \left( \frac{1}{R_x} + SC_x \right) \quad (3-75)$$

จากสมการที่ (3-73)  $V_{in} = V_x = \beta V_Y + i_x R_x$  (3-76)

แทน  $V_{in}$  จากสมการที่ (3-76) ในสมการ (3-75) และจากวงจรที่ขั้ว Y ต่อกับ GND จัดสมการที่ (3-75) ใหม่ได้เป็น

$$i_{in} = i_x R_x \left( \frac{1}{R_x} + SC_x \right) \quad (3-77)$$

จัดสมการที่ (3-77) ให้อยู่ในลักษณะไม่เป็นอุดมคติจะได้

$$i_{in} = \alpha i_x (1 + SC_x R_x) \quad (3-78)$$

จากสมการที่ (3-73)  $i_z = \pm \infty i_x$  เขียนสมการที่ (3-78) ใหม่ได้เป็น

$$\frac{i_z}{i_{in}} = \frac{1}{(1 + SC_x R_x)} \quad (3-79)$$

จากสมการที่ (3-79) จะได้

$$\omega = \frac{1}{(C_x R_x)} \quad (3-80)$$

หรือ

$$C_x = \frac{1}{2\pi f_c R_x} \quad (3-81)$$

และ

$$C_x = \frac{1}{2\pi(11.49 \times 10^6)(3,263)} = 4.24 pF \quad (3-82)$$

จากวงจรสมมูลภาพที่ 3-10 สามารถเขียนสมการด้านขั้ว Z ได้เป็น

$$i_Z = \frac{V_Z}{R_Z} + V_Z S C_Z \quad (3-83)$$

จากวงจรภาพที่ ก-1 หา  $R_Z$  ได้เป็น

$$R_Z = \frac{r_{ds11} r_{ds13}}{r_{ds11} + r_{ds13}} \quad (3-84)$$

เนื่องจาก  $\frac{1}{R_Z} \ll 0$  ดังนั้นเขียนสมการที่ (3-83) ใหม่ได้เป็น

$$i_Z = V_Z S C_Z \quad (3-85)$$

แทนค่ากระแส  $i_Z$  ด้วย  $g_m V_{in}$  ในสมการที่ (3-85) จะได้

$$\frac{V_Z}{V_{in}} = \frac{g_m}{S C_Z} \quad (3-86)$$

จากสมการที่ (3-86) จะได้

$$\omega = \frac{g_m}{C_Z} \quad (3-87)$$

หรือ

$$C_Z = \frac{g_m}{2\pi f_c} \quad (3-88)$$

แทนค่า  $g_m$  จากสมการ (3-9) ในสมการ (3-88) ได้เป็น

$$C_Z = \frac{\sqrt{2K_{pn}(W/L)I_{Control}}}{2\pi f_c} \quad (3-89)$$

แทนค่าพารามิเตอร์จากภาคผนวก ค ลงในสมการ (3-89) และกำหนด  $I_{control} = 10\mu A$  ได้เป็น

$$C_z = \frac{\sqrt{2(159.0173 \times 10^{-6})(33\mu / 2.4\mu)(10\mu A)}}{2\pi(11.49 \times 10^6)} = 2.89 pF \quad (3-90)$$

หรือ  $C_z = 2.89 pF \quad (3-91)$

หาค่า  $R_x$

$$R_x = \frac{1}{2g_m} \quad (3-92)$$

หรือ  $R_x = \frac{1}{2\sqrt{2K_p(W/L)I_{Control}}} \quad (3-93)$

ในกรณีที่  $g_{mn} \neq g_{mp}$  จะได้สมการใหม่เป็น

$$R_x = \frac{1}{g_{mn} + g_{mp}} \quad (3-94)$$

ที่  $I_{control} = 10\mu A$  แทนค่า  $g_{mn}$  และ  $g_{mp}$  ในสมการ (3-94) ได้เป็น

$$R_x = \frac{1}{\sqrt{2K_{pn}(W/L)I_{Control}} + \sqrt{2K_{pp}(W/L)I_{Control}}} \quad (3-95)$$

แทนค่าพารามิเตอร์จากภาคผนวก ค ลงในสมการ (3-95) จะได้

$$R_x = \frac{1}{\sqrt{2(159.0173 \times 10^{-6})(33\mu / 2.4\mu)(10\mu A)} + \sqrt{2(34.53144 \times 10^{-6})(33\mu / 2.4\mu)(10\mu A)}} \quad (3-96)$$

หรือ  $R_x = 3,263 \Omega \quad (3-97)$

สำหรับค่าของ  $C_x, C_z$  และ  $R_x$  เป็นค่าที่ได้จากการคำนวณมีค่าดังนี้  $C_x = 4.24 pF$ ,  $C_z = 2.89 pF$  และ  $R_x = 3.263 K$  นำค่าที่คำนวณได้แทนในสมการที่ (3-100) เพื่อหาผลตอบสนองความถี่ของวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดแบบซีมอสที่มีผลกระทบต่ำจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

### 3.9 วิเคราะห์การตอบสนองความถี่ของวงจร

จากสมการที่ (3-62) พบว่ามีซีโรอยู่ 1 ตำแหน่ง และโพลอยู่ 2 ตำแหน่งถ้าในกรณีที่กำหนดค่าให้  $R_{x1} = R_{x2}$  ในตำแหน่งของ ซีโร และ อีกหนึ่งโพลจะถูกยกเลิก และสามารถที่จะหาผลการตอบสนองความถี่ได้จากสมการ

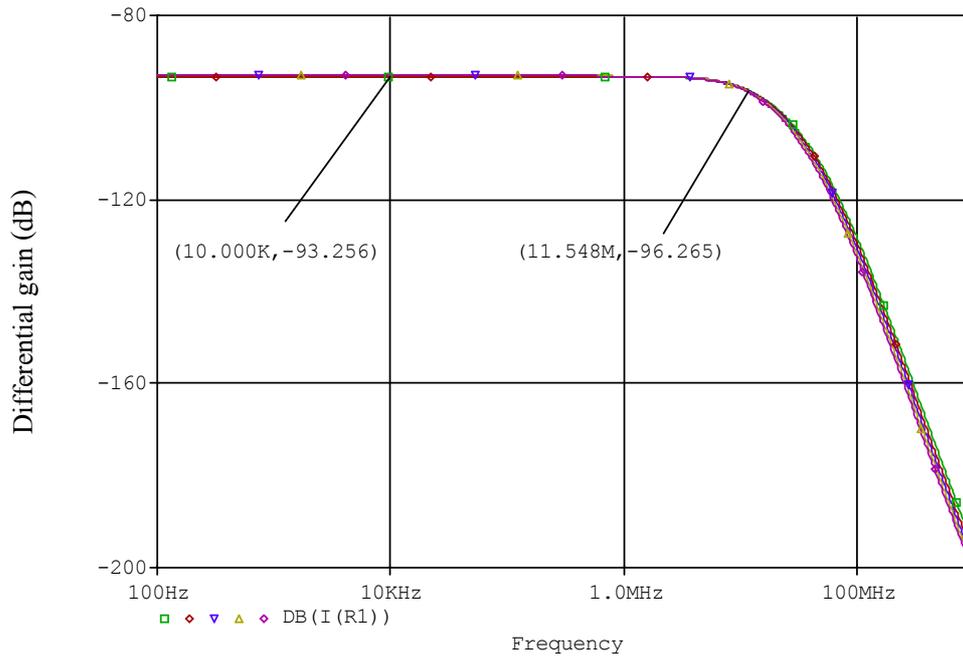
$$BW = \frac{(R_{x3} + R_b)}{2\pi R_{x3} R_b C_b} \approx \frac{1}{2\pi R_{x3} C_b} \quad (3-98)$$

หรือ 
$$BW \approx \frac{1}{2\pi R_{x3} C_b} \quad \text{เมื่อ} \quad R_b \gg R_{x3} \quad (3-99)$$

หรือ 
$$BW \approx \frac{1}{2\pi \left( \frac{V}{4(1-\sqrt{m}) I_b} \right) C_b} \quad (3-100)$$

เมื่อ  $\sqrt{m} = \sqrt{\frac{W_1 L_2}{W_2 L_1}}$  และ  $C_b = C_{x3} + 2C_z$

$$BW \approx \frac{1}{2\pi \left( \frac{105mV}{4 \left( 1 - \sqrt{\frac{12\mu \times 2.4\mu}{18\mu \times 2.4\mu}} \right) 100\mu A} \right) 10.02 pF} = 11.10 MHz \quad (3-101)$$



ภาพที่ 3-11 ผลการจำลองการตอบสนองความถี่ของวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีการชดเชย  
อูณหภูมิแล้ว

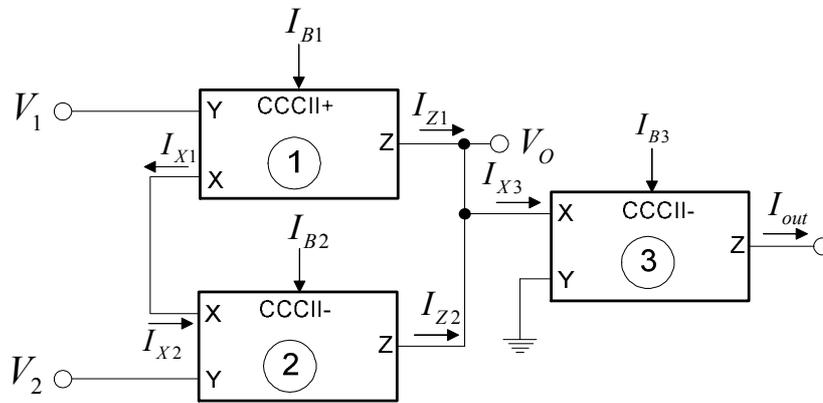
ผลที่ได้จากการคำนวณ  $BW = 11.10MHz$  และผลที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ได้  $BW = 11.54MHz$  ดังแสดงในภาพที่ 3-11

จากการออกแบบวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดพบว่าวงจรที่ยังไม่มีการชดเชยอุณหภูมิจะมีอัตราขยายกระแสทางด้านเอาต์พุตมีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิอันเนื่องมาจากค่าพารามิเตอร์  $K_p$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $\mu_n C_{OX}$  ดังสมการที่ (3-14) ในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบวงจรไบแอสกระแสเพื่อจำกัดค่า  $K_p$  ออกจากสมการ  $I_{out}$  จากนั้นได้คำนวณหาผลตอบสนองความถี่ของวงจร โดยการหาค่าความจุแฝง และความต้านทานแฝงที่เกิดขึ้นจากโครงสร้างภายในของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสรุ่นที่สอง ในการเกิดค่าดังกล่าวจะเกิดในขณะที่วงจรทำงานที่ความถี่สูง และจากผลการคำนวณ และการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE จะเห็นว่าค่าที่ได้มีค่าใกล้เคียงกัน

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดลองและผลการทดลองของวงจรรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดเปรียบเทียบกับระหว่างก่อนและหลังการชดเชยอุณหภูมิโดยการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE สำหรับวงจรที่ใช้ในการจำลองการทำงานนั้นแสดงในภาพที่ 4-1 การจ่ายกระแสควบคุมจะกำหนดให้มีค่าเท่ากันคือ  $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3}$  ที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยง  $\pm 5VDC$



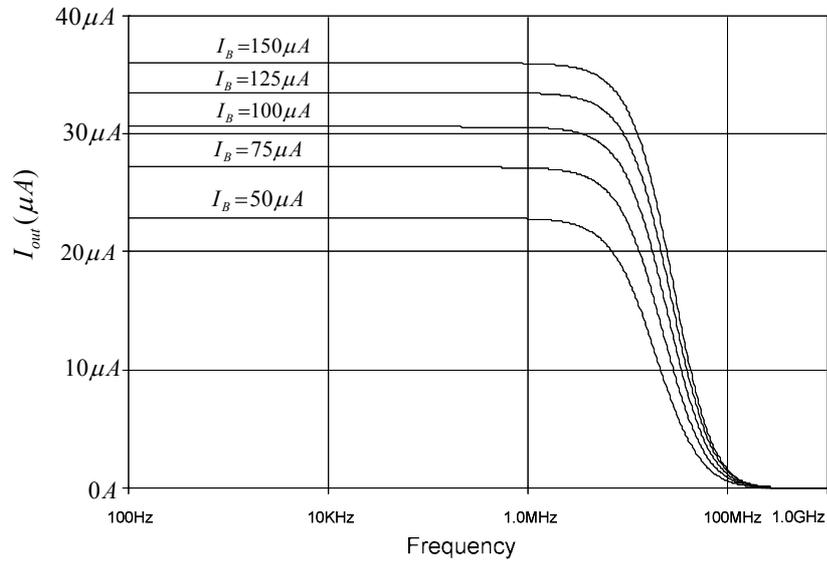
ภาพที่ 4-1 วงจรรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดชนิดซีมอสโดยใช้โครงสร้างของวงจร CCCII

#### 4.1 การควบคุมอัตราขยายกระแสทางด้านเอาต์พุตด้วยการปรับกระแสควบคุม

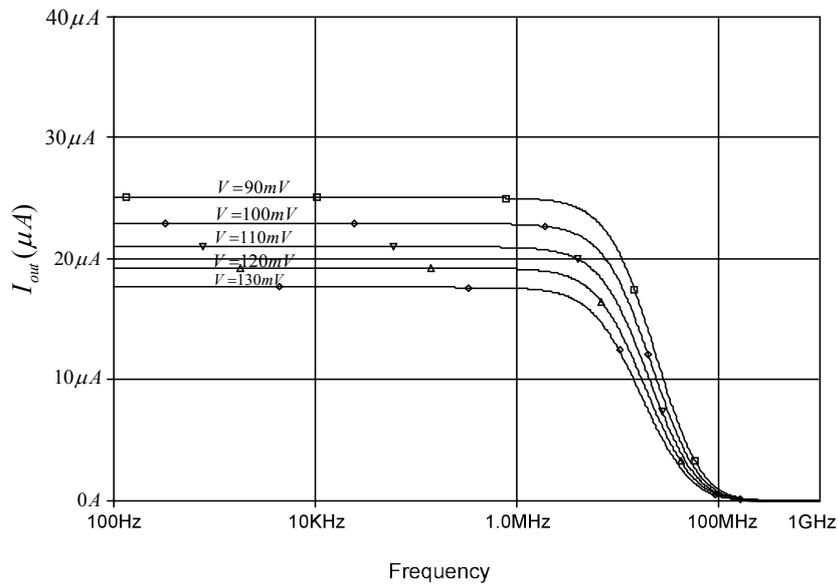
ผลการทดลองด้วยวิธีการปรับกระแสควบคุมจาก  $50\mu A$  ถึง  $150\mu A$  พิจารณาจากภาพที่ 4-2 แสดงให้เห็นถึงอัตราขยายกระแสทางด้านเอาต์พุตของวงจรรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่ยังไม่มีการชดเชยอุณหภูมิ และเมื่อมีการปรับกระแสควบคุมเพิ่มขึ้นจะทำให้อัตราขยายกระแสทางด้านเอาต์พุตเพิ่มขึ้นตามการปรับกระแสไบแอสซึ่งมีค่าสอดคล้องกับสมการที่ (3-14) และการตอบสนองความถี่ของวงจรจะสูงขึ้นด้วย ซึ่งสอดคล้องกับสมการ (3-11) และ (3-68) ดังได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 3

วงจรรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีการชดเชยอุณหภูมิแล้วสามารถปรับอัตราขยายกระแสทางด้านเอาต์พุตได้โดยการปรับแรงดัน  $V$  ที่อยู่ในส่วนของวงจรกำเนิดกระแสอ้างอิง สามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (3-41) และในภาพที่ 4-3 แสดงถึงการปรับอัตราขยายกระแส  $I_{out}$

ของวงจรถยายสัญญาณเครื่องมือวัด จะเห็นว่าระดับของกระแสด้านเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงตามการปรับแรงดัน  $V$  ผลการจำลองการทำงานของวงจรสอดคล้องกับสมการที่ (3-41)



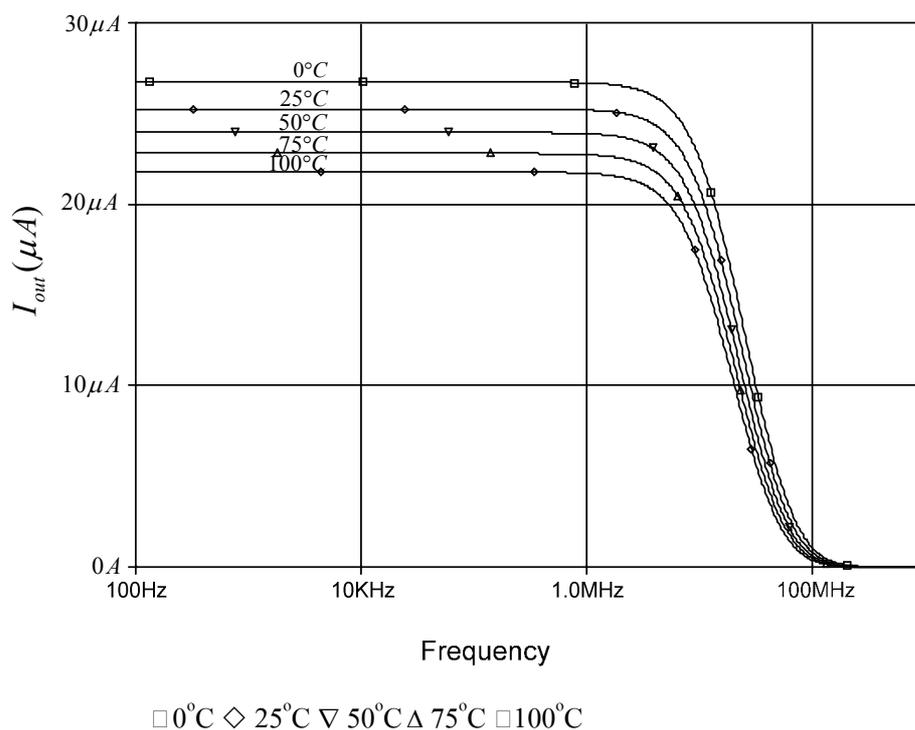
ภาพที่ 4-2 กระแสเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกระแส  $I_B$  ของวงจรถยายที่ยังไม่มีการชดเชยอุณหภูมิ



ภาพที่ 4-3 อัตราขยายกระแส  $I_{out}$  โดยการปรับแรงดัน  $V$  ของวงจรถยายที่มีการชดเชยอุณหภูมิ

#### 4.2 การทดสอบอัตราขยายของวงจรในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

วงจรรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่ยังไม่มีการชดเชยอุณหภูมินั้น พิจารณาสมการกระแสทางด้านเอาต์พุตได้จากสมการที่ (3-14) จะเห็นว่ากระแส  $I_{out}$  ยังคงมีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ อันเนื่องมาจาก ค่าของ  $K_p$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $\mu_n C_{OX}$  และในภาพที่ 4-4 แสดงให้เห็นถึงกระแส  $I_{out}$  ของวงจรรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่ยังไม่มีการชดเชยอุณหภูมิที่กระแส  $I_B = 50 \mu A$

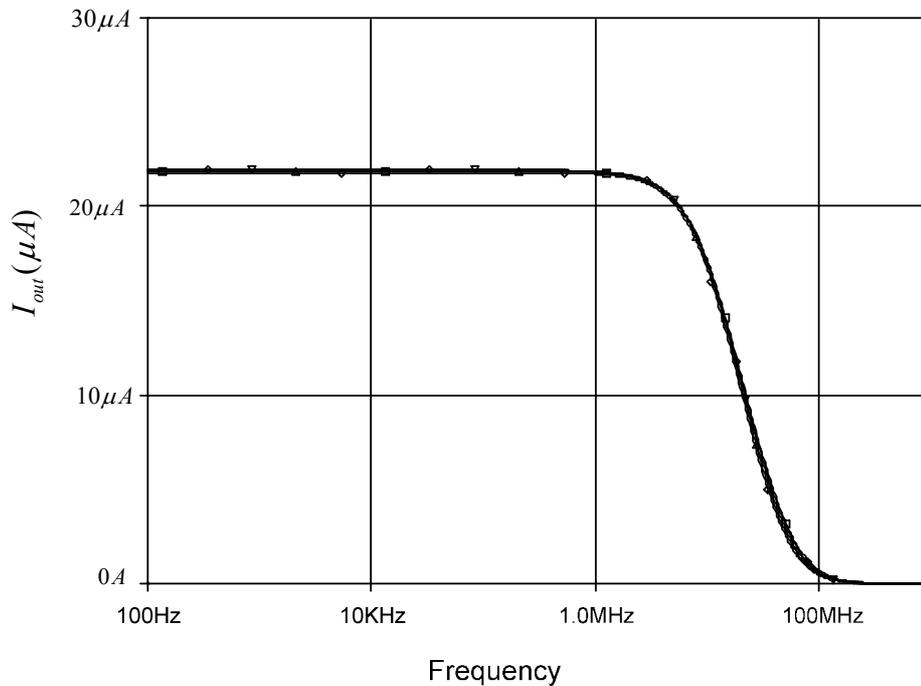


ภาพที่ 4-4 กระแสด้านเอาต์พุตของวงจรที่ไม่มีการชดเชยอุณหภูมิ

จากปัญหาของวงจรที่ยังไม่มีการชดเชยอุณหภูมิพบว่าอัตราขยายกระแสทางด้านเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงตามการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ โดยการทดสอบที่อุณหภูมิจาก 0°C ถึง 100°C พบว่าอัตราขยายมีความผิดพลาด 0.163% / °C ดังนั้นจึงต้องออกแบบวงจรเพื่อชดเชยอุณหภูมิโดยการกำจัดค่า  $\beta$  ออกจากสมการ (3-14)

จากสมการที่ (3-40) เป็นสมการแสดควบคุมหรือกระแสไบแอสให้กับ CCCII จะเห็นว่าเมื่อทำการจ่ายกระแสไบแอสให้กับ CCCII แล้วค่าของ  $\beta$  จะถูกกำจัดออกไปดังสมการที่ (3-41) เป็นอัตราขยายกระแสด้านเอาต์พุตของวงจรที่มีการชดเชยอุณหภูมิแล้ว และแสดง  $I_{out}$  ของวงจรดัง

ภาพที่ 4-5 โดยกำหนดเงื่อนไขของวงจรจ่ายกระแสไบแอสเพื่อชดเชยอุณหภูมิดังนี้  $V = 105mV$  และ  $I_b = 100\mu A$



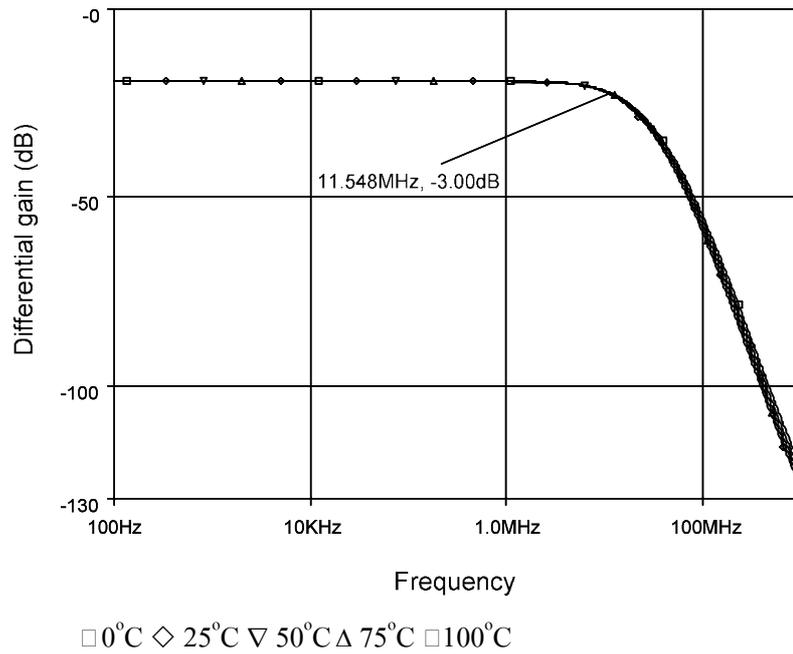
□ 0°C ◇ 25°C ▽ 50°C Δ 75°C □ 100°C

ภาพที่ 4-5 กระแสด้านเอาต์พุตของวงจรที่มีการชดเชยอุณหภูมิ

ภาพที่ 4-5 แสดงให้เห็นว่าวงจรที่มีการชดเชยอุณหภูมินั้นสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิจาก 0°C ถึง 100°C พบว่าอัตราขยายมีความผิดพลาด 0.003% / °C ซึ่งผลที่ได้รับมีความสอดคล้องกับสมการที่ (3-41)

#### 4.3 การตอบสนองความถี่ของวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัด

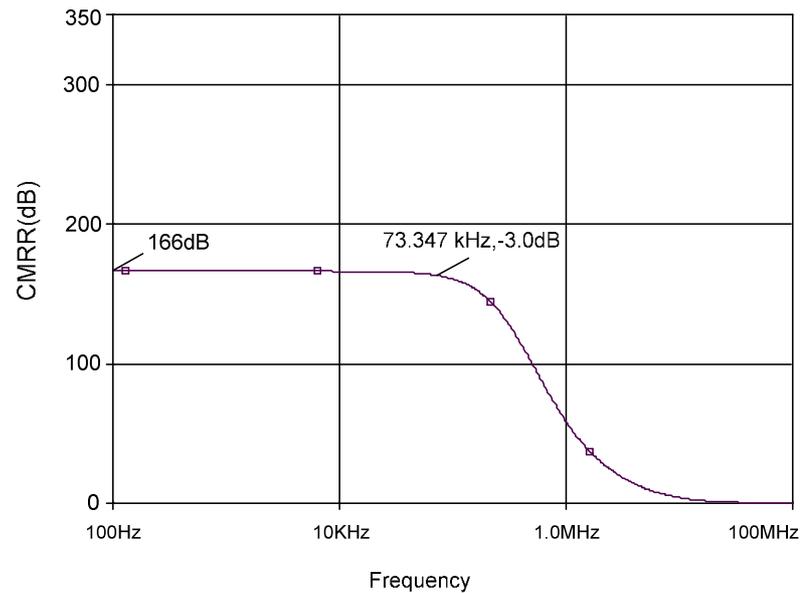
ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัด ดังที่ได้กล่าวมาในบทที่ 3 ดังสมการที่ (3.69) เมื่อแทนค่าในสมการได้  $BW = 11.10MHz$  และค่าความถี่ที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรดังแสดงในภาพที่ 4-6 ได้  $BW = 11.54MHz$  แสดงให้เห็นว่าผลที่ได้จากการคำนวณเปรียบเทียบกับการทำงานจริงของวงจรมีค่าใกล้เคียงกัน



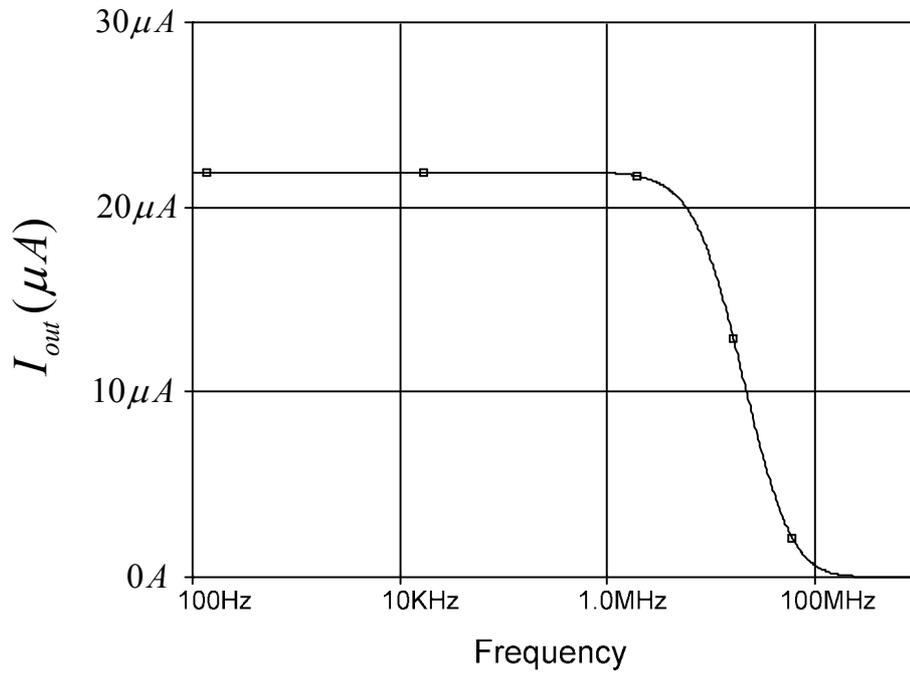
ภาพที่ 4-6 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรที่มีการชดเชยอนุภูมิ

#### 4.4 อัตราการขจัดโหมคร่วม

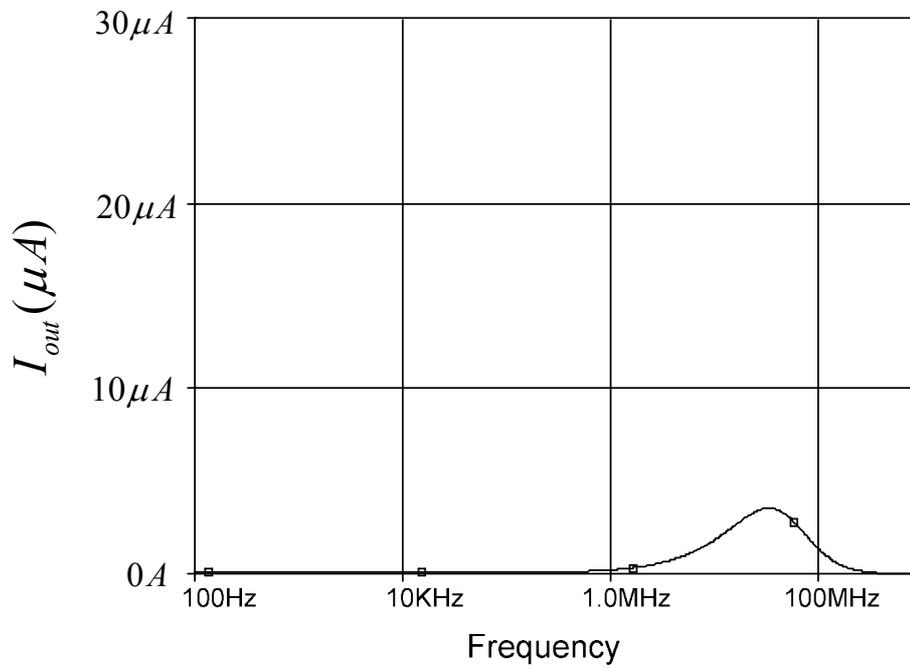
อัตราการขจัดโหมคร่วมของวงจรขยายสัญญาณเครื่องมีวัตต์นั้นเป็นอัตราส่วนระหว่าง  $A_{vd}$  กับ  $A_{vc}$  ซึ่งเป็นการแสดงถึงความสามารถในการขยายสัญญาณขนาดเล็กของวงจร



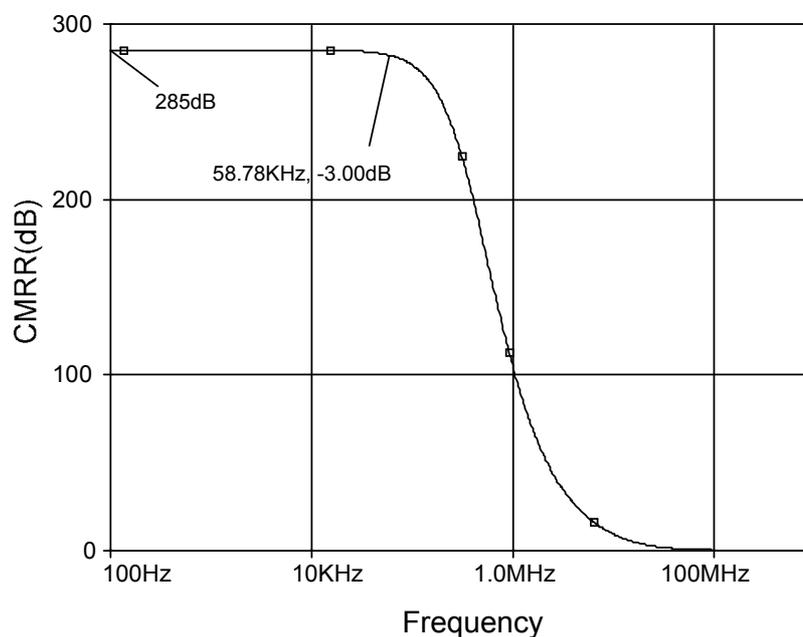
ภาพที่ 4-7 อัตราการขจัดโหมคร่วมของวงจรที่ไม่มีการชดเชยอนุภูมิ



ภาพที่ 4-8 อัตราขยายคิฟเฟอเรนเชียลของวงจรที่มีการชดเชยอุณหภูมิ



ภาพที่ 4-9 อัตราการขยายโหมดร่วมของวงจรที่มีการชดเชยอุณหภูมิ



ภาพที่ 4-10 อัตราการขจัดโหมคร่วมของวงจรที่มีการชดเชยอนุภูมิ

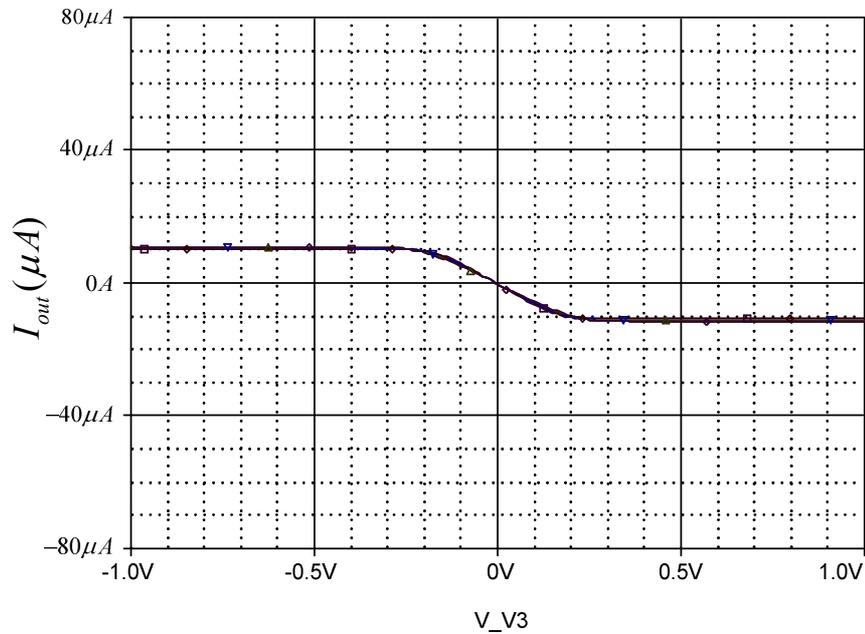
จากผลการจำลองการทำงานของวงจรดังภาพที่ 4-7 เป็นอัตราขจัดโหมคร่วมของวงจรที่ไม่มีการชดเชยอนุภูมินั้นมีค่าเท่ากับ 166 dB ที่ความถี่ 73.347 kHz และวงจรที่มีการชดเชยอนุภูมิ อัตราขจัดโหมคร่วมมีค่าเท่ากับสูงถึง 285 dB ที่ความถี่ 58.78 kHz แสดงให้เห็นถึงความสามารถในการขยายสัญญาณขนาดเล็กลงของวงจรที่มีการชดเชยอนุภูมิสูงกว่าวงจรที่ยังไม่มีการชดเชยอนุภูมิ ดังแสดงในภาพที่ 4-7 และภาพที่ 4-8

#### 4.5 ค่าพิสัยพลวัต

จากการทดสอบค่าพิสัยพลวัตหรือขอบเขตย่านอินพุตของวงจรที่สามารถรองรับสัญญาณอินพุตได้พบว่าวงจรที่มีการชดเชยอนุภูมิมีค่าพิสัยพลวัตที่กว้างและเป็นเชิงเส้นมากกว่าวงจรที่ไม่มีการชดเชยอนุภูมิดังแสดงในภาพที่ 4-9 และ ภาพที่ 4-10

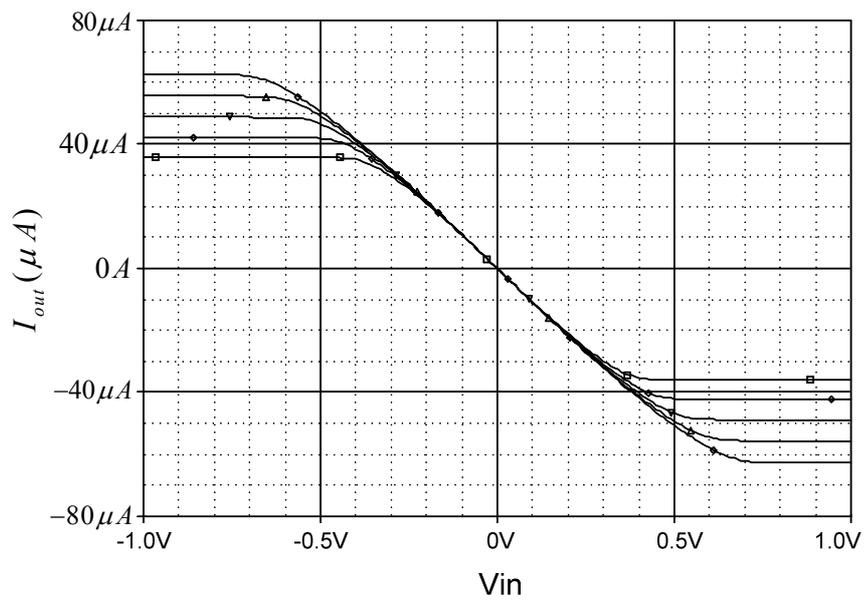
จากผลการจำลองการทำงานของวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัด พบว่าวงจรที่ไม่มีการชดเชยอนุภูมินั้นมีค่าพิสัยพลวัตประมาณ  $\pm 250$  mV แสดงให้เห็นถึงขอบเขตย่านอินพุตของวงจรที่รับเข้าทางด้านอินพุตนั้นแคบ เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรที่มีการชดเชยอนุภูมิ ซึ่งมีค่าพิสัยพลวัตประมาณ  $\pm 300$  mV ซึ่งกว้างกว่าวงจรที่ไม่มีการชดเชยอนุภูมิประมาณ  $\pm 50$  mV วงจรมีลักษณะ

การทำงานที่เป็นเชิงเส้นมากกว่า และสัญญาณด้านเอาต์พุตของวงจรมีค่าไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ



□ 0 °C ◇ 25 °C ▽ 50 °C Δ 75 °C □ 100 °C

ภาพที่ 4-11 ค่าพิสัยพลวัตของวงจรที่ไม่มีการชดเชยอุณหภูมิ

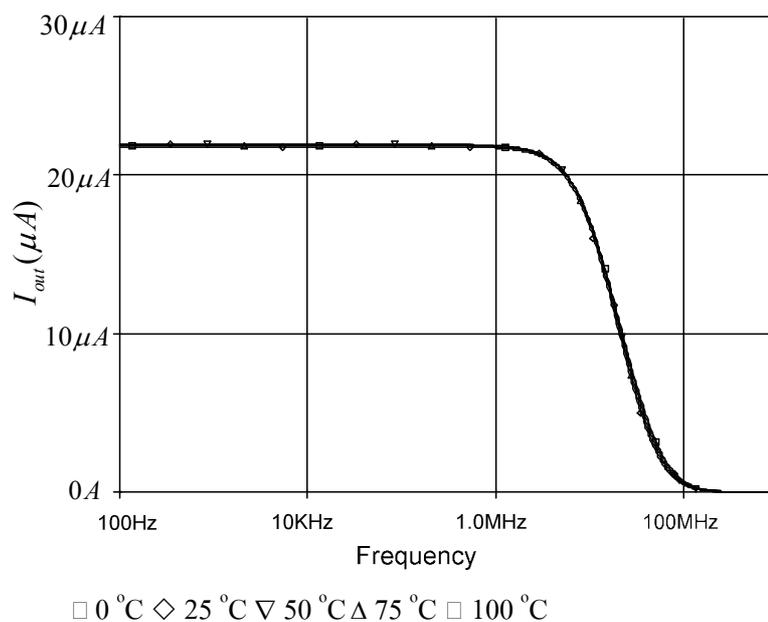


□ 0 °C ◇ 25 °C ▽ 50 °C Δ 75 °C □ 100 °C

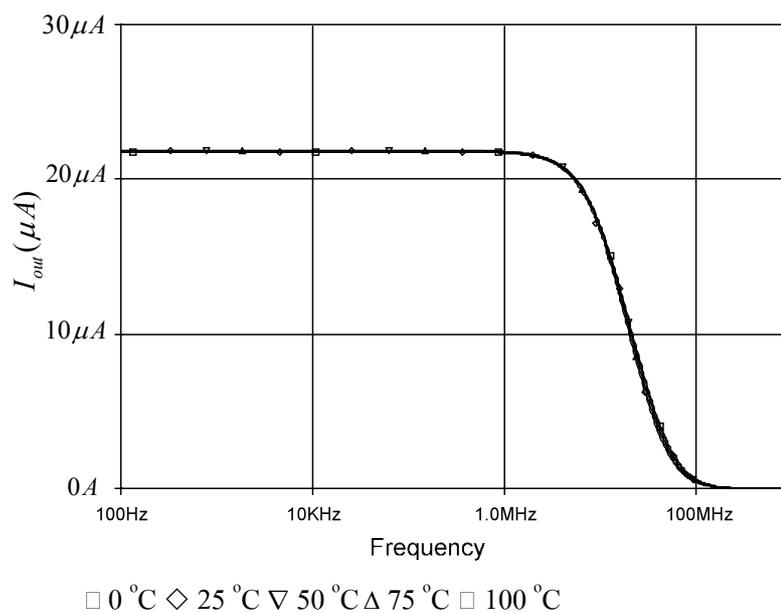
ภาพที่ 4-12 ค่าพิสัยพลวัตผลของวงจรที่มีการชดเชยอุณหภูมิ

#### 4.6 การทำงานของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟเลี้ยง

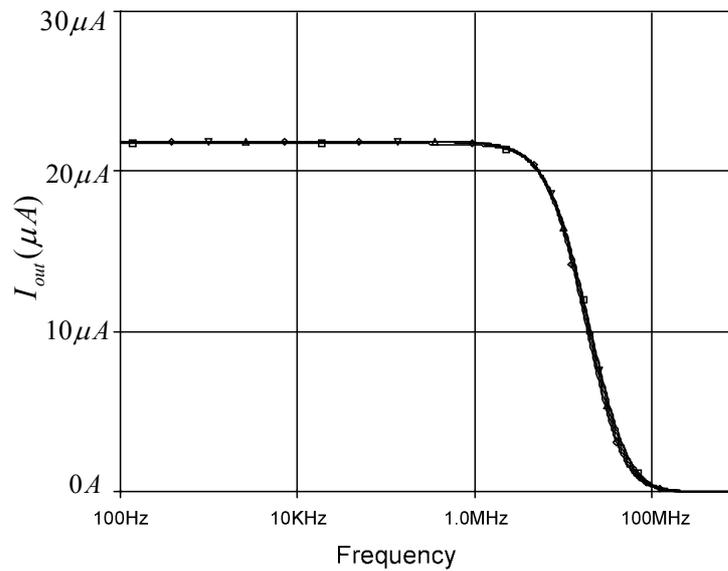
การทำงานของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟเลี้ยง การทำงานของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟเลี้ยงในวิทยานิพนธ์นี้ ได้ออกแบบใช้กับระดับไฟเลี้ยงที่  $\pm 5V$  การทดสอบในหัวข้อนี้จะทำการปรับระดับของแรงดันไฟเลี้ยงลดลงจนกระทั่งการชดเชยอุณหภูมิของวงจรมีการผิดเพี้ยน ดังแสดงในภาพที่ 4-13 ถึงภาพที่ 4-17



ภาพที่ 4-13 ทดสอบระดับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรที่  $\pm 5V$

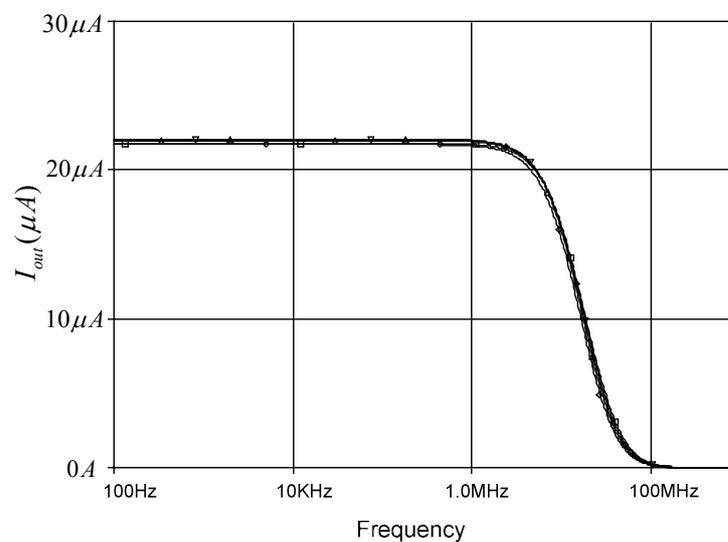


ภาพที่ 4-14 ทดสอบระดับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรที่  $\pm 4V$



□ 0 °C ◇ 25 °C ▽ 50 °C Δ 75 °C ◻ 100 °C

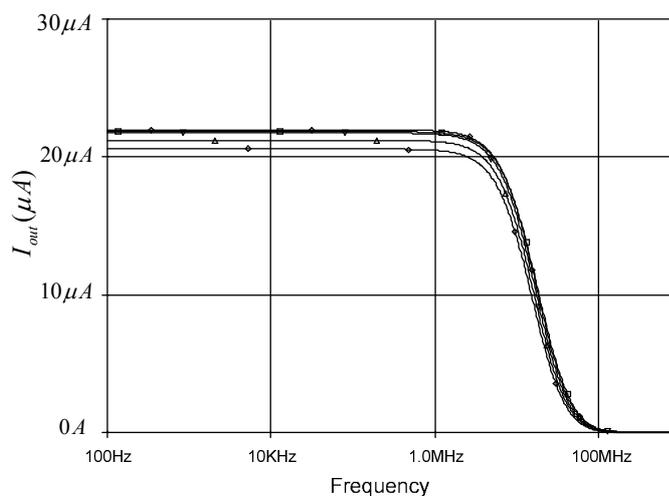
ภาพที่ 4-15 ทดสอบระดับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรที่ ±3V



□ 0 °C ◇ 25 °C ▽ 50 °C Δ 75 °C ◻ 100 °C

ภาพที่ 4-16 ทดสอบระดับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรที่ ±2.1V

จากการทดสอบความสามารถในการทำงานของวงจรที่ไฟเลี้ยงระดับต่างกันพบว่าวงจรสามารถทำงานได้ที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยงจาก ±2.1V ถึง ±5V โดยที่อัตราขยายทางด้านเอาต์พุตของวงจรมีค่าไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิที่ทดสอบ



□ 0 °C ◇ 25 °C ▽ 50 °C Δ 75 °C ◻ 100 °C

ภาพที่ 4-17 ทดสอบระดับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรที่  $\pm 2V$

ที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยง  $\pm 2V$  ดังแสดงในภาพที่ 4-17 เป็นการชดเชยอุณหภูมิของวงจรที่เริ่มมีการผิดเพี้ยนเกิดขึ้นเมื่อวงจรทำงานที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยง  $\pm 2.0V$  และวงจรสามารถทำงานได้ โดยที่วงจรยังคงมีอัตราขยายกระแสด้านเอาต์พุตคงที่ และไม่เปลี่ยนแปลงค่าตามอุณหภูมิที่ทดสอบ ที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยงจาก  $\pm 2.1V$  ถึง  $\pm 5V$  ดังแสดงในภาพที่ 4-13 ถึงภาพที่ 4-16

จากผลการจำลองการทำงานของวงจร พบว่าวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่ได้ออกแบบสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ และเป็นไปตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้ กล่าวคือวงจรสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยที่อัตราขยายกระแสด้านเอาต์พุตมีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิที่ทดสอบต่ำ  $0.003\% / ^\circ C$  เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรที่ยังไม่มีการชดเชยอุณหภูมิมีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิที่ทดสอบถึง  $0.163\% / ^\circ C$  ค่าพิสัยพลวัตกว้างถึง  $\pm 300mV$  และมีการทำงานที่เป็นเชิงเส้น ในขณะที่วงจรที่ยังไม่มีการชดเชยอุณหภูมิมีค่าพิสัยพลวัตกว้าง  $\pm 250mV$  และขอบเขตย่านอินพุตของวงจรที่รองรับสัญญาณทางด้านอินพุตนั้นมีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ อัตราขยายจัดโหมคร่วมของวงจรที่มีการชดเชยอุณหภูมิสูงถึง  $285dB$  ที่ความถี่  $58.78 kHz$  และอัตราขยายจัดโหมคร่วมของวงจรที่ไม่มีการชดเชยอุณหภูมินั้นมีค่าเท่ากับ  $166 dB$  ที่ความถี่  $73.347 kHz$  วงจรสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยงจาก  $\pm 2.1V$  ถึง  $\pm 5V$  และอัตราขยายกระแสทางด้านเอาต์พุตมีประสิทธิภาพต่อการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟเลี้ยง  $0.098\% / V$  เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรที่ยังไม่มีการชดเชยอุณหภูมิ  $0.369\% / V$  ตอบสนองความถี่ได้สูงถึง  $11.548 MHz$  ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับการคำนวณ อีกทั้งยังสามารถปรับอัตราขยายกระแสด้านเอาต์พุตได้ด้วยการปรับแรงดัน  $V$  ที่อยู่ในส่วนวงจรสร้างกระแสอ้างอิง

## บทที่ 5

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปผลการวิจัย

จากผลการวิจัยวงจรรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดแบบซิมอสที่มีผลกระทบต่ำจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ ที่ได้นำเสนอในงานวิจัยฉบับนี้นั้น ได้แบ่งการทำงานของวงจรออกเป็น 4 ส่วนหลักคือ วงจรรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดซึ่ง นำเอาวงจรรขยายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสรุ่นที่ 2 ที่มีโครงสร้างเป็นมอสทรานซิสเตอร์มาประยุกต์ ส่วนที่สองเป็นวงจรแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิง ส่วนที่สามเป็นวงจรควอดคราทิก-ทรานลิเนียร์และส่วนที่สี่เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบหลายจุด ในการทำงานร่วมกันของวงจรทั้งสี่ส่วนนั้น จะทำหน้าที่กำจัดค่า  $\beta$  ออกจากสมการของกระแสด้านเอาต์พุตซึ่งค่า  $\beta$  นี้จะถูกกำจัดออกไปโดยวงจรสร้างกระแสควบคุมที่ทำหน้าที่จ่ายกระแสไบแอสให้กับวงจรรขยายสัญญาณเครื่องมือวัด จากผลการจำลองการทำงานของวงจรรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีการชดเชยอุณหภูมิแล้ว พบว่าวงจรสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพและสอดคล้องกับการคำนวณ อัตราการขยายของวงจรมีผลกระทบจากเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิต่ำ 0.003% / °C โดยทำการทดสอบอุณหภูมิจาก 0-100 °C ในการชดเชยอุณหภูมิของวงจрс่งผลให้ได้ค่าพิสัยพลวัตที่กว้างขึ้น ผลการทดสอบหาค่าพิสัยพลวัตหรือขอบเขตของย่านอินพุตวงจรที่สามารถรองรับอินพุตได้ -300mV ถึง +300mV โดยที่กระแสทางด้านเอาต์พุตไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิและวงจรยังสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟเลี้ยงจาก  $\pm 2.1V$  ถึง  $\pm 5V$  กระแสทางด้านเอาต์พุตยังคงมีค่าคงที่ และไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ อัตราขยายกระแสทางด้านเอาต์พุตมีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟเลี้ยง 0.098% / V มีอัตราสิ้นเปลืองกำลังงาน 98.5mW และวงจรรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดในงานวิจัยนี้สามารถตอบสนองความถี่ได้สูง 11.548MHz ที่ -3.0dB

#### 5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ในการปรับอัตราขยายกระแสทางด้านเอาต์พุตของวงจรที่มีการชดเชยอุณหภูมิแล้วนั้น สามารถปรับได้ในย่านที่ไม่กว้างมากนัก เพราะจะส่งผลกระทบกับการทำงานของวงจรในการชดเชยอุณหภูมิของวงจรรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่ได้ออกแบบเอาไว้ ข้อเสนอแนะสำหรับผู้

สนใจที่จะศึกษาค้นคว้าและพัฒนาวงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดคือ ปรับปรุงในส่วนของ วงจรกำเนิดกระแสอ้างอิงให้สามารถปรับอัตราขยายกระแสด้านเอาต์พุตได้มากขึ้น

### 5.3 แนวทางการพัฒนา

วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่ได้ออกแบบในงานวิจัยนี้ เป็นวงจรแบบลูปเปิด (Open loop) จะควบคุมอัตราขยายของวงจรให้คงที่ได้ค่อนข้างยาก แนวทางในการพัฒนาคือเปลี่ยนจากระบบ ลูปเปิดให้เป็นระบบลูปปิด (Close loop) จะทำให้วงจรมีเสถียรภาพในการทำงานมากขึ้น และจะสามารถตอบสนองความถี่ได้สูงขึ้น แต่อัตราขยายของวงจรจะลดต่ำลง ซึ่งขึ้นอยู่กับผู้ออกแบบและใช้งานต้องการอะไรเป็นสำคัญระหว่างอัตราขยายกับการตอบสนองความถี่ที่สูงขึ้น

## เอกสารอ้างอิง

1. Huanzhang, H., Soundarapandian, K., and Edward K.F. Lee. "A 1V Instrumentation Amplifier." IEEE Symposium on Integrated Circuits and Systems Design. 42<sup>nd</sup> (1999) : 170-173.
2. Malcovati, P., and Maloberti, F. "Fully Integrated CMOS Magnetic Current Monitor." IEEE International Symposium on Circuits and Systems. 5<sup>th</sup> (1999) : 128-131.
3. Harb, A., and Sawan, M. "New low-power low-voltage Hi-CMRR CMOS Instrumentation Amplifier." IEEE Symposium on Integrated Circuits and Systems Design. (1999) : 97-100.
4. Sagbas, A., and Fidanboyu, K. "Electronically tunable current-mode second-order universal filter using minimum elements." Electronics Letters 8<sup>th</sup> Vol. 40, No.1 (January 2004) : 2-4.
5. Malvar, H. S. "Electronically tunable active filters with operational transconductance amplifiers." IEEE Transactions on Circuits and Systems. 29 (1982) : 333-336.
6. Galanis, C., Postgraduate., and Haritatis, I. "An Improved current mode Instrumentation amplifier." IEEE International Conference on Electronics Circuits and Systems. (1996) : 65-68.
7. Sudhanshu Maheshwari. "High CMRR wide bandwidth instrumentation amplifier using current controlled conveyors." INT. J. Electronics. 12 (2002) : 889-896.
8. Shahram, M., et al. "New CMOS Configurations for Current-Controlled Conveyors (CCCIIs)." IEEE International Conference on Circuits and Systems for Communications. (2002) : 62-65.
9. ชาตรี คัมภีระ. การชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรถยายโอทีเอแบบซีมอสและการประยุกต์ใช้งาน. วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2546.

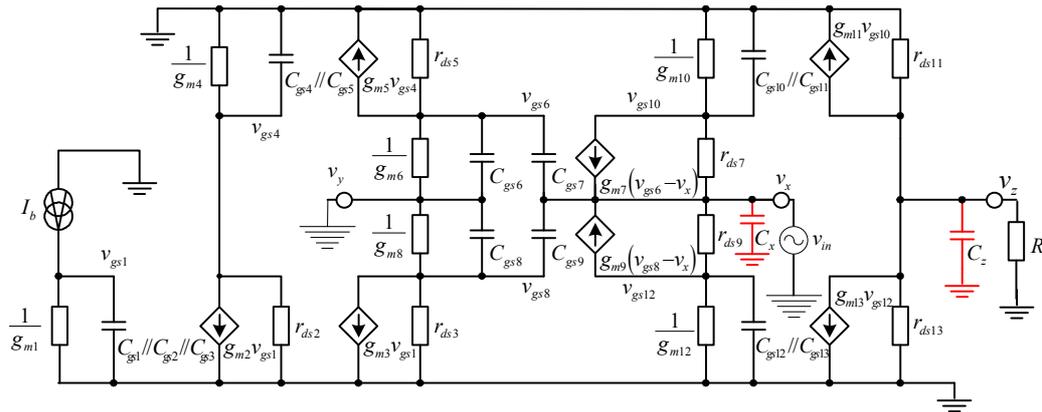
10. ชีรสิทธิ์ มลทวีไพศาล. วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส.  
วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2544.
11. มนต์รี ศิริปรัชญานันท์. Communication Circuit Design : OTA และกลุ่มวงจรที่ใช้งานใน  
OTA. กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2547.
12. \_\_\_\_\_. Communication Circuit Design : วงจรสายพานกระแส. กรุงเทพฯ : สถาบัน  
เทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2547.
13. Ramakant, A., Gayakwad. Op-Amp and Linear Integrated Circuits. Mt. Sierra College,  
Fourth Edition. (2000) : 207-209.
14. Anwar, A., Khan and Arun Kumar. “Extending the bandwidth of an instrumentation  
amplifier.” INT. J. Electronics. Vol. 74, No. 4, (1993) : 643-653.
15. Wanlop Surakamponorn, et al. “Instrumentation amplifiers using operational  
transconductance amplifiers.” INT. J. Electronics. Vol. 74, No. 4, (1991) : 643-653.
16. Gkotsis, I., Souliotis G., and Haritantis I. “Instrumentation amplifier based analogue  
interface.” IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems.  
(1998) : 317-320.
17. Montree Siripruchyanun. “A Temperature Compensation Technique for CMOS Current  
Controlled Current Conveyor (CCCII).” The Proceedings of ECTI on 2005, The 2nd  
ECTI Annual Conference. (12-13 May 2005) : 510-513.

ภาคผนวก ก

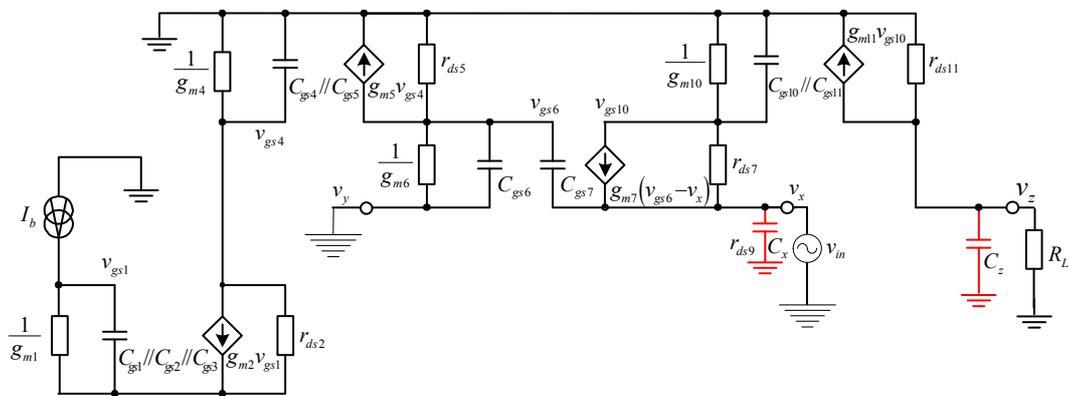
วิเคราะห์ผลตอบแทนความถี่ของวงจรสายพานกระแสน้ำที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส

**ก.1 การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของ CCCII+**

ในการวิเคราะห์ผลการตอบสนองความถี่ในเชิงปฏิบัติงานของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ที่ควบคุมด้วยกระแสแบบบวกสามารถคำนวณโดยใช้การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก ซึ่งมีความจุแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างขาเกตและขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ดังวงจรสมมูลภาพที่ ก-1



ภาพที่ ก-1 วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของวงจร CCCII+



ภาพที่ ก-2 วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน

การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรมานั้นจากวงจรภาพที่ ก-1 จะเห็นว่าการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์จะสลับกันทำงานระหว่างมอสทรานซิสเตอร์ซีกบนกับมอสทรานซิสเตอร์ซีกล่าง ดังนั้นทำให้สามารถวิเคราะห์หาผลการตอบสนองความถี่ของวงจรจากการทำงานของ

มอสมทรานซิสเตอร์ซีไอไดซีกหนึ่งก็ได้ ดังนั้นในการวิเคราะห์ในหัวข้อนี้จึงเลือกวงจรซีกบนมาทำการวิเคราะห์หาช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรดังแสดงในภาพที่ ก-2

พิจารณาที่ โหนด  $v_{gs1}$

$$g_{m1}v_{gs1} + S(C_{gs1} + C_{gs2} + C_{gs3})v_{gs1} = i_b \quad (ก-1)$$

แหล่งจ่ายกระแส  $i_b$  เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ในการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กลักษณะนั้นสามารถกำหนดให้  $i_b = 0$  ดังนั้นสมการที่ (ก-1) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$v_{gs1} = 0 \quad (ก-2)$$

ที่ โหนด  $v_{gs4}$

$$g_{m4}v_{gs4} + S(C_{gs4} + C_{gs5})v_{gs4} + g_{m2}v_{gs1} + \frac{v_{gs4}}{r_{ds2}} = 0 \quad (ก-3)$$

ค่าของ  $1/r_{ds} \ll 0$  ดังนั้นสมการที่ (ก-3) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$v_{gs4} [g_{m4} + S(C_{gs4} + C_{gs5})] = 0 \quad (ก-4)$$

หรือ  $v_{gs4} = 0$

ที่ โหนด  $v_{gs6}$

$$g_{m5}v_{gs4} + \frac{v_{gs6}}{r_{ds5}} + g_{m6}(v_{gs6} - v_y) + SC_{gs6}(v_{gs6} - v_y) + SC_{gs7}(v_{gs6} - v_x) = 0 \quad (ก-5)$$

จากวงจรเนื่องจากขา Y เชื่อมต่อกับ GND และกำหนดให้  $SC_{gs6} = SC_{gs7}$  ดังนั้นเขียนสมการที่ (ก-5) ใหม่ได้เป็น

$$v_{gs6} = \frac{v_x}{\frac{g_{m6}}{SC_{gs7}} + 2} \quad (ก-6)$$

ที่ โหนด  $v_{gs10}$

$$g_{m7}(v_{gs6} - v_x) + \frac{v_{gs10} - v_x}{r_{ds7}} + g_{m10}v_{gs10} + v_{gs10}(SC_{gs10} + SC_{gs11}) = 0 \quad (ก-7)$$

จากวงจรกำหนดให้  $SC_{gs10} = SC_{gs11}$  เขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$v_{gs10} = \frac{g_{m7}(v_x - v_{gs6})}{g_{m10} + 2SC_{gs10}} \quad (ก-8)$$

ที่โหนด  $v_x$

$$SC_{gs7}(v_x - v_{gs6}) - g_{m7}(v_{gs6} - v_x) + \frac{v_x - v_{gs10}}{r_{ds7}} - i_x = 0 \quad (ก-9)$$

หรือ

$$v_x = v_{gs6} + \frac{i_x}{SC_{gs7} + g_{m7}} \quad (ก-10)$$

ที่โหนด  $v_z$

$$\frac{v_z}{r_{ds13}} + g_{m11}v_{gs10} - i_z = 0 \quad (ก-11)$$

หรือ

$$g_{m11}v_{gs10} = i_z \quad (ก-12)$$

หา  $v_{gs6}$  จากสมการ (ก-10) ที่โหนด  $v_x$  จะได้

$$v_{gs6} = v_x - \frac{i_x}{SC_{gs7} + g_{m7}} \quad (ก-13)$$

หา  $v_{gs6}$  จากสมการ (ก-8) ที่โหนด  $v_{gs10}$  จะได้

$$v_{gs6} = v_x - \left[ \frac{(g_{m10} + 2SC_{gs10})v_{gs10}}{g_{m7}} \right] \quad (ก-14)$$

แทนค่า  $v_{gs6}$  จากสมการ (ก-13) ลงในสมการ (ก-6) จะได้

$$v_x - \frac{i_x}{SC_{gs7} + g_{m7}} = \frac{v_x}{\frac{g_{m6}}{SC_{gs7}} + 2} \quad (ก-15)$$

หรือ 
$$\frac{i_x}{v_x} = \left[ 1 - \frac{SC_{gs7}}{(g_{m6} + 2SC_{gs7})} \right] (SC_{gs7} + g_{m7}) \quad (ก-16)$$

จะได้ 
$$i_x = \left[ \frac{(SC_{gs7} + g_{m7}) - SC_{gs7}}{(g_{m6} + 2SC_{gs7})} \right] v_x \quad (ก-17)$$

แทนค่า  $v_{gs6}$  จากสมการ (ก-13) ลงในสมการ (ก-14) จะได้

$$v_x - \frac{i_x}{SC_{gs7} + g_{m7}} = v_x - \left[ \frac{(g_{m10} + 2SC_{gs10})v_{gs10}}{g_{m7}} \right] \quad (ก-18)$$

หรือ 
$$\frac{i_x}{v_{gs10}} = \frac{(SC_{gs7} + g_{m7})(g_{m10} + 2SC_{gs10})}{g_{m7}} \quad (ก-19)$$

จะได้ 
$$i_x = \frac{(SC_{gs7} + g_{m7})(g_{m10} + 2SC_{gs10})v_{gs10}}{g_{m7}} \quad (ก-20)$$

นำเอา  $i_x$  จากสมการที่ (ก-17) เท่ากับ สมการที่ (ก-20) จะได้

$$\left[ \frac{(SC_{gs7} + g_{m7}) - SC_{gs7}}{(g_{m6} + 2SC_{gs7})} \right] v_x = \frac{(SC_{gs7} + g_{m7})(g_{m10} + 2SC_{gs10})v_{gs10}}{g_{m7}} \quad (ก-21)$$

หรือ 
$$\left[ \frac{(SC_{gs7} + g_{m7}) - SC_{gs7}}{(g_{m6} + 2SC_{gs7})(SC_{gs7} + g_{m7})(g_{m10} + 2SC_{gs10})} \right] g_{m7} v_x = v_{gs10} \quad (ก-22)$$

แทนค่า สมการ (ก-22) ลงในสมการ (ก-12) จะได้

$$\frac{i_z}{v_x} = g_{m7} g_{m11} \left[ \frac{(SC_{gs7} + g_{m7}) - SC_{gs7}}{(g_{m6} + 2SC_{gs7})(SC_{gs7} + g_{m7})(g_{m10} + 2SC_{gs10})} \right] \quad (ก-23)$$

$$\text{หรือ} \quad \frac{i_z}{v_x} = \frac{\frac{g_{m7}^2 g_{m11}}{4C_{gs7}^2 C_{gs10}}}{\left(\frac{g_{m6}}{2C_{gs7}} + S\right) \left(\frac{g_{m10}}{2C_{gs10}} + S\right) \left(\frac{g_{m7}}{C_{gs7}} + S\right)} \quad (\text{ก-24})$$

จากสมการที่ (ก-24) จะเห็นว่ามีโพลอยู่ 3 โพลซึ่งมีตำแหน่งความถี่คัทออฟอยู่ที่  $\omega_1 = \frac{g_{m6}}{2C_{gs7}}$   
 $\omega_2 = \frac{g_{m10}}{2C_{gs10}}$  และ  $\omega_3 = \frac{g_{m7}}{C_{gs7}}$  เมื่อนำโพลทั้ง 3 โพลมาคำนวณหาความถี่คัทออฟเปรียบเทียบกับ  
 ผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE แล้วพบว่าตำแหน่ง dominant pole  
 อยู่ที่  $\omega_2$  สามารถหาผลตอบสนองความถี่ได้ดังสมการ (ก-25)

$$f_c = \frac{\sqrt{2K_p(W/L)I_{Control}}}{(2\pi)(2) \left[ \frac{2}{3} WL \left( \frac{K_p}{\mu_0} \right) \right]} \quad (\text{ก-25})$$

ผลที่ได้จากการคำนวณที่กระแส  $I_B = 10 \mu A$  ได้  $f_c = 11.49 \text{ MHz}$  และผลที่ได้จากการ  
 จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ได้  $f_c = 11.42 \text{ MHz}$

## ก.2 การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของ CCCII-

ในการวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วย  
 กระแสแบบลบนั้นเหมือนกันกับ CCCII+ จะแตกต่างกันคือ CCCII- จะมีวงจรสะท้อนกระแสต่อ  
 เพิ่มเข้ามาอีกหนึ่งชุดเพื่อทำหน้าที่เปลี่ยนทิศทางของกระแสให้ตรงข้ามกันกับด้านอินพุต แสดง  
 ความสัมพันธ์ของวงจรในเชิงเมตริกซ์ ที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 สำหรับวงจรที่ใช้ในการ  
 วิเคราะห์แสดงในภาพที่ ก-3

ที่โนด  $v_{gs1}$ ,  $v_{gs4}$ ,  $v_{gs6}$ ,  $v_{gs10}$  และ  $v_x$  เหมือนกับการวิเคราะห์สำหรับ CCCII+ ทุกประการ  
 โหนดที่ต้องวิเคราะห์เพิ่มเติมคือ โหนด  $v_{gs14}$  และ โหนด  $v_z$   
 ที่ โหนด  $v_{gs14}$

$$g_{m11} v_{gs10} + \frac{v_{gs14}}{r_{ds11}} + g_{m14} v_{gs14} + v_{gs14} (C_{gs14} + S C_{gs15}) = 0 \quad (\text{ก-26})$$

หรือ

$$v_{gs14} = -\frac{g_{m11}v_{gs10}}{g_{m14} + SC_{gs14} + SC_{gs15}} \quad (ก-27)$$

กำหนดให้  $SC_{gs14} = SC_{gs15}$  แทนในสมการ (ก-26) จะได้

$$v_{gs14} = -\frac{g_{m11}v_{gs10}}{g_{m14} + 2SC_{gs14}} \quad (ก-28)$$

และหา  $v_{gs10}$  จากสมการที่ (ก-27) จะได้

$$v_{gs10} = -\frac{v_{gs14}(g_{m14} + 2SC_{gs14})}{g_{m11}} \quad (ก-29)$$

ที่โหนด  $v_{gs14}$

$$g_{m15}v_{gs14} = i_z \quad (ก-30)$$

แทนค่าสมการ (ก-29) ลงในสมการ (ก-22) จะได้

$$\left[ \frac{(SC_{gs7} + g_{m7}) - SC_{gs7}}{(g_{m6} + 2SC_{gs7})(SC_{gs7} + g_{m7})(g_{m10} + 2SC_{gs10})} \right] g_{m7}v_x = -\frac{v_{gs14}(g_{m14} + 2SC_{gs14})}{g_{m11}} \quad (ก-31)$$

หรือ

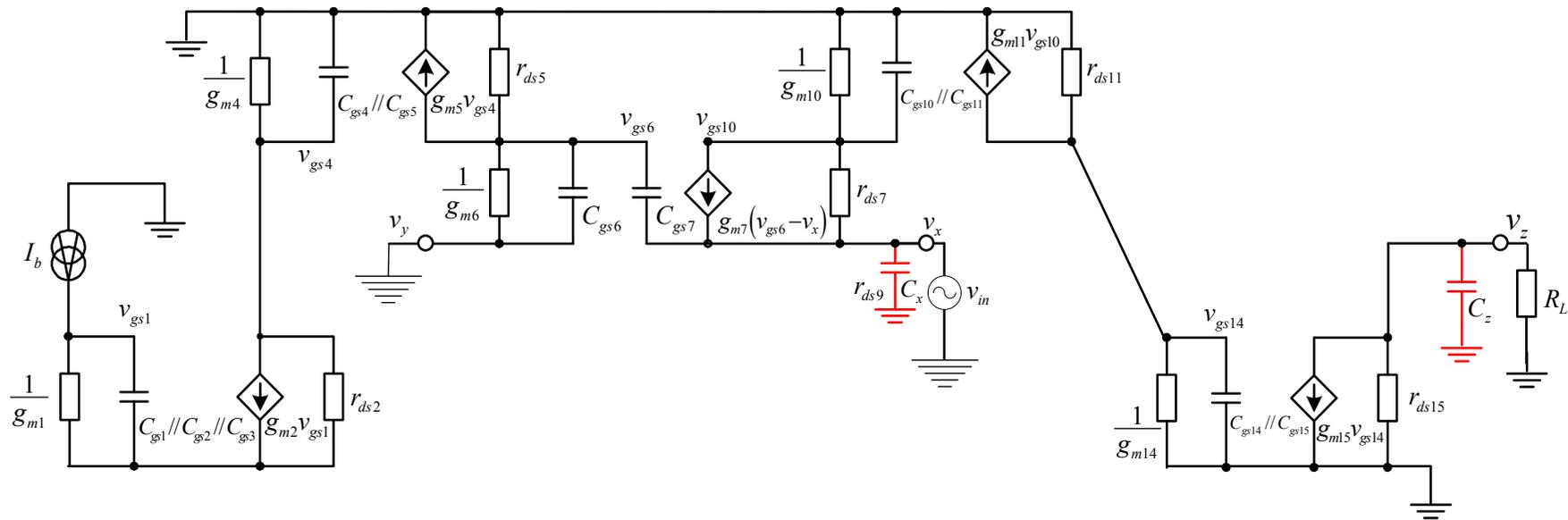
$$\left[ \frac{g_{m7}^2 g_{m11} v_x}{(g_{m6} + 2SC_{gs7})(SC_{gs7} + g_{m7})(g_{m10} + 2SC_{gs10})(g_{m14} + 2SC_{gs14})} \right] = -v_{gs14} \quad (ก-32)$$

แทนค่าสมการ (ก-32) ลงในสมการ (ก-30) จะได้

$$-\frac{i_z}{v_x} = \frac{g_{m7}^2 g_{m11} g_{m15}}{(g_{m6} + 2SC_{gs7})(SC_{gs7} + g_{m7})(g_{m10} + 2SC_{gs10})(g_{m14} + 2SC_{gs14})} \quad (ก-33)$$

$$\text{หรือ } -\frac{i_z}{v_x} = \frac{\frac{g_{m7}^2 g_{m11} g_{m15}}{8C_{gs7}^2 C_{gs10} C_{gs14}}}{\left(\frac{g_{m6}}{2C_{gs7}} + S\right) \left(\frac{g_{m7}}{C_{gs7}} + S\right) \left(\frac{g_{m10}}{2C_{gs10}} + S\right) \left(\frac{g_{m14}}{2C_{gs14}} + S\right)} \quad (\text{ก-34})$$

จากสมการที่ (ก-34) จะเห็นว่าทิศทางของกระแสด้านเอาต์พุตมีทิศทางตรงกันข้ามกับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบบวก และมีโพลอยู่ 4 โพลซึ่งแต่ละโพลมีตำแหน่งความถี่คัทออฟอยู่ที่  $\omega_1 = \frac{g_{m6}}{2C_{gs7}}$   $\omega_2 = \frac{g_{m10}}{2C_{gs10}}$   $\omega_3 = \frac{g_{m7}}{C_{gs7}}$  และ  $\omega_4 = \frac{g_{m14}}{2C_{gs14}}$  เมื่อนำโพลทั้ง 4 โพลมาคำนวณหาความถี่คัทออฟเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE แล้วพบว่าตำแหน่ง dominant pole อยู่ที่  $\omega_2$  เหมือนกันกับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบบวก



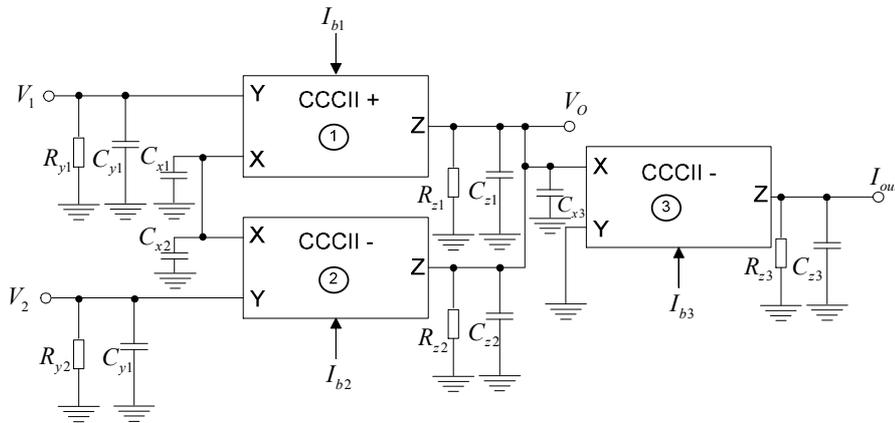
ภาพที่ ก-3 วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการของวงจร CCCII-

ภาคผนวก ข

ผลกระทบการทำงานของวงจรถายสัญญาณเครื่องมือวัดที่ไม่เป็นตามอุดมคติ

**ข.1 ผลกระทบการทำงานของวงจรถูกไม่เป็นไปตามอุดมคติ**

วงจรถยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีโครงสร้างเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสในทางปฏิบัติแล้ว จะเกิดค่าความต้านทานและความจุแฝงที่ขั้ว X, Y และ Z ของ CCCII ดังแสดงในภาพที่ ข-1 ที่ขั้ว Y จะมีความต้านทานแฝงและเกิดค่าความจุแฝงที่เกิดขึ้นที่ขั้ว Y กับกราวด์ คือ  $R_y // C_y$  ที่ขั้ว X จะเกิดค่าความจุแฝงเกิดขึ้นที่ขั้ว X กับกราวด์คือ  $C_x$  และที่ขั้ว Z จะเกิด ความต้านทานแฝงและเกิดค่าความจุแฝงที่เกิดขึ้นที่ขั้ว Z กับ กราวด์ คือ  $R_z // C_z$



**ภาพที่ ข-1** วงจรถยายสัญญาณเครื่องมือวัดที่มีโครงสร้างเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

จากวงจรภาพที่ ข-1 สามารถกำหนดค่าความต้านทานแฝงและความจุแฝงดังสมการต่อไปนี้

$$C_a = C_{x1} + C_{x2} \tag{ข-1}$$

$$C_b = C_{z1} + C_{z2} + C_{x3} = 2C_z + C_{x3} \tag{ข-2}$$

และ  $C_{z1} = C_{z2} \tag{ข-3}$

ในรูปภาพที่ ข-1 จะเห็นว่า  $R_{z1} // R_{z2}$  และ  $R_z$  มีค่าเท่ากันจะได้

$$R_b = \frac{R_z}{2} \quad (\text{ข-4})$$

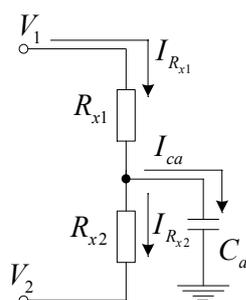
เมื่อ  $R_{z1} = R_{z2} \quad (\text{ข-5})$

สมการความสัมพันธ์เชิงเมตริกของ CCCII ที่ไม่เป็นตามอุดมคติแสดงดังสมการที่ (ข-6)

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \beta & R_x & 0 \\ 0 & \pm\alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (\text{ข-6})$$

เมื่อ  $I_y = 0, V_x = \beta V_y + I_x R_x, I_z = \pm\alpha I_x \quad (\text{ข-7})$

ในการหาค่าที่ตำแหน่งต่างๆรวมถึงการตอบสนองความถี่ของวงจรถยายสัญญาณเครื่องมือวัดในลักษณะไม่เป็นไปตามอุดมคตินั้นจะต้องนำค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงมาประกอบการพิจารณา สำหรับวงจรที่ใช้ในงานวิจัยนี้จะเริ่มต้นจากการพิจารณาทางด้านอินพุตพิจารณาจากวงจรภาพที่ ข-2



ภาพที่ ข-2 วงจรสมมูลสัญญาณด้านอินพุตของวงจรถยายสัญญาณเครื่องมือวัดในลักษณะไม่เป็นไปตามอุดมคติ

จากวงจรสมมูลสัญญาณด้านอินพุตของวงจรถยายสัญญาณเครื่องมือวัดพิจารณากระแส  $i_{RX1}$  ได้ดังสมการที่ (ข-8)

$$i_{RX1} = i_{RX2} + i_{C_a} \quad (\text{ข-8})$$

แทนค่าในสมการ (ข-8) จะได้

$$\frac{V_1 - V_X}{R_{X1}} = \frac{V_X - V_2}{R_{X2}} + V_X SC_a \quad (\text{ข-9})$$

หรือ

$$\frac{V_1 R_{X2} + V_2 R_{X1}}{R_{X1} R_{X2}} = V_X \left( \frac{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a}{R_{X1} R_{X2}} \right) \quad (\text{ข-10})$$

และ

$$V_X = \left( \frac{V_1 R_{X2} + V_2 R_{X1}}{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a} \right) \quad (\text{ข-11})$$

เขียนสมการ  $V_X$  ให้อยู่ในลักษณะไม่เป็นไปตามอุดมคติได้เป็น

$$\beta V_X = \left( \frac{\beta_1 V_1 R_{X2} + \beta_2 V_2 R_{X1}}{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a} \right) \quad (\text{ข-12})$$

หากระแส  $i_{C_a}$  ได้เป็น

$$i_{C_a} = \beta V_X SC_a \quad (\text{ข-13})$$

และ

$$i_{C_a} = \frac{S\beta_1 V_1 R_{X2} C_a + S\beta_2 V_2 R_{X1} C_a}{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a} \quad (\text{ข-14})$$

หากระแส  $i_{R_{X1}}$  ได้เป็น

$$i_{R_{X1}} = \frac{\beta_1 V_1 - \beta V_X}{R_{X1}} \quad (\text{ข-15})$$

แทน (ข-12) ใน (ข-15) จะได้

$$i_{R_{X1}} = \frac{\beta_1 V_1 - \frac{S\beta_1 V_1 R_{X2} C_a + S\beta_2 V_2 R_{X1} C_a}{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a}}{R_{X1}} \quad (\text{ข-16})$$

หรือ 
$$i_{R_{X1}} = \frac{\beta_1 V_1 R_{X1} + S\beta_1 V_1 R_{X1} R_{X2} C_a - \beta_2 V_2 R_{X1}}{R_{X1}(R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a)} \quad (\text{ข-17})$$

ดังนั้น 
$$i_{R_{X1}} = \frac{\beta_1 V_1 + S\beta_1 V_1 R_{X2} C_a - \beta_2 V_2}{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a} \quad (\text{ข-18})$$

หากระแส  $i_{R_{X2}}$  ได้เป็น

$$i_{R_{X2}} = i_{R_{X1}} - i_{C_a} \quad (\text{ข-19})$$

แทน (ข-14) และ (ข-18) ใน (ข-19) จะได้

$$i_{R_{X2}} = \left( \frac{\beta_1 V_1 + S\beta_1 V_1 R_{X2} C_a - \beta_2 V_2}{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a} \right) - \left( \frac{S\beta_1 V_1 R_{X2} C_a + S\beta_2 V_2 R_{X1} C_a}{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a} \right) \quad (\text{ข-20})$$

หรือ 
$$i_{R_{X2}} = \frac{\beta_1 V_1 + S\beta_1 V_1 R_{X2} C_a - \beta_2 V_2 - S\beta_1 V_1 R_{X2} C_a - S\beta_2 V_2 R_{X1} C_a}{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a} \quad (\text{ข-21})$$

และ 
$$i_{R_{X2}} = \frac{\beta_1 V_1 - \beta_2 V_2 - S\beta_2 V_2 R_{X1} C_a}{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a} \quad (\text{ข-21})$$

หากระแส  $i_{out}$

จากคุณสมบัติของ CCCII แบบลบ กระแสมีทิศทางไหลเข้าขั้ว X ของ CCCII หมายเลข 3 จะมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลออกที่ขั้ว Z หรือ  $i_{out}$  พิจารณาได้ดังสมการที่ (ข-23)

$$i_{out} = i_{R_{X3}} = i_{Z_1} + i_{Z_2} = \alpha_1 i_{R_{X1}} + \alpha_2 i_{R_{X2}} \quad (\text{ข-23})$$

แทนสมการที่ (ข-18) และ (ข-21) ใน (ข-23) จะได้

$$i_{out} = \alpha_1 \left( \frac{\beta_1 V_1 + S\beta_1 V_1 R_{X2} C_a - \beta_2 V_2}{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a} \right) + \alpha_2 \left( \frac{\beta_1 V_1 - \beta_2 V_2 - S\beta_2 V_2 R_{X1} C_a}{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a} \right) \quad (\text{ข-24})$$

หรือ

$$i_{out} = \frac{\alpha_1(\beta_1 V_1 + S\beta_1 V_1 R_{X2} C_a - \beta_2 V_2) + \alpha_2(\beta_1 V_1 - \beta_2 V_2 - S\beta_2 V_2 R_{X1} C_a)}{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a} \quad (\text{ข-25})$$

หรือ

$$i_{out} = \frac{\alpha_1 \beta_1 V_1 + \alpha_1 S \beta_1 V_1 R_{X2} C_a - \alpha_1 \beta_2 V_2 + \alpha_2 \beta_1 V_1 - \alpha_2 \beta_2 V_2 - \alpha_2 S \beta_2 V_2 R_{X1} C_a}{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a} \quad (\text{ข-26})$$

ดังนั้น

$$i_{out} = \frac{(\alpha_1 + \alpha_2)(\beta_1 V_1 + \beta_2 V_2) + \alpha_1 S \beta_1 V_1 R_{X2} C_a - \alpha_2 S \beta_2 V_2 R_{X1} C_a}{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a} \quad (\text{ข-27})$$

หาแรงดัน  $V_{out}$ 

พิจารณาจากวงจรภาพที่ ข-1 กระแส  $i_{out} = I_{X3}$  และความต้านทาน  $R_{out}$  คือค่า ความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงของขั้ว Z ของ CCCII หมายเลข 1 และ CCCII หมายเลข 2 ซึ่งต่อขนานกันกับ  $R_{X3}$  หรือค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว X ของ CCCII 3 สามารถหา  $V_{out}$  ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$V_{out} = i_{out} \cdot R_{out} \quad (\text{ข-28})$$

เมื่อ

$$R_{out} = R_b // R_{X3} // C_b \quad (\text{ข-29})$$

ดังนั้น

$$R_{out} = \frac{R_b R_{X3}}{R_{X3} + R_b + SR_{X3} R_b C_b} \quad (\text{ข-30})$$

แทนค่า (ข-27) และ (ข-30) ใน (ข-28) จะได้

$$V_{out} = \left( \frac{(\alpha_1 + \alpha_2)(\beta_1 V_1 + \beta_2 V_2) + \alpha_1 S \beta_1 V_1 R_{X2} C_a - \alpha_2 S \beta_2 V_2 R_{X1} C_a}{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1} R_{X2} C_a} \right) \left( \frac{R_b R_{X3}}{R_{X3} + R_b + SR_{X3} R_b C_b} \right) \quad (\text{ข-31})$$

กำหนดให้ 
$$K_1 = \left( \frac{1}{R_{X1} + R_{X2} + SR_{X1}R_{X2}C_a} \right) \quad (\text{ข-32})$$

$$K_2 = \frac{R_b R_{X3}}{R_{X3} + R_b + SR_{X3}R_b C_b} \quad (\text{ข-33})$$

$$T_1 = \alpha_1 \beta_1 R_{X2} C_a \quad (\text{ข-34})$$

และ 
$$T_2 = \alpha_2 \beta_2 R_{X1} C_a \quad (\text{ข-35})$$

แทนค่าที่กำหนดในสมการ (ข-31) จะได้

$$V_{out} = K_1 K_2 [(\alpha_1 + \alpha_2)(\beta_1 V_1 - \beta_2 V_2) + S(T_1 V_1 - T_2 V_2)] \quad (\text{ข-36})$$

## ข.2 การวิเคราะห์ค่าอัตราขยายจัดโหมตร่วม

ในการวิเคราะห์ค่า CMRR ในลักษณะไม่เป็นไปตามอุดมคตินั้นสามารถหาได้จากสมการ  $V_{out}$  โดยเริ่มจาก การหาค่า  $A_{Vd}$  และ  $A_{Vc}$  ดังสมการต่อไปนี้

จาก 
$$CMRR = \frac{A_{Vd}}{A_{Vc}} \quad (\text{ข-37})$$

และ 
$$A_{Vd} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (\text{ข-38})$$

จากสมการ  $V_{out}$  มีค่าเท่ากับ

$$V_{out} = K_1 K_2 [(\alpha_1 + \alpha_2)(\beta_1 V_1 - \beta_2 V_2) + S(T_1 V_1 - T_2 V_2)] \quad (\text{ข-39})$$

หรือ 
$$V_{out} = K_1 K_2 \left[ (\alpha_1 + \alpha_2) \frac{(\beta_1 + \beta_2)}{2} (V_1 - V_2) + \frac{S(T_1 + T_2)}{2} (V_1 - V_2) \right] \quad (\text{ข-40})$$

และ 
$$V_{out} = K_1 K_2 \left[ (\alpha_1 + \alpha_2) \frac{(\beta_1 + \beta_2)}{2} + \frac{S(T_1 + T_2)}{2} \right] (V_1 - V_2) \quad (\text{ข-41})$$

ดังนั้น 
$$A_{vd} = \frac{V_{out}}{(V_1 - V_2)} = \frac{K_1 K_2}{2} [(\alpha_1 + \alpha_2)(\beta_1 + \beta_2) + S(T_1 + T_2)] \quad (\text{ข-42})$$

เมื่อ  $V_{in} = V_1 - V_2$

และ 
$$A_{vc} = \frac{V_{out}}{V_c} = K_1 K_2 [(\alpha_1 + \alpha_2)(\beta_1 - \beta_2) + S(T_1 - T_2)] \quad (\text{ข-43})$$

แทนสมการ (ข-42) และ (ข-43) ใน (ข-37) จะได้

$$CMRR = \frac{A_{vd}}{A_{vc}} = \frac{1}{2} \left[ \frac{(\alpha_1 + \alpha_2)(\beta_1 + \beta_2) + S(T_1 + T_2)}{(\alpha_1 + \alpha_2)(\beta_1 - \beta_2) + S(T_1 - T_2)} \right] \quad (\text{ข-44})$$

หรือ 
$$CMRR = \frac{1}{2} \left[ \frac{\alpha_1 \beta_1 + \alpha_1 \beta_2 + \alpha_2 \beta_1 + \alpha_2 \beta_2 + S(T_1 + T_2)}{\alpha_1 \beta_1 - \alpha_1 \beta_2 + \alpha_2 \beta_1 - \alpha_2 \beta_2 + S(T_1 + T_2)} \right] \quad (\text{ข-45})$$

แทนค่า  $\alpha_i = 1 - \varepsilon_i$  และ  $\beta_i = 1 - \beta_{v_i}$  ในสมการ (ข-45) จะได้

$$CMRR = \frac{1}{2} \left[ \frac{(1 - \varepsilon_1)(1 - \varepsilon_{v_1}) + (1 - \varepsilon_1)(1 - \varepsilon_{v_2}) + (1 - \varepsilon_2)(1 - \varepsilon_{v_1}) + (1 - \varepsilon_2)(1 - \varepsilon_{v_2}) + S(T_1 + T_2)}{(1 - \varepsilon_1)(1 - \varepsilon_{v_1}) - (1 - \varepsilon_1)(1 - \varepsilon_{v_2}) + (1 - \varepsilon_2)(1 - \varepsilon_{v_1}) - (1 - \varepsilon_2)(1 - \varepsilon_{v_2}) + S(T_1 + T_2)} \right] \quad (\text{ข-46})$$

หรือ

$$CMRR = \frac{1}{2} \left[ \frac{4 - 2\varepsilon_{v_1} - 2\varepsilon_{i_1} + \varepsilon_{i_1}\varepsilon_{v_1} - 2\varepsilon_{v_2} + \varepsilon_{i_1}\varepsilon_{v_2} - 2\varepsilon_{i_2} + \varepsilon_{i_2}\varepsilon_{v_1} + \varepsilon_{i_2}\varepsilon_{v_2} + S(T_1 + T_2)}{\varepsilon_{i_1}\varepsilon_{v_1} - 2\varepsilon_{v_1} + 2\varepsilon_{v_2} - \varepsilon_{i_1}\varepsilon_{v_2} + \varepsilon_{i_2}\varepsilon_{v_1} - \varepsilon_{i_2}\varepsilon_{v_2} + S(T_1 + T_2)} \right] \quad (\text{ข-47})$$

หรือ

$$CMRR = \frac{1}{2} \left[ \frac{2(2 - \varepsilon_{v_1} - \varepsilon_{i_1} - \varepsilon_{v_2} - \varepsilon_{i_2}) + (\varepsilon_{i_1} + \varepsilon_{i_2})(\varepsilon_{v_1} + \varepsilon_{v_2}) + S(T_1 + T_2)}{2(\varepsilon_{v_2} - \varepsilon_{v_1}) + (\varepsilon_{i_1} + \varepsilon_{i_2})(\varepsilon_{v_1} - \varepsilon_{v_2}) + S(T_1 + T_2)} \right] \quad (\text{ข-48})$$

ดังนั้น 
$$CMRR = \left[ \frac{2 - \varepsilon_{v_1} - \varepsilon_{i_1} - \varepsilon_{v_2} - \varepsilon_{i_2} + S(T_1 + T_2) / 2}{2(\varepsilon_{v_2} - \varepsilon_{v_1}) + S(T_1 + T_2)} \right] \quad (\text{ข-49})$$

ภาคผนวก ค

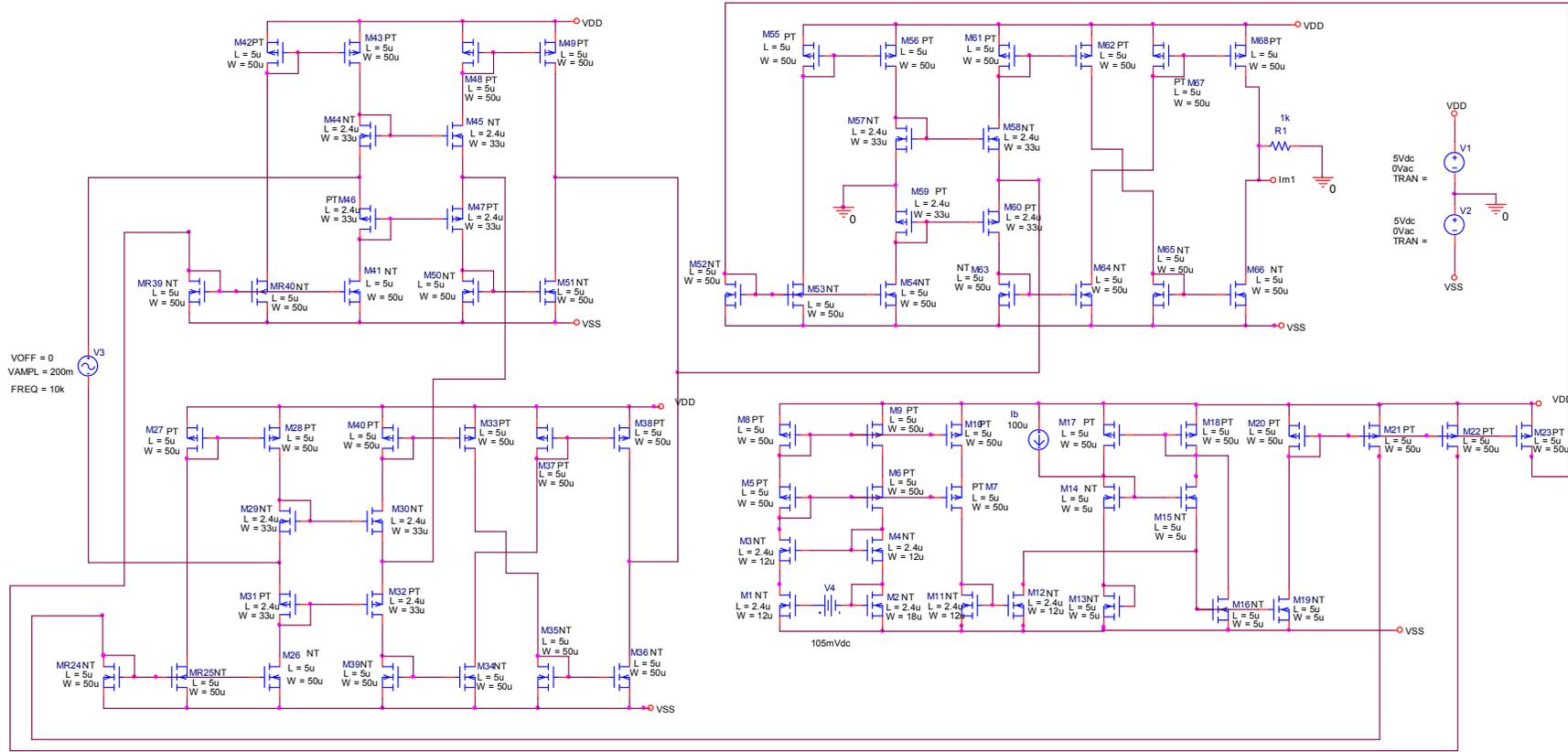
พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์

	PT	NT
	PMOS	NMOS
T_Measured	27	27
T_Current	27	27
LEVEL	3	3
L	100.000000E-06	100.000000E-06
W	100.000000E-06	100.000000E-06
LD	30.000000E-09	40.000000E-09
WD	140.000000E-09	110.000000E-09
VTO	-.58	.62
KP	34.531440E-06	159.017300E-06
GAMMA	.76	.69
PHI	.905	.905
LAMBDA	0	0
RS	886	417
RSH	1.81	2.73
IS	10.000000E-15	10.000000E-15
JS	380.000000E-09	1.800000E-06
PB	.911	.761
PBSW	.911	.761
CJ	850.000000E-06	764.000000E-06
CJSW	467.000000E-12	568.000000E-12
MJ	.429	.357
MJSW	.631	.302

	PT	NT
	PMOS	NMOS
CGSO	138.000000E-12	138.000000E-12
CGDO	138.000000E-12	138.000000E-12
CGBO	345.000000E-12	345.000000E-12
NSUB	208.000000E+15	171.000000E+15
NFS	52.000000E+09	120.000000E+09
TOX	10.000000E-09	10.000000E-09
XJ	100.000000E-09	150.000000E-09
UO	100	460.5
UCRIT	10.000000E+03	10.000000E+03
VMAX	113.000000E+03	130.000000E+03
DELTA	.81	.42
THETA	.12	.129
ETA	0	0
KAPPA	2	.1
KF	10.800000E-30	307.000000E-30

ภาคผนวก ง

วงจรรายสำญญานเครื่องมือวัดแบบชิมอส



ภาพที่ ง-1 วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดแบบซีมอสที่มีผลกระทบต่ำจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

ภาคผนวก จ

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสาร

- จ.1 เสวย หงษ์ประสิทธิ์, ผศ.ดร.มนตรี ศิริปรัชญานันท์ และ ผศ.ดร.สมศักดิ์ อรรคทิมากุล  
วงจรรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดชนิดซีมอสที่ควบคุมได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์โดยอาศัยเพียง  
อุปกรณ์แอกทีฟ. การประชุมเสนอผลงานระดับบัณฑิตศึกษาแห่งชาติ ครั้งที่ 4, 2547.
- จ.2 เสวย หงษ์ประสิทธิ์ เกรียงไกร สุขสุด ผศ.ดร.มนตรี ศิริปรัชญานันท์ วงจรรขยายสัญญาณ  
เครื่องมือวัดแบบซีมอสที่มีผลกระทบต่ำจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ. การประชุมวิชาการ  
ทางวิศวกรรมศาสตร์มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ ครั้งที่ 3, 2547.

### ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ : นายเสวย หงษ์ประสิทธิ์  
ชื่อวิทยานิพนธ์ : วจรรขยายสัญญาณเครื่องมือวัดแบบซิมอสที่มีผลกระทบต่ำจาก การเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ  
สาขาวิชา : ไฟฟ้า

### ประวัติ

ประวัติส่วนตัว เกิดเมื่อวันที่ 24 กรกฎาคม พ.ศ. 2512 จังหวัด ขอนแก่น และได้สำเร็จ การศึกษาในระดับปริญญาตรี คณะวิศวกรรมศาสตร์ หลักสูตร วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต จาก มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร เมื่อปีการศึกษา 2538 และ ในระดับปริญญาโท บริหารธุรกิจ มหาบัณฑิต จากมหาวิทยาลัยรามคำแหง เมื่อปีการศึกษา 2546 และในปีการศึกษา 2546 ได้เข้า ศึกษาต่อในระดับปริญญาโท ภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า สาขาวิชาไฟฟ้า คณะครุศาสตร์ วิศวกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปัจจุบันทำงานในตำแหน่ง กรรมการผู้จัดการ ที่ บริษัท พี เอส เอ็น เอ็นจิเนียริง แอนด์ ซัพพลาย จำกัด