

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจร $g_m - C$ อินทิเกรเตอร์โดยอินพุท
กระตุ้นที่ขา BULK ของมอสทรานซิสเตอร์

DESIGN OF $g_m - C$ INTEGRATOR CIRCUIT USING
BULK-DRIVEN STIMULATING OF MOS TRANSISTOR



ชยพล ตันวงศ์वाल

CHAYAPHON TANWONGVARL

วง,
ช.ว.ด
...

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 44958
วัน, เดือน, ปี 16 ส.ค. 2546

.b. 11262266
.i. 1222649X

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**DESIGN OF $g_m - C$ INTEGRATOR CIRCUIT USING
BULK-DRIVEN STIMULATING OF MOS TRANSISTOR**

CHAYAPHON TANWONGVARL

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

2002

ISBN 974-324-096-9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2002

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจร $g_m - C$ อินทิเกรเตอร์โดยอินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์
นักศึกษา	นายชยพล ตันวงศ์वाल
รหัสประจำตัว	42061110
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2545
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการออกแบบวงจรคิฟเฟอเรนเชียลอินทิเกรเตอร์โดยการใช้อินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์โดยทำงานที่แหล่งจ่ายแรงดัน 1 โวลต์ วงจรทรานส์คอนดักเตอร์เป็นวงจรคิฟเฟอเรนเชียลแบบฟูลดีบาลานซ์ ซึ่งทางด้านเข้าพุทจะใช้วงจรคอมมอนโหมดฟีดแบ็กมาสร้างรูปเพื่อกำหนดแรงดันทางเข้าพุท วิธีการกระตุ้นอินพุทที่ขา Bulk นี้จะทำให้วงจรทรานส์คอนดักเตอร์สามารถปฏิบัติงานแบบ Rail-to-Rail ได้ การจำลองการทำงานของวงจรได้ใช้โปรแกรม PSpice โดยใช้พารามิเตอร์ซีมอสขนาด 0.25 ไมครอน Level 3 ของ MOSIS เพื่อยืนยันการทำงาน

Thesis Title	Design of $g_m - C$ Integrator Circuit Using Bulk-Driven Stimulating of MOS Transistor
Student	Mr. Chayaphon Tanwongvarl
Student ID.	42061110
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2002
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Kobchai Dejhan

ABSTRACT

The differential integrator based on the bulk-driven MOS transistor is proposed which operates at 1 volt power supply. The transconductor is fully-balanced differential that output is common mode feedback (CMFB) which provides an additional feedback loop and defines the output voltage. Finally, the techniques are combined within a transconductor with rail-to-rail input and output ranges. PSpice simulations is performed by using 0.25 μ m CMOS parameters level 3 of MOSIS process.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความช่วยเหลือของอาจารย์ รศ. ดร. กอบชัย เฉลยหาญ ซึ่งท่านเมตตาให้โอกาส ตลอดจนคำแนะนำต่างๆ ด้วยดีเสมอมา บิดา มารดา และน้องที่เป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนทุกสิ่งทุกอย่าง อาจารย์ทุกท่านที่ได้สั่งสอนมาตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบันและคุณมนตรี คำเงิน ที่ให้การสนับสนุนด้านข้อมูล ข้อคิดเห็นต่างๆ และทุนการศึกษาจากองค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง ตลอดจนคุณกมลรวีที่ช่วยจัดพิมพ์ข้อมูลบางส่วนขอขอบพระคุณมา ณ โอกาสนี้ด้วย

ชยพล ดันวงศ์वाल



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 บทนำ.....	1
1.2 ที่มาของงานวิจัย.....	1
1.3 วัตถุประสงค์งานวิจัย.....	2
1.4 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์.....	2
1.5 สรุป.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีการทำงานของมอเตอร์.....	3
2.1 บทนำ.....	3
2.2 การทำงานของมอเตอร์.....	7
2.3 การกระตุ้น Bulk ของมอเตอร์.....	10
2.4 สรุป.....	13
บทที่ 3 ทฤษฎี.....	14
3.1 บทนำ.....	14
3.2 หลักการทั่วไปของวงจรอินทิเกรเตอร์.....	14
3.3 วงจรอินทิเกรเตอร์แบบฟูลลีบาลานซ์.....	19
3.4 วงจรคอมมอนโหมดฟีดแบ็ค.....	24
3.5 การแปลงแรงดันเป็นกระแสโดยใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียล.....	28
3.6 สรุป.....	31

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 วงจร g_m -C อินทิเกรเตอร์โดยอินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์.....	32
4.1 บทนำ.....	32
4.2 วงจร g_m -C อินทิเกรเตอร์โดยใช้แรงดันต่ำ.....	32
4.3 ผลการจำลอง.....	34
4.4 สรุป.....	39
บทที่ 5 การประยุกต์การใช้งาน.....	40
5.1 บทนำ.....	40
5.2 หลักการของวงจรกรองความถี่โดยใช้เทคโนโลยี g_m -C	41
5.2.1 อินทิเกรเตอร์.....	41
5.2.2 ฟูลต์รีฟเฟอเรนเชียลอินทิเกรเตอร์.....	42
5.2.3 วงจรกรองความถี่อันดับที่หนึ่ง.....	45
5.2.4 วงจรกรองความถี่อันดับที่สอง.....	48
5.2.5 การจำลองและผลการจำลองวงจรกรองความถี่อันดับที่หนึ่ง.....	50
5.2.6 การจำลองและผลการจำลองวงจรกรองความถี่อันดับที่สอง.....	51
5.3 สรุป.....	53
บทที่ 6 สรุปและข้อเสนอแนะ.....	54
6.1 บทสรุป.....	54
6.2 ข้อเสนอแนะ.....	54
บรรณานุกรม.....	55
ภาคผนวก.....	56
ภาคผนวก ก. ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์.....	57
ประวัติผู้เขียน.....	65

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

4.1 แสดงขนาด W/L ของมอสทรานซิสเตอร์แต่ละตัว.....35



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์.....	3
2.2 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์.....	6
2.3 ช่องทางเดินกระแสของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นแชนแนล เอ็นฮาร์ทเมนท์โทมด.....	7
2.4 คุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ในแต่ละช่วงการทำงาน.....	9
2.5 การควบคุมการไหลของกระแสโดยการปรับแรงดันระหว่างขา Bulk และซอร์ส.....	11
2.6 แสดงกระแสทรานส์คอนดักเตอร์เมื่อเปลี่ยนค่าแรงดันระหว่างขา Bulk และซอร์ส.....	12
3.1 รูปคลื่นความถี่ของพื้นที่ที่เข้าพุทของวงจรมอสทรานซิสเตอร์.....	15
3.2 ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันของตัวเก็บประจุ.....	15
3.3 วงจรมอสทรานซิสเตอร์เบื้องต้น.....	16
3.4 ลักษณะของสัญญาณทางเข้าพุทของวงจรมอสทรานซิสเตอร์.....	17
3.5 การทำงานของวงจรมอสทรานซิสเตอร์.....	17
3.6 กราฟแสดงการทำงานของวงจรมอสทรานซิสเตอร์.....	18
3.7 สัญลักษณ์ของวงจรมอสทรานซิสเตอร์ หรือ OTA.....	19
3.8 วงจรมอสทรานซิสเตอร์พื้นฐาน.....	19
3.9 (ก) วงจรมอสทรานซิสเตอร์แบบฟูลดีบาลานซ์.....	20
(ข) วงจรมอสทรานซิสเตอร์แบบเดี่ยว.....	20
3.10 วงจรมอสทรานซิสเตอร์แบบฟูลดีบาลานซ์โดยมีค่าความจุแฝง.....	22
3.11 Small-Signal พื้นฐานของวงจรมอสทรานซิสเตอร์แบบฟูลดีบาลานซ์.....	22
3.12 วงจรมอสทรานซิสเตอร์แบบฟูลดีบาลานซ์ที่ประกอบขึ้นจากมอสทรานซิสเตอร์.....	23
3.13 บล็อกไดอะแกรมแนวคิดของ CMFB.....	24
3.14 (ก) วงจรมอสทรานซิสเตอร์แบบใช้ค่าความต้านทานสองตัว.....	27
(ข) รูปแบบของวงจรมอสทรานซิสเตอร์เบื้องต้นที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์.....	27
3.15 วงจรมอสทรานซิสเตอร์แบบใช้การกระตุ้นที่ขา Bulk.....	28
3.16 วงจรมอสทรานซิสเตอร์แบบอินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk.....	28
4.1 วงจรมอสทรานซิสเตอร์โดยอินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk.....	33
4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันความแตกต่างทางอินพุท (V_{ID}) และแรงดันเข้าพุท (V_{O1} และ V_{O2}).....	35
4.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเข้าพุท (I_L) และแรงดันความแตกต่างทางอินพุท (V_{ID})... 36	36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.4 แสดงการตอบสนองทางขนาดของวงจรอินทิเกรเตอร์.....	36
4.5 แสดงการตอบสนองทางเฟสของวงจรอินทิเกรเตอร์.....	37
4.6 ช่วงการทำงานของอินพุตคอมมอนโหมด.....	38
4.7 แสดงระดับสัญญาณทางด้านเข้าพุทเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทที่ช่วงแรงดันต่างๆ.....	38
5.1 วงจร $g_m - C$ อินทิเกรเตอร์แบบ Single-ended.....	41
5.2 วงจรฟูลดีคิฟเฟอร์เร็นเซียล $g_m - C$ อินทิเกรเตอร์	
(ก) แบบตัวเก็บประจุเดี่ยว.....	43
(ข) แบบตัวเก็บประจู่.....	43
5.3 วงจรฟูลดีคิฟเฟอร์เร็นเซียลอินทิเกรเตอร์ที่ได้รับการรักษาความสมมาตรและแสดงค่าความจุแฝง.....	44
5.4 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ที่มีความต่อเนื่องทางเวลาอันดับที่หนึ่ง.....	45
5.5 วงจรกรองความถี่ $g_m - C$ พื้นฐานแบบ Single-ended อันดับที่หนึ่ง.....	45
5.6 วงจรกรองความถี่ $g_m - C$ ฟูลดีคิฟเฟอร์เร็นเซียลอันดับที่หนึ่ง.....	47
5.7 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ที่มีความต่อเนื่องทางเวลาอันดับที่สอง.....	48
5.8 วงจรกรองความถี่ $g_m - C$ ฟูลดีคิฟเฟอร์เร็นเซียลอันดับที่สอง.....	49
5.9 แสดงการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่อันดับที่หนึ่ง.....	51
5.10 แสดงการตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่อันดับที่หนึ่ง.....	51
5.11 แสดงการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่อันดับที่สอง.....	52
5.12 แสดงการตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่อันดับที่สอง.....	52

บทที่ 1

บทนำ

1.1 บทนำ

วงจรอินทิเกรเตอร์ เป็นบล็อกพื้นฐานที่สำคัญเมื่อต้องสังเคราะห์ความถี่ที่มีความต่อเนื่องทางเวลาให้มีอันดับสูงขึ้นไป คุณสมบัติของวงจรรองความถี่ที่มีความต่อเนื่องทางเวลาที่ออกแบบมาได้จะดีเพียงไรนั้นวงจรอินทิเกรเตอร์จะมีส่วนเกี่ยวข้องโดยตรง ซึ่งคุณสมบัติที่มีการตรวจสอบได้แก่ การใช้กำลังงานของวงจร ความเป็นเชิงเส้นของวงจร และสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจร เป็นต้น แต่ในปัจจุบันนี้ผู้คนจำนวนมากหันมาให้ความสนใจในเรื่องทรัพยากรกันมากขึ้น จึงทำให้แหล่งจ่ายพลังงานถูกนำมาเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับพิจารณาในการออกแบบด้วย ซึ่งวิธีการลดการใช้แรงดันที่ได้มีการนำมาใช้ได้แก่ เทคโนโลยีที่ใช้ค่าแรงดัน V_T หลายค่า [1] ใช้อุปกรณ์ประเภทดีฟลิซัน [2] ใช้มอสทรานซิสเตอร์แบบปล่อยขาเกตลอย [3] เป็นต้น วิธีที่กล่าวมานี้บางวิธีจะต้องใช้เทคนิคพิเศษเข้ามาช่วยเพื่อทำให้วงจรทำงานด้วยแรงดันต่ำยกตัวอย่างเช่น วงจรที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์แบบปล่อยขาเกตลอย จะต้องใช้ตัวเก็บประจุเข้ามาช่วยซึ่งจะต้องปรับค่าความจุไฟฟ้าให้ได้ค่าที่เหมาะสม หรือเทคโนโลยีที่ใช้ค่าแรงดัน V_T หลายค่าซึ่งมักจะเป็นแบบชนิดไบซึมอสซึ่งมีราคาแพง ดังนั้นจึงเป็นที่มาของวิทยานิพนธ์นี้ซึ่งจะกล่าวถึงวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ใช้กำลังงานและแหล่งจ่ายแรงดันต่ำโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสมาตรฐานทั่วไปที่ไม่ต้องใช้เทคนิคพิเศษเข้ามาช่วยในการออกแบบวงจรอินทิเกรเตอร์นี้ เพราะมีข้อดีหลายประการเช่น การสูญเสียกำลังงานต่ำ มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงใช้พื้นที่น้อย เป็นต้น โดยการออกแบบจะใช้อุปกรณ์น้อยที่สุดและกำหนดให้วงจรใช้แรงดันต่ำ

1.2 ที่มาของงานวิจัย

จากความสำคัญของวงจรรองความถี่และแหล่งจ่ายพลังงาน จึงได้ออกแบบวงจร $g_m - C$ อินทิเกรเตอร์ โดยให้อินพุตกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์ [4-5] โดยใช้เทคโนโลยีซีมอสที่ไม่ต้องใช้เทคนิคพิเศษเข้ามาช่วย โดยอินพุตกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์ ทำให้สามารถปฏิบัติงานแบบ Rail-to-Rail ได้โดยวงจรอินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ จะใช้วงจรทรานส์คอนดักเตอร์ที่เป็นแบบฟูลลีบาลานซ์ (Fully-Balanced) และใช้วงจรคอมมอน โหมดฟีดแบ็ค (Common-mode Feedback) มากำหนดแรงดันทางเข้าพุท

1.3 วัตถุประสงค์งานวิจัย

จุดมุ่งหมายของงานวิจัยนี้คือต้องการนำวงจรอินทิเกรเตอร์ไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรรองความถี่ที่มีความต่อเนื่องทางเวลา โดยไม่ต้องใช้เทคนิคพิเศษเข้ามาช่วยเพื่อให้วงจรทำงานด้วยแรงดันต่ำ โดยใช้โปรแกรม PSpice ในการจำลองการทำงานของวงจร เพื่อยืนยันประสิทธิภาพของวงจร

1.4 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ประกอบไปด้วย 6 บท บทที่ 1 จะกล่าวถึงที่มาของงานวิจัยตลอดจนวัตถุประสงค์ของงานวิจัย ส่วนเนื้อหาในบทถัดไปมีดังต่อไปนี้

บทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์และการกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์

บทที่ 3 จะกล่าวถึงหลักการของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบฟูลดีบาลานซ์ วงจรคอมมอน โหมดพีค แอ็บค

บทที่ 4 จะได้กล่าวถึงในส่วนของวงจร $g_m - C$ อินทิเกรเตอร์โดยอินพุตกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์ ผลการจำลองและการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจร

บทที่ 5 จะกล่าวถึงการประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรรองความถี่ที่มีความต่อเนื่องทางเวลา

บทที่ 6 จะกล่าวถึงบทสรุปและข้อเสนอแนะ

1.5 สรุป

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึง ที่มาและวัตถุประสงค์ของงานวิจัยและรายละเอียดในวิทยานิพนธ์ ซึ่งประกอบด้วยเนื้อหาสำคัญคือ การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์โดยอินพุตกระตุ้นที่ขา Bulk วงจรอินทิเกรเตอร์สามารถทำงานได้ที่แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ อินพุตปฏิบัติการแบบ Rail-to-Rail และการจำลองและผลการจำลองการทำงานของวงจร

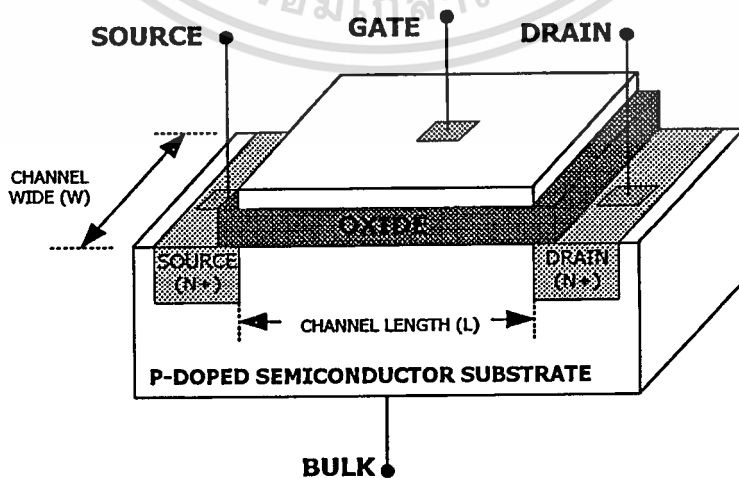
บทที่ 2

ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

2.1 บทนำ

มอสทรานซิสเตอร์ (MOS Transistor) เป็นอุปกรณ์ที่ทำงานโดยใช้ศักย์ไฟฟ้าเป็นตัวกำหนดช่องทางเดินของกระแสระหว่างขาคเรนกับซอร์ส ซึ่งมอสทรานซิสเตอร์สามารถแบ่งออกเป็นสองแบบ คือแบบเอ็นฮานเมนต์ (Enhancement-Type) และแบบดีพลีชัน (Depletion-Type) ซึ่งโดยปกติเราจะใช้งานของมอสทรานซิสเตอร์ด้วยกัน 3 ขา คือ ขาคเรน ขาเกต และขาซอร์ส ส่วนขา Bulk หรือบริเวณฐานรอง (Substrate) นั้นจะถูกใช้ในการกำหนดค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage) ที่เป็นค่าคงที่ ซึ่งปกติจะต่อขา Bulk เข้ากับขาซอร์สเพื่อให้ผลของแรงดันขีดเริ่มต้นมีค่าที่ต่ำที่สุดเท่ากับ V_{TO} แต่ในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอการนำขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์มาประยุกต์ใช้เป็นอินพุทของวงจรรินทิกเรเตอร์ จากการออกแบบวงจรในปัจจุบันจะเห็นได้ว่าเทคโนโลยีซีมอสเข้ามามีบทบาทสำคัญทั้งอะนาล็อกและดิจิตอล เนื่องจากสามารถสร้างได้ง่ายใช้เนื้อที่บนชิปน้อยใช้กำลังไฟฟ้ต่ำและคุณสมบัติที่ดีอื่นๆอีกหลายประการ ดังนั้นจึงได้มีการวิจัยและพัฒนาการออกแบบวงจรโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสกันมากขึ้นซึ่งมีลักษณะเด่นก็คือ มีความต้องการกำลังไฟฟ้ต่ำและให้ประสิทธิภาพในการทำงานสูง เมื่อเปรียบเทียบกับสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวประเภทอื่นๆที่มีลักษณะการใช้งานแบบเดียวกันจึงทำให้มอสทรานซิสเตอร์เป็นที่นิยมใช้ในการออกแบบวงจร

จากรูปที่ 2.1 เป็นภาพของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนต์ชนิด N-Channel ซึ่งประกอบด้วยส่วนเดรน (Drain Region), ส่วนเกต (Gate Region), ส่วนซอร์ส (Source Region) และส่วน Bulk (Bulk Region) โดยแต่ละส่วนมีหน้าที่การทำงานดังนี้



รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ส่วนเดรน (Drain Region) เป็นบริเวณของสารกึ่งตัวนำที่ต่างชนิดกับ Bulk แต่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเดียวกันกับซอร์ส ซึ่งทำหน้าที่เป็นช่องทางกระแสที่มาจากส่วนซอร์ส
- ส่วนซอร์ส (Source Region) เป็นบริเวณของสารกึ่งตัวนำที่ต่างชนิดกันกับฐานรองหรือส่วนของ Bulk จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายประจุพาหะที่ทำให้เกิดกระแสไหลระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส (I_{DS})
- ส่วนเกต (Gate Region) เป็นพื้นที่เชื่อมอยู่ระหว่างส่วนเดรนกับส่วนซอร์ส มีโครงสร้างทั่วไป ประกอบด้วยชั้นบนสุดเป็นโลหะตัวนำ ชั้นรองลงมาเป็นฉนวนได้แก่ออกไซด์ของสารกึ่งตัวนำ ที่ถูกใช้ในการสร้างและชั้นล่างสุดเป็นสารกึ่งตัวนำซึ่งใช้เป็นฐานรอง ส่วนเกตนี้จะทำหน้าที่เป็นส่วนควบคุมปริมาณประจุที่เคลื่อนที่จากส่วนซอร์สไปยังส่วนเดรนตามความต้องการ
- ส่วน Bulk หรือฐานรอง (Bulk Region or Substrate) ซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำที่ใช้เป็นฐานรองของช่องทางเดินกระแส โดยใช้กำหนดช่องทางเดินของกระแสในรูปของแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) หรือ V_{TH} ลักษณะการทำงานเหมือนกับเกตของเจเฟตคือใช้หลักการของบริเวณปลอดประจุ (Depletion Region) ในการกำหนดช่องทางเดินกระแส ซึ่งโดยปกติแล้วส่วนของ Bulk นี้จะถูกต่อเข้ากับส่วนซอร์สเพื่อให้ผลของแรงดันขีดเริ่มมีค่าต่ำกว่ากับ V_{TO}

จากลักษณะ โครงสร้างดังกล่าวจะเห็นว่า กระแสจะไหลผ่านส่วนเกตไปได้น้อยมากๆ เนื่องจากมีชั้นของฉนวนป้องกันอยู่นั่นเอง ดังนั้นในขณะที่ใช้งานส่วนเกตจึงต้องการแหล่งจ่ายแรงดันเท่านั้น ซึ่งไม่จำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายกระแสจึงทำให้มอสทรานซิสเตอร์มีความต้องการกำลังในขณะที่ใช้งานต่ำนั่นเองสำหรับส่วนเดรนและซอร์สนั้น โดยปกติแล้วจะมีโครงสร้างเหมือนกันทุกประการซึ่งสามารถใช้สลับกันได้ อันเป็นคุณสมบัติพิเศษอีกประการหนึ่งของมอสทรานซิสเตอร์ซึ่งเรียกว่ามีความสมมาตร (Bilaterally Symmetric) แต่โดยทั่วไปสำหรับในโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ตัวเดียวกันนั้น เพื่อความสะดวกในการใช้งานจึงสร้างให้ส่วนซอร์สต่อเชื่อมกับขา Bulk หรือละเว้นไม่เขียน Bulk เลยโดยให้เข้าใจเองว่าส่วนของ Bulk ถูกต่อกับส่วนซอร์ส เมื่อให้ไบแอสที่เหมาะสมกับส่วนต่างๆของมอสทรานซิสเตอร์แล้ว ประจุพาหะจากส่วนซอร์สจะเคลื่อนผ่านช่องทางเดินกระแสในส่วนเกตไปยังส่วนเดรน ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส (I_{DS}) โดยช่องทางเดินกระแสนี้จะเกิดจากการเปลี่ยนชนิดของสารกึ่งตัวนำที่อยู่บริเวณพื้นผิวของฐานรองภายใต้แผ่นฉนวนของเกต (Inversion Layer) ไปเป็นสารชนิดเดียวกันกับส่วนของเดรนและซอร์ส และการเคลื่อนที่ของประจุพาหะที่ผ่านทางช่องทางเดินกระแส นั้น เกิดจากสนามไฟฟ้าที่ตกคร่อมตลอดจากส่วนซอร์สถึงส่วนเดรน และอันเนื่องมาจากความต่างศักรีระหว่างส่วนทั้งสองนั้น โดยที่กระแสดังกล่าวจะถูกเรียกว่ากระแสครีฟท์ ซึ่งขึ้นอยู่กับสนามไฟฟ้าที่ตกคร่อมบริเวณช่องทางเดินกระแส กระแสครีฟท์ที่เกิดขึ้นนี้เกิดจากการเคลื่อนที่ของประจุพาหะส่วนมากที่มีอยู่ในสารกึ่งตัวนำชนิดนั้นเพียงชนิดเดียว เหตุนี้มอสทรานซิสเตอร์จึงถูกเรียกอีกแบบหนึ่งว่าทรานซิสเตอร์แบบยูนิโพลาร์ (Unipolar Transistor) และเนื่องจากประจุพาหะส่วนมากในสารกึ่งตัวนำมีสองชนิดคือ

อิเล็กทรอนิกส์หรือประจุลบในสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นและโฮลหรือประจุบวกในสารกึ่งตัวนำชนิดพี ดังนั้นจึงสามารถแบ่งมอสทรานซิสเตอร์ตามชนิดของประจุพาหะที่ทำให้กระแส โดยพิจารณาที่ชนิดของประจุพาหะที่บริเวณช่องทางเดินกระแสในขณะที่เกิดกระแสครีฟท์ได้เป็นสองชนิดคือ

- เอ็นแชนแนล มอสทรานซิสเตอร์ (N channel MOS Transistor) หรือ NMOS ซึ่งหมายถึงมอสทรานซิสเตอร์ที่มีประจุลบหรืออิเล็กตรอนเป็นประจุพาหะส่วนมากที่ทำให้เกิดกระแสครีฟท์ ดังนั้นมอสทรานซิสเตอร์ชนิดนี้จึงมีส่วนของเดรนและส่วนของซอร์สที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น (N-type Semiconductor)

- พีแชนแนล มอสทรานซิสเตอร์ (P channel MOS Transistor) หรือ PMOS ซึ่งหมายถึงมอสทรานซิสเตอร์ที่มีประจุบวกหรือโฮล เป็นประจุพาหะส่วนมากที่ทำให้เกิดกระแสครีฟท์ ดังนั้นมอสทรานซิสเตอร์ชนิดนี้ จึงมีส่วนของเดรนและส่วนของซอร์ส ที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี (P-Type Semiconductor)

อย่างไรก็ตามในสภาวะปกติก่อนให้ไบแอสของมอสทรานซิสเตอร์ทุกๆ ไปสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสกับสารกึ่งตัวนำบริเวณส่วนเดรนและซอร์สอาจจะเป็นสารชนิดเดียวกันหรือต่างกันได้ซึ่งแต่ละแบบจะมีผลต่อคุณสมบัติในขณะใช้งานต่างกัน ดังนั้นจึงมีนิยามคำศัพท์เพื่อบอกประเภทของสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสไว้ดังนี้

- ดีพลีทชัน (Depletion) หมายถึงสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสที่มีคุณสมบัติเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเดียวกับสารกึ่งตัวนำส่วนซอร์สและเดรน

- เอ็นฮาร์ทเมนต์ (Enhancement) หมายถึงสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสที่มีคุณสมบัติเป็นสารกึ่งตัวนำต่างชนิดกันกับสารกึ่งตัวนำส่วนซอร์สและเดรน

ดังนั้น จึงสามารถที่จะแบ่งมอสทรานซิสเตอร์ตามลักษณะการควบคุมปริมาณประจุพาหะในช่องทางเดินกระแสได้เป็น 4 แบบ คือ

1. เอ็นแชนแนล เอ็นฮาร์ทเมนต์โหมด มอสทรานซิสเตอร์ (N channel enhancement mode MOS Transistor) หมายถึง เอ็นแชนแนลมอสเฟตที่ในสภาวะปกติก่อนให้ไบแอสที่ขาเกตจะมีสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดพี ดังนั้นในขณะใช้งานจึงจำเป็นต้องเหนี่ยวนำให้สารกึ่งตัวนำชนิดพีที่บริเวณช่องทางเดินกระแสให้เปลี่ยนเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นก่อน โดยการให้แรงดันไฟฟ้าที่เกตเป็นบวกเมื่อเปรียบเทียบกับ Bulk

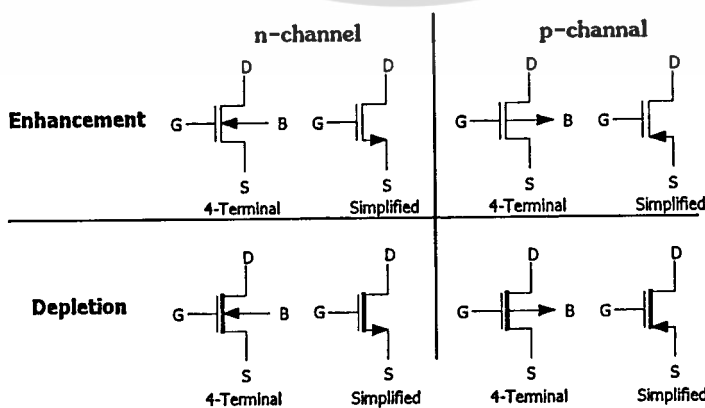
2. เอ็นแชนแนล ดีพลีทชันโหมด มอสทรานซิสเตอร์ (N channel depletion mode MOS Transistor) หมายถึง เอ็นแชนแนลมอสเฟตที่ในสภาวะปกติก่อนให้ไบแอสที่เกตจะมีสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดเอ็น ทำให้เกิดการเชื่อมต่อเนื่องสารกึ่งตัวนำระหว่างส่วนซอร์สกับส่วนเดรน อันเป็นผลให้เกิดกระแสครีฟท์ขึ้นทันทีเมื่อมีความต่างศักรีระหว่างส่วนเดรนกับส่วนซอร์สในการควบคุมปริมาณกระแสครีฟท์นี้ทำได้โดยควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่เกตเมื่อเปรียบเทียบกับ

Bulk โดยเมื่อต้องการให้กระแสคริปท์เพิ่มขึ้นก็ควบคุมให้แรงดันที่เกิดเป็นบวกเมื่อเทียบกับ Bulk และเมื่อต้องการให้กระแสคริปท์ลดลงก็โดยการให้แรงดันไฟฟ้าที่เกิดเป็นลบเมื่อเทียบกับ Bulk

3. พีแชนแนล เอ็นฮาร์ทเมนต์โหมด มอสทรานซิสเตอร์ (P channel enhancement mode MOS Transistor) หมายถึง พีแชนแนลมอสทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในสภาวะปกติก่อนให้ไบแอสที่ส่วนเกตจะมีสารกึ่งตัวนำในบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดอื่น ดังนั้นในขณะที่ใช้งานจึงจำเป็นต้องเหนี่ยวนำให้สารกึ่งตัวนำอื่นที่บริเวณช่องทางเดินกระแสให้เปลี่ยนเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพีก่อน โดยการให้แรงดันไฟฟ้าที่เกิดเป็นลบเมื่อเปรียบเทียบกับ Bulk

4. พีแชนแนล ดีพลีชันโหมด มอสทรานซิสเตอร์ (P channel depletion mode MOS Transistor) หมายถึง พีแชนแนลมอสทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในสภาวะปกติก่อนให้ไบแอสที่ส่วนเกตมีสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดพี ทำให้เกิดการเชื่อมต่อเนื้อสารกึ่งตัวนำระหว่างส่วนซอร์สกับเดรน อันเป็นผลให้เกิดกระแสคริปท์ขึ้นทันทีเมื่อมีความต่างศักรีระหว่างส่วนซอร์สกับส่วนเดรน โดยในการควบคุมปริมาณกระแสคริปท์ก็ทำได้โดยการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่เกิดเมื่อเปรียบเทียบกับ Bulk โดยเมื่อต้องการให้กระแสคริปท์เพิ่มขึ้นก็คือการควบคุมให้แรงดันที่เกิดเป็นลบเมื่อเปรียบเทียบกับ Bulk และเมื่อต้องการให้กระแสคริปท์ลดลงก็ โดยการให้แรงดันไฟฟ้าที่เกิดเป็นบวกเมื่อเปรียบเทียบกับ Bulk นั่นเอง

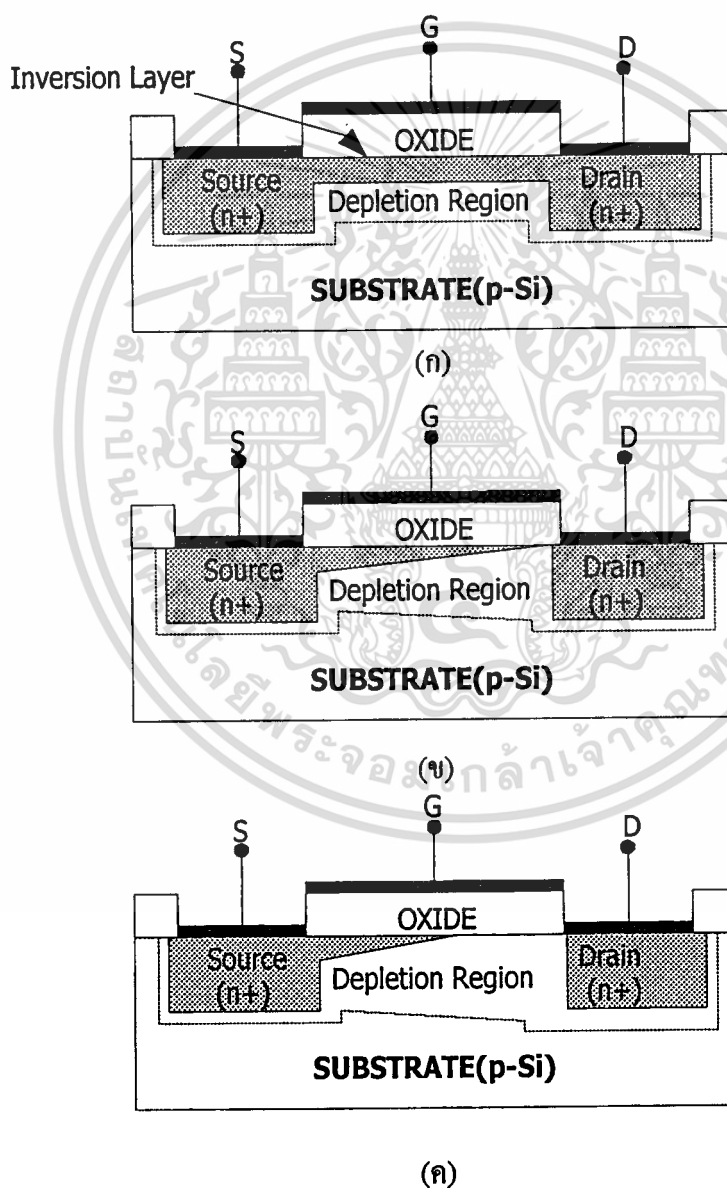
ลักษณะทั่วไปของสัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แสดงไว้ดังภาพที่ 2.2 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ตัวเดียวกันจะลากเส้นเชื่อมต่อถึงกันระหว่างขาเดรนกับซอร์สและมีเพียง 3 ขา โดยแยกมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮาร์ทเมนต์โหมดกับดีพลีชันโหมดออกจากกัน ด้วยสัญลักษณ์ของดีพลีชันโหมดจะถูกลากเส้นระหว่างขาเดรนและซอร์สเป็นเส้นหนา แต่สัญลักษณ์ของเอ็นฮาร์ทเมนต์โหมดจะถูกลากเป็นเส้นปกติ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำขา Bulk มาประยุกต์ในการออกแบบวงจรด้วย จึงใช้สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบ 4 ขามาใช้แสดงรูปวงจร ที่ได้ออกแบบเอาไว้



รูปที่ 2.2 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

การนำมอสทรานซิสเตอร์ไปใช้งานนั้นต้องทำการกำหนดจุดการทำงานให้เหมาะสม ซึ่งในที่นี้จะศึกษาคุณสมบัติการทำงานในแต่ละช่วงของมอสทรานซิสเตอร์ โดยเป็นที่ทราบกันอยู่แล้วว่าในการควบคุมกระแสที่ไหลในช่องทางเดินกระแสของมอสทรานซิสเตอร์นั้น จะทำได้โดยการป้อนแรงดันไฟฟ้าที่บริเวณเกตของมอสทรานซิสเตอร์ ในที่นี้จะยกตัวอย่างการกำหนดจุดการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นซาร์ทเมนต์โหมคดังรูปที่ 2.3 เป็นการกำหนดจุดการทำงานให้กับมอสทรานซิสเตอร์



(ค)

รูปที่ 2.3 ช่องทางเดินกระแสของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นซาร์ทเมนต์โหมค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

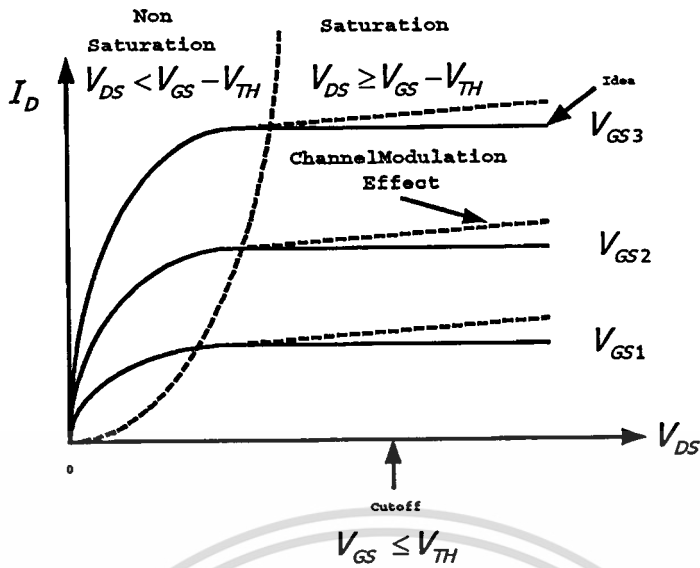
จากรูปที่ 2.3 (ก) จะเห็นว่าเป็นการสร้างช่องทางเดินกระแสให้เกิดขึ้น โดยการป้องกันแรงดันค่าบวกเข้าที่เกตเทียบกับซอร์ส ในที่นี้ยกตัวอย่างกรณีขาสอร์สเชื่อมต่อกับ Bulk ทำให้เกิดการเรียงตัวของประจุลบที่บริเวณช่องทางเดินกระแส ดังนั้นทำให้เกิดการเชื่อมต่อกันระหว่างส่วนเดรนและซอร์สที่เป็นสารเอ็นที่มีพาหะข้างมากเป็นประจุลบหรืออิเล็กตรอน ซึ่งค่าของแรงดันที่เกตเทียบกับซอร์สที่เพียงพอที่จะทำให้เกิดช่องทางเดินของกระแสได้นั้นจะถูกเรียกว่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) หรือ V_{TH} โดยการป้อนแรงดันบวกเข้าที่บริเวณระหว่างขาเกตเทียบกับขาสอร์ส และเมื่อป้อนแรงดันค่าบวกน้อย ๆ ($V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$) เข้าที่ขาคอนเทียบกับขาสอร์สทำให้เกิดความต่างศักย์ขึ้นระหว่างขั้วทั้งสอง ซึ่งจะมีกระแสเดรนไหลผ่านช่องทางเดินกระแสจากขาคอนไปยังขาสอร์ส โดยคุณสมบัติของกระแสเดรน I_D เมื่อเทียบกับแรงดันค่าน้อยๆ ที่ตกคร่อมระหว่างขาคอนและซอร์ส V_{DS} จะเป็นแบบเชิงเส้น ซึ่งลักษณะการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ช่วงนี้เป็นแบบความต้านทานเชิงเส้นที่ถูกควบคุมโดยแรงดันที่ขาเกตเทียบกับซอร์ส V_{GS}

จากรูปที่ 2.3 (ข) เมื่อปรับแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาคอนและซอร์ส V_{DS} เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ และคงค่าแรงดันที่บริเวณขาเกตเทียบกับขาสอร์สให้มีค่ามากกว่าแรงดันขีดเริ่มไว้ $V_{GS} > V_{TH}$ ค่าหนึ่งไว้ จะเห็นว่าลักษณะของช่องทางเดินกระแสจะเปลี่ยนไปโดยจะมีลักษณะที่ลาดเอียงไปทางส่วนของซอร์สซึ่งช่องทางเดินกระแสทางด้านขาคอนจะแคบขึ้นเรื่อยๆ จนถึงจุดที่เรียกว่าจุดพินช์ออฟ (Pinch Off) โดยที่จุดนี้จะมีค่า $V_{GS} - V_{DS} = V_{TH}$ หรือ $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

และรูปที่ 2.3 (ค) เมื่อค่าของแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้นไปอีกจนกระทั่งมีค่า $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$ ในกรณีนี้แรงดันที่ตกคร่อมแซนแนลที่ปลายด้านเดรนมีค่าสูงกว่า $V_{GS} - V_{TH}$ จะทำให้เกิดสภาวะพินช์ออฟ (Pinch Off) กล่าวคือ แซนแนลที่เป็นช่องทางเดินกระแสจะขาดออกเริ่มจากบริเวณด้านเดรน ทั้งนี้เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้าจะมาเหนี่ยวนำให้มีการสะสมของประจุลบ เพื่อทำหน้าที่เป็นแซนแนล ดังนั้นช่องทางเดินกระแสจึงขาดออกจากกันแต่ก็ยังมีกระแสแพร่กระแส (Diffusion Current) อยู่จากส่วนของซอร์สไปยังเดรน ซึ่งช่องทางเดินกระแสดังกล่าวจะมีคุณสมบัติเหมือนค่าความต้านทานสูงและคล้ายกับเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่คงที่แม้ว่า V_{DS} จะมีค่าเพิ่มขึ้นก็ตาม

จากคุณสมบัติการทำงานเมื่อกำหนดจุดการทำงานค่าต่างๆ ให้มอสทรานซิสเตอร์ที่กล่าวมาแล้วข้างต้น จะเห็นว่าเราสามารถที่จะกำหนดช่วงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์โดยดูได้จากกราฟรูปที่ 2.4 ดังนี้คือช่วงแรกคือช่วงที่แรงดัน $V_{GS} < V_{TH}$ ซึ่งช่วงการทำงานนี้มอสทรานซิสเตอร์จะไม่ทำงาน (Cutoff Region) เป็นผลให้ค่ากระแสเดรนมีค่าเป็นศูนย์

$$I_D = 0, V_{GS} < V_{TH} \quad (2.1)$$



รูปที่ 2.4 คุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ในแต่ละช่วงการทำงาน

ช่วงต่อมาคือช่วงที่ $V_{GS} > V_{TH}$ และ $0 < V_{DS} < (V_{GS} - V_{TH})$ ซึ่งมอสทรานซิสเตอร์จะเริ่มนำกระแสโดยสมการกระแสเดรนจะเป็น

$$I_D = \frac{K'W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TH}) - \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS} (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2.2)$$

โดยเรียกกระแสเดรนในช่วงนี้ว่าช่วงไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region) หรือช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้น (Linear Region หรือ Triode Region) ซึ่งการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงการทำงานนี้อ้างอิงจากสมการที่ (2.2) จะเห็นว่าถ้าค่าแรงดันระหว่างเดรนและซอร์ส V_{DS} มีค่าน้อย ๆ จะทำให้ค่าของกระแสเดรน I_D มีความเป็นเชิงเส้นเมื่อเทียบกับแรงดันระหว่างเดรนและซอร์ส V_{DS} ดังรูปที่ 2.4 และเส้นกราฟจะโค้งงอขึ้นเรื่อย ๆ ตามค่าของแรงดันระหว่างเดรนและซอร์ส V_{DS} ที่เพิ่มขึ้น ซึ่งเป็นผลมาจากความต้านทานบริเวณช่องทางเดินของกระแสที่เพิ่มขึ้นในขณะที่เพิ่มแรงดันระหว่างเดรนและซอร์ส V_{DS} โดยการเปลี่ยนรูปร่างของช่องทางเดินกระแสที่เป็นลักษณะลาดเอียงและเล็กขึ้นในบริเวณใกล้กับส่วนเดรนก็จะทำให้เกิดช่วงต่อมาอีกช่วงหนึ่งคือช่วง $V_{GS} > V_{TH}$ และ $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH}$ ซึ่งเรียกช่วงการทำงานนี้ว่าช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) โดยสามารถเขียนสมการกระแสได้ดังนี้

$$I_D = \frac{K'W}{2L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์ความนำ (Transconductance parameter) คือ

$$K' = \mu_N C_{ox} \quad (2.4)$$

- เมื่อ I_D คือกระแสเดรน (Drain current)
 V_{GS} คือแรงดันไฟฟ้าระหว่างเกตกับซอร์ส (Gate — Source voltage)
 V_{DS} คือแรงดันไฟฟ้าระหว่างเดรนกับซอร์ส (Drain — Source voltage)
 μ_N คือค่าสภาพความคล่องตัวของอิเล็กตรอน (Electron mobility)
 C_{ox} คือค่าความจุต่อหน่วยพื้นที่ของเกตออกไซด์ (Oxide capacitance)
 W คือความกว้างของแชนแนล (Channel width)
 L คือความยาวของแชนแนล (Channel length)
 V_{TH} คือแรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage)
 λ คือแชนแนล เลนจ์ มอดูเลชัน พารามิเตอร์ (Channel length modulation parameter)

จากรูปกราฟที่แสดงในรูปที่ 2.4 เมื่อทำการเพิ่มแรงดันระหว่างเดรนและซอร์ส V_{DS} จากศูนย์จนถึงจุดพริ้นซ์ออฟจะทำให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิมิตัวดงสมการที่ (2.3) จะเห็นว่าถ้าละเลยผลของแชนแนลเลนจ์มอดูเลชันพารามิเตอร์หรือ λ ค่าของกระแสเดรน I_D จะไม่ขึ้นกับแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาเดรนและซอร์ส V_{DS} ซึ่งรูปกราฟช่วงอิมิตัวในรูปที่ 2.4 นั้นควรที่จะเป็นเส้นตรงที่มีความชันเป็นศูนย์แต่เนื่องจากในความเป็นจริงแล้วในการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์จะเกิดผลของแชนแนลเลนจ์มอดูเลชันพารามิเตอร์ดังนั้นรูปกราฟการทำงานในช่วงอิมิตัวจึงมีความชันบ้างเล็กน้อย เพื่อง่ายต่อการวิเคราะห์และการคำนวณในการออกแบบจะประมาณให้ผลของแชนแนลเลนจ์มอดูเลชันพารามิเตอร์มีค่าเท่ากับศูนย์

2.3 การกระตุ้นขาค Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์

วงจรระนาลอกปฏิบัติงานที่แรงดันต่ำนั้นคือการกำหนดค่าแรงดันแทรชโฮล ด้วยเหตุนี้แหล่งจ่ายแรงดันจึงต้องเป็นไปตามวัตถุประสงค์ดังกล่าวนั้นก็คือ

$$V_{DD} + |V_{SS}| \geq V_{GS} = V_{DSSAT} + |V_T| \quad (2.5)$$

โดยที่ V_{DD} คือแรงดันไฟบวก

V_{SS} คือแรงดันไฟลบ

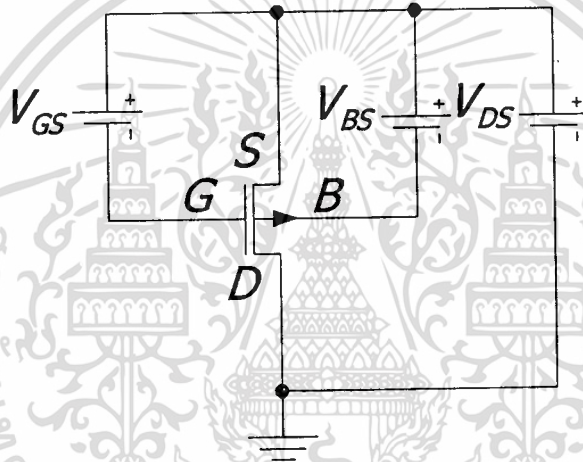
V_T คือแรงดันแทรชโฮลของมอสทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และสงวนสิทธิ์ในเนื้อหา ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และถ้าใช้ขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์เป็นตัวป้อนสัญญาณ แหล่งจ่ายแรงดันจึงสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{DD} + |V_{SS}| \geq V_{GS} = V_{DSSAT} + |V_T| + V_{SIGNAL} \quad (2.6)$$

ดังนั้นถ้าเราสามารถลดค่าแรงดัน V_T ลงได้ก็สามารถที่จะลดระดับแรงดันที่ใช้จ่ายให้กับวงจรลงได้ด้วยเช่นกัน ด้วยเหตุนี้จึงได้นำหลักการการกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์มาใช้ซึ่งสามารถทำให้เราเอาชนะข้อจำกัดในเรื่องแรงดันเริ่มได้ โดยในที่นี้จะยกตัวอย่างมอสทรานซิสเตอร์แบบพีแชนแนลเอ็นฮาร์ทเมนต์โหมด (P channel enhancement mode MOS Transistor) ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 การควบคุมการไหลของกระแสโดยการปรับแรงดันระหว่างขา Bulk และซอร์ส

เมื่อกำหนดจุดการทำงานให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิ่มตัว โดยค่าคงที่ของแรงดันที่ขาเกตเทียบเท่ากับขาซอร์ส V_{GS} และที่ขาเดรนเทียบเท่ากับขาซอร์ส V_{DS} ไว้ แล้วทำการปรับค่าของแรงดันระหว่างขา Bulk กับซอร์สจากตั้งแต่ค่าลบไปเป็นค่าบวกระหว่างขา Bulk กับซอร์ส V_{BS} ซึ่งจะทำให้เกิดพื้นที่ปลอดประจุ (Depletion Region) ไปกำหนดช่องทางเดินของกระแส ซึ่งเปรียบเสมือนการทำงานแบบดีพลีชันโหมด (Depletion Mode) ขณะที่ป้อนแรงดันไบแอสเข้าที่ขาเกตของเจเฟตนั่นเองและจากรูปกราฟจะเห็นว่ายังสามารถที่จะป้อนแรงดันไบแอสระหว่างขา Bulk กับซอร์ส V_{BS} ที่เป็นค่าศูนย์และค่าอื่นๆด้วย แต่การไบแอสแรงดันที่เป็นบวกเข้าที่ขา Bulk มีข้อจำกัดที่ว่าแรงดันที่ให้นั้น จะต้องไม่เกินแรงดันขีดเริ่มที่จะนำไปสู่การไบแอสตรงบริเวณรอยต่อของสารชนิดพีและเอ็นที่ขา Bulk และช่องทางเดินกระแสโดยพิจารณาได้จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าค่ากระแส

เดรนจะตกลงในขณะที่ไบแอสแรงดันบริเวณขา Bulk กับซอร์ส V_{BS} มีค่าเป็นบวกมากเกินไป
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะคุณสมบัติของช่องทางเดินกระแสที่มีการเปลี่ยนไป อันเนื่องมาจากผลของการไบแอสตรงระหว่างบริเวณฐานรอง ซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพีกับช่องทางเดินกระแสซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น จากที่ทราบกันแล้วว่าค่าแรงดันระหว่างขา Bulk กับซอร์ส V_{BS} จะเป็นฟังก์ชันของแรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage) หรือ V_{TH} ดังสมการที่ (2.7)

$$V_{TH} = V_{TO} + \gamma \left(\sqrt{2|\phi_F| - V_{BS}} - \sqrt{2|\phi_F|} \right) \quad (2.7)$$

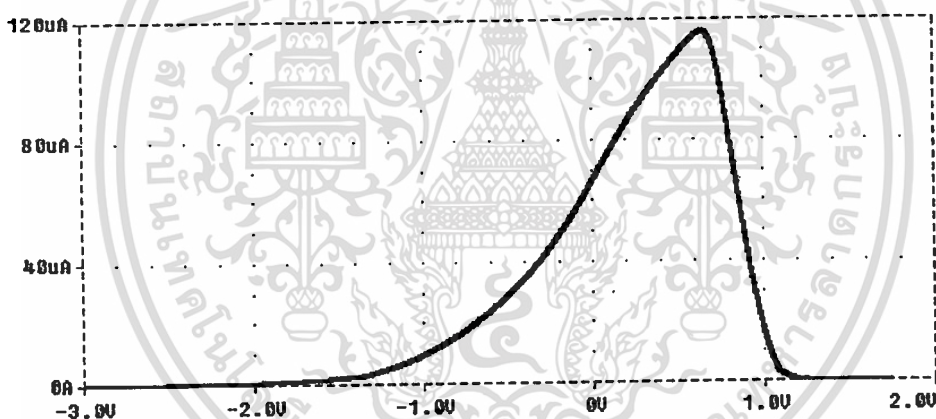
โดยที่

V_{BS} คือแรงดันไฟฟ้าระหว่าง Bulk กับซอร์ส (Bulk – Source voltage)

V_{TO} คือแรงดันขีดเริ่มในขณะที่ $V_{BS} = 0$

γ คือ Bulk เทรตสโกลท์พารามิเตอร์ (Bulk threshold parameter)

ϕ_F คือค่าศักดาบริเวณพื้นผิวของสต่อรงอินเวอร์ชัน (Strong inversion surface potential)



รูปที่ 2.6 แสดงกระแสเดรนเมื่อเปลี่ยนค่าแรงดันระหว่างขา Bulk และซอร์ส

ดังนั้นค่าของกระแสเดรน I_D ในช่วงการทำงานไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region) และช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) ก็จะอยู่ในรูปของสมการที่มีตัวแปรเป็นแรงดันระหว่างขา Bulk และซอร์ส V_{BS} ดังสมการตามลำดับ

$$I_D = \frac{K'W}{L} \left(V_{GS} - V_{TO} - \gamma \sqrt{2|\phi_F| - V_{BS}} + \gamma \sqrt{2|\phi_F|} - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} \quad (2.8)$$

$$I_D = \frac{K'W}{2L} \left(V_{GS} - V_{TO} - \gamma \sqrt{2|\phi_F| - V_{BS}} + \gamma \sqrt{2|\phi_F|} \right)^2 \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจากสมการที่ (2.8) และ (2.9) จะถูกนำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบ วงจร g_m -C อินทิเกรเตอร์ โดยอินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ต่อไป

2.4 สรุป

จากทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ที่ได้กล่าวมาในข้างต้น ทำให้ทราบถึงรายละเอียด และโครงสร้างการทำงานที่สามารถแบ่งช่วงการทำงานได้เป็น 3 ช่วงใหญ่ๆด้วยกันคือช่วงหยุดการทำงาน ช่วงการทำงานแบบไม่อิ่มตัวและสุดท้ายคือช่วงอิ่มตัว โดยในแต่ละช่วงฟังก์ชันของกระแสเดรนก็แตกต่างกันออกไป ซึ่งในการออกแบบจะต้องกำหนดจุดการทำงานให้ตรงกับสมการในช่วงนั้นๆด้วย



บทที่ 3

ทฤษฎี

3.1 บทนำ

เนื่องจากวิทยานิพนธ์นี้ มีจุดมุ่งหมายเพื่อต้องการนำวงจรอินทิเกรเตอร์มาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ที่มีความต่อเนื่องทางเวลา โดยไม่ต้องใช้เทคนิคพิเศษเข้ามาช่วยเพื่อให้วงจรทำงานด้วยแรงดันต่ำ ดังนั้นในบทนี้จึงได้กล่าวถึงเรื่องของทฤษฎีที่เกี่ยวข้องที่ได้มีการนำมาใช้ในการออกแบบในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ซึ่งประกอบด้วยคุณสมบัติรวมทั้งการทำงานของวงจรอินทิเกรเตอร์พื้นฐาน วงจรอินทิเกรเตอร์แบบฟูลดิบาลานซ์และวงจรคอมมอนโหมดพีคแอมป์ เพื่อจะได้เป็นพื้นฐานเพื่อนำไปออกแบบวงจรในบทต่อไป

3.2 หลักการทั่วไปของวงจรอินทิเกรเตอร์

วงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator Circuit) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ในการอินทิเกรตสัญญาณซึ่งมีหลักอยู่ว่า เมื่อป้อนแรงดันอินพุต $V_I(t)$ เข้าไปในวงจรเราสามารถเขียนสมการของแรงดันเอาพุต $V_O(t)$ ที่สัมพันธ์กับแรงดันทางเข้าอินพุต $V_I(t)$ ได้เป็น

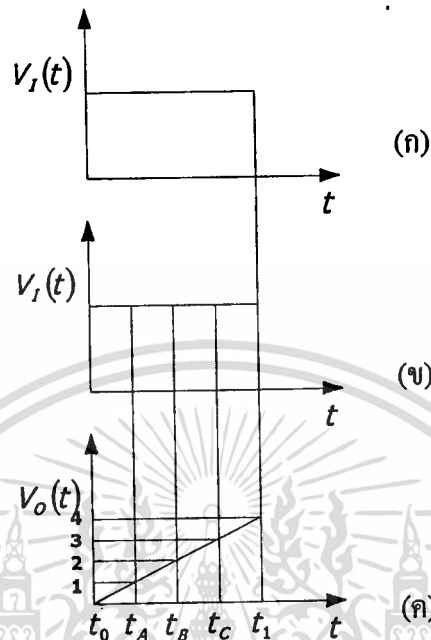
$$V_O(t) = \int_{t_0}^t V_I(t) dt + V_O(t_0) \quad (3.1)$$

โดยที่ $V_O(t_0)$ คือค่าแรงดันเริ่มต้นของเอาพุตที่เวลา $t = t_0$ การอินทิเกรตแบบนี้เป็นการอินทิเกรตแบบจำกัดขอบเขต (Definite Integral) ซึ่งทำการอินทิเกรตระหว่าง 2 ขอบเขต โดยมีขอบเขตล่างอยู่ที่ $t = t_0$ หรือเป็นค่าเวลาเริ่มต้นของการอินทิเกรต และขอบเขตบนอยู่ที่ $t = t_1$ หรือเป็นค่าเวลาสุดท้ายของการอินทิเกรต ซึ่งถ้าพิจารณาในทางฟิสิกส์จะพบว่าการอินทิเกรตเป็นกระบวนการของการสะสมพื้นที่ให้เส้นกราฟทั้งหมดของ $V_I(t)$ ที่เริ่มจากเวลา $t = t_0$ ไปจนถึงเวลาสุดท้าย $t = t_1$ โดยสามารถแสดงลักษณะความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 3.1 ซึ่งแสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่าเอาพุตของวงจรอินทิเกรเตอร์เปลี่ยนแปลงตามพื้นที่ของสัญญาณอินพุต ซึ่งสามารถพิจารณาได้โดยทำการแบ่งรูปคลื่นของสัญญาณอินพุตที่เป็นคลื่นสี่เหลี่ยมที่แสดงในรูปที่ 3.1 (ก) ออกเป็นส่วน ๆ ให้แต่ละส่วนมีค่าเท่ากัน ดังแสดงในรูปที่ 3.1 (ข) และในที่นี้สมมติว่าแต่ละส่วนมีขนาดพื้นที่เท่ากันและให้เท่ากับหนึ่งหน่วย ดังนั้นจากเวลา t_0 ถึง t_1 จะมีพื้นที่เท่ากับหนึ่งหน่วยที่ครอบคลุมเงื่อนไขของสัญญาณอินพุตนี้ ดังนั้นที่เวลา $t = t_1$ จะได้ว่ารูปคลื่นเอาพุตของวงจรอินทิเกรเตอร์มีค่าเป็น 1 หน่วย และเมื่อเวลา $t = t_2$ มาถึงพื้นที่ของรูปคลื่นอินพุตจะเพิ่มขึ้นเป็น 2 หน่วยเช่นกัน

เอกลีขันธ์บัณฑิตสารพจนานุกรมศัพท์วิศวกรรมไฟฟ้า ซึ่งใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

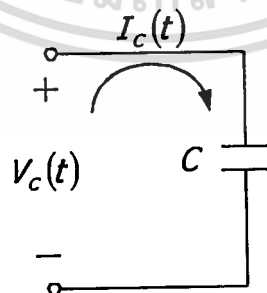
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจะเป็นลักษณะต่อเนื่องไปเรื่อยๆจนกว่าจะถึงค่าเวลาสุดท้ายของการอินทิเกรต ดังตัวอย่างความ สัมพันธ์ที่แสดงในรูปที่ 3.1 (ค)



รูปที่ 3.1 รูปคลื่นความสัมพันธ์ของพื้นที่ที่เข้าพุทของวงจรอินทิเกรเตอร์

ดังนั้นจะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า เข้าพุทของวงจรอินทิเกรเตอร์เป็นการแสดงจำนวนรวมของพื้นที่ที่จุดใดๆของรูปคลื่นสัญญาณอินพุท และสังเกตจะพบว่ากระบวนการนี้เป็นการสะสมพื้นที่ซึ่งพื้นที่ที่ถูกสะสมนี้จะถูกบวกเพิ่มจากค่าเริ่มต้นที่เวลานั้นๆ ซึ่งเป็นไปตามสมการ (3.1) คราวนี้ลองมา พิจารณาตัวเก็บประจุ (Capacitor) ที่แสดงดังในรูปที่ 3.2 กันบ้าง

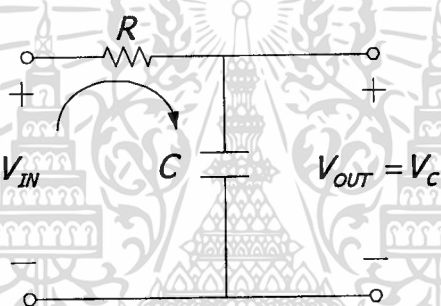


รูปที่ 3.2 ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันของตัวเก็บประจุ

จากรูปที่ 3.2 สามารถเขียนความสัมพันธ์ของแรงดันชั่วขณะที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C กับ กระแสชั่วขณะทีไหลผ่านเข้าไปในตัวเก็บประจุได้ดังนี้ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t I_c(\tau) d\tau + V_c(t_0) \quad (3.2)$$

เมื่อ $V_c(t_0)$ เป็นค่าแรงดันเริ่มต้นที่เก็บอยู่ในตัวประจุ C และจากสมการ (3.2) นี้แสดงให้เห็นว่า แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุแปรผันตามอินทิกรัลของสัญญาณกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ ในขณะนั้น ซึ่งสมการนี้จะมีลักษณะคล้ายกับสมการ (3.1) ต่างกันแต่เพียงว่าสมการ (3.1) มีตัวแปรอินพุทและตัวแปรเอาพุทเป็นสัญญาณแรงดันทั้งคู่ ในขณะที่สมการ (3.2) มีตัวแปรอินพุทเป็นสัญญาณกระแส และมีตัวแปรเอาพุทเป็นสัญญาณแรงดันที่สัมพันธ์กับตัวประจุ C เพื่อแปลงความสัมพันธ์ของสมการ (3.2) ให้สอดคล้องกับสมการ (3.1) คือทำให้ความสัมพันธ์ของตัวแปรอินพุทและเอาพุทอยู่ในรูปของแรงดันทั้งคู่ จึงได้ทำการปรับปรุงวงจรขึ้นใหม่โดยการต่อความต้านทานเพิ่มเข้าไปดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรอินทิเกรเตอร์เบื้องต้น

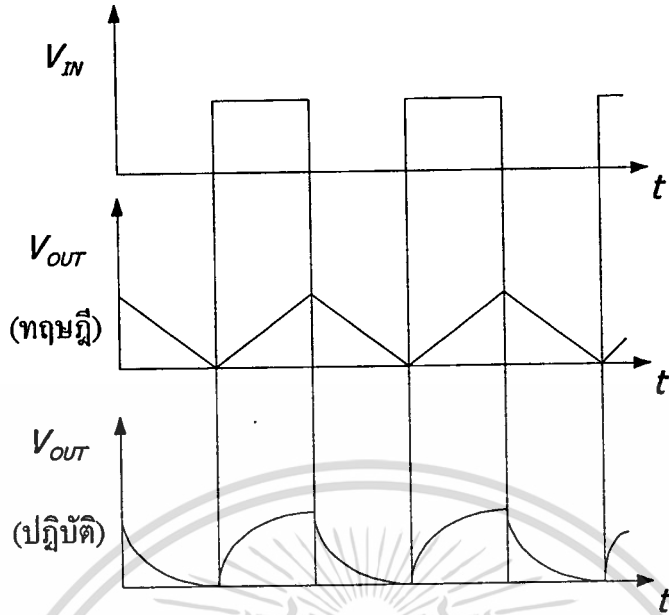
โดยมีแรงดันอินพุท $V_{IN}(t)$ และความต้านทาน R เป็นตัวควบคุมกระแส $I_c(t)$ ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C ซึ่งมีค่าดังนี้คือ

$$I_c(t) = \frac{V_{IN}(t)}{R} \quad (3.3)$$

เมื่อแทนค่าของ $I_c(t)$ ที่ได้นี้ลงไปในสมการ (3.2) จะได้ว่า

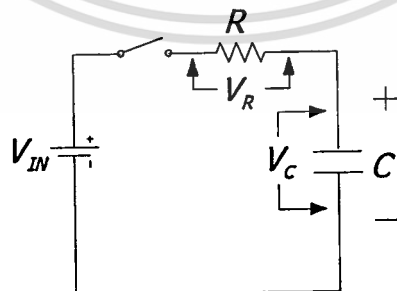
$$V_c(t) = \frac{1}{RC} \int_{t_0}^t V_{IN}(\tau) d\tau + V_c(t_0) \quad (3.4)$$

จะเห็นได้ว่าสมการ (3.1) และสมการ (3.4) มีตัวแปรอินพุทและตัวแปรเอาพุทเป็นแรงดัน ดังนั้นจึงสามารถนำคุณสมบัติของวงจร RC ไปประยุกต์เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ได้ หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณ อย่างไรก็ตามมีข้อจำกัดคือต้องอ้างอิงถึงค่าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 ลักษณะของสัญญาณทางเข้าพุทของวงจร

แต่เป็นที่ทราบกันดีว่าการทำงานของวงจรอินทิเกรเตอร์ในทางอุดมคตินั้น เมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมดังแสดงในรูปที่ 3.4 วงจรจะให้ค่าเอาพุทเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความเป็นเชิงเส้นแต่วงจร RC ที่แสดงในรูปที่ 3.3 นั้นมีอัตราการเก็บประจุ (Charge) และคายประจุ (Discharge) ที่ไม่เป็นเชิงเส้นแต่อยู่ในรูปของเอ็กซ์โพเนนเชียล (Exponential) ดังนั้นจะทำให้รูปคลื่นเอาพุทของวงจร RC ในทางปฏิบัติมีลักษณะที่ไม่เป็นเส้นตรง ซึ่งมีสาเหตุมาจากวงจร RC มีอัตราการเก็บประจุและอัตราการคายประจุไม่คงที่ ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากวงจรที่แสดงดังในรูปที่ 3.5

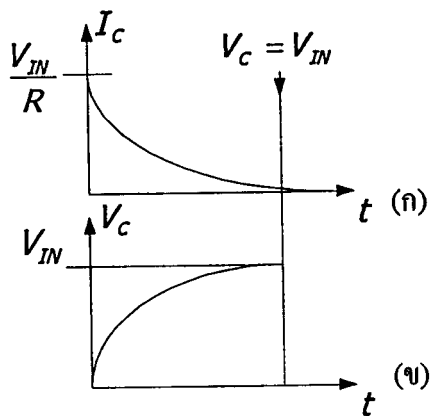


$$V_R = V_{IN} - V_C$$

$$I_R = I_C = (V_{IN} - V_C) / R$$

รูปที่ 3.5 การทำงานของวงจร RC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบุคลากรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

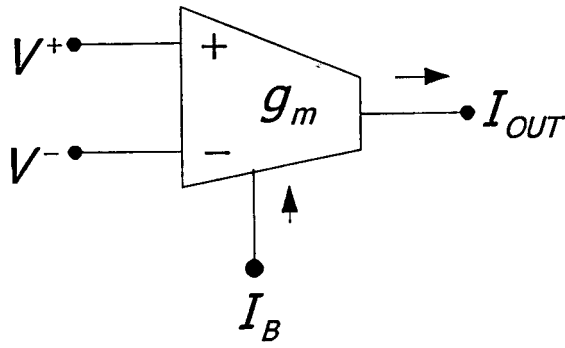


รูปที่ 3.6 กราฟแสดงการทำงานของวงจร RC

จากรูปที่ 3.5 สามารถพิจารณาได้ดังนี้คือ ทันท์ที่สวิทช์ปิดลงประจุบน C จะมีค่าเป็นศูนย์จึงทำให้แรงดันที่ตกคร่อมเก็บประจุหรือ V_C มีค่าเป็นศูนย์ ส่วนแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน R จะแปรตามผลต่างระหว่างแรงดันอินพุต V_{IN} กับแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_C ดังนั้นเมื่อ V_C มีค่าเท่ากับศูนย์ กระแสที่ทำหน้าที่ในการชาร์จ (charge) ตัวเก็บประจุ C จึงมีค่าสูงสุด ดังแสดงในรูปที่ 3.6 (ก) และในขณะที่ C ได้รับการชาร์จประจุ V_C จะมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้ค่าของกระแสที่ใช้ในการชาร์จประจุให้กับ C มีค่าลดลงเมื่อกระแสในการชาร์จประจุลดลงจึงทำให้อัตราการชาร์จประจุลดลงด้วย ดังนั้นรูปคลื่นเข้าพุทที่ได้จึงมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 3.6 (ข) เมื่อให้สัญญาณอินพุทที่ป้อนเข้ามามีความต่อเนื่องดังรูปที่ 3.4 ก็จะทำให้สัญญาณเข้าพุทที่ได้มีลักษณะไม่เป็นเส้นตรงนั่นเองจากการที่ได้อธิบายตามรูปนี้จะพบว่า การที่ไม่สามารถทำการชาร์จประจุให้เป็นเชิงเส้นได้นั้นมีสาเหตุมาจากกระแสที่ใช้ในการชาร์จประจุ C มีค่าไม่คงที่ซึ่งจะมีค่าลดลง ดังนั้นถ้าสามารถทำให้ค่ากระแสที่ใช้ในการชาร์จประจุ C มีค่าคงที่ได้ อัตราการชาร์จประจุก็จะมีค่าคงที่ ซึ่งก็จะทำให้ค่าแรงดันเข้าพุทที่มีความเป็นเชิงเส้น และเพื่อต้องการทำให้ได้ค่ากระแสในการชาร์จประจุ C คงที่ จึงได้มีการนำเอาวงจรทรานส์คอนดักเตอร์ (Transconductor) ซึ่งมีหน้าที่ในการแปลงแรงดันทางด้านอินพุทไปเป็นกระแสทางด้านเข้าพุทซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการง่ายๆได้ดังต่อไปนี้

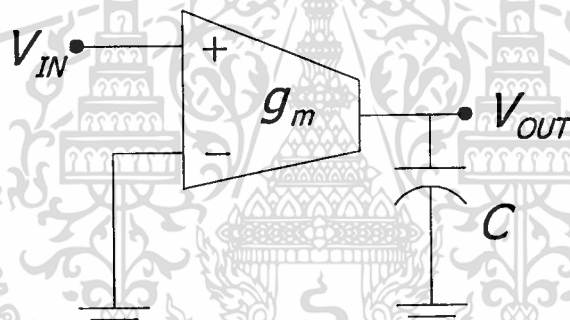
$$I_{OUT} = g_m(V^+ - V^-) \quad (3.5)$$

โดยที่ค่า (Transconductance Gain) หรือ g_m นี้สามารถปรับค่าได้โดยใช้การไบอัสกระแสไฟตรง I_B จากภายนอกซึ่งถ้าให้ g_m เป็นตัวแปรการกรอง I_B ก็จะเป็นการใช้ในการควบคุมหรือกำหนดคุณลักษณะของวงจรกรองนั่นเอง ซึ่งสัญลักษณ์แสดงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 สัญลักษณ์ของวงจรถานส์คอนดักเตอร์ หรือ OTA

บางครั้งค่า I_B ก็ไม่มีในสัญลักษณ์ก็ได้ ในส่วนของการนำไปใช้งานในวงจรอินทรีย์นั้น I_B ก็คือแหล่งจ่ายไฟตรงที่ใช้ในการควบคุม g_m ดังนั้นถ้าเรานำค่าทรานส์คอนดักเตอร์นี้ไปใส่แทนค่า R จึงเรียกวงจรนี้ว่าวงจร $g_m - C$ อินทิเกรเตอร์ดังรูปที่ 3.8



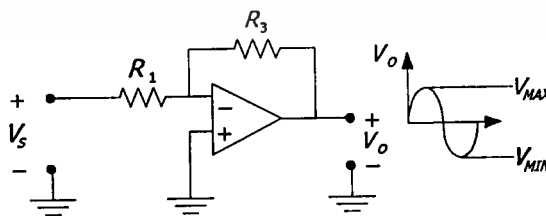
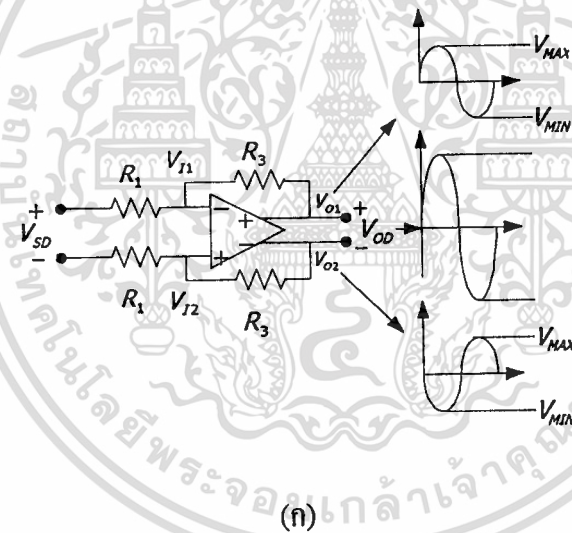
รูปที่ 3.8 วงจร $g_m - C$ อินทิเกรเตอร์พื้นฐาน

แต่ในการนำไปปฏิบัติจริงนั้น มีหลักด้วยกันสามอย่างที่เป็นตัวกำหนดการใช้ทรานส์คอนดักเตอร์ในวงจรอินทรีย์ก็คือ ความเป็นเชิงเส้นของ g_m สองความไม่คงที่ของ g_m ด้วยอุณหภูมิและกระบวนการ และสามค่าคาปาซิเตอร์แฝงที่เป็นตัวจำกัดช่วงความถี่และเพื่อเพิ่มค่าไดนามิกส์ (Dynamic Range) ของทรานส์คอนดักเตอร์ให้มากขึ้นจึงใช้วงจรที่มีสัญญาณอินพุทและเอาพุทเป็นดิฟเฟอเรนเชียล [6-7] ซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

3.3 วงจรอินทิเกรเตอร์ แบบฟูลดิฟเฟอเรนเชียล

วงจรถายดิฟเฟอเรนเชียลแบบฟูลดิฟเฟอเรนเชียล (Fully Differential Amplifier) แสดงดังรูปที่ 3.9 (ก) ซึ่งมันแตกต่างจากวงจรถายแบบเดี่ยว (Single-Ended Amplifier) ในรูปที่ 3.9 (ข) โดยส่วนภาคเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขยายจะมีสองเข้าพุท และมีค่าความต้านทานสองตัวในส่วนการป้อนกลับที่มีคุณลักษณะที่เหมือนกันทุกประการ ซึ่งโครงสร้างของวงจรฟูลดีบาลานซ์โดยทั่วไปจะมีลักษณะวงจรพื้นฐานดังรูปที่ 3.12 ซึ่งประกอบด้วยคู่อิฟเฟอเรนเชียล M_1-M_2 โหลด M_3-M_4 และแหล่งจ่ายกระแส M_5 วงจรฟูลดีบาลานซ์มีไว้เพื่อต้องการให้แรงดันทางด้านเข้าพุทสวิงได้มากกว่าแบบเดี่ยวๆ เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับซึ่งมันมีความสำคัญเป็นอย่างมากถ้าแหล่งจ่ายแรงดันมีขนาดต่ำ โดยแรงดันทางด้านเข้าพุทที่สวิงได้มากนั้นสามารถอธิบายด้วยรูปที่ 3.9 คือแต่ละเข้าพุทของวงจรขยาย V_{O1} V_{O2} หรือ V_O สามารถสวิงได้สูงถึง V_{MAX} และต่ำสุดถึง V_{MIN} จากเข้าพุทของวงจรแบบเดี่ยวในรูปที่ 3.9 (ข) แรงดันพิคพิคทางเข้าพุทสามารถเป็นได้มากที่สุดคือ $V_{MAX} - V_{MIN}$ ส่วนในวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบฟูลดีบาลานซ์ในรูปที่ 3.9 (ก) ถ้า V_{O1} สวิงได้สูงที่สุดถึง V_{MAX} และ V_{O2} สวิงได้ต่ำสุด V_{MIN} อัตราการเปลี่ยนแปลงสูงสุดทางด้านเข้าพุทคือ $V_{MAX} - V_{MIN}$ ด้วยเหตุนี้เองสัญญาณพิคพิคของดิฟเฟอเรนเชียลทางเข้าพุทของวงจรจึงเป็น $2(V_{MAX} - V_{MIN})$ ดังนั้นการสวิงทางด้านเข้าพุทของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบฟูลดีบาลานซ์จึงมีขนาดใหญ่กว่าวงจรขยายแบบเดี่ยว (Single-ended)



รูปที่ 3.9 (ก) วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบฟูลดีบาลานซ์ (ข) วงจรขยายป้อนกลับแบบเดี่ยว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการสวิงสัญญาณทางด้านเข้าพุทที่มากนี้ทำให้ผลของอัตราส่วน Signal-to-Noise เพิ่มสูงขึ้น จากส่วนขยายและจากส่วนค่าความต้านทานป้อนกลับ R_3 เราจะเห็นได้ว่าค่า สัญญาณรบกวนจากความร้อน (Thermal Noise) จะเข้ามามีส่วนเกี่ยวข้องกับค่าความต้านทานทางด้านอินพุทซึ่งเป็นแหล่งกำเนิดนอยส์เพียงอย่างเดียวในวงจรขยายแบบเดี่ยวๆ ในรูปที่ 3.9 (ข) กำลังของนอยส์ทางด้านเข้าพุทที่ความต้านทาน R_1 คือ

$$\overline{V_{ON}^2}(S.E.) = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right)^2 4KTR_1(BW_N) \quad (3.6)$$

BW_N เสมือนกับแบนด์วิดของนอยส์ในวงจรขยายแบบเดี่ยวๆ ในขณะที่วงจรถิฟเฟอร์เรเนียนเซลแบบฟูลดีบาลานซ์ ในรูปที่ 3.9 (ก) กำลังของนอยส์ทางด้านเข้าพุทที่ความต้านทาน R_1 คือ

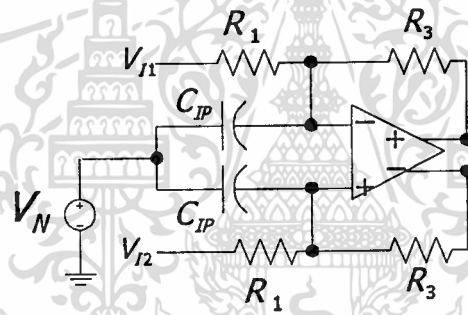
$$\overline{V_{ON}^2}(Diff.) = 2\left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right)^2 4KTR_1(BW_N) \quad (3.7)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าเพราะเทอมของนอยส์ทางด้านเข้าพุทจากความต้านทาน R_1 ทั้งสองตัวซึ่งไม่สัมพันธ์กันและนำมาบวกร่วมกันเพื่อให้ได้กำลังของนอยส์ทั้งหมดทางด้านเข้าพุท จากสมการที่ 3.6 และ 3.7 กำลังทางด้านเข้าพุทในวงจรถิฟเฟอร์เรเนียนเซลแบบฟูลดีบาลานซ์จะเป็นสองเท่าในวงจรแบบเดี่ยวๆ ดังนั้นพีคของสัญญาณทางด้านเข้าพุทในวงจรถิฟเฟอร์เรเนียนเซลจึงเป็นสองเท่าในวงจรแบบเดี่ยวๆ โดยกำลังสูงสุดทางด้านเข้าพุทจะเป็นสี่เท่าในวงจรแบบเดี่ยวๆ อัตราส่วนสูงสุดทางด้านเข้าพุทของสัญญาณต่อนอยส์ (SNR) เพื่อให้ได้ค่าสูงสุดของสัญญาณทางด้านเข้าพุทกับแอมป์ปีจูดของ $V_{SIG}(Peak)$ คือ

$$SNR_{MAX} = \frac{V_{SIG}^2(Peak)}{2V_{ON}^2} \quad (3.8)$$

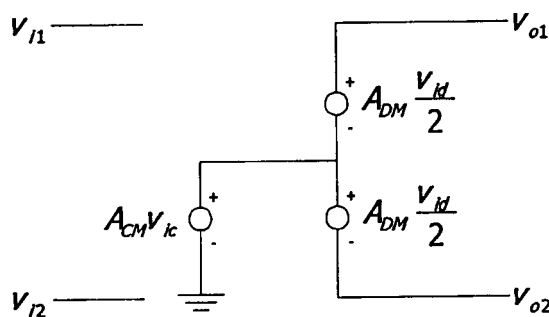
โดย SNR นี้จะเป็นสองเท่าหรือ 3 dB ของวงจรถิฟเฟอร์เรเนียนเซลแบบฟูลดีบาลานซ์ถ้าเปรียบเทียบกับวงจรแบบเดี่ยวๆ และมีลักษณะความต้านทาน R_1 ที่เหมือนกันและใช้ในวงจรทั้งคู่รวมทั้ง R_1 ยังเป็นแหล่งกำเนิดนอยส์ในลักษณะเดิม วงจรถิฟเฟอร์เรเนียนเซลแบบฟูลดีบาลานซ์เป็นวงจรที่มีความไวต่ำกว่าแบบวงจรขยายเดี่ยวๆ เมื่อเปรียบเทียบกันในเรื่องคอมมอนโหมดนอยส์ (Common-Mode Noise) หรือ CM อย่างเช่นนอยส์ที่อยู่ในแหล่งจ่ายกำลังที่เกิดขึ้นในวงจรรวมแบบดิฟเฟอเรนเชียลในฐานร่องเดียวกันกับวงจรอื่นอีกด้วย เพื่อที่จะอธิบายการลดความไวของคอมมอนโหมดนอยส์ลงจะไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาวงจรรูปที่ 3.10 วงจรนี้จะมีลักษณะเดียวกันกับในรูปที่ 3.9 (ก) เพียงแต่ว่ามีคาปาซิเตอร์ C_{IP} เพิ่มเข้ามาในคาปาซิเตอร์แต่ละตัวที่ต่อจากวงจรขยายทางด้านอินพุตไปยังแหล่งจ่ายแรงดัน V_N ณ จุดนี้รูปแบบของค่าความจุแฝง C_{IP} ที่มาจากฐานรองของแต่ละวงจรถ่ายทางด้านอินพุต และรูปแบบของนอยส์ V_N เป็นนอยส์ที่อยู่ในแหล่งจ่ายแรงดันที่ต่ออยู่กับฐานรอง ซึ่งค่าความจุแฝงที่ต่ออยู่ด้วยกันกับสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุตของวงจรถ่าย ซึ่งเป็นสาเหตุให้คอมมอนโหมดมารบกวนทางด้านอินพุต ถ้าวจรขยายนี้เป็นวงจรมีความสมดุลที่ดีมากและมีเกณฑ์คอมมอนโหมดเป็นศูนย์ คอมมอนโหมดนอยส์จะไม่มีผลกระทบต่อแรงดันแรงดันคอมมอนโหมดทางด้านเอาพุตเลยแต่ถ้าวจรขยายมีคอมมอนโหมดเกณฑ์ไม่เป็นศูนย์ แต่ค่าเล็กน้อยนั้นก็จะเป็นเหตุให้มี V_N เล็กๆเกิดขึ้นที่แรงดันเอาพุตคอมมอนโหมด แต่จะไม่มีผลต่อแรงดันทางเอาพุตที่เป็น ดิฟเฟอเรนเชียล ถ้าวจรมีลักษณะสมดุลที่ดี จากตัวอย่างค่าคาปาซิเตอร์ C_{IP} ที่ไม่คู่กันจะทำให้เกิดนอยส์ขึ้นที่อินพุตของวงจรถ่าย ทำให้เกิดความไม่เท่ากันและเริ่มเกิดสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลนอยส์ที่คร่อมที่อินพุตของวงจรถ่าย



รูปที่ 3.10 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบฟูลดีบาลานซ์โดยมีค่าความจุแฝง

และเพื่อให้เข้าใจการทำงานของวงจรถ่ายดิฟเฟอเรนเชียลแบบฟูลดีบาลานซ์มากขึ้น สามารถเขียนออกมาอยู่ในรูปของ Small-Signal ได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.11 Small-Signal พื้นฐานของวงจรถ่ายดิฟเฟอเรนเชียลแบบฟูลดีบาลานซ์

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยกำหนดให้อินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับ ∞ และเอาพุตอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งสามารถหาค่าแรงดันเอาพุตแบบดิฟเฟอเรนเชียลและแบบคอมมอนโหมดได้เป็น

$$V_{od} = V_{o1} - V_{o2} = A_{DM} V_{Id} \quad (3.9)$$

$$V_{oc} = \frac{V_{o1} + V_{o2}}{2} = A_{CM} V_{Ic} \quad (3.10)$$

โดยที่ V_{od} คือแรงดันทางด้านเอาพุตแบบดิฟเฟอเรนเชียล

V_{oc} คือแรงดันทางด้านเอาพุตแบบคอมมอนโหมด

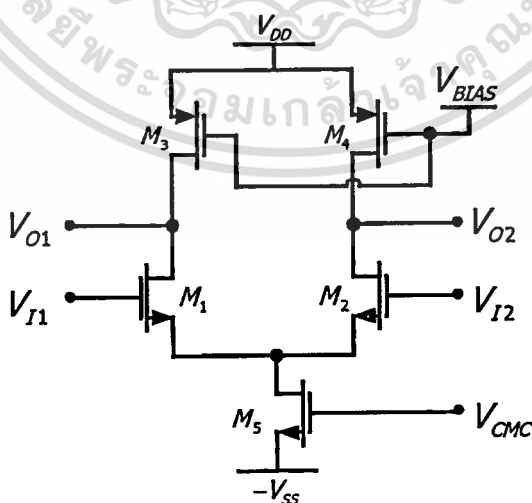
V_{Id} คือแรงดันทางด้านอินพุตแบบดิฟเฟอเรนเชียล

V_{Ic} คือแรงดันทางด้านอินพุตแบบคอมมอนโหมด

A_{DM} คือเกณฑ์อัตราขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล

A_{CM} คือเกณฑ์อัตราขยายแบบคอมมอนโหมด

ในทางอุดมคติวงจรมอนโอดแบบฟูลดีบาลานซ์ A_{CM} ต้องเท่ากับศูนย์และ A_{DM} เข้าใกล้ลบอนันต์แต่ถ้า A_{CM} เท่ากับศูนย์ V_{oc} ก็จะเท่ากับศูนย์โดย V_{Ic} อยู่ในช่วงจำกัดและถ้า A_{DM} เข้าใกล้ลบอนันต์แล้ว V_{Id} ก็จะเข้าใกล้ศูนย์ถ้า V_{od} อยู่ในช่วงจำกัด โดยวงจรมอนโอดแบบฟูลดีบาลานซ์ที่ประกอบขึ้นจากมอสทรานซิสเตอร์แสดงดังรูปที่ 3.12



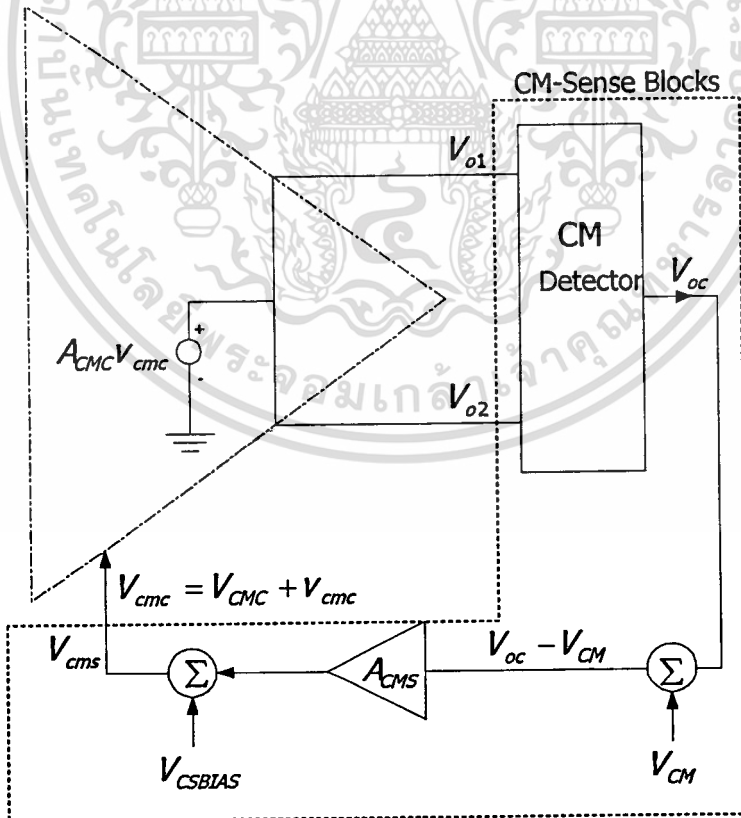
รูปที่ 3.12 วงจรมอนโอดแบบฟูลดีบาลานซ์ที่ประกอบขึ้นจากมอสทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 วงจรคอมมอนโหมดฟีดแบ็ค

ในช่วงที่ผ่านมาวงจรฟูลดิบาลานซ์ได้แสดงให้เห็นถึง การลดการใช้แหล่งจ่ายกำลังให้ช่วงเอาพุทไดนามิกที่กว้างขึ้น และลดทอนฮาร์โมนิกส์ที่ทำให้เกิดการผิดเพี้ยนลงได้ จากการออกแบบวงจร OTA-C ฟีดเตอร์ในลักษณะฟูลดิบาลานซ์โดยใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบฟูลดิบาลานซ์ งานหลักอีกอันหนึ่งที่ยุ่งยากไม่น้อยของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบฟูลดิบาลานซ์ก็คือ การออกแบบวงจรคอมมอนโหมดฟีดแบ็ค (Common-Mode Feedback) หรือ CMFB ซึ่งเป็นรูปป้อนกลับที่เพิ่มเข้ามา และยังเป็นวงจรที่ใช้ในการกำหนดแรงดันทางด้านเอาพุท

จากวงจรขยายในรูปที่ 3.12 จุดการไบอัสทางอุดมคติที่ $M_1 - M_5$ ให้อยู่ในช่วงแอกทีฟและการกำหนดแรงดันไฟตรงคอมมอนโหมดทางเอาพุทด้าน V_{oc} ให้มีค่าสูงสุดโดยการสวิงในช่วงการขยายทางด้านเอาพุทเมื่อมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมดทำงานในช่วงแอกทีฟ แต่อย่างไรก็ตาม V_{oc} จะมีความไวต่อความไม่สมดุลและการเปลี่ยนแปลงของส่วนประกอบต่างๆเป็นอย่างมากและวงจรจะไม่ปฏิบัติงานจริงจากการ ไบอัสที่จุดมั่นคงมาตราฐาน ในการกำหนดความถูกต้องให้ V_{oc} ในรูปที่ 3.12 เพื่อให้ได้แรงดันที่ต้องการจึงไม่สามารถเป็นไปได้ในทางปฏิบัติเพราะ I_{D5} ที่ไหลอย่างอิสระได้ถูกกำหนดโดย $|I_{D3}| + |I_{D4}|$



รูปที่ 3.13 บล็อกไดอะแกรมแนวคิดของ CMFB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกำหนด V_{OC} เพื่อออกแบบแรงดันไฟตรง V_{CM} นั้นโดยพื้นฐานมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมดจะต้องอยู่ในช่วงแอกทีฟและแรงดันทางเข้าพุทจะสวิงสูงสุดโดยการปรับ V_{BIAS} หรือ V_{GS5} อันใดอันหนึ่งซึ่ง $I_{D5} = |I_{D3}| + |I_{D4}|$ ถ้า $V_{SD3} = V_{SD4} = V_{DD} - V_{CM}$ ซึ่งการกำหนด $V_{OC} = V_{CM}$ เราจะต้องหาจุดในการปรับแต่ง V_{GS5} เพื่อให้ได้ค่า $V_{OC} = V_{CM}$ ตามที่ต้องการเพื่อนำไปใช้ในส่วนของป้อนกลับ ในทางปฏิบัติวงจรที่ได้มีการเพิ่มเติมเข้าไปในส่วนของการป้อนกลับเพื่อปรับ V_{GS5} ให้ $V_{OC} = V_{CM}$ คือรูปที่ 3.13 แสดงบล็อกไดอะแกรมของรูปป้อนกลับซึ่งเทียบได้ดังกับส่วนของคอมมอนโหมดฟีดแบ็ค (Common-Mode Feedback) หรือ CMFB โดยในการเพิ่มบล็อกนี้เข้าไปซึ่งเราจะเรียกว่าบล็อกตรวจสอบคอมมอนโหมด (CM-Sense Block) โดยบล็อกตรวจสอบคอมมอนโหมดนี้ประกอบด้วย คอมมอนโหมดดีเทคเตอร์ (Common-Mode Detector) ซึ่งจะทำการคำนวณแรงดันคอมมอนโหมดทางด้านเข้าพุท $V_{oc} = (V_{o1} + V_{o2})/2$ แรงดันนี้เป็นส่วนย่อยจากการออกแบบแรงดันเข้าพุทแบบคอมมอนโหมดหรือ V_{CM} ความแตกต่างของ $V_{oc} - V_{CM}$ คือส่วนแบ่งมาตราส่วนของการขยายกับเกนซ์ A_{CMS} และแรงดันที่อยู่ในขณะนั้น V_{CSBIAS} ที่เพิ่มเข้ามาดังนั้นผลของ V_{cms} จะได้เป็น

$$V_{cms} = A_{CMS} (V_{oc} - V_{CM}) + V_{CSBIAS} \quad (3.11)$$

การขับ V_{cms} เป็นการขยายใหม่ทางอินพุทซึ่งใช้ชื่อว่าคอมมอนโหมดคอนโทรล (Common-Mode Control) หรือเรียกย่อๆว่า CMC โดยอินพุทคอมมอนโหมดคอนโทรลจะเป็นตัวที่ทำการเลือกโดยการเปลี่ยน V_{cmc} เพื่อเปลี่ยนแปลง V_{oc} แต่ไม่มีผลต่อ V_{od} ถ้าวงจรมีความสมดุลที่ดี (แรงดัน V_{cms} และ V_{cmc} มีค่าเท่ากันดังในรูปที่ 3.13 ตัว V_{cmc} จะเป็นการใช้ในวงจรคอมมอนโหมดคอนโทรลทางด้านอินพุทของวงจรขยาย ส่วนทาง V_{cms} จะเป็นการใช้กับเข้าพุทของวงจรตรวจสอบคอมมอนโหมด) จากวงจรขยายในรูปที่ 3.12 อินพุทคอมมอนโหมดคอนโทรลก็คือขาเกตขามอสทรานซิสเตอร์ M_5 ถ้าเกนซ์ในรูปคอมมอนโหมดฟีดแบ็คนี้มีค่าสูง ส่วนการป้อนกลับ $V_{oc} \approx V_{CM}$ และ V_{cmc} จะประมาณได้กับค่าคงที่โดย $V_{cmc} \approx V_{CSBIAS}$ มอสทรานซิสเตอร์ M_5 จะเป็นตัวจ่ายกระแสเพื่อคู่มอสทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 แรงดันไบอัส V_{CSBIAS} เป็นการเพิ่มเข้าไปเพื่อส่วนประกอบที่ต้องใช้แรงดันในการไบอัส V_{cmc} เพื่อกำหนดค่า $|I_{D3}| + |I_{D4}| = I_{D5}$ เมื่อ $V_{oc} = V_{CM}$

ขนาดของเกนซ์ Small-Signal จาก V_{cmc} ถึง V_{oc} เป็นลักษณะที่คล้ายกันมากกว่าการรวมกันจากตัวอย่างในวงจรขยายดังรูปที่ 3.12 มีขนาดของเกนซ์การขยายที่สูงเพราะมันเป็นเกนซ์แบบคอมมอนซอร์ส (Common Source) ที่มอสทรานซิสเตอร์ M_5 กับโหลดความต้านทานที่มีขนาดใหญ่ทางด้านเข้าพุทของวงจรขยาย บ่อยครั้งที่เกนซ์ของเมกนิจูดดังกล่าวจาก V_{cmc} ถึง V_{oc} มีขนาดที่เพียงพอต่อการป้อนให้รูปคอมมอนโหมดฟีดแบ็ค ดังนั้นอัตราการขยายของวงจรตรวจสอบ

คอมมอนโหมคหรือ A_{CMS} จึงสามารถที่จะมีเกณฑ์ที่ต่ำได้และด้วยผลดังกล่าวจึงทำให้มีแบนด์วิดท์ที่กว้างเพราะวงจรตรวจสอบคอมมอนโหมคอยู่ในรูปคอมมอนโหมคพีคแบริค ถ้า $V_{oc} = V_{CM}$ ในรูปที่ 3.13 $V_{cmc} = V_{CSBIAS}$ ในทางปฏิบัติแรงดันที่ใช้ในการไบอัส V_{CSBIAS} โดยปกติจะกำหนดให้จากวงจรตรวจสอบคอมมอนโหมค ดังนั้นวงจรตรวจสอบคอมมอนโหมคจะทำงานก็ต่อเมื่อแรงดันอินพุตแบบดิฟเฟอเรนเชียลมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งแรงดันทางเข้าพุทจะมีค่าเท่ากับแรงดันไบอัสตามปกติที่ต้องการที่อินพุท CMC แบบเดี่ยวๆ (single-ended)

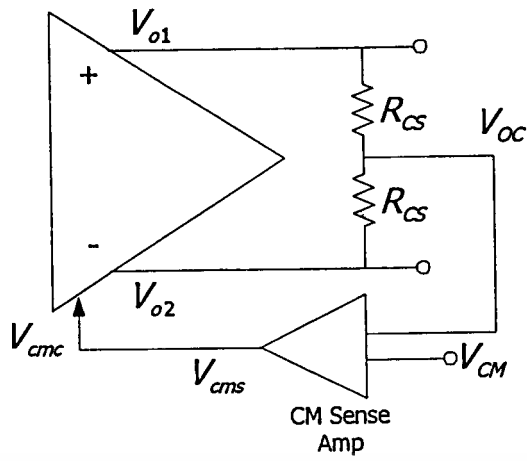
เพื่อความเข้าใจในส่วนตรวจสอบแรงดันคอมมอนโหมคทางด้านเข้าพุท จึงได้ใช้ค่าความต้านทานสองตัวดังแสดงในรูปที่ 3.14 (ก) แรงดันระหว่างค่าความต้านทานทั้งสองก็คือ

$$V_{oc} = \frac{V_{o1} + V_{o2}}{2} \quad (3.12)$$

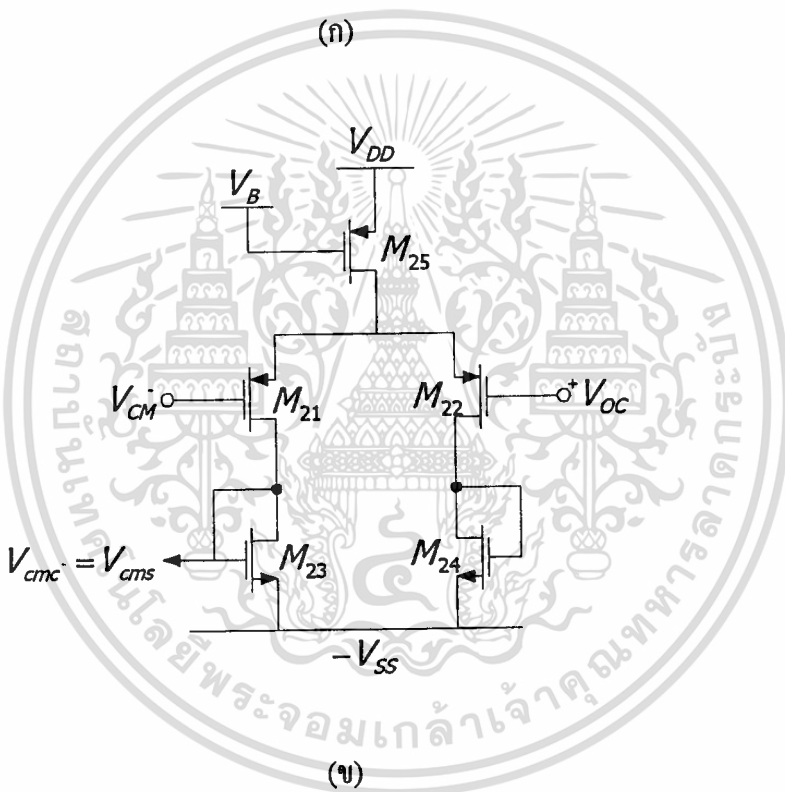
แรงดันนี้เป็นค่าเฉลี่ยที่มาจากกรอกแบบแรงดันคอมมอนโหมคทางด้านเข้าพุทหรือ V_{CM} และความแตกต่างของช่วงการขยายในการตรวจสอบของคอมมอนโหมคในรูปที่ 3.14 ข. นั้นประกอบด้วยคู่มอสทรานซิสเตอร์ $M_{21} - M_{22}$ โดยมีไดโอดต่อเป็นโหลด M_{23} และ M_{24} และแหล่งจ่ายกระแสซึ่งก็คือ M_{25} เข้าพุทของวงจรขยายซึ่งเป็นผลมาจากค่าอินพุทคอมมอนโหมคคอนโทรลของส่วนขยายซึ่งก็คือเหมือนกับในสมการที่ 3.11 โดย $V_{oc} = V_{CM}$ ดังนั้น $V_{cms} = V_{CSBIAS}$ ด้วยเหตุนี้วงจรในรูปที่ 3.14 (ข) ค่า $V_{CSBIAS} = V_{GS23} - V_{SS}$ เมื่อ $I_{D23} = I_{D25} / 2$ ค่าของ V_{GS23} (หรือเทียบได้กับค่า I_{D23} และค่า $(W/L)_{23}$) เป็นการเลือกเพื่อให้ I_{D5} นั้นมีค่าเท่ากันเพื่อใช้ในการออกแบบค่าของ $|I_{D3}| + |I_{D4}|$ ในรูปที่ 3.12 ถ้า $V_{oc} = V_{CM}$ ส่วนในสมการที่ 3.11 เกณฑ์แรงดัน Small-Signal ของวงจรขยายการตรวจสอบคอมมอนโหมค

$$A_{cms} = \frac{V_{cms}}{V_{oc}} \Big|_{CMFB-loop-open} = \frac{1g_{m21}}{2g_{m23}} \quad (3.13)$$

ด้วยเหตุที่ต้องคูณค่า $1/2$ กับ g_{m21} / g_{m23} ในสมการที่ 3.13 นั้นก็เพราะว่าวงจรคอมมอนโหมคนำเอาเข้าพุทออกไปใช้เพียงข้างเดียวของวงจร เพื่อนำไปต่อกับวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแต่สำหรับวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะใช้วงจร CMFB อย่างง่ายๆเพื่อเป็นการลดการใช้พลังงานโดยมีลักษณะของวงจรดังในรูปที่ 3.15 ซึ่งเป็นการนำเข้าพุทที่ได้จากวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบฟูลบิลานซ์นำมากระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์ M_2 และ M_3 โดยเป็นมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีแชนแนลเอ็นฮาร์ทเมนท์



(ก)



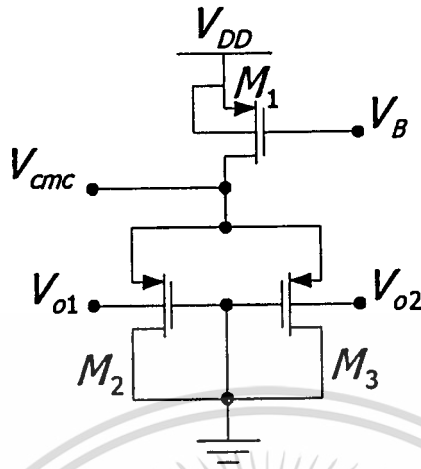
(ข)

รูปที่ 3.14 (ก) วงจร CMFB แบบใช้ค่าความต้านทานสองตัว (ข) รูปแบบของวงจร CMFB เบื้องต้นที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์

การต่อเช่นนี้สามารถใช้หลักการของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลโดยมีมอสทรานซิสเตอร์ M_1 เป็นตัวควบคุมกระแสที่จ่ายให้กับ มอสทรานซิสเตอร์ M_2 และ M_3 และขา V_{cmc} จะเป็นส่วนในการป้อนกลับให้กับวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบฟูลทีบาลานซ์ เพื่อรักษาระดับของแรงดันทางด้านเข้าพุทของวงจร และเพื่อที่จะได้เข้าใจในวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบฟูลทีบาลานซ์โดยอินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk มาขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

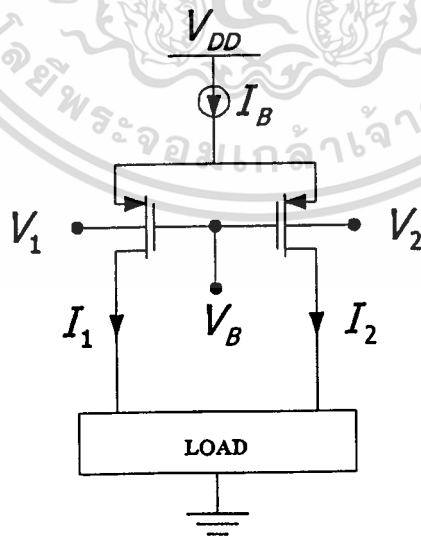
ส่วนในเรื่องการแปลงแรงดันให้เป็นกระแสทำได้อย่างไรนั้น จะอธิบายในหัวข้อถัดไป เพื่อการนำไป ใช้ประโยชน์ในการออกแบบ



รูปที่ 3.15 วงจร CMFB โดยใช้การกระตุ้นที่ขา Bulk

3.5 การแปลงแรงดันเป็นกระแสโดยวงจรดิฟเฟอเรนเชียล

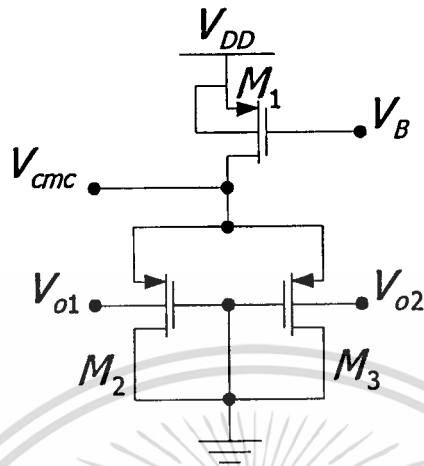
วงจรที่ใช้ในการหาความสัมพันธ์แรงดันและกระแสจะใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียลอินพุตกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิด P-channel โดยไบอัสระหว่างขาเกตและขาซอสด้วยแรงดันคงที่ กระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 มีค่าเท่ากับ I_1, I_2 ตามลำดับ



รูปที่ 3.16 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลอินพุตกระตุ้นที่ขา Bulk

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

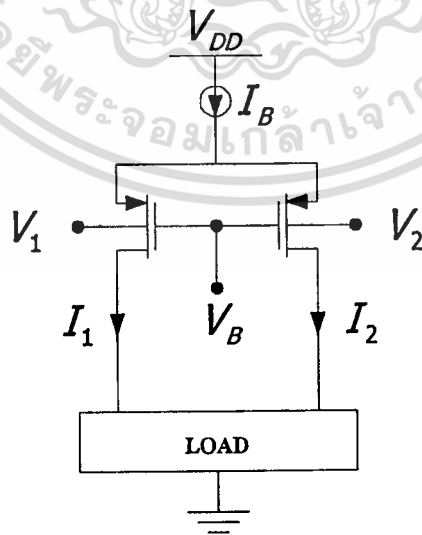
ส่วนในเรื่องการแปลงแรงดันให้เป็นกระแสว่าทำได้อย่างไรนั้น จะอธิบายในหัวข้อถัดไป เพื่อการนำไป ใช้ประโยชน์ในการออกแบบ



รูปที่ 3.15 วงจร CMFB โดยใช้การกระตุ้นที่ขา Bulk

3.5 การแปลงแรงดันเป็นกระแสโดยวงจรดิฟเฟอเรนเชียล

วงจรที่ใช้ในการหาความสัมพันธ์แรงดันและกระแสจะใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียลอินพุตกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิด P-channel โดยไบอัสระหว่างขาเกตและขาซอสด้วยแรงดันคงที่ กระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 มีค่าเท่ากับ I_1, I_2 ตามลำดับ



รูปที่ 3.16 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลอินพุตกระตุ้นที่ขา Bulk

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.15 สมมติว่าออสทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 มีคุณสมบัติที่เหมือนกันทุกประการ ดังนั้นจะสามารถเขียนความสัมพันธ์ของแรงดันได้คือ

$$V_{BS1} - V_1 = V_{BS2} - V_2 \quad (3.14)$$

$$V_1 - V_2 = V_{BS1} - V_{BS2} \quad (3.15)$$

$$V_{BS} = \sqrt{\frac{I_D}{K'}} + V_T, K' = \frac{\mu C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L} \right) \quad (3.16)$$

นำสมการที่ (3.16) ลงในสมการที่ (3.15)

$$V_1 - V_2 = \sqrt{\frac{I_{D1}}{K'}} + V_{T1} - \sqrt{\frac{I_{D2}}{K'}} - V_{T2}$$

ให้

$$I_{D1} = I_1 = \frac{I_B}{2}, I_{D2} = I_2 = \frac{I_B}{2}$$

จะได้

$$V_1 - V_2 = \sqrt{\frac{I_B}{2K'}} + V_{T1} - \sqrt{\frac{I_2}{K'}} - V_{T2} \quad (3.17)$$

และ

$$V_1 - V_2 = \sqrt{\frac{I_1}{K'}} + V_{T1} - \sqrt{\frac{I_B}{2K'}} - V_{T2} \quad (3.18)$$

จากสมการที่ (3.18)

$$\sqrt{\frac{I_1}{K'}} = \sqrt{\frac{I_B}{2K'}} + V_{T2} + (V_1 - V_2) - V_{T1} \quad (3.19)$$

จากสมการที่ (3.17)

$$\sqrt{\frac{I_2}{K'}} = \sqrt{\frac{I_B}{2K'}} - V_{T2} - (V_1 - V_2) + V_{T1} \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.19)

$$\frac{I_1}{K'} = \left[\sqrt{\frac{I_B}{2K'}} + V_{T2} + (V_1 - V_2) - V_{T1} \right]^2$$

จากสมการที่ (3.20)

$$\frac{I_2}{K'} = \left[\sqrt{\frac{I_B}{2K'}} - V_{T2} - (V_1 - V_2) + V_{T1} \right]^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักศึกษาเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \sqrt{8KT_B} \left[\left(1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F}} \right) (V_1 - V_2) \right]$$

$$= \left(\sqrt{8KT_B} + \frac{\gamma\sqrt{8KT_B}}{2\sqrt{2\phi_F}} \right) (V_1 - V_2)$$

$$I_1 - I_2 \approx \frac{\gamma\sqrt{8KT_B}}{2\sqrt{2\phi_F}} (V_1 - V_2) \quad (3.26)$$

จากสมการที่ (3.26) จะเห็นว่าค่า $g_{mb} \approx \frac{\gamma\sqrt{8KT_B}}{2\sqrt{2\phi_F}}$ ซึ่งเป็นค่าคงที่ ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสจึงมีลักษณะเป็นเชิงเส้น

3.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึง หลักการทั่วไปของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ตั้งแต่พื้นฐานที่ประกอบขึ้นมาจากตัว RC วงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบฟูลดีบาลานซ์ วงจรรวมมอนโหมคพีคแบริก การแปลงแรงดันเป็นกระแสโดยใช้หลักการของดิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งวงจรรวมอินทิเกรเตอร์และวงจรรวมมอนโหมคพีคแบริกนี้จะนำไปใช้เป็นส่วนประกอบในการออกแบบวงจรกรองความถี่ที่มีความต่อเนื่องทางเวลาต่อไป

บทที่ 4

วงจร $g_m - C$ อินทิเกรเตอร์โดยอินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์

4.1 บทนำ

การออกแบบวงจรในปัจจุบันนี้หลักการที่สำคัญอันหนึ่งที่ได้รับ ความสนใจกันมากคือเรื่องของการออกแบบวงจรที่แหล่งจ่ายแรงดันต่ำเพื่อประหยัดพลังงานดังที่ได้มีบทความตีพิมพ์ออกมาหลายต่อหลายบทความด้วยกัน [1-3] โดยใช้เทคโนโลยีของซีมอสเข้ามาช่วย แต่ในการออกแบบวงจรอะนาล็อกนั้น ถ้าทำการลดแหล่งจ่ายพลังงานลงมาจะมีผลทำให้ประสิทธิภาพของวงจรลดตามไปด้วย ยกตัวอย่างเช่นค่าพิสัยพลวัต (Dynamic Range) และความถี่ของฮาร์โมนิกส์สัญญาณทางด้านเอาพุท เป็นต้น อย่างไรก็ตามการออกแบบวงจรเพื่อให้สามารถทำงานที่แรงดันต่ำได้นั้นสามารถกระทำได้หลายวิธีด้วยกันเช่น ใช้เทคโนโลยีที่มีค่าแรงดันทรานซิสเตอร์หลายค่า (Multi- V_T processes) ใช้อุปกรณ์ประเภทดีพลีชัน (Depletion device) หรือการใช้มอสทรานซิสเตอร์แบบปล่อยขากดลอย เป็นต้น

วงจรอินทิเกรเตอร์นั้น วงจร $g_m - C$ อินทิเกรเตอร์ ก็เป็นวงจรที่ได้รับความสนใจเป็นอย่างมากดังที่ได้มีการนำไปประยุกต์ใช้วงจรจูนออสซิลเลเตอร์ที่มีความต่อเนื่องทางเวลา [4] โดยใช้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ที่ได้มาจากวงจรขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier) แต่มักพบปัญหาของการไม่สมพ้องกัน (Mismatch) ของอุปกรณ์ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ใช้การกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์ให้ทำงานที่แรงดันต่ำกว่าระดับทรานซิสเตอร์ เพื่อช่วยให้วงจรทำงานที่แหล่งจ่ายพลังงานต่ำได้ และใช้หลักการของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบฟูลดีบาลานซ์ มาช่วยแก้ไขค่าพิสัยพลวัตและช่วยลดการเพี้ยนของสัญญาณทางด้านเอาพุท รวมทั้งใช้วงจรคอมมอนโหมดฟีดแบ็คมารักษาระดับแรงดันทางด้านเอาพุทของวงจรให้อยู่ในช่วงเชิงเส้น

4.2 วงจร $g_m - C$ อินทิเกรเตอร์โดยใช้แรงดันต่ำ

วงจร $g_m - C$ อินทิเกรเตอร์โดยอินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้แสดงดังรูปที่ 4.1 โดยใช้หลักการของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบฟูลดีบาลานซ์ในบทที่ 3 จากการเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสในรูปที่ 3.15 และได้เพิ่มวงจรคอมมอนโหมดฟีดแบ็คเข้าไปเพื่อรักษาเสถียรภาพของแรงดันทางด้านเอาพุทของวงจรโดยเปลี่ยนแปลงวงจรในรูปที่ 3.14 (ข) เพื่อให้ปรับระดับกระแสได้ทั้งเอาพุท V_{O1} และ V_{O2}

ไหลผ่าน C จึงสามารถเขียนสมการออกมาได้เป็น

$$I_L = C \frac{d(V_{o1} - V_{o2})}{dt} \quad (4.2)$$

นำสมการที่ (4.2) แทนลงในสมการที่ (4.1)

$$C \frac{d(V_{o1} - V_{o2})}{dt} = g_{mb} (V_1 - V_2) \quad (4.3)$$

$$\frac{d(V_{o1} - V_{o2})}{dt} = \frac{g_{mb}}{C} (V_1 - V_2) dt \quad (4.4)$$

$$V_{o1} - V_{o2} = \int \frac{g_{mb}}{C} (V_1 - V_2) dt \quad (4.5)$$

ให้ค่า g_{mb} และ C เป็นค่าคงที่ดังนั้นสมการที่ (4.5) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{o1} - V_{o2} = \frac{g_{mb}}{C} \int (V_1 - V_2) dt \quad (4.6)$$

จากสมการที่ (4.6) นี้เองที่แสดงให้เห็นว่าวงจร $g_m - C$ อินทิเกรเตอร์นี้สามารถรักษาระดับการชาร์จประจุให้มีความเป็นเชิงเส้นได้ด้วยค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ โดยใช้การไบอัสกระแส I_B ในการควบคุม

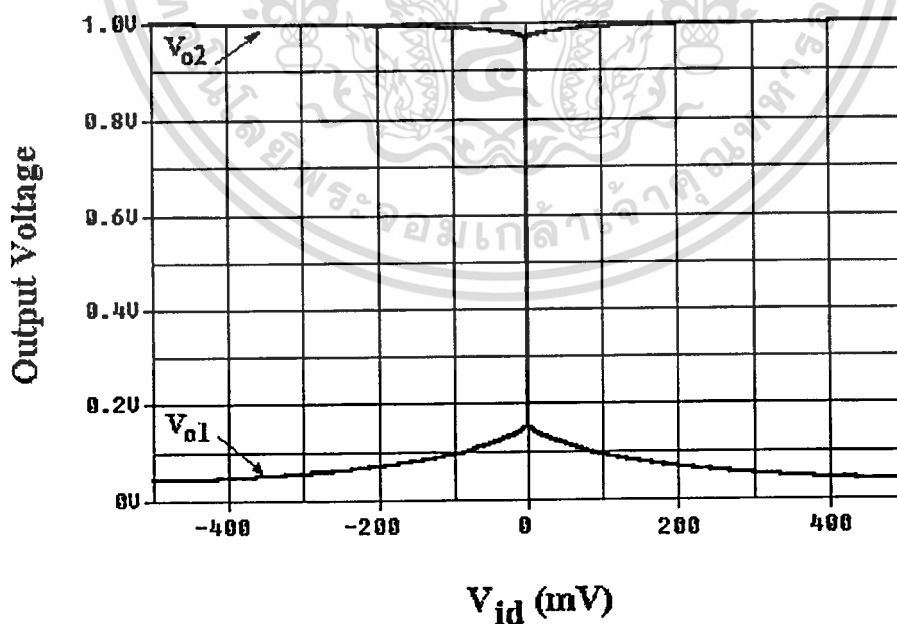
4.3 ผลการจำลอง

วงจรที่จะใช้ทดสอบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้พารามิเตอร์ของเทคโนโลยีซีมอส ขนาด 0.25 ไมครอน Level 3 ของ MOSIS กำหนดแหล่งจ่ายแรงดัน 1 โวลต์ และกระแส I_B เท่ากับ $25 \mu A$ ส่วนขนาด W/L ของมอสทรานซิสเตอร์แสดงดังตารางที่ 4.1 ที่วงจร CMBF มอสทรานซิสเตอร์ M_{13} จะทำหน้าที่จ่ายกระแส $24 \mu A$ โดยใช้แรงดันไบอัส V_B เท่ากับ 0.5 โวลต์ขนาด W/L จึงต้องมีค่าเท่ากับ $18 \mu m / 0.25 \mu m$ เพื่อให้ได้ค่ากระแสตามที่ต้องการ

ตารางที่ 4.1 แสดงขนาด W/L ของมอสทรานซิสเตอร์แต่ละตัว

มอสทรานซิสเตอร์	ขนาดของ W	ขนาดของ L
M_1 และ M_2	200 μm	0.5 μm
M_3 และ M_4	200 μm	0.5 μm
M_5 และ M_6	800 μm	1 μm
M_7 และ M_8	300 μm	1 μm
M_9	200 μm	0.25 μm
M_{10}	400 μm	0.25 μm
M_{11} และ M_{12}	200 μm	0.5 μm
M_{13}	18 μm	0.25 μm

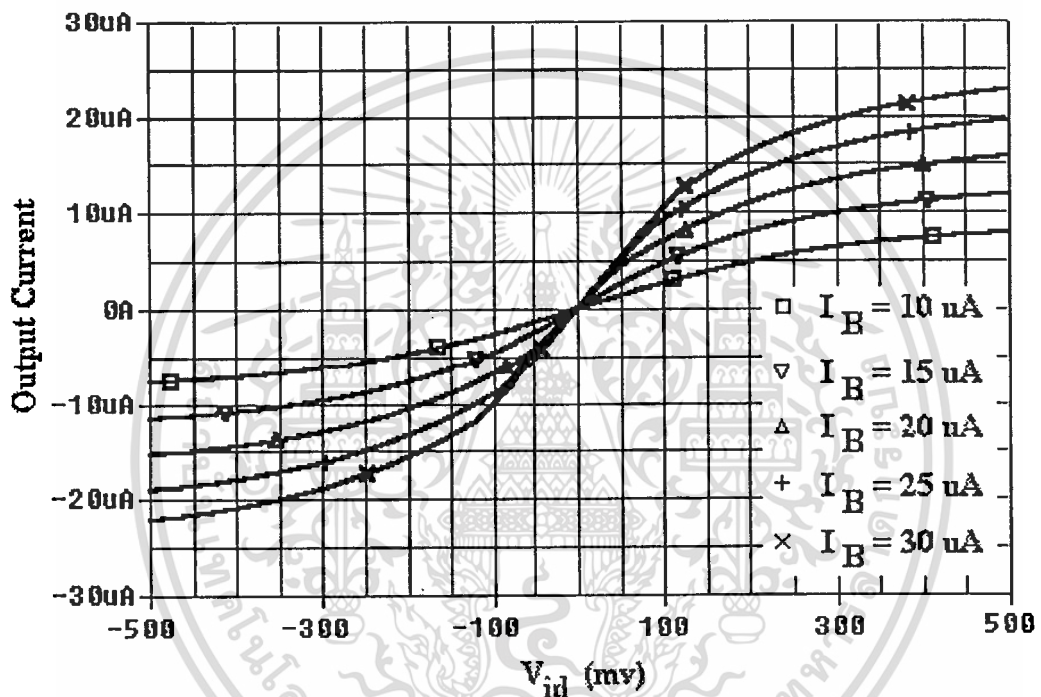
จากรูปที่ 4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันทางด้านเข้าพุทและแรงดันความแตกต่างทางด้านอินพุท (Input differential voltage: V_{id}) โดยป้อน $V_1 - V_2$ อยู่ในช่วง -0.5 โวลต์ ถึง +0.5 โวลต์ และวัดแรงดันทางเข้าพุท V_{o1} และ V_{o2}



รูปที่ 4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันความแตกต่างทางอินพุท (V_{ID})

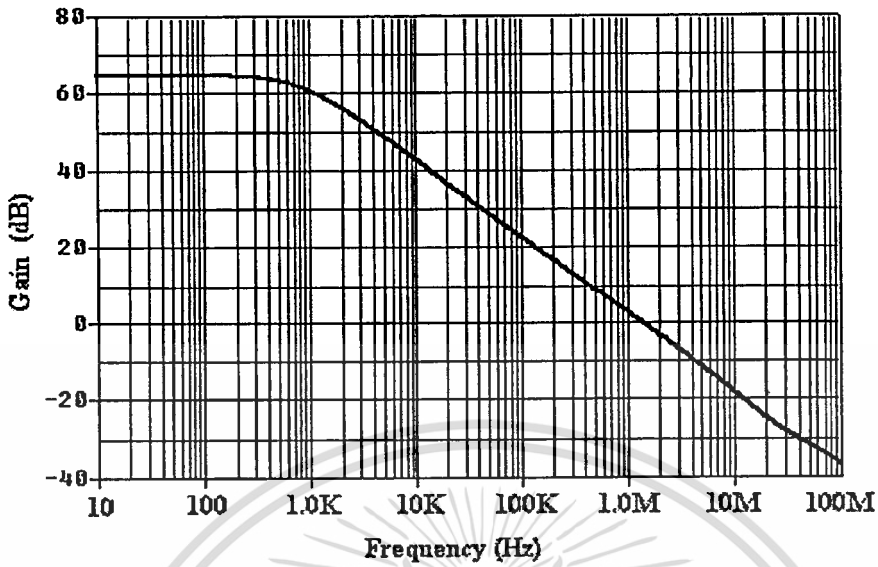
และแรงดันเข้าพุท (V_{o1} และ V_{o2}) การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเข้าพุท (I_L) และแรงดันความแตกต่างทางอินพุท (V_{id}) โดยป้อน $V_{I1} - V_{I2}$ อยู่ในช่วง -0.5 โวลต์ ถึง $+0.5$ โวลต์ และได้กำหนดให้ Z_L เป็นตัวต้านทาน $1k\Omega$ โดยทำการเปลี่ยนกระแส I_B ไปเรื่อยๆ และวัดกระแสที่ไหลผ่าน Z_L เพื่อตรวจสอบคุณสมบัติ $V-I$ คอนเวอร์เตอร์ของวงจรถรานส์คอนคักเตอร์ ซึ่งจากผลการจำลองจะเห็นว่าวงจรมีความเป็นเชิงเส้นอยู่ในช่วง 100 ถึง -100 mV



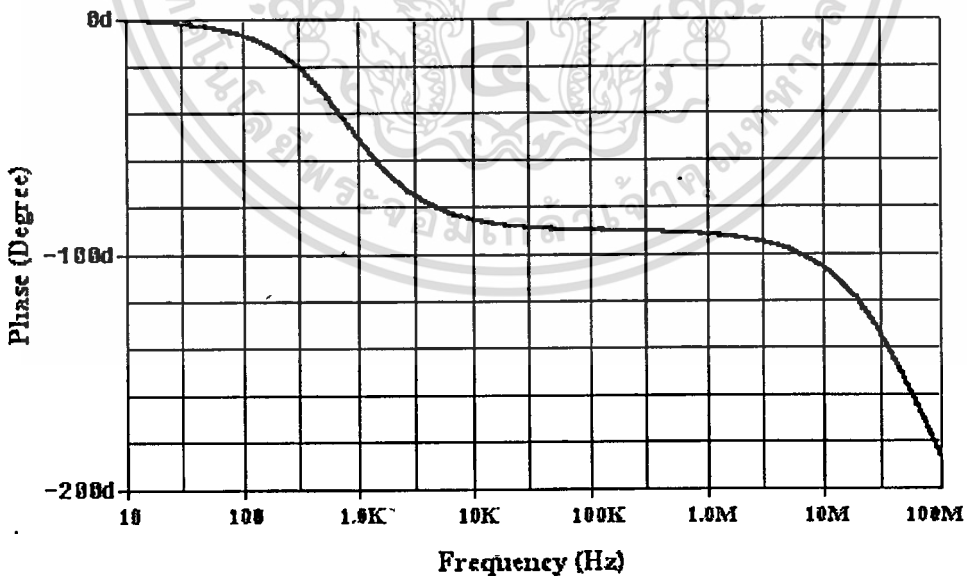
รูปที่ 4.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเข้าพุท (I_L) และแรงดันความแตกต่างอินพุท (V_{ID})

รูปที่ 4.4 แสดงการตอบสนองความถี่ของวงจรถรานส์คอนคักเตอร์เมื่อ Z_L เป็นตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ $5pF$ โดยได้แสดงผลการตอบสนองของวงจรถรานส์คอนคักเตอร์ในโหมดความแตกต่าง (Differential mode) จากผลการจำลองของวงจรถรานส์คอนคักเตอร์เมื่อวงจรมีอัตราขยายความแตกต่างเป็น Unity มีความถี่เท่ากับ 1.4 MHz และ DC gain เท่ากับ 65 dB ซึ่งมีค่าค่อนข้างต่ำเพราะต้องหักเหที่ค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากตัวมอสทรานซิสเตอร์ M_3 ถึง M_8



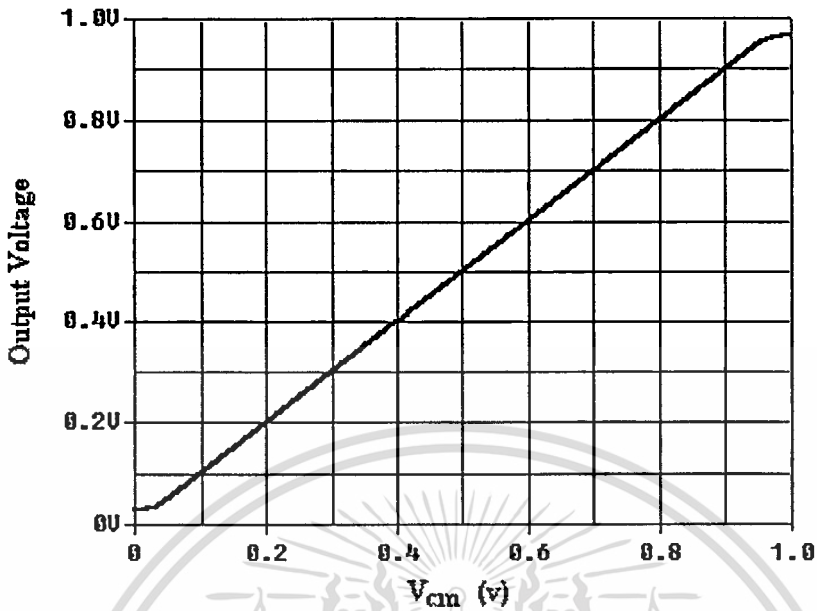
รูปที่ 4.4 แสดงการตอบสนองทางขนาดของวงจร อินทิเกรเตอร์

รูปที่ 4.5 แสดงการตอบสนองทางเฟสของวงจรอินทิเกรเตอร์ และจากผลการจำลอง phase margin เท่ากับ 87°



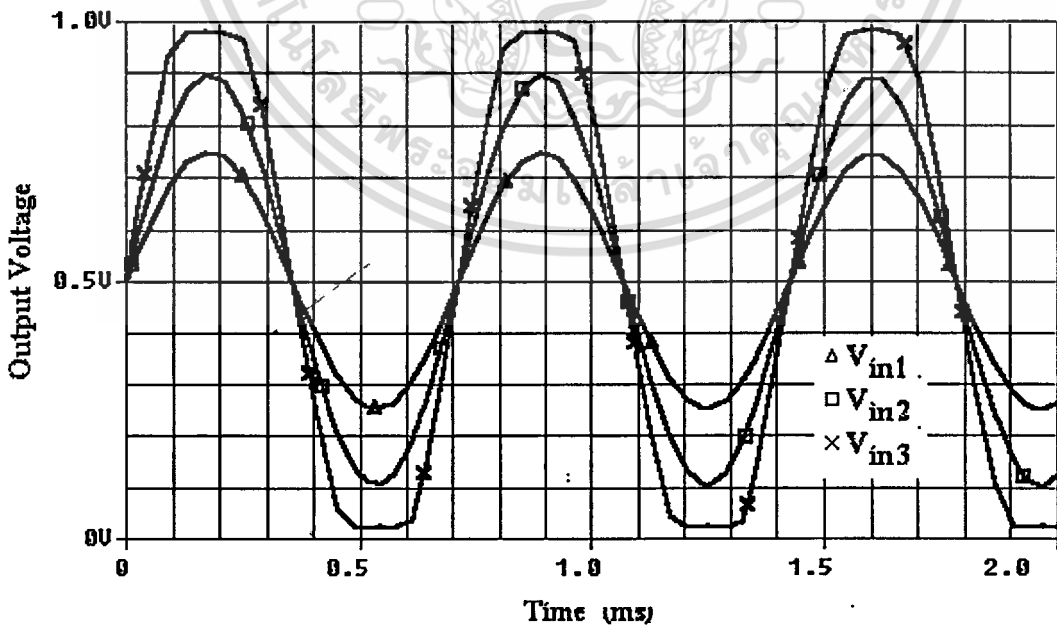
รูปที่ 4.5 แสดงการตอบสนองทางเฟสของวงจรอินทิเกรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 แสดงช่วงการทำงานของอินพุตคอมมอนโหมด

จากรูปที่ 4.6 จะเห็นได้ว่าช่วงการทำงานของอินพุตคอมมอนโหมดอยู่ในช่วง 33 mV ถึง 950 mV ซึ่งแสดงให้เห็นถึงช่วงของอินพุตคอมมอนโหมดที่กว้าง



รูปที่ 4.7 แสดงระดับสัญญาณทางด้านเข้าพุทเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทในช่วงแรงดันต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับโรงเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.7 จะเห็นได้ว่าช่วงการทำงานของวงจรสามารถปฏิบัติงานแบบ Rail-to-Rail ได้เมื่อ V_{in1} มีค่าอยู่ในช่วง 251 mV ถึง 749 mV และ V_{in2} มีค่าอยู่ในช่วง 102 mV ถึง 898 mV และ V_{in3} มีค่าอยู่ในช่วง 23 mV ถึง 982 mV ที่ความถี่ 1.4 MHz ซึ่งสัญญาณใดก็ตามที่มีช่วงเกินกว่าค่าคอมมอนโหมดแล้วสัญญาณในช่วงนั้นจะไม่สามารถผ่านออกมาได้ดังสัญญาณ V_{in3} ที่ถูกตัดขอดออกไป

4.4 สรุป

วงจร $gm - C$ อินทิเกรเตอร์โดยอินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์ สามารถออกแบบได้โดยใช้เทคโนโลยีซีมอสที่ไม่ต้องใช้วิธีการที่พิเศษเข้ามาช่วย โดยใช้วงจรทรานส์คอนดักแตนซ์ที่แหล่งจ่ายแรงดัน 1 โวลต์ โดยวงจรได้ทำการทดสอบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice



บทที่ 5

การประยุกต์การใช้งาน

5.1 บทนำ

ระบบการสื่อสารและอุปกรณ์เครื่องมือวัดทั้งหลายในปัจจุบันนี้ มีส่วนประกอบของวงจรกรองความถี่หลากหลายแบบด้วยกัน ซึ่งการออกแบบนี้ก็เพื่อให้ปฏิบัติงานได้จริงโดยอยู่บนพื้นฐานเทคโนโลยีที่เหมาะสม วงจรกรองความถี่โดยปกติสามารถแบ่งออกได้เป็นสองหลักการใหญ่ๆด้วยกันในการออกแบบวงจรนั้นคือ สัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าไปในวงจรนั้นผ่านกระบวนการทางแมกนิจูด (Magnitude) และหรือว่าทางเฟส (Phase) ซึ่งบางครั้งการกำหนดดังกล่าวก็เป็นไปตามความต้องการทางด้านเอาพุตของวงจรยกตัวอย่างเช่น วงจรกรองความถี่หนึ่งจะส่งผ่านส่วนประกอบความถี่ในช่วงสเปกตรัม (Spectrum) ที่ต้องการของสัญญาณอินพุตโดยที่ค่อนข้างหรือไม่มีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นและทำการรีเจค (Reject) โดยขัดขวางไม่ให้สัญญาณที่เหลือส่งถึงมือผู้รับซึ่งในที่นี้คือช่วงที่สามารถผ่านไป (Pass band) และช่วงที่ผ่านไปไม่ได้ (Stop band)

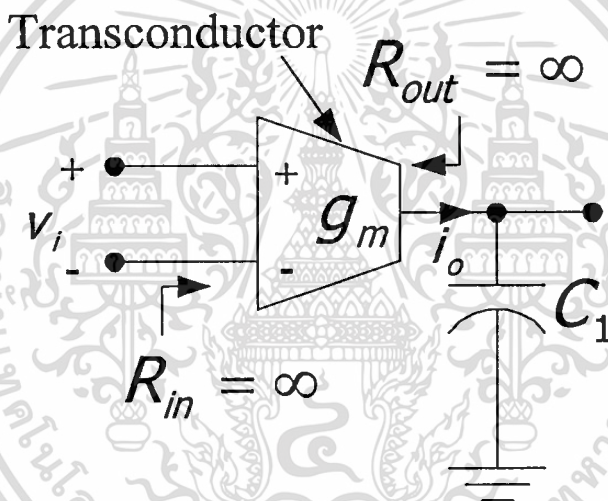
วงจรกรองความถี่อันหนึ่งมาจากการเปลี่ยนรูปแบบของฟังก์ชัน ซึ่งหลักที่ใช้ในการดำเนินการนั้นจะต้องสร้างขึ้นมา และเข้ากันได้กับเทคโนโลยีที่เลือกไว้จากการออกแบบของระบบโดยรวมทั้งหมด ในบางสถานการณ์ตัวแปรหลักที่เป็นเหตุผลในการตัดสินใจดังเช่น การใช้กำลังงาน ช่องความถี่ ระดับของสัญญาณหรือจำนวนการผลิต ซึ่งในบางครั้งก็ต้องเลือกให้เหมาะสมในหลายๆครั้ง การประมวลผลสัญญาณของวงจรกรองความถี่จำเป็นจะต้องเชื่อมต่อกับโลกภายนอกที่แท้จริงคือเมื่อสัญญาณอินพุตและเอาพุตทำงานอย่างต่อเนื่อง ฟังก์ชันของความต่อเนื่องที่เปลี่ยนแปลงตามเวลานี้คือ สัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลา (Continuous-Time signals) ซึ่งมันเป็นการแสดงของระบบโดยรวม แม้ว่าค่าที่เล็กน้อยของความถี่ต่ำ สุดท้ายหลักการนี้ก็ยังมิข้อยได้เปรียบในเรื่องของความถูกต้องที่มีความแม่นยำสูงและค่อนข้างหรือไม่มีพารามิเตอร์ใดที่ยังค้างอยู่ ส่วนพวกการวางหลักเกณฑ์ในการแก้ไขปัญหาในการเชื่อมต่อกับส่วนรอนอกออกอย่างเช่น การแปลงสัญญาณอะนาล็อกเป็นดิจิตอล (Analog-to-Digital) หรือการแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอะนาล็อก (Digital-to-Analog) หรือสวิตซ์ซิง (Switching) ได้มีการแก้ไขปัญหาดังกล่าวดังที่ได้มีผลงานวิจัยตีพิมพ์ออกมาสนับสนุนหลายต่อหลายบทความด้วยกัน [3-5] แต่ในที่นี้จะขอนำเสนอการนำเอาค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ ที่ได้มาจากบทที่ 4 นำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำที่มีความต่อเนื่องทางเวลาชนิด Biquad อันดับสอง ซึ่งจะได้บรรยายวิธีการออกแบบวงจรดังกล่าวในหัวข้อถัดไป

5.2 หลักการของวงจรกรองความถี่โดยใช้เทคโนโลยี $g_m - C$

ก่อนที่จะออกแบบวงจรกรองความถี่โดยใช้เทคโนโลยี $g_m - C$ ได้นั้นต้องเข้าใจหลักการของอินทิเกรเตอร์กันเสียก่อน เพื่อที่จะได้สามารถนำสมการพื้นฐานดังกล่าวเป็นหลักในการออกแบบต่อไป

5.2.1 อินทิเกรเตอร์

อินทิเกรเตอร์นี้เป็นหลักการสำคัญในการสร้างบล็อกการทำงานที่จำเป็นต่อวงจรกรองความถี่ที่มีความต่อเนื่องทางเวลา เพื่อที่จะได้เข้าใจหลักอินทิเกรเตอร์ในเทคโนโลยี $g_m - C$ นั้นค่าทรานส์คอนดักเตอร์และค่าตัวเก็บประจุสามารถนำมาใช้ได้ดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 วงจร $g_m - C$ อินทิเกรเตอร์แบบ Single-ended

ค่าทรานส์คอนดักเตอร์เป็นค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เล็กๆ (ค่าแรงดันทางด้านอินพุตจะเป็นตัวสร้างกระแสทางด้านเอาพุต) โดยมีการเพิ่มขึ้นตามความต้องการของกระแสทางด้านเอาพุตอย่างลิเนียร์ซึ่งสัมพันธ์กันกับแรงดันทางด้านอินพุต โดยที่เอาพุตของทรานส์คอนดักเตอร์คือกระแส (i_o) และในทางอุดมคติิมพีแดนซ์ของอินพุตและเอาพุตของบล็อกนี้จะมีค่าเป็นอินฟินิตี้ (∞) กระแสทางด้านเอาพุตจะมีความเป็นลิเนียร์ ซึ่งสัมพันธ์กับแรงดันทางด้านอินพุตแบบดิฟเฟอเรนเชียลดังสมการที่ (5.1)

$$i_o = g_m v_i \quad (5.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ g_m คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของหน่วยย่อยๆซึ่งมันควรจะให้ความสำคัญกันใหม่จากความสัมพันธ์นี้มีความแตกต่างจาก OTA (Operational-Transconductance-Amplifier) ซึ่งในที่นี้ กระแสทางด้านเข้าพุทควรจะมีความสัมพันธ์กับแรงดันทางด้านอินพุทแบบลิเนียร์ ในการเพิ่มค่าทรานส์คอนดักเตอร์ ควรจะมีความรู้(หรือการควบคุมเล็กๆน้อยๆ)เกี่ยวกับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ในกรณีของ OTA นั้นทรานส์คอนดักแตนซ์ไม่มีความจำเป็นที่จะต้องการฟังชันที่มีความลิเนียร์ของแรงดันทางด้านอินพุทหรือการควบคุมค่าเป็นอย่างดี (โดยปกติแล้วเป็นไปได้ที่ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์จะมีค่าที่ใหญ่)

กระแสทางด้านเข้าพุทนี้จะนำไปประยุกต์ใช้เป็นอินทิเกรตค่าตัวเก็บประจุ C_1 เป็นผลทำให้มีแรงดันตกคร่อม C_1 โดยให้

$$V_o = \frac{I_o}{sC_1} = \frac{g_m V_i}{sC_1} \quad (5.2)$$

โดยกำหนดให้ ω_H เป็นค่า Unity gain ของความถี่ของอินทิเกรเตอร์ซึ่งเราสามารถเขียนสมการที่ (5.2) ใหม่ได้เป็น

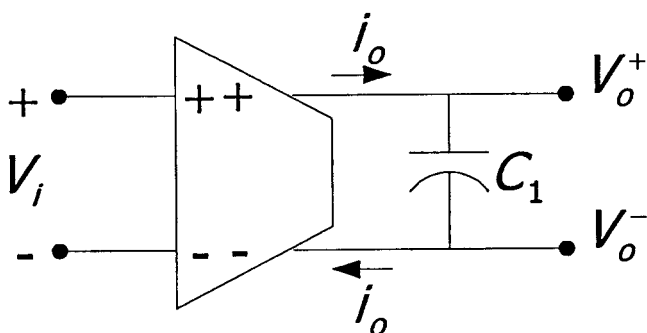
$$V_o = \left(\frac{\omega_H}{s} \right) V_i = \left(\frac{g_m}{sC_1} \right) V_i \quad (5.3)$$

ด้วยเหตุนี้ทำให้เรานั้นว่า แรงดันทางด้านเข้าพุทคือแรงดันอินพุทแบบดิฟเฟอเรนเชียลคูณกับค่า Unity-gain ซึ่งได้มาจาก

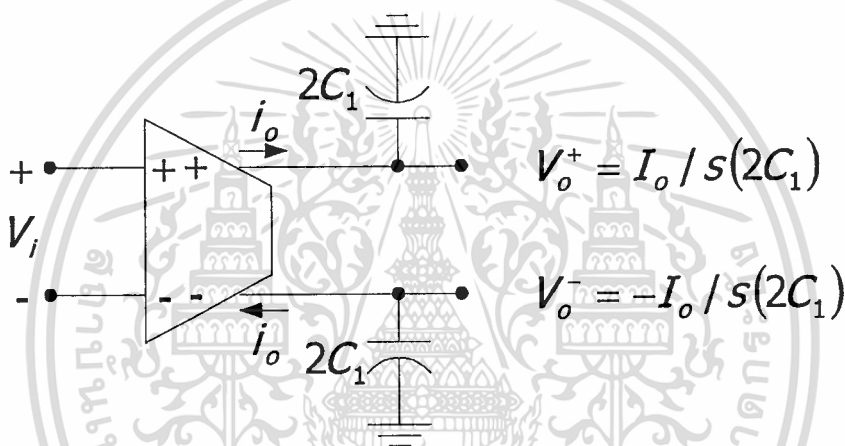
$$\omega_H = \frac{g_m}{C_1} \quad (5.4)$$

5.2.2 พูลส์ดิฟเฟอเรนเชียลอินทิเกรเตอร์

วงจรทรานส์คอนดักเตอร์แบบพูลส์ดิฟเฟอเรนเชียลนั้นมีสองเข้าพุทคือ เข้าพุทอันหนึ่งเป็นบวก (กระแสจะไหลออกจากแรงดันทางด้านอินพุทบวก) และอีกเข้าพุทหนึ่งเป็นลบ (กระแสจะไหลเข้าจากแรงดันอินพุทบวก) โดยอันดับใหม่นี้มีความเป็นอิสระ (มีสองเข้าพุทแทนที่จะมีเข้าพุทเดียว) ซึ่งวงจรพูลส์ดิฟเฟอเรนเชียลอินทิเกรเตอร์ สามารถที่จะสร้างขึ้นโดยใช้หลักการโคหัททการหนึ่งจากสองทางเลือกดังแสดงในรูปที่ 5.2



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.2 วงจรฟูลดีคิฟเฟอเรนเชียล $g_m - C$ อินทิเกรเตอร์ (ก) แบบตัวเก็บประจุเดี่ยว

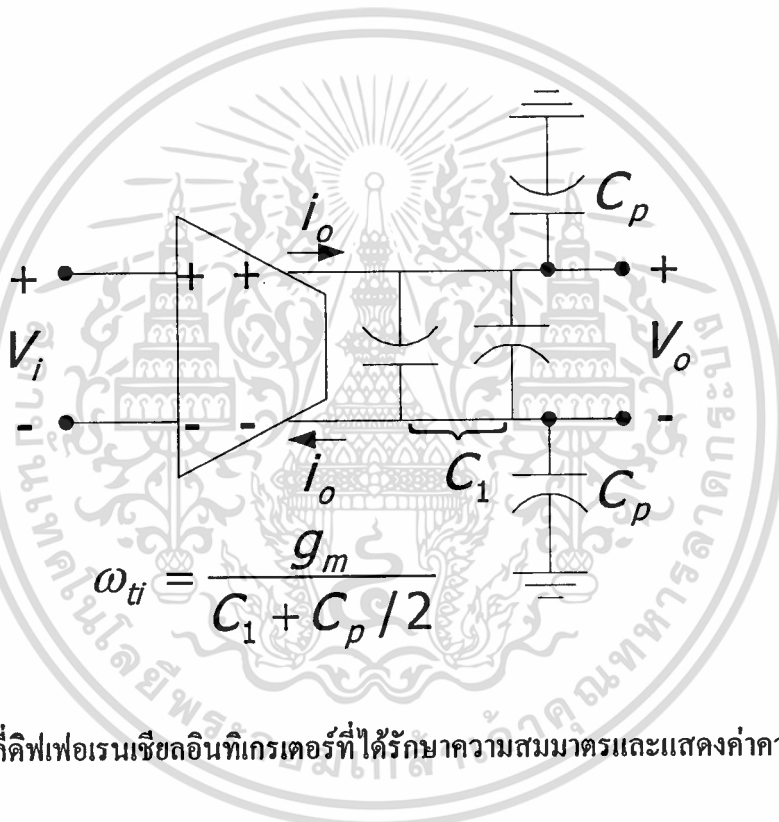
(ข) แบบตัวเก็บประจคู่

สังเกตวงจรอินทิเกรเตอร์ที่แสดงในรูปที่ 5.2 (ก) ต้องการใช้ค่าตัวเก็บประจุเป็นหนึ่งต่อสี่ของวงจรอินทิเกรเตอร์ในรูปที่ 5.2 (ข) เพื่อให้ได้วงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมือนกัน แม้ว่าในกรณีแรกการเพิ่มขนาดนี้จะดูเหมือนเป็นข้อเสียเปรียบกว่าวงจรในรูปที่ 5.2 (ข) ซึ่งต้องอ้างถึงวงจรฟูลดีคิฟเฟอเรนเชียลที่ต้องการหลักการของวงจรคอมมอนโหมดไฟดแบ็ค ความต้องการนี้เป็นเพราะในความเป็นจริงนั้น แม้ว่าสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลจะยังคงเสถียรภาพ เพราะโครงสร้างการต่อวงจรรองความถี่ป้อนกลับ ซึ่งสัญญาณคอมมอนโหมดจะเป็นการลอยไว้ได้อย่างอิสระถ้ามันไม่ได้ใช้เป็นตัวควบคุมในบางส่วนของวงจรป้อนกลับ ดังนั้นผลที่ได้ซึ่งจำเป็นต้องคำนึงถึงความมีเสถียรภาพของวงจรคอมมอนโหมดไฟดแบ็คด้วย

นอกจากนี้ยังเป็นเอกสารที่ช่วยในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นเพื่อให้เข้ากันได้จึงได้มีการชดเชยโดยใช้ค่าตัวเก็บประจุต่อทางด้านเข้าพุทของวงจร ซึ่งเป็นการใช้เพื่อลดความถี่ของโครงสร้างคอมมอน โหมด ซึ่งวงจรถ่ายโอนที่ได้อธิบายไว้ในรูปที่ 5.2 (ข) มีข้อได้เปรียบเพราะตัวเก็บประจุที่ใช้ในการอินทิเกรตหรือ $2C_1$ นั้นสามารถที่จะใช้ได้ตามที่ได้นำเสนอไว้แล้วข้างต้น ส่วนการกลับคืนไปเป็นค่าตัวเก็บประจุแบบเดี่ยวๆของวงจรถ่ายโอนที่ได้อธิบายไว้ในรูปที่ 5.2 (ก) นั้นจำเป็นต้องใช้ค่าตัวเก็บประจุในการอินทิเกรต ซึ่งมีค่าความจุแฝงอยู่ทั้งด้านบนและด้านล่างของแผ่นโลหะ ดังนั้นค่าความจุแฝงที่เกิดจากแผ่นโลหะด้านล่างสามารถที่จะมีขนาดใหญ่ได้มาก (มากขึ้นถึงถึง 20% ของค่าความจุ) เพื่อการคงไว้ซึ่งความสมมาตร C_1 จะใช้เป็นค่าตัวเก็บประจุสองตัวต่อขนานกันดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 วงจรฟูลดิฟเฟอเรนเชียลอินทิเกรเตอร์ที่ได้รับการรักษาความสมมาตรและแสดงค่าความจุแฝง

โดยจะทำการรวมค่าตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกันสองตัวซึ่งมีค่าเท่ากับ C_1 และเพิ่มผลของค่าความจุแฝงหรือ C_p เข้าไป ดังนั้นแรงดันทางด้านเข้าพุทจึงเขียนใหม่ได้เป็น

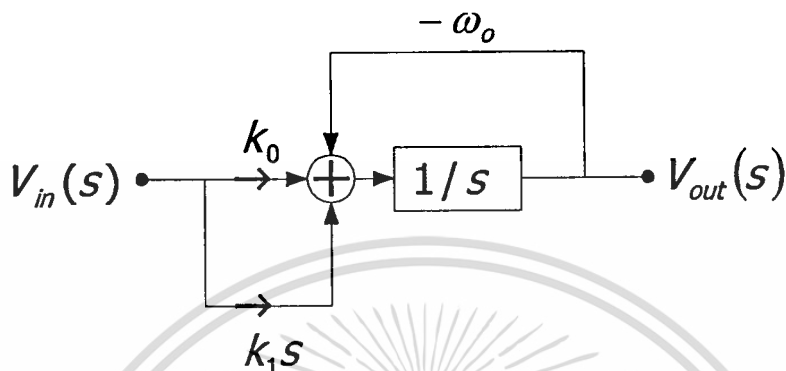
$$V_o = \frac{g_m V_i}{s(C_1 + C_p / 2)} \quad (5.5)$$

ดังนั้นเราจะเห็นได้ว่า ผลกระทบของค่าความจุแฝงที่มีผลต่อสัมประสิทธิ์การอินทิเกรตจะเป็นการนำมาคำนวณด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.3 วงจรกรองความถี่อันดับที่หนึ่ง

บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองความถี่ที่มีความต่อเนื่องทางเวลาอันดับที่หนึ่งเป็นการแสดง
ในรูปที่ 5.4

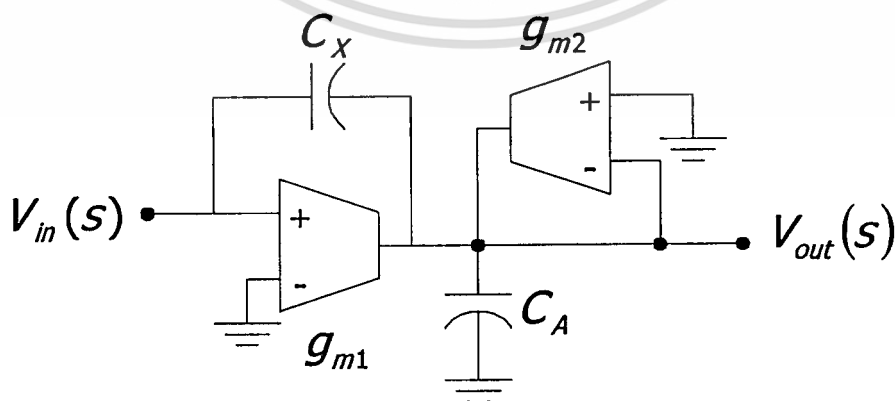


รูปที่ 5.4 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ที่มีความต่อเนื่องทางเวลาอันดับที่หนึ่ง

ซึ่งสามารถแปลงฟังก์ชันจากบล็อกไดอะแกรมออกมาได้เป็น

$$H(s) \equiv \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{k_1 s + k_0}{s + \omega_0} \quad (5.6)$$

ส่วนวงจรกรองความถี่ $g_m - C$ แบบ Single-ended ซึ่งทำเป็นวงจรกรองความถี่อันดับที่หนึ่ง
แสดงดังในรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 วงจรกรองความถี่ $g_m - C$ พื้นฐานแบบ Single-ended อันดับที่หนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแปลงฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ $g_m - C$ อันดับหนึ่งนี้เป็นการหามาจากการเขียนสมการกระแสทางโหนดด้านเอาพุทซึ่งก็คือ $V_{out}(s)$

$$g_{m1}V_{in}(s) + sC_X[V_{in}(s) - V_{out}(s)] - sC_A V_{out}(s) - g_{m2}V_{out}(s) = 0 \quad (5.7)$$

เปลี่ยนเป็นสมการใหม่โดยการหา $V_{out}(s)/V_{in}(s)$ ซึ่งเรามี

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{sC_X + g_{m1}}{s(C_A + C_X) + g_{m2}} = \frac{\left[s \left(\frac{C_X}{C_A + C_X} \right) + \left(\frac{g_{m1}}{C_A + C_X} \right) \right]}{\left[s + \left(\frac{g_{m2}}{C_A + C_X} \right) \right]} \quad (5.8)$$

ผลของสมการที่ (5.8) กับ (5.6) มีความสัมพันธ์เป็น

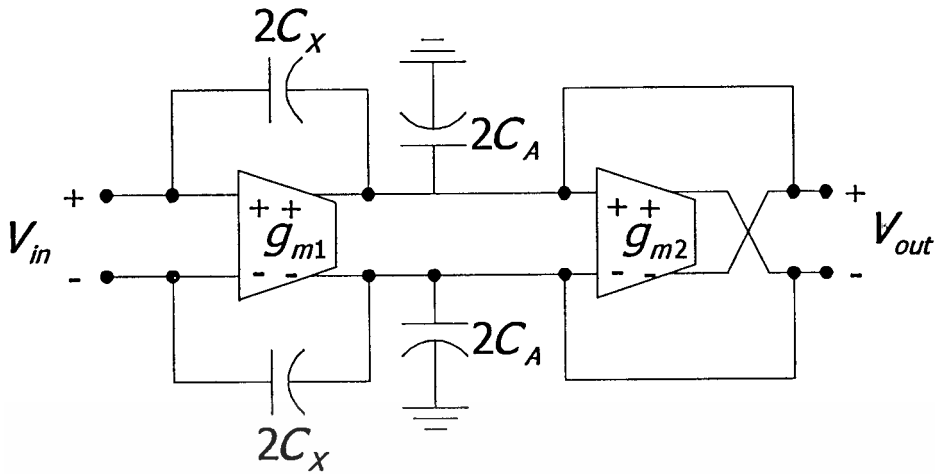
$$C_X = \left(\frac{k_1}{1 - k_1} \right) C_A \quad (5.9)$$

$$g_{m1} = k_0(C_A + C_X) \quad (5.10)$$

$$g_{m2} = \omega_o(C_A + C_X) \quad (5.11)$$

จากการสังเกตในสมการที่ (5.9) นั้น ค่า C_X ยังคงเป็นค่าบวกซึ่งในเทอม k_1 จะต้องอยู่ในช่วง $0 \leq k_1 < 1$ โดยการจำกัดนี้ทำให้วงจรที่นำเสนอนี้ไม่สามารถสร้างวงจรรองความถี่ซึ่งมีเกนซ์ความถี่ที่สูงถ้าไม่อยู่ในช่วงลบที่มีค่ามากกว่า 1 ผลเช่นนี้เข้ามาจึงไม่แปลกใจเลยที่เกนซ์ความถี่สูงของวงจรจะเป็นวงจรแบ่งค่าตัวเก็บประจุแบบง่าย ๆ และดังนั้นจึงเป็นการกำจัดค่า k_1 ด้วย เหตุนี้การจำกัดในค่าแมกนิจูดสูงสุดของเกนซ์ความถี่สูงจึงไม่เกิดขึ้น ถ้าวจรรองความถี่ $g_m - C$ ที่มีส่วนขยายสัญญาณ สามารถที่จะใช้ค่าตัวเก็บประจุเพื่อส่งต่อไปที่กราวด์ที่แท้จริงของส่วนขยาย (Opamp) และเกนซ์ความถี่สูงจะต้องมากกว่า 1 จึงจะเป็นไปได้

ท้ายสุดวงจรรองความถี่ที่มีค่าเสมือนกับวงจร $g_m - C$ พูลทีดีเฟอเรนเชียลอันดับหนึ่งได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 วงจรกรองความถี่ $g_m - C$ พูลี่ดีฟเฟอเรนเชียลอันดับที่หนึ่ง

สังเกตว่าขนาดของค่าตัวเก็บประจุจะมีค่าที่เป็น 2 เท่า ซึ่งทำให้ความสัมพันธ์ในกรณี g_m แบบ Single-end มีสมการที่เหมือนกันเกิดขึ้น ดังนั้นถ้ากำหนดให้ค่า DC gain เท่ากับ 1.9 dB และ pole กับ Zero มีค่าอยู่ที่ 1 MHz และ 20 MHz ส่วน C_A เท่ากับ 0.5 pF จะสามารถหาค่า g_m ได้จาก

$$H(s) = \frac{k(s + 2\pi \times 20\text{MHz})}{(s + 2\pi \times 1\text{MHz})}$$

โดยจากค่า DC gain เท่ากับ 1.9 dB ค่า K จึงเท่ากับ 0.95

$$H(s) = \frac{(0.95s + 2\pi \times 19\text{MHz})}{(s + 2\pi \times 1\text{MHz})}$$

ดังนั้น

$$k_1 = 0.95$$

$$k_0 = 38\pi \times 10^6$$

$$\omega_0 = 2\pi \times 10^6$$

จากสมการที่ (5.9) C_x จึงมีค่าเท่ากับ 9.5 pF ส่วน g_m ใช้สมการที่ (5.10) และ (5.11) คำนวณได้

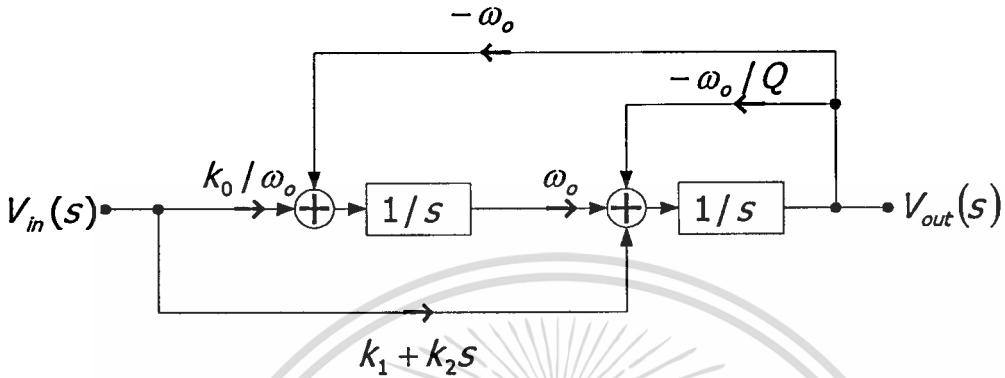
$$g_{m1} = 38\pi \times 10^6 \times (10 \times 10^{-12}) = 1.1932 \text{ mA/V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาวิจัยเท่านั้นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.4 วงจรกรองความถี่อันดับที่สอง

การที่จะเข้าใจหลักการของวงจรกรองความถี่อันดับที่สองหรือ Biquad ได้โดยใช้เทคโนโลยี $g_m - C$ นั้นเราจะใช้บล็อกโคอะแกรมในรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 บล็อกโคอะแกรมพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ที่มีความต่อเนื่องทางเวลาอันดับที่สอง

ซึ่งเป็นการพัฒนาให้มีขนาดที่เล็กโดยการใช้เทคนิค Signal-Flow-Graph หรือเรียกสั้นๆว่า SFG เข้ามาช่วยและได้ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่อันดับสองเป็น

$$H(s) \equiv \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{k_2 s^2 + k_1 s + k_0}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (5.12)$$

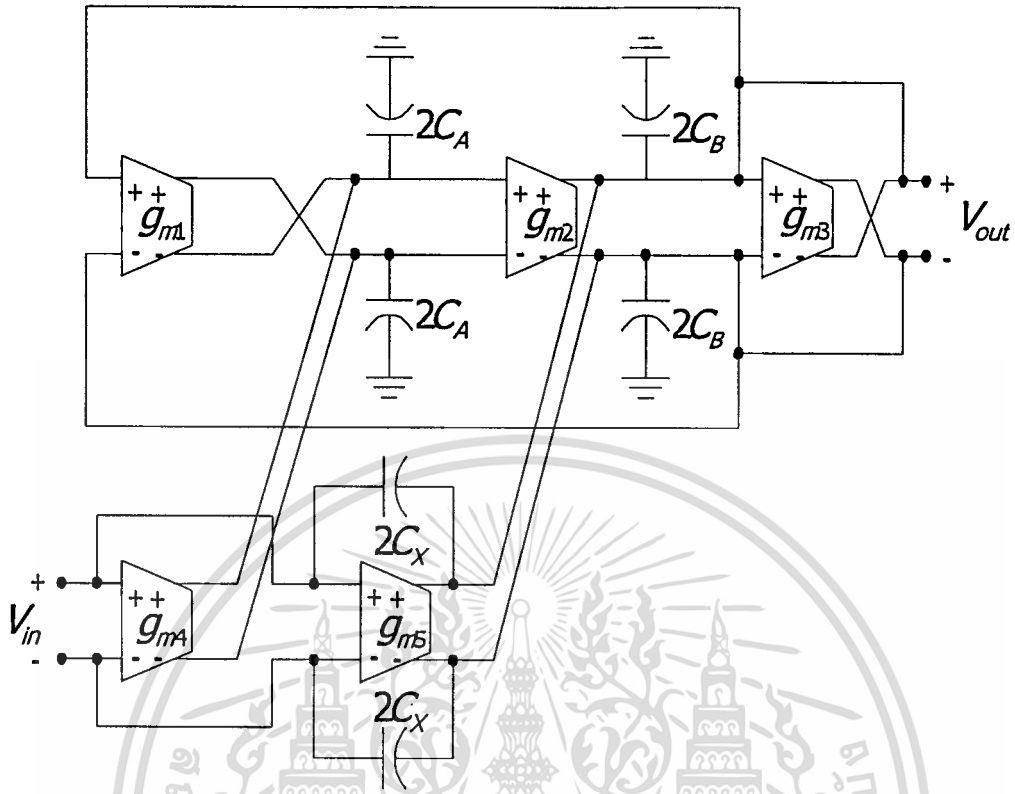
รูปแบบฟูลดีคิฟเฟอเรนเชียลของวงจรกรองความถี่นี้แสดงในรูปที่ 5.8 โดยการแปลงฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่แบบ Biquad สามารถทำได้เป็น

$$H(s) \equiv \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s^2 \left(\frac{C_X}{C_X + C_B} \right) + s \left(\frac{g_{m5}}{C_X + C_B} \right) + \left(\frac{g_{m2} g_{m4}}{C_A (C_X + C_B)} \right)}{s^2 + s \left(\frac{g_{m3}}{C_X + C_B} \right) + \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_A (C_X + C_B)} \right)} \quad (5.13)$$

ค่าสัมประสิทธิ์ในสมการที่ (5.12) และ (5.13)

$$k_2 = \frac{C_X}{C_X + C_B} \quad (5.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 วงจรกรองความถี่ $g_m - C$ ฟูลต์รีฟเฟอเรนเชียลอันดับที่สอง

$$k_1 = \frac{g_{m5}}{C_X + C_B} \quad (5.15)$$

$$k_0 = \frac{g_{m2}g_{m4}}{C_A(C_X + C_B)} \quad (5.16)$$

$$\omega_o^2 = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_A(C_X + C_B)} \quad (5.17)$$

จาก Q เราสังเกตได้ว่า

$$\frac{\omega_o}{Q} = \frac{g_{m3}}{C_X + C_B} \quad (5.18)$$

ใช้สมการที่ (5.17) เพื่อหาค่า Q ในสมการที่ (5.18) ออกมาเป็น
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \sqrt{\left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{g_{m3}^2}\right)\left(\frac{C_X + C_B}{C_A}\right)} \quad (5.19)$$

แม้ว่ากระบวนการของสมการจะเป็นการวิเคราะห์จากวงจร ซึ่งนั่นก็สามารถใช้ในการออกแบบได้ ซึ่งผลที่ได้ก็เป็นไปตามที่ออกแบบไว้คือ

$$C_X = C_B \left(\frac{k_2}{1 - k_2}\right) \text{ เมื่อ } 0 \leq k_2 < 1$$

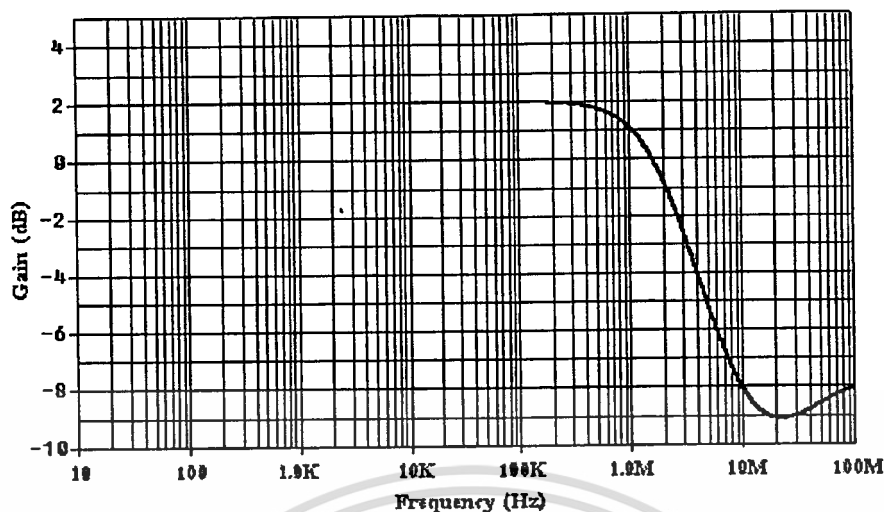
$$g_{m1} = \omega_o C_A \quad g_{m2} = \omega_o (C_B + C_X) \quad g_{m3} = \frac{\omega_o (C_B + C_X)}{Q}$$

$$g_{m4} = (k_0 C_A) / \omega_o \quad g_{m5} = k_1 (C_B + C_X)$$

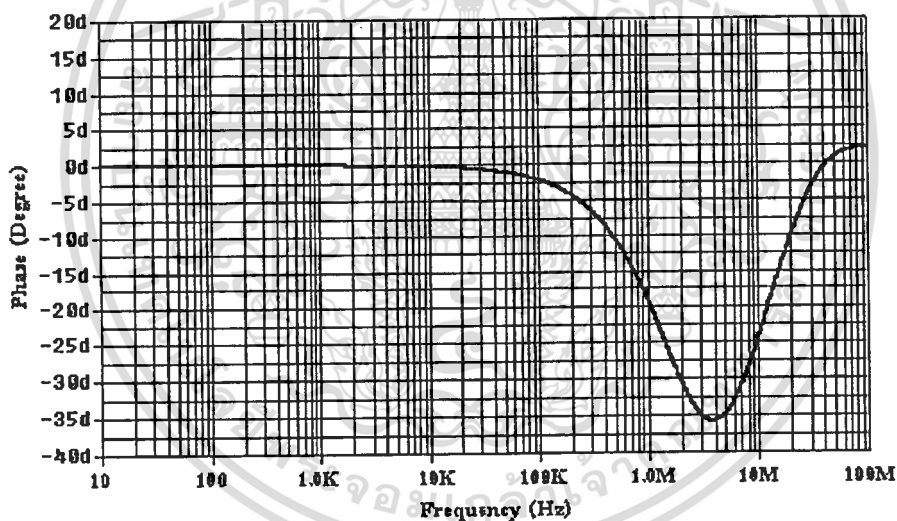
จะสังเกตเห็นได้ว่าการออกแบบนี้ เป็นการจำกัดค่าสัมประสิทธิ์ในช่วงเกณฑ์ของความถี่สูงซึ่ง k_0 มีความคล้ายคลึงกันกับในกรณีของวงจรกรองความถี่อันดับที่หนึ่ง ดังนั้นถ้ากำหนดให้ค่า DC gain เท่ากับ 1.9 dB และ pole กับ Zero มีค่าอยู่ที่ 1 MHz และ 20 MHz ส่วน C_A และ C_B มีค่าเท่ากับ 0.5 pF สามารถหาค่า g_{m1} ได้เท่ากับ 0.5 nA/V ส่วน g_{m2} และ g_{m3} มีค่าเท่ากับ 10 nA/V g_{m4} มีค่าเท่ากับ 59 nA/V และ g_{m5} มีค่าเท่ากับ 0.95 nA/V

5.2.5 การจำลองและผลการจำลองวงจรกรองความถี่อันดับที่หนึ่ง

จากวงจรในรูปที่ 5.6 ออกแบบวงจรโดยใช้แหล่งจ่าย 1 โวลต์ กระแส $I_B = 25$ ไมโครแอมป์ และแรงดัน $V_B = 0.5$ โวลต์ $C_A = 0.5$ pF ซึ่งมีการตอบสนองดังในรูปที่ 5.9 และรูปที่ 5.10 ซึ่งจากวงจรในรูปที่ 5.9 แสดงให้เห็นว่ามีค่า DC gain เท่ากับ 1.9 dB เมื่อวงจรมีอัตราขยายความแตกต่างเป็น Unity มีความถี่เท่ากับ 1.6 MHz และในรูปที่ 5.10 แสดงให้เห็นถึงค่าการลดทอนสูงสุดของวงจรนี้อยู่ที่ 4 MHz



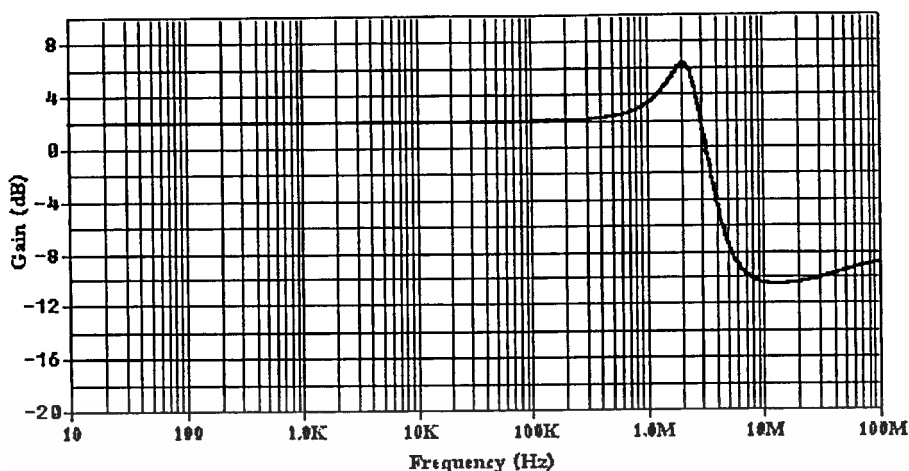
รูปที่ 5.9 แสดงการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่อันดับที่หนึ่ง



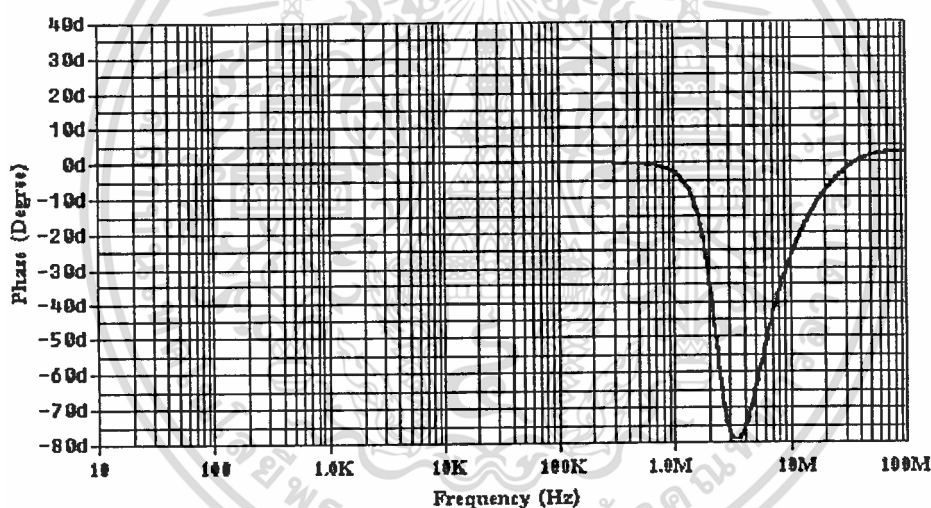
รูปที่ 5.10 แสดงการตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่อันดับที่หนึ่ง

5.2.6 การจำลองและผลการจำลองวงจรกรองความถี่อันดับที่สอง

จากวงจรในรูปที่ 5.8 ออกแบบวงจรโดยใช้แหล่งจ่าย 1 โวลต์ กระแส $I_B = 25$ ไมโครแอมป์ และแรงดัน $V_B = 0.5$ โวลต์ C_A และ C_B มีค่าเท่ากับ 0.5 pF เหมือนกับวงจรกรองความถี่อันดับที่หนึ่งซึ่งมีผลเป็นดังนี้



รูปที่ 5.11 แสดงการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่อันดับที่สอง



รูปที่ 5.12 แสดงการตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่อันดับที่สอง

ซึ่งจากวงจรในรูปที่ 5.11 แสดงให้เห็นว่ามีค่า DC gain เท่ากับ 1.9 dB เมื่อวงจรมีอัตราขยายความแตกต่างเป็น Unity มีความถี่เท่ากับ 3.2 MHz และในรูปที่ 5.12 แสดงให้เห็นถึงค่าการลดทอนสูงสุดของวงจรนี้อยู่ที่ 3.45 MHz ซึ่งผลการตอบสนองทั้งวงจรกรองความถี่อันดับที่หนึ่งและวงจรกรองความถี่อันดับที่สองแสดงให้เห็นว่าสามารถนำวงจร $g_m - C$ อินทิเกรเตอร์โดยอินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk นำมาใช้ในการออกแบบได้

5.3 สรุป

จากวงจร $g_m - C$ อินทิเกรเตอร์โดยอินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk ได้นำมาทดลองต่อเป็นวงจรกรองความถี่ $g_m - C$ ฟูลต์รีเฟอเรนเชียลอันดับที่หนึ่ง และวงจรกรองความถี่ $g_m - C$ ฟูลต์รีเฟอเรนเชียลอันดับที่สอง วงจรได้ทดลองโดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 บทสรุป

จากวงจร $gm - C$ อินทิเกรเตอร์โดยอินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ได้ใช้เทคโนโลยีซีมอสในการออกแบบโดยไม่ต้องใช้วิธีการพิเศษเข้ามาช่วยแต่อย่างใด ซึ่งการป้อนสัญญาณอินพุทเข้าที่ขา Bulk นี้ก็เพื่อให้วงจรสามารถทำงานที่แรงดันต่ำๆได้ ทำให้ช่วยประหยัดพลังงานขึ้น คุณสมบัติของทรานส์คอนดักแตนซ์ที่ได้จากวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบฟูลดีบาลานซ์ โดยมีวงจรคอมมอนโหมดไฟด์แบ็คทำหน้าที่ในการรักษาระดับของสัญญาณทางด้านเอาพุทให้คงที่นั้นมีความเป็นเชิงเส้น ทำให้สามารถนำไปใช้เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ได้ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทดลองนำค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ที่ได้ นำมาสร้างเป็นวงจรกรองความถี่อันดับที่สอง (Biquad) ซึ่งสามารถทำงานที่แหล่งจ่ายแรงดันจำกัดได้ดี ส่วนประสิทธิภาพของวงจรยืนยันผลการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice และจากการจำลองการทำงานของวงจร ได้แสดงการตอบสนองทางความถี่ของวงจร

6.2 ข้อเสนอแนะ

วงจร $gm - C$ อินทิเกรเตอร์โดยอินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์เพื่อให้สามารถใช้งานที่แหล่งแรงดันจำกัดนี้ เป็นการนำเสนอเพื่อเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในงานทางด้านการสื่อสารตลอดจนเครื่องมือวัดต่างๆ วงจรอินทิเกรเตอร์นี้สามารถพัฒนาให้มีประสิทธิภาพการทำงานดีขึ้นได้โดย

1. การเปลี่ยนจากเทคโนโลยี CMOS มาเป็นการใช้เทคโนโลยี BiCMOS เพื่อลดการสูญเสียกำลังงาน
2. เนื่องจากผลกระทบที่เกิดขึ้นจากค่าความจุแฝงซึ่งเป็นธรรมชาติของ CMOS มีผลต่อ ค่าลงของความถี่ที่สำคัญได้แก่ ค่าความจุระหว่าง Bulk กับ ซอร์ส และความจุระหว่าง Well กับ Substrate

บรรณานุกรม

- [1] S. Bazarjani, M. Snelgrove and T. MacElwee, "A 1 V switched-capacitor $\Sigma\Delta$ modulator," Dig. Tech. Papers-1995 IEEE Symp. Low Power Electron., pp. 70-71, April 1995.
- [2] R. Griffith, R. L. Vyne, R. N. Dotson and T. Petty, "A 1-V BiCMOS Rail-to-Rail Amplifier with n-Channel Depletion Mode Input Stage," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 32, no. 12, pp. 2012-2022, December 1997.
- [3] I. Takahiro, N. Hidero and F. Yuji, "A Low-Voltage Y-Differential Current-Mode Analog CMOS Using Floating-Gate MOSFETs," ISCSAS 2000, May 28-31, Geneva, Switzerland 2000.
- [4] P. E. Allen, B. J. Blalock and G. A. Rincon, "1-Volt CMOS Op Amp Using Bulk-Driven MOSFETs," Dig. Tech. Papers-1995 IEEE Int. Solid-State Circuits Conf., pp. 192-193, February 1995.
- [5] B. J. Blalock, P. E. Allen and G. A. Rincon-Mora, "Designing 1-V opamp using standard digital CMOS Technology," IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. 45, no.7, pp. 769-780, July 1998.
- [6] Z. Czarnul, S. Takagi and N. Fujii, "Common-Mode Feedback Circuit with Differential-Difference Amplifier," IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 41, no.3, pp. 243-246, March 1994.
- [7] P. Wu and R. Schaumann, "Improved Common-mode Feedback Circuit Suitable for Operational Transconductance Amplifier with Tuning," Electron. Lett., vol. 27, no.2, pp. 117-118, January 1991.
- [8] K. R. Laker and W. M. C. Sansen, Design of Analog Integrated Circuit and Systems, McGraw-Hill, 1994.
- [9] R. Schaumann, "The design of continuous-time fully integrated filters: A review," IEE Proceedings, Part G, vol. 136, pp. 184-190, Aug. 1989.
- [10] F. Krummenacher and N. Joehl, "A 4-MHz CMOS Continuous-Time Filter with On-Chip Automatic Tuning," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 23, no. 3, pp. 750-758, June 1988.



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก. ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

[1] มนตรี คำเงิน , กอบชัย เศรษฐาญ, ชยพล ตันวงศ์वाल และ วิษณุ กอพยัคฆินทร์, “วงจร $g_m - C$ อินทิเกรเตอร์โดยอินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์” วิศวกรรมสารลาดกระบัง, ปีที่ 19 ฉบับที่ 1 หน้า 35-40, มีนาคม, 2545.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ISSN 0125-1724

วิศวกรรม

ลาดกระบัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

LADKRABANG ENGINEERING JOURNAL

ปีที่ 19 ฉบับที่ 1

มีนาคม 2545

1. ปราบปรามการรั่วซึมตามผนังแบบควบคุมด้วยแรงดันในซิลิโคนไดโอดชนิด n-i-n injection gate <i>ชลิตา ชรรุยาหาญ สมเกียรติ กุญแจ</i>	1
2. การสังเคราะห์ชั้นความนำไฟฟ้าจากฟิล์มเพชรชนิดอินทรีนซิลิโคนด้วยวิธี II-termination <i>พีระวุฒิ ชินวรวิสิฐ วิฑูรย์ สุติรุ่งเรือง</i>	7
3. วงจรถ่ายเสียงสองแฉกจากรถจักรยานสองล้อโดยใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงต่ำ <i>ชัยวัฒน์ สากุล กอบชัย เศษหาญ วิชัย แซ่ลี</i>	13
4. วงจรทรานสดักคอนดัคตอสซิลิโคนที่มีส่วนอินพุตแบบ เรล ชู เรล <i>วิชัย แซ่ลี อภิวิวัฒน์ ชัยสาธิต</i>	19
5. วงจรกรองความถี่แบบออสซิลเลเตอร์ความถี่ศูนย์กลางหยุดที่ 60 Hz โดยใช้อุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ <i>มนตรี คำเงิน กอบชัย เศษหาญ วิไลพร โอบอ่อน วิทยุ กอพิศฉินทร</i>	25
6. วงจรขับสออปโตแมทที่มีค่าทรานส์คอนดัคตอสซิลิโคนที่มีส่วนอินพุตและเอาต์พุตปฏิบัติงานแบบ Rail-to-Rail <i>สุนชล จิตรปัทมพร กอบชัย เศษหาญ</i>	30
7. วงจร μ -C อินทิเกรเตอร์โดยอินพุตทุกขั้วที่ขา 8 และ 9 ของมอสทรานซิสเตอร์ <i>มนตรี คำเงิน กอบชัย เศษหาญ ชยพล สันวงษ์วาล วิทยุ กอพิศฉินทร</i>	35
8. การคำนวณหาสมการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปปากีแฉกสามด้าน <i>กิตติพงษ์ เพชรประยูรณัน จงร สุรวินันปิฎก</i>	41
9. การประมาณอัตราการตกของฝนด้วย Wind Profiler ในย่านความถี่ (HF) <i>กิตติชัย วิเศษศิริ ชัยวัฒน์ สมบูรณ์เอก นิภา อิศารุจิ ณรงค์ เหมภรณ์</i>	47
10. การปรับปรุง line scale 2B1Q ในการเข้ารหัสเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการรับส่งข้อมูล <i>อภิชาติ เลิศศุภศาสตร์ กอบชัย เศษหาญ พิเชฐ ม่วงนวล</i>	53
11. การหาช่วงเวลาตัดกระแสรีเลย์ในระบบไฟฟ้าขนาดใหญ่โดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม <i>ราชชาญ ไพธิสาร สมชาติ จีวีวิภากร ศุภี บรรจงจิตร</i>	59
12. การวิเคราะห์ความแตกต่างระหว่างกระแสและฟลักซ์ของหม้อแปลงด้วยการแปลงเวฟเล็ตแบบเต็มหน่วย <i>เกรียงไกร กิตติวรวิฑูรย์ สุวัฒน์วิวัฒน์ คุณากร ศุภี บรรจงจิตร</i>	65
13. การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดแรงดันพัลส์เวฟ <i>ชนนวรรณ หวังหาญ วิริยะ พิเชฐจุฬารักษ์</i>	71
14. การจำลองการควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส <i>องอาจ เกษภามา ก่าพล ศิริจันทร์พงษ์ วิจิตร กิณเรศ</i>	77
15. การออกแบบและวิเคราะห์ 1 เฟส เผลดที่มีคุณสมบัติปรับลิ้นอินเวอร์เตอร์ที่มีการคงค่าแรงดันเอาต์พุต <i>คนสัน กฤษบัว วิจิตร กิณเรศ</i>	83
16. 3-เฟส พัดใบลิ้น เกรย์-เอช เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ในเทอมคณิตศาสตร์และการแปลความหมายในทางปฏิบัติ <i>วิไลศ โห้ทองคำ วิริยะ พิเชฐจุฬารักษ์</i>	89
17. ชุดเครื่องกลไฟฟ้าเพื่อใช้ทดแทนระบบนิวแมติก <i>ประภาพร ไพรสุวรรณ ภาคร วุฒิสถิตินันท์</i>	95
18. การพยากรณ์โดยเทคนิคการเปลี่ยนน้ำหนักของข้อมูลแต่ละค่า ๆ กันและเทคนิคการทำให้อัตราเร็วของข้อมูล <i>ณกุล ชิงเกียรติประกุล สมชาติ จีวีวิภากร</i>	101
19. การตรวจหาเลนส์ด้วยการยึดและหัดแม่แบบ <i>เกนทร์ ศิริสันติย์ฤทธิ์ กมลรัฐ กุลสงค์</i>	107
20. การวิจัยอิทธิพลของอุณหภูมิโดยวิธีการติดตามทิศทางเคลื่อนที่ของเส้นใยในโครงร่าง <i>นิคม เสาวดี เทนพล กุศลจอมศรี ทรงชัย วีระทวีมาศ</i>	113
21. การแบ่งงานแบบตัวนำกับระบบประมวลผลขนาน PVM <i>ทิว จารวงศรี บรรจง ปิยะสาร</i>	119
22. การบีบอัดข้อมูลของการเข้ารหัสแบบการสูญเสียค่าที่มีความซับซ้อนต่ำ <i>กอบชัย เศษหาญ สายนำพันธ์ หอมจันทร์ นกัทร สระเอี่ยม อัครพล ศิริวัฒน์</i>	125
23. การประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์บนเครือข่าย <i>สุวิชัย จันทร์ฉาย กอบชัย เศษหาญ สุจิตต์ วิเศษพิทักษ์พงษ์</i>	131
24. การออกแบบโปรแกรมเพื่อใช้คอมพิวเตอร์หาเงื่อนไขต่อเพื่อแสดงผลและสั่งการควบคุมระบบอุตสาหกรรม <i>ทวีชัย คำศรี กอบชัย เศษหาญ สรพรสิทธิ์ ทงมี</i>	137

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรถ่าย g_m -C อินทิเกรเตอร์โดยอินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์

A g_m -C Bulk-Driven MOS Transistor Integrator

มนตรี กำจัน* กอบชัย เคนหาญ ขยทล คัมภีร์วิวัฒน์ วิมล กอพักจินทร์*

คณะวิศวกรรมศาสตร์และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

* คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

บทคัดย่อ

ในบทความนี้นำเสนอวงจรถ่าย g_m -C อินทิเกรเตอร์โดยอินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์ซึ่งการออกแบบทำได้โดยใช้เทคโนโลยีซีเอ็มอสที่ไม่ต้องใช้วิธีการที่พิเศษมาช่วย วงจรทำงานที่แหล่งจ่ายแรงดัน 1.5 โวลต์ และวงจรถ่ายคอนดักเตอร์เป็นวงจรถ่ายเฟอเรนเรียดแบบฟูลดิบาลานซ์โดยทางเข้าทุกขั้วจะใช้วงจรถ่ายคอมมอนโหมดที่พัฒนาสร้างรูปเพื่อกำหนดแรงดันทางเข้าทุกขั้ว วิธีการกระตุ้นอินพุทที่ขา Bulk นี้จะทำให้วงจรถ่ายคอนดักเตอร์สามารถปฏิบัติงานแบบ rail-to-rail ได้ การจำลองการทำงานของวงจรถ่ายใช้โปรแกรม Pspice โดยใช้พารามิเตอร์ซีเอ็มอสขนาด 1.5 ไมครอน Level 3 ของ MOSIS เพื่อยืนยันการทำงาน

Abstract

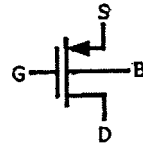
In this paper, a g_m -C integrator based on the bulk-driven MOS transistor is proposed which operates at 1.5 volt power supply and design by using standard CMOS process. The transconductor is fully-balance differential that output is common-mode feedback (CMFB) which provides an additional feedback loop and defines the output voltage. Finally, the techniques are combined within a transconductor with rail-to-rail input and output ranges. PSpice simulations is performed by using 1.5 μ m CMOS parameters level 3 of MOSIS.

1. บทนำ

วงจรถ่ายอินทิเกรเตอร์คือบล็อกพื้นฐานที่สำคัญเมื่อต้องการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่ที่มีความต่อเนื่องทางเวลา (Continuous-time filter) ให้มีอินพุทที่สูงขึ้นไป คุณสมบัติของวงจรถ่ายกรองความถี่ที่มีความต่อเนื่องทางเวลาที่ออกแบบมาได้จะดีเพียงไรนั้นวงจรถ่ายอินทิเกรเตอร์จะมีส่วนเกี่ยวข้องกับโดยตรง ซึ่งคุณสมบัติที่มีจะถูกตรวจสอบได้แก่การใช้กำลังงานของวงจรถ่าย ความเป็นเชิงเส้นของวงจรถ่ายและ

สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายในวงจรถ่ายเป็นต้น ในส่วนของ การใช้กำลังงานของวงจรถ่ายในปัจจุบันนี้ได้ให้ความสำคัญโดยได้นำมาเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญประการหนึ่งสำหรับพิจารณาเพื่อออกแบบวงจรถ่ายต่าง ๆ การลดการใช้แรงดันลงมามีส่วนช่วยลดการใช้กำลังงานโดยตรงซึ่งวิธีการที่ได้มีการนำมาใช้ได้แก่ ใช้เทคโนโลยีที่มีค่าแรงดัน V_T หลายค่า [1] ใช้อุปกรณ์ประเภทคิกดิริบ [2] ใช้มอสทรานซิสเตอร์แบบปล่อยจากเกตลอย [3] เป็นต้น

สำหรับบทความนี้จะใช้วิธีการกระตุ้นอินพุทที่ขา bulk ของมอดุสทรานซิสเตอร์ (Bulk-driven MOS Transistor) [4-5] เพื่อออกแบบวงจร g_m -C อินทิเกรเตอร์ ซึ่งวิธีนี้มีข้อดีที่นำต้นทุนคือจะใช้เทคโนโลยีซิลิคอนที่ไร้ออกไซด์ไม่ต้องใช้เทคนิคพิเศษอื่นเข้ามาช่วยเช่นวงจรที่ใช้มอดุสทรานซิสเตอร์แบบปล่อยขาคลอปจะต้องใช้ตัวเก็บประจุเข้ามาช่วยซึ่งจะต้องปรับให้ได้ค่าที่เหมาะสมหรือการเทคโนโลยีที่มีค่าแรงดัน V_T หลายค่าซึ่งมักจะเป็นชนิดไบสมิออตซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่มีความแพงและรวมข้อดีอื่นๆ ของเทคโนโลยีซิลิคอนเช่นการสูญเสียกำลังงานต่ำและลดการใช้พื้นที่ได้ง่าขกว่าเมื่อเทียบกับเทคโนโลยีไบโพล่าเป็นต้น โดยวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ได้นั้นตอนนี้จะใช้วงจรมอดุสทรานซิสเตอร์ที่เป็นแบบฟูลดีฟิเนชันและใช้วงจรมอดุสทรานซิสเตอร์แบบ CPMFB มากำหนดแรงดันทางเข้าทุก



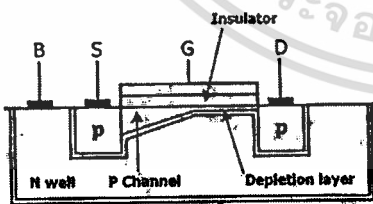
(จ)

รูปที่ 1 (ก) แสดงโครงสร้างมอดุสทรานซิสเตอร์ชนิดอินพุท (ข) แสดงสัญลักษณ์

แต่อย่างไรก็ตามวงจรที่นำเสนอนี้ยังมีจุดอ่อนคือต้องใช้ค่าอัตราส่วนความกว้างต่อความยาวของมอดุสทรานซิสเตอร์ขนาดใหญ่จึงทำให้ค่าความจุไฟฟ้าที่แบ่งมากตามไปด้วยและรวมไปถึงค่าความจุ C_{in} และ C_{out} ซึ่งเป็นค่าความจุระหว่าง bulk และซอสตและค่าความจุระหว่าง well และ substrate ตามลำดับ จึงทำให้วงจรทำงานได้ในช่วงความถี่เพียงเท่านั้น โดยรายละเอียดของบทความมีดังนี้

2. การกระตุ้นขา Bulk ของมอดุสทรานซิสเตอร์

จากโมดูล 1.5 μ m ของ MOSIS ที่ใช้จำลองการทำงานในบทความนี้ PMOS จะถูกสร้างอยู่ในบ่อของ well ดังนั้นคูตีเฟอเรนเชียลที่ใช้อินพุทกระตุ้นที่ขา bulk จึงเป็น PMOS



(ก)

รูปที่ 1 (ก) แสดงโครงสร้างของมอดุสทรานซิสเตอร์ที่จะใช้อินพุทกระตุ้นที่ขา bulk โดยมีฐาน(substrate) เป็นชนิดที่มอดุสทรานซิสเตอร์ที่จะกระตุ้นอินพุทที่ขา bulk จะต้องสร้างอยู่ในบ่อของ well เท่านั้น โดยจะกำหนดให้แรงดันระหว่างเกคและซอสต (V_{gs}) คงที่และจะใช้ขา bulk เป็นอินพุทของสัญญาณ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์จะใช้ g_{mb} แทนค่า g_m (ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เมื่อขาคลอปเป็นอินพุท) ซึ่งคณปกติค่า g_{mb} จะมีค่าน้อยกว่า g_m อยู่ประมาณ 0.2 ถึง 0.4 เท่า

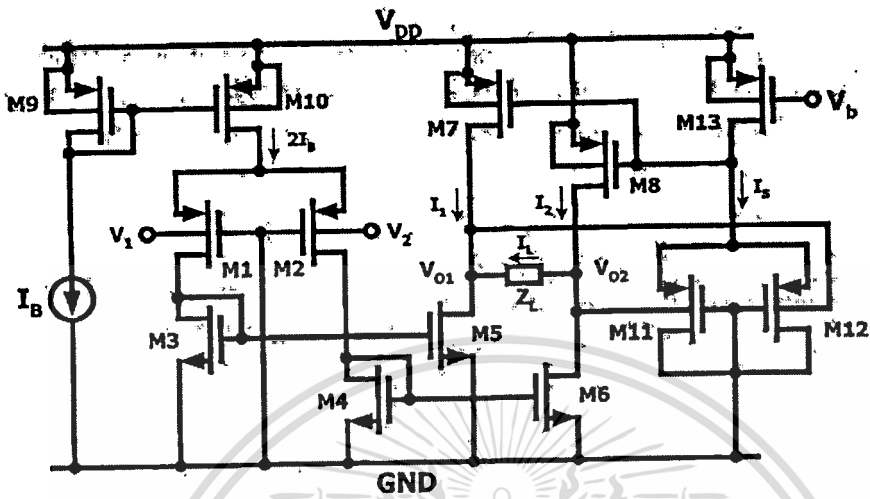
3. วงจรอินทิเกรเตอร์อินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk

วงจรมอดุสทรานซิสเตอร์อินพุทกระตุ้นที่ขา Bulk ของมอดุสทรานซิสเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 2 คูตีเฟอเรนเชียล M1 และ M2 อินพุทกระตุ้นที่ขา bulk โดยทำงานในช่วงอิมิตัว ดังนั้นจะสามารถประมาณค่าแรงดันแทรนสโอดของมอดุสทรานซิสเตอร์ได้คือ

$$V_{th} = m + \gamma \sqrt{2\phi_F - V_{gs}} - \gamma \sqrt{2\phi_F} \tag{1}$$

โดยที่ V_{th} คือค่าแรงดันแทรนสโอดเมื่อ $V_{gs} = 0$, γ คือค่าสัมประสิทธิ์จาก body effect และ ϕ_F คือ Fermi potential

$$I_n = \frac{\beta}{2} (V_{gs} - V_{th})^2 = \frac{\beta}{2} (V_{gs} - V_m + \gamma \sqrt{2\phi_F - V_{gs}} - \gamma \sqrt{2\phi_F})^2 \tag{2}$$



รูปที่ 2 วงจรอินทิเกรเตอร์อินพุตทุกขั้วที่ขา Bulk ของมอดูเลตทรานส์ซิสเตอร์

เมื่อ $\beta = \frac{\mu_0 C_{ox} W}{L}$

จากสมการที่ (2) จะได้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์คือ

$$g_{mb} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} = \frac{\gamma g_m}{2\sqrt{2\phi_F - V_{BS}}} \quad (3)$$

โดยที่ g_m คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ตามปกติของมอดูเลตทรานซิสเตอร์มีค่าเท่ากับ $\sqrt{2\mu_0 C_{ox} (W/L)(2I_B)}$ มอดูเลตทรานซิสเตอร์ M3 และ M4 ถูกต่อเป็นโหนดให้กับคู่คิฟเพื่อเรนเชิล กระแสที่ไหลผ่าน M3 และ M4 จะถูกสะท้อนมาที่ M5 และ M6 และเปลี่ยนเป็นแรงดันเอาต์พุต V_{O1} และ V_{O2} ตามลำดับ จากวงจรรูปที่ 2 ความสัมพันธ์กระแสคือ $I_{1+2} = 4I_0$ ดังนั้นจะสามารถเขียนสมการกระแสเข้าทุก (I_L) ได้คือ

$$\begin{aligned} I_L &= I_2 - I_1 \\ \text{ดังนั้น } 2I_L &= g_{mb} (V_1 - V_2) \end{aligned} \quad (4)$$

วงจรรองความถี่ g_m -C แบบฟูลลิบาลานซ์ (fully-balance) มีข้อดีคือจะช่วยแก้ไขค่า power supply rejection ratio (PSRR) ให้ดีขึ้น ค่าที่ด้อยทกวัตติ (dynamic range) ทางเอาต์พุตจะดีขึ้นและช่วยลดการเพี้ยนของฮาร์โมนิกที่สัญญาณเอาต์พุต (6-7) แต่ปัญหาของวงจรนี้เพื่อเรนเชิลแบบฟูลลิบาลานซ์คือ ไม่มีอุปบ้อนกลับแรงดันคอมมอน โหมดเพื่อช่วยให้วงจรคงอยู่ในช่วงเชิงเส้น ดังนั้นจึงต้องใช้วงจรคอมมอน โหมดที่คดแบ็ก (common-mode feedback : CMFB) มาสร้างรูปเพื่อกำหนดแรงดันเข้าทุก จากวงจรในรูปที่ 2 วงจร CMFB ประกอบขึ้นจากมอดูเลตทรานซิสเตอร์ M11 ถึง M13 ซึ่งเป็นวงจร CMFB อย่างง่าย แรงดัน $V_{DS,M13}$ คือแรงดันที่ไบอัสให้กับ V_{GS} ของ M7 และ M8 โดยพิจารณาออกแบบจะกำหนดให้ M7 และ M8 ทำงานในช่วงอิมิตัวคั้งนี้แรงดันที่คดกร้อม $V_{DS,M13}$ จะต้องมากกว่าหรืออย่างน้อยเท่ากับแรงดันแทรกโซล์ซึ่งไม่ที่ที่กำหนดประมาณ 0.8 โวลท์ ดังนั้น M11 และ M12 จึงต้องทำงานในช่วง Moderate Inversion โดยใช้มอดูเลตทรานซิสเตอร์ M13 เป็นตัวกำหนดกระแส $5\mu A$ เพื่อจ่ายให้กับมอดูเลตทรานซิสเตอร์ทั้งสอง

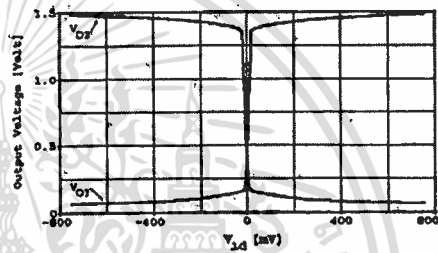
4. การจำลองและผลการจำลอง

วงจรในรูปที่ 2 คือวงจรที่จะใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Pspice โดยใช้พารามิเตอร์ของเทคโนโลยีซีมอสขนาด 1.5 ไมครอน Level 3 ของ MOSIS กำหนดค่าของจ่ายกระแส I_D เท่ากับ 25 μA ส่วนขนาด W/L ของมอทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 เท่ากับ 400 $\mu m/3\mu m$ M3 และ M4 เท่ากับ 400 $\mu m/5\mu m$ สำหรับ M5 และ M6 เท่ากับ 800 $\mu m/5\mu m$ ส่วน M7 และ M8 เท่ากับ 950 $\mu m/5\mu m$ อัตราส่วน W/L ของมอทรานซิสเตอร์เหล่านี้ที่ควรใช้คำนวณเพราะต้องคำนึงถึงสัญญาณรบกวนชนิด $1/f$ ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่เกิดจากตัวมอทรานซิสเตอร์ซึ่งสามารถลดลงได้โดยใช้ขนาดความกว้างต่อความยาวของมอทรานซิสเตอร์ของคู่คี่เพื่อเรนเจิลให้มีค่ามากและใช้ความยาวของมอทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นโหนดมีค่ามากเช่นกัน [4-5] โดยสัญญาณรบกวนชนิด $1/f$ นี้สามารถแสดงอยู่ในรูปแบบแหล่งกำเนิดแรงดันสัญญาณรบกวนเสมือนทางอินพุต (Equivalent input noise voltage : dv_n^2) ของมอทรานซิสเตอร์ซึ่งแสดงเป็นสมการได้ [8]

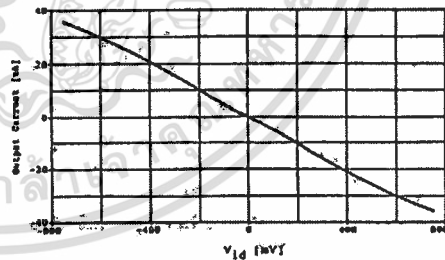
$$d_n^2(f) = \frac{8kT}{3} \frac{1}{g_m} df + \frac{K_f}{WL} \frac{df}{f} \quad (5)$$

โดยที่ k คือค่าคงที่ของ Boltzmann, g_m คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์, K_f คือค่าพารามิเตอร์ของซีมอส Level 3 ส่วน และ L คือค่าความกว้างและความยาวของมอทรานซิสเตอร์ และ f คือค่าความถี่ มอทรานซิสเตอร์ M9 และ M10 ที่ทำหน้าที่จ่ายกระแสโดยมีขนาด W/L เท่ากับ 25 $\mu m/2\mu m$ และ 50 $\mu m/2\mu m$ ตามลำดับ ที่วงจร CMBF มอทรานซิสเตอร์ M13 จะทำหน้าที่จ่ายกระแส 5 μA โดยใช้แรงดันไบอัส V_{DD} เท่ากับ 0.6 โวลท์ ขนาด W/L จึงต้องมีค่าเท่ากับ 31 $\mu m/2\mu m$ เพื่อให้ได้ค่ากระแส 5 μA ตามต้องการ ส่วนคู่คี่เพื่อเรนเจิล M11 และ M12 มีขนาด 2000 $\mu m/2\mu m$ จากการออกแบบเมื่ออินพุตทุกขอมมอนโหมด (Input common-mode voltage: V_{CM}) เท่ากับ

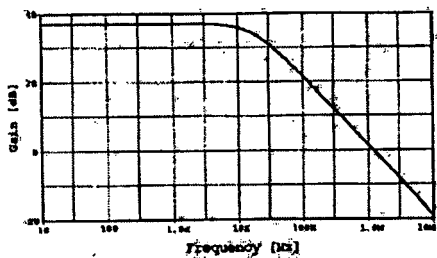
0.75 โวลท์ ($V_{CM} = 0.75 V$) แรงดันระหว่างขา Bulk และขาซอร์มีค่าเท่ากับ -0.14 โวลท์ และจากค่าพารามิเตอร์ของซีมอสที่ใช้ในบทความนี้มีค่า $\mu_0 C_{ox}$ เท่ากับ -23 $\mu A / v^2$ โดย γ มีค่าประมาณ 0.399 $V^{1/2}$ และเมื่อกำหนดแหล่งจ่ายกระแส I_D เท่ากับ 25 μA จะสามารถประมาณค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ได้เท่ากับ 90.4 μS ดังนั้นค่าความถี่ที่สามารถกำหนดได้จากกรเลือกค่าอัตราส่วนของค่าพารามิเตอร์คอนดักแตนซ์คือค่าตัวเก็บประจุ ($g_m / 2\pi C_L$) ที่เหมาะสมกับการใช้งาน



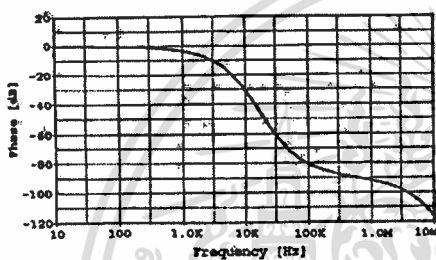
รูปที่ 3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันความแตกต่างทางอินพุต (V_{id}) และแรงดันเอาต์พุต (V_{O1} และ V_{O2})



รูปที่ 4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต (I_D) และแรงดันความแตกต่างทางอินพุต (V_{id})



รูปที่ 5 แสดงการตอบสนองทางขนาดของวงจร อินทิเกรเตอร์



รูปที่ 6 แสดงการตอบสนองทางเฟสของวงจร อินทิเกรเตอร์

จากรูปที่ 3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันทางเข้าทุกและแรงดันความแตกต่างทางอินพุต (Input differential voltage: V_{in}) โดยป้อน V_1-V_2 อยู่ในช่วง -0.75 โวลต์ ถึง $+0.75$ โวลต์ และวัดแรงดันทางเข้าทุก V_{oi} และ V_{os}

รูปที่ 4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเข้าทุก (I_i) และแรงดันความแตกต่างทางอินพุต (V_{in}) โดยป้อน V_1-V_2 อยู่ในช่วง -0.75 โวลต์ ถึง $+0.75$ โวลต์ และได้กำหนดให้ Z_1 เป็นตัวค้ำยัน $1k\Omega$ และวัดกระแสที่ไหลผ่าน Z_1 (I_1) เพื่อตรวจสอบคุณสมบัติ V-I คอนเวอร์เตอร์ของวงจรตามตัวคอนคักเตอร์ซึ่งจากผลการจำลองจะเห็นว่าวงจรมีความเป็นเชิงเส้นอยู่ในเกณฑ์ดี

รูปที่ 5 แสดงการตอบสนองของความถี่ของวงจรอินทิเกรเตอร์เมื่อ Z_1 เป็นตัวค้ำยันประจุมีค่าเท่ากับ $5pF$ โดยได้แสดงผลการตอบสนองของวงจรอยู่ในโหมดความแตกต่าง (differential mode) จากผลการจำลองของวงจรเมื่อวงจรมีอัตราขยายความแตกต่างเป็น unity มีความถี่เท่ากับ 1.2 MHz และ DC gain เท่ากับ 37 dB ซึ่งมีค่าค่อนข้างต่ำเพราะต้องหลีกเลี่ยงมีความถี่ไปฝั่งที่เกิดจากตัวคอนคักเตอร์ $M3$ ถึง $M8$ และรูปที่ 6 แสดงการตอบสนองทางเฟสของวงจรอินทิเกรเตอร์ และจากผลการจำลอง phase margin เท่ากับ 88

5. สรุป

ในบทความนี้มีนำเสนอวงจรวงจร $\mu-C$ อินทิเกรเตอร์โดยอินพุตกระตุ้นที่ขั้ว Bulk ของมอดูลทรานซิสเตอร์ ซึ่งสามารถออกแบบได้โดยใช้เทคโนโลยีซิลิคอนที่ไม่ต้องใช้วิธีการที่พิเศษมาช่วย ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSpice ได้แสดงกราฟคุณสมบัติ V-I คอนเวอร์เตอร์ของวงจรทรานส์คอนคักเตอร์ การตอบสนองทางขนาดและทางเฟสของวงจร โดยวงจรทรานส์คอนคักเตอร์ใช้แหล่งจ่ายแรงดัน 1.5 โวลต์ และใช้กำลังงาน $267\mu W$

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] S. Bazarjani, M. Snelgrove and T. MacElwce, "A 1 V switched-capacitor $\Sigma\Delta$ modulator," Dig. Tech. Papers-1995 IEEE Symp. Low Power Electron., pp. 70-71, April 1995.
- [2] R. Griffith, R. L. Vyne, R. N. Dotson and T. Petty, "A 1-V BiCMOS Rail-to-Rail Amplifier with n-Channel Depletion Mode Input Stage," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 32, no. 12, pp. 2012-2022, December 1997.

- [3] I. Takahiro, N. Hideto and F. Yuuji, "A Low-Voltage Y-Differential Current-Mode Analog CMOS Using Floating-Gate MOSFETs," JSCSAS 2000, May 28-31, Geneva, Switzerland 2000.
- [4] P. E. Allen, B. J. Blalock and G. A. Rincon, "1-Volt CMOS Op Amp Using Bulk-Driven MOSFETs," Dig. Tech. Papers-1995 IEEE Int. Solid-State Circuits Conf., pp. 192-193, February 1995.
- [5] B. J. Blalock, B. E. Allen and G. A. Rincon-Mora, "Designing 1-V opamp using standard digital CMOS Technology," IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. 45, no.7, pp. 769-780, July 1998.
- [6] Z. Czarnul, S. Takagi and N. Fujii, "Common-Mode Feedback Circuit with Differential-Difference Amplifier," IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 41, no.3, pp. 243-246, March 1994.
- [7] P. Wu and R. Schaumann, "Improved Common-mode Feedback Circuit Suitable for Operational Transconductance Amplifier with Tuning," Electron. Lett., vol. 27, no.2, pp. 117-118, January 1991.
- [8] K. R. Laker, and W. M. C. Sansen, Design of Analog Integrated Circuit and Systems, McGraw-Hill, 1994.

ประวัติผู้เขียน

นายชยพล ต้นวงศ์वाल เกิดเมื่อวันที่ 19 พฤษภาคม 2518 ที่จังหวัดนครราชสีมา สำเร็จการศึกษาจาก คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม(ไฟฟ้าสื่อสาร) มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ในปีการศึกษา 2538 และเข้าทำงานในตำแหน่งวิศวกรซ่อมบำรุง โรงงานผลิตกระดาษลูกฟูก(สีไฟเบอร์บอร์ด)จังหวัดสมุทรสาครเป็นเวลาครึ่งปีก่อนที่จะได้รับทุนขององค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทยให้มาศึกษาต่อในระดับปริญญาโท



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้