

วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมดกระแสที่สร้างด้วย
มอสเฟตเพียงอย่างเดียว

A CURRENT-MODE CMOS UNIVERSAL FILTER



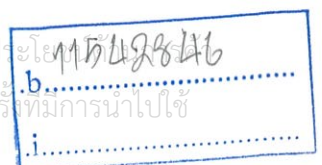
วุฒิไกร อินทอุดม
VUTTIKAI INTAUDOM

วพ
๖๘๔๖
๒๕๔๘

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 60985
วัน,เดือน,ปี.- 7...๐๐...2549

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2548
ISBN 974-15-1950-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



A CURRENT-MODE CMOS UNIVERSAL FILTER



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

2005

ISBN 974-15-1950-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมดกระแสที่สร้างด้วย มอสเฟตเพียงอย่างเดียว
นักศึกษา	นาย วุฒิไกร อินทอุดม
รหัสนักศึกษา	45061066
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2548
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ศาสตราจารย์.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอวงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมดกระแสที่สร้างจากมอสเฟตเพียงอย่างเดียวเท่านั้น วงจรมีสวมอินพุตและหนึ่งเอาต์พุตที่สามารถให้ผลตอบสนองทางความถี่ตามรูปแบบมาตรฐานได้ถึง 5 รูปแบบโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างวงจรใดๆทั้งสิ้น ค่าความถี่ ω_c ของวงจรสามารถปรับได้จากการควบคุมกระแสไบอัสวงจรและเป็นอิสระจากค่า Q ข้อดีของวงจรคือไม่ต้องการอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกเพราะวงจรใช้ประโยชน์จากพาราซิติกแฝงภายในตัวมอสเฟตแทน ทำให้วงจรสามารถทำงานได้ในย่านความถี่สูงชันกว่าเดิมเนื่องจากพาราซิติกภายในตัวมอสเฟตถูกนำมาใช้เพื่อออกแบบเรียบร้อยแล้ว และยังทำให้วงจรมีโครงสร้างที่ง่ายมีขนาดเล็กประกอบกับการใช้มอสเฟตเพียงอย่างเดียวเท่านั้น จึงทำให้เหมาะต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ผลการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรมสไปร์และผลจากการทดลองวงจรจริงแสดงให้เห็นว่า วงจรสามารถให้ผลตอบสนองความถี่ตามรูปแบบมาตรฐานได้สอดคล้องกับทางทฤษฎีเป็นอย่างดีครบทั้ง 5 รูปแบบ นอกจากนี้ยังได้มีการนำเสนอวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าซึ่งมีพื้นฐานอยู่บนวงจรสายพานกระแสร่วมอยู่ด้วย ทั้งนี้เพื่อให้สามารถให้ช่วยในการปรับปรุงคุณสมบัติของวงจรรองนั้นให้มีความสะดวกในการใช้ยิ่งขึ้น

Thesis Title	A Current-Mode CMOS Universal Filter
Student	Mr. Vuttikai Intaudom
Student ID.	45061066
Degree	Master of Engineering
Programme	Telecommunications Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Professor. Dr. Wiwat Kiranon

ABSTRACT

This thesis presents a current mode MOSFET only universal filter circuit with three inputs and one output. The circuit realizes all standard filter transfer functions without any change in the circuit topology. Furthermore, the critical frequency ω_0 is independent from Q and, it can be tuned with the bias current. The proposed circuit has several attractive feature such as no external passive component, simple structure, operate at high frequency with parasitic effect taken in to account and suitable for integrated circuit implementation. SPICE simulation and experimental results show a good agreement with theory. In addition, a floating capacitance multiplier based on current conveyors is also presented. The circuit will be used as external tunable capacitor for modifying the performance of filter circuit .

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยความช่วยเหลือและความเมตตากรุณาเป็นอย่างสูงจาก ศาสตราจารย์ ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษาซึ่งเป็นอาจารย์ในฝันของข้าพเจ้า ตั้งแต่ครั้งเรียนปริญญาตรีว่าอยากจะฝากตัวเป็นศิษย์ ซึ่งอาจารย์ก็เมตตารับไว้และประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ต่างๆไม่ว่าจะเป็นทางด้านวิชาการ ด้านศีลธรรมอันดีที่ควรประพฤติปฏิบัติของพวกเราชาวพุทธ พร้อมทั้งการดำรงชีวิตให้มีความสุขร่มเย็น ผู้เขียนซาบซึ้งและขอน้อมกราบไว้ ณ ที่นี้ด้วย

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร. วิภา แสงพิทธิ รศ.ดร. จริยา วงศ์เดชธรรม และ อ. ประจวบ ปวรางกูร ที่คอยให้คำปรึกษาด้านต่างๆ ให้ความหวังใจและความเมตตากรุณา ซึ่งผู้เขียนซาบซึ้งเป็นอย่างยิ่ง ขอขอบพระคุณ ดร. จีรสุดา โกษีย์ภรณ์ และ รศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน ที่ช่วยตรวจทานและแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้ให้มีความสมบูรณ์มากยิ่งขึ้น

ขอขอบคุณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้เอื้อเฟื้ออุปกรณ์และเครื่องมือต่างๆที่ใช้ในการทดลองในระหว่างการศึกษา

และที่ขาดไม่ได้คือ ขอขอบคุณเพื่อนๆที่คอยให้กำลังใจและความช่วยเหลือต่างๆ ตลอดมา โดยเฉพาะอย่างยิ่ง คุณ น้ำฝน เอ็มไอซ์ ที่ให้ความช่วยเหลือเรื่องการจัดพิมพ์วิทยานิพนธ์

สุดท้ายขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่ให้ความหวังใจ ความรัก ความอบอุ่น จนทำให้ลูกประสบความสำเร็จในวันนี้ ขอกราบแทบเท้าต่อท่านทั้งสอง

คุณค่าและประโยชน์อันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ขอมอบให้กับ บิดา มารดา ตลอดจนครูอาจารย์ อันเป็นที่เคารพรักอย่างยิ่งของข้าพเจ้า

วุฒิไกร อินทอุดม

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้า.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 โครงสร้างของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์.....	4
2.3 การทำงานของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์.....	6
2.4 คุณลักษณะทางกระแสและแรงดันของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์.....	13
2.4.1 สัญลักษณ์ทางวงจรไฟฟ้าของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์.....	14
2.4.2 คุณลักษณะทางกระแสและแรงดัน $i_D - v_{DS}$	15
2.4.3 การเกิดความต้านทานขึ้นที่เอทพุทในการทำงานบริเวณอิ่มตัว.....	19
2.5 คุณลักษณะของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์แบบ p เซนเนล.....	21
2.6 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก(Small signal model).....	23
2.6.1 ค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากชั้นออกไซด์ที่ขั้วเกต (Thin-Oxide capacitance).....	30
2.6.2 ค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากรอยต่อ pn (pn Junction capacitance).....	31
2.6.3 ค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากการซ้อน(Overlap capacitance).....	36
2.7 คอมพลีเมนต์ารีมอสหรือซีมอส(complementary MOS or CMOS).....	37

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

2.8 วงจรจ่ายกระแสคงที่พื้นฐาน(The basic MOSFET current source).....	38
บทที่ 3 ทฤษฎีวงจรกรองความถี่.....	43
3.1 กล่าวนำ.....	43
3.2 พื้นฐานวงจรกรองความถี่.....	43
3.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	43
3.2.2 วงจรกรองผ่านความถี่สูง.....	44
3.2.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน.....	44
3.2.4 วงจรกรองกำจัดแถบความถี่.....	45
3.3 ทรานซิสเฟอ์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่.....	45
3.4 วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่(Universal Filter).....	48
3.5 ค่าความไว(sensitivity).....	54
บทที่ 4 วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ใหม่ดกระแสที่สร้างด้วยมอสเฟตเพียงอย่างเดียว.....	57
4.1 กล่าวนำ.....	57
4.2 หลักการของวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่.....	57
4.3 เงื่อนไขการป้อนสัญญาณอินพุท.....	58
4.4 ค่าความไวของ ω_c และ Q	60
4.5 วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ที่นำเสนอ.....	61
4.6 ค่าความถี่ ω_c และค่า Q ของวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่.....	63
4.7 การสิ้นเปลืองกำลังงานของวงจร(Total power consumption).....	65
บทที่ 5 วงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่มีพื้นฐานอยู่บนวงจรสายพานกระแส.....	66
5.1 กล่าวนำ.....	66
5.2 หลักการวงจร 2 พอร์ท (Two port network).....	66
5.3 หลักการของวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัว.....	68
5.4 วงจรสายพานกระแส.....	71
5.4.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง.....	72

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

5.4.2 วงจรสายพานกระแสร่นที่สองสร้างโดยใช้มอสเฟต.....	73
5.4.3 การวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆของวงจรวงจรสายพานกระแสร่นที่สอง สร้างโดยใช้มอสเฟต.....	75
5.4.3.1 การวิเคราะห์ค่าอัตราส่วนของคักดา V_X/V_Y	76
5.4.3.2 การวิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ท X	78
5.4.3.3 การวิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ท Y	79
5.4.3.4 การวิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ท $Z+$ และพอร์ท $Z-$	79
5.4.3.5 การวิเคราะห์ค่าอัตราส่วนของกระแส i_X/i_Z	80
5.4.4 วงจรสายพานกระแสร่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (Second Generation Current Control Conveyor: CCCII).....	81
5.5 วงจรคูณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัว (Floating capacitance multiplier).....	88
5.6 ผลการจำลองการทำงาน.....	91
5.7 สรุป.....	96
บทที่ 6 ผลการทำงานของวงจรถูก.....	97
6.1 กล่าวนำ.....	97
6.2 ผลการจำลองการทำงาน.....	97
6.3 ผลการต่อวงจรจริง.....	102
บทที่ 7 บทสรุปและวิจารณ์.....	107
เอกสารอ้างอิง.....	111
ภาคผนวก ก ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์และมอสเฟตที่ใช้ใน การจำลองการทำงานในโปรแกรมPSPICE.....	113
ภาคผนวก ข บทความที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์.....	115
ภาคผนวก ค. Data sheet ของมอสเฟตที่ใช้ในการทดลองวงจรจริง.....	139
ประวัติผู้เขียน.....	147

VI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

4.1	เงื่อนไขการป้อนสัญญาณอินพุทของวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่.....	60
-----	--	----



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างทางกายภาพของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิด n เซนเนล.....	5
2.2 NMOS ทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ถูกไบอัสด้วยแรงดันบวกที่ขาเกต.....	6
2.3 NMOS ทรานซิสเตอร์ถูกจ่ายด้วยแรงดัน v_{GS} ($v_{GS} \geq V_t$) และแรงดัน v_{DS} คำน้อยๆ.....	8
2.4 คุณลักษณะ $i_D - v_{DS}$ ของมอสเฟตในรูปที่ 2.3 โดยสมมติให้มอสเฟตมี $V_t = 1V$	8
2.5 การทำงานของ NMOS ทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ขณะแรงดัน v_{DS} ถูกเพิ่มขึ้น.....	9
2.6 กราฟคุณลักษณะ $i_D - v_{DS}$ ของ NMOS ทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์.....	10
2.7 การเพิ่มแรงดัน v_{DS} ทำให้เซนเนลมีรูปร่างลาดเอียงจนกระทั่งในที่สุดเมื่อแรงดัน v_{DS} ถึง $v_{GS} - V_t$ เซนเนลพื้นข้อฟที่ปลายด้านเดรน.....	10
2.8 การหาคุณลักษณะ $i_D - v_{DS}$ ของ NMOS ทรานซิสเตอร์.....	11
2.9 (ก)สัญลักษณ์ทางวงจรไฟฟ้าของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิด n เซนเนล (ข)สัญลักษณ์อย่างง่าย.....	14
2.10 (ก)ทิศทางการไหลของกระแสปกติเมื่อมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิด n เซนเนล ถูกจ่ายด้วยแรงดัน v_{GS} และ v_{DS} (ข) คุณลักษณะ $i_D - v_{DS}$ ของอุปกรณ์ แรงดัน $V_t = 1V$ และ $k'_n(W/L) = 0.5mA/V^2$	15
2.11 คุณลักษณะของ NMOS ทรานซิสเตอร์ในบริเวณการทำงานอิมิตว์ ($V_t = 1V$ และ $k'_n(W/L) = 0.5mA/V^2$).....	18
2.12 โมเดลวงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดใหญ่ของมอสเฟตชนิด n เซนเนล ทำงานในย่านอิมิตว์.....	19
2.13 การเพิ่มแรงดัน v_{DS} ขึ้นพันแรงดัน v_{DSsat} ทำให้จุดพื้นข้อฟของเซนเนลเคลื่อนไป เล็กน้อยจากด้านเดรน.....	19
2.14 กราฟคุณลักษณะ $i_D - v_{DS}$ ที่แสดงผลกระทบของแรงดัน v_{DS} ต่อกระแส i_D ใน ย่านการทำงานอิมิตว์.....	20
2.15 โมเดลวงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดใหญ่ของมอสเฟตชนิด n เซนเนลที่คิดผลกระทบ ของ r_O รวมอยู่ด้วยในการทำงานย่านอิมิตว์.....	21
2.16 (ก)สัญลักษณ์ทางวงจรไฟฟ้าของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิด p เซนเนล..... (ข)สัญลักษณ์อย่างง่าย (ค)มอสเฟตถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายแรงดันและเกิดกระแส ไหลในทิศทางปกติ	22

สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.17 วงจรขยายโดยใช้มอสเฟต.....	24
2.18 แสดงการอธิบายทางกราฟของการทำงานในเงื่อนไขสัญญาณขนาดเล็ก ของมอสเฟตชนิดเอ็นแชนซ์เมนต์.....	26
2.19 โมเดลแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต (ก)ไม่คิดผลกระทบจาก..... channel length modulation (ข)รวมผลกระทบจาก channel length modulation	27
2.20 ตัวเก็บประจุแฝงของมอสทรานซิสเตอร์.....	29
2.21 กราฟค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากชั้นออกไซด์ที่ขั้วเกตพล็อตเทียบกับ..... บริเวณการทำงานของทรานซิสเตอร์	31
2.22 กราฟค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อ pn พล็อตเทียบกับแรงดันที่จ่ายให้.....	32
2.23 ตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดจากรอยต่อ (ก)มุมมองด้านบน (ข)มุมมองด้านข้าง.....	33
2.24 ตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดจากการซ้อนของมอสทรานซิสเตอร์ (ก) มุมมองด้านบน..... แสดงการซ้อนกันระหว่างซอส-เกต และเดรน-เกต (ข) มุมมองด้านข้าง	36
2.25 (ก)โมเดลวงจรเทียบเคียงของมอสเฟตที่ความถี่สูง (ข)วงจรเทียบเคียงกรณี..... ขาซอสต่ออยู่กับขาบด (ค)โมเดลวงจรเทียบเคียงในรูป(ข)โดยผลของ C_{ab} ทิ้งเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์	37
2.26 ภาพตัดขวางของวงจรรวม CMOS.....	38
2.27 วงจรจ่ายกระแสคงที่สร้างจากมอสเฟต.....	38
2.28 กราฟคุณลักษณะของแหล่งจ่ายกระแสคงที่ในรูปที่ 2.29.....	40
2.29 วงจรจ่ายกระแสคงที่ชนิดหลายเอ๊าท์พุท.....	41
3.1 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านทางอุดมคติ.....	44
3.2 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองความถี่สูงผ่านทางอุดมคติ.....	44
3.3 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองผ่านแถบความถี่ในทางอุดมคติ.....	45
3.4 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองกำจัดแถบความถี่ในทางอุดมคติ.....	45
3.5 โครงข่ายวงจรสองพอร์ท มีอินพุทและเอาต์พุทเป็นแบบลอยตัว.....	46
3.6 ค่าโพลและซีโรบน s-plane ของวงจรรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง.....	49
3.7 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง.....	49
3.8 ค่าโพลและซีโรบน s-plane ของวงจรรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง.....	50

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง.....	50
3.10 ค่าโพลและซีโรบน s-plane ของวงจรรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง.....	51
3.11 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง.....	51
3.12 ค่าโพลและซีโรบน s-plane ของวงจรรองกำจัดแถบความถี่อันดับสอง.....	52
3.13 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองกำจัดแถบความถี่อันดับสอง.....	52
3.14 ค่าโพลและซีโรบน s-plane ของวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง.....	53
3.15 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง.....	53
3.16 การตอบสนองทางเฟสเชิงความถี่ของวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง.....	54
3.17 รูปวงจรซึ่งตัวต้านทานตัวหนึ่งถูกแยกออกมาเพื่อศึกษา.....	55
4.1 หลักการของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่.....	57
4.2 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่สร้างด้วยมอสเฟตเพียงอย่างเดียว.....	61
4.3 ตัวเก็บประจุแฝงและตัวต้านทานแฝงภายในวงจรรูปที่ 4.2.....	62
4.4 ตัวเก็บประจุแฝงภายในวงจรรูปที่ 4.2 เมื่อผลของตัวเก็บประจุแฝง C_{gd} และความต้านทานแฝง r_o	62
4.5 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่สร้างด้วยมอสเฟตเพียงอย่างเดียว(วงจรมุมบูรณ).....	63
4.6 การพิจารณาหาการเปลี่ยนแปลงกำลังงานไฟฟ้าของวงจรในรูปที่ 4.5.....	65
5.1 วิธีการพิจารณาอุปกรณ์ไฟฟ้าชนิด 3 ขั้วให้เป็นอุปกรณ์ชนิด 4 ขั้ว.....	67
5.2 อุปกรณ์ 2 พอร์ต.....	67
5.3 ตัวเก็บประจุแบบลอยตัวถูกพิจารณาอยู่ในระบบวงจร 2 พอร์ต.....	68
5.4 หลักการของวงจรคูณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัว.....	69
5.5 สัญลักษณ์ของวงจร CCI.....	71
5.6 วงจรสมมูลของวงจร CCII ในทางอุดมคติ.....	72
5.7 สัญลักษณ์ของวงจร CCII.....	73
5.8 วงจรสายพานกระแสชนิดบวก(CCII+)สร้างจากมอสเฟตชนิดเอ็นฮาน์เมนท์.....	74
5.9 วงจรสายพานกระแสแบบเอาต์พุตพอร์ท Z คู่ (CCII+/-).....	75

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.10 วงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดเล็ก(small signal model)ของมอสเฟต ชนิด NMOS และ (ข) ชนิด PMOS.....	76
5.11 วงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้ในการหาค่าอัตราส่วน V_X / V_Y ของวงจรในรูปที่ 5.8.....	76
5.12 วงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้ในการวิเคราะห์หาค่าอิมพีแดนซ์ ที่พอร์ท X ของวงจรในรูปที่ 5.8.....	78
5.13 วงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้ในการวิเคราะห์หาอัตราส่วน ของกระแส i_x / i_z ของวงจรในรูปที่ 5.8.....	80
5.14 สัญลักษณ์ของวงจร CCCII.....	82
5.15 วงจรสมมูลของ CCCII.....	82
5.16 โครงสร้างของวงจร CCCII+.....	83
5.17 วงปิดทรานสลิเนียร์.....	84
5.18 วงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่นำเสนอ.....	89
5.19 วงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่ปรับตัวคุณได้ด้วยกระแส.....	91
5.20 ลักษณะการต่อวงจรที่ใช้ทดสอบวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 5.18 และ 5.19.....	92
5.21 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของกระแสในวงจรตามรูปที่ 5.20 เมื่อใช้ วงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าที่นำเสนอในรูปที่ 5.18.....	93
5.22 กราฟแสดงค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงที่ได้รับเทียบกับค่าตัวคุณของวงจรในรูปที่ 5.18....	93
5.23 กราฟแสดงค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเทียบกับความถี่ของวงจรในรูปที่ 5.18.....	94
5.24 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของกระแสในวงจรตามรูปที่ 5.20 เมื่อใช้ วงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าที่นำเสนอในรูปที่ 5.19.....	95
5.25 กราฟแสดงค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงที่ได้รับเทียบกับค่าตัวคุณของวงจรในรูปที่ 5.19....	95
5.26 กราฟแสดงค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเทียบกับความถี่ของวงจรในรูปที่ 5.19.....	96
6.1 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (ผลจากการจำลองการทำงาน).....	98

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.2 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน (ผลจากการจำลองการทำงาน).....	98
6.3 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (ผลจากการจำลองการทำงาน).....	99
6.4 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ออก (ผลจากการจำลองการทำงาน).....	99
6.5 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ (ก) เชิงขนาด (ข) เชิงเฟส (ผลจากการจำลองการทำงาน).....	100
6.6 กราฟแสดงค่าความถี่กลางเทียบกับกระแสไบอัสวงจร.....	101
6.7 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน เมื่อปรับกระแสไบอัส I_o ค่าต่างๆกัน.....	102
6.8 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (ผลจากการทดลองวงจรจริง).....	103
6.9 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน (ผลจากการทดลองวงจรจริง).....	103
6.10 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (ผลจากการทดลองวงจรจริง).....	104
6.11 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ออก (ผลจากการทดลองวงจรจริง).....	104
6.12 ผลการตอบสนองทางความถี่เชิงขนาดของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ (ผลจากการทดลองวงจรจริง).....	105
6.13 ผลการตอบสนองทางความถี่เชิงเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ (ผลจากการทดลองวงจรจริง).....	105

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรกรองสัญญาณหรือวงจรกรองความถี่เป็นวงจรพื้นฐานที่สำคัญที่ใช้ในการออกแบบวงจรระบบโทรคมนาคม ระบบเครื่องมือวัด และวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆมากมาย ซึ่งวงจรเหล่านี้มักได้รับการคิดค้นและพัฒนาวงจรใหม่ๆอย่างต่อเนื่อง ดังเช่น วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ที่เป็นวงจรกรองความถี่แบบหนึ่งที่สามารถทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่แบบต่างๆได้หลายชนิดในวงจรเดียว ได้รับความสนใจในการทำวิจัยกันอย่างกว้างขวางและมีการนำเสนอมาแล้วหลายบทความ[1-5] เนื่องจากประโยชน์ของมันที่มีความสะดวกและคล่องตัวในการนำไปใช้งาน

หลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่มีหลายหลักการ แต่ที่นิยมกันอยู่ก็คือ หลักการใช่วงจรอินทิเกรเตอร์สองตัวต่อเป็นรูปป้อนกลับเพื่อกำเนิดเป็นวงจรที่มีทรานสเฟอ์ฟังก์ชันชนิดไบควอดราติกที่จะนำไปสู่ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของวงจรกรองชนิดต่างๆหลายชนิด ดังนั้นการสร้างวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่โดยหลักการพื้นฐานจึงจำเป็นต้องมีวงจรอินทิเกรเตอร์ประกอบรวมอยู่ด้วยเสมอ บทความที่ผ่านมานำเสนอวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่หลายบทความ[1-5] นั้นจะมีการนำเสนอมุ่งเน้นไปในทางการพัฒนาเทคนิคโครงสร้างวงจรให้ลดจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ลงและมีโครงสร้างที่ง่ายขึ้น แต่วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ยังปรากฏรวมอยู่ด้วยอย่างชัดเจนนั้นก็มักยังคงสร้างโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟ เช่น OP-AMP OTA หรือ CCII มาเป็นส่วนประกอบ ทำให้แบนด์วิดท์ใช้งานของวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ในบทความเหล่านั้นถูกจำกัดอยู่ด้วยผลกระทบจากพาราซิติกแฝงภายในอุปกรณ์แอกทีฟเหล่านั้นเป็นสำคัญ เพื่อแก้ไขข้อจำกัดดังกล่าวบทความ[10]ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ที่สามารถทำงานได้ความถี่สูงขึ้น โดยมีเทคนิคสำคัญอยู่ที่การอาศัยมอสเฟตเป็นอุปกรณ์แอกทีฟในวงจรและจัดวงจรให้ตัวเก็บประจุแฝงนั้นมาอยู่ในตำแหน่งที่เป็นประโยชน์แทนตัวเก็บประจุที่มีอยู่เดิมของวงจรอินทิเกรเตอร์ ทำให้สามารถลดตัวเก็บประจุแบบพาสซีฟภายนอกได้และทำให้วงจรนี้ทำงานที่ความถี่สูงได้ดี อีกทั้งมีขนาดเล็ก แต่อย่างไรก็ดีวงจรในบทความดังกล่าวก็มีข้อจำกัดตรงที่ไม่สามารถให้ผลตอบสนองเป็นวงจรกรองชนิดต่างๆตามมาตรฐานได้ครบทั้ง 5 รูปแบบโดยไม่ต้องเปลี่ยนโครงสร้างได้ กล่าวคือจะต้องเพิ่มตัวต้านทานเข้าในวงจรและเปลี่ยนแปลงโครงสร้างเล็กน้อยเมื่อต้องการเปลี่ยนชนิดของผลตอบสนองทางความถี่

จากประเด็นปัญหาข้อจำกัดทางด้านความถี่ใช้งานที่ไม่สูงของวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ที่ออกแบบโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟประเภท OP-AMP , OTA และ CCII ตามบทความ[1-5] แต่ได้ถูกปรับปรุงและออกแบบวงจรขึ้นใหม่โดย Mohammed Ismail และคณะ[10] ด้วยเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรซึ่งใช้มอสเฟตเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักและนำตัวเก็บประจุแฝงภายในตัวมอสเฟตมาใช้งาน แทนตัวเก็บประจุแบบพาสซีฟที่ต้องการ ทำให้สามารถเพิ่มแบนด์วิดท์ของวงจรกรองสัญญาณ หลายหน้าที่ให้กว้างขึ้นได้มาก แต่ก็ยังมีข้อจำกัดทางด้านโครงสร้างวงจรที่ต้องมีการเปลี่ยนแปลง ทุกครั้งที่ต้องการเปลี่ยนชนิดของผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร ซึ่งต่างจากวงจรที่มีการ นำเสนออยู่เดิมในบทความ[1-5]ที่ไม่ต้องมีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างใดๆ ทำให้วงจรที่ออกแบบ ขึ้นใหม่ยังไม่สะดวกเพียงพอต่อการใช้งาน นี่คือการประเด็นที่น่าสนใจที่คิดอยากจะปรับปรุงและ พัฒนางานวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ต่อไปให้วงจรมีแบนด์วิดท์กว้าง และสามารถให้ ผลตอบสนองทางความถี่ได้ครบทั้ง 5 รูปแบบมาตรฐานโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างวงจรได้ โดยหวังว่าจะทำให้เกิดประโยชน์ในการนำวงจรไปใช้งานได้สะดวกและกว้างขวางมากขึ้น โดยเฉพาะในงานความถี่สูง

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความมุ่งหมายที่จะศึกษาและออกแบบวงจรกรองสัญญาณหลาย หน้าที่โหมดกระแสที่สร้างโดยอาศัยมอสเฟตและนำตัวเก็บประจุแฝงภายในตัวมอสเฟตมาใช้ ประโยชน์แทนตัวเก็บประจุที่ต้องต่อจากภายนอก ซึ่งจะทำให้วงจรที่ออกแบบมีความถี่ใช้งานที่สูง โดยได้รับผลกระทบจากตัวเก็บประจุแฝงภายในวงจรต่ำ เนื่องจากผลจากตัวเก็บประจุแฝงที่ เกิดขึ้นในวงจรถูกใช้เป็นส่วนหนึ่งของการทำงานของวงจรด้วย นอกจากนี้การออกแบบยังมุ่งเน้น ให้วงจรสามารถมีผลตอบสนองทางความถี่ในรูปแบบไบควอดราติกที่ครบทั้ง 5 รูปแบบได้โดยไม่ต้อง มีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างวงจร

1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

ได้ศึกษาบทความเกี่ยวกับวงจรแอคทีฟอินดักแทนช้อยู่หลายบทความ[6-9] ซึ่งบทความ เหล่านี้มีความน่าสนใจที่การออกแบบวงจรที่สามารถใช้ตัวเก็บประจุแฝงภายในอุปกรณ์ แอคทีฟที่ประกอบเป็นวงจรอยู่ซึ่งเดิมไม่มีประโยชน์และยังเป็นตัวจำกัดความถี่ใช้งานสูงสุดของ วงจรให้กลับกลายเป็นประโยชน์ใช้แทนตัวเก็บประจุที่จะต้องต่อจากภายนอกได้ ความถี่ใช้งาน สูงสุดของวงจรจึงเพิ่มขึ้นอย่างมาก เนื่องจากผลจากตัวเก็บประจุพาราซิติกที่เกิดขึ้นในวงจรถูกใช้ เป็นส่วนหนึ่งของการทำงานของวงจรด้วย นอกจากนี้ยังทำให้วงจรประกอบด้วยอุปกรณ์แอคทีฟ ล้วนซึ่งมีข้อดีคือง่ายต่อการสร้างเป็น IC หลังการศึกษาดูแล้วก็มีความคิดที่อยากจะนำวิธี ดังกล่าวไปออกแบบวงจรประเภทอื่นบ้าง โดยหวังว่าจะสามารถพัฒนาขีดความสามารถของวงจร อื่นๆทางด้านความถี่ขึ้นได้ จึงค้นคว้าตามบทความต่างๆจนพบบทความ[1] ซึ่งเสนอหลักการสร้าง วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่จากวงจรทรานส์คอนดักเตอร์และตัวเก็บประจุเพียงเท่านั้นมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประกอบเป็นวงจร ซึ่งหลังการศึกษาดูแล้วพบว่าหลักการดังกล่าวสามารถนำแบบอย่างวิธีการนำตัวเก็บประจุแผ่นมาใช้ได้ โดยวงจรทรานส์คอนดักเตอร์จะใช้เป็นทรานส์คอนดักแตนซ์จากมอสเฟต ส่วนตัวเก็บประจุนั้นใช้ตัวเก็บประจุแผ่นภายในตัวมอสเฟตเองมาแทนได้ เนื่องจากสามารถจัดวงจรได้ลงตัวพอดี ทำให้ได้วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ที่มีความถี่ใช้งานได้สูงและสร้างจากมอสเฟตเพียงอย่างเดียวเกิดขึ้น

1.4 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอหลักการออกแบบวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ใหม่ กระแสที่มีสามอินพุตหนึ่งเอาท์พุต วงจรสร้างจากการใช้มอสเฟตเพียงอย่างเดียวไม่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟภายนอก วงจรสามารถให้ผลตอบสนองทางความถี่เป็นวงจรกรองความถี่ได้ 5 ชนิด มาตรฐาน เนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์แบ่งออกเป็น 7 บท โดยในบทที่ 1 จะเป็นบทนำ ซึ่งจะกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิด และขอบเขตการวิจัย ในบทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีของทรานซิสเตอร์ สนามไฟฟ้า โดยเนื้อหาจะประกอบด้วย โครงสร้างและการทำงาน คุณลักษณะทางกระแสและแรงดัน โหมดการทำงานต่างๆ ผลกระทบจากการเกิดความต้านทานขึ้นที่เอาต์พุต แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กและตัวเก็บประจุแผ่นที่เกิดขึ้นภายในมอสเฟต และสุดท้ายคือเรื่องแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ในบทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ เริ่มจากวงจรกรองความถี่คือ อะไร มีกี่ชนิด แต่ละชนิดให้ผลตอบสนองทางความถี่อย่างไร จากนั้นกล่าวถึงทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ถึงความหมายและคุณสมบัติที่สำคัญบางประการ ถัดไปกล่าวถึง วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ถึงความหมายและทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจร เงื่อนไขในการกำหนดให้เป็นวงจรกรองความถี่ ชนิดต่างๆ หัวข้อสุดท้ายกล่าวถึงเรื่อง ค่าความไว ในบทที่ 4 จะกล่าวถึงการสร้างวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ที่นำเสนอซึ่งเป็นเนื้อหาหลักของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เริ่มจากหลักการที่ใช้ เงื่อนไขการทำให้เป็นวงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆ จากนั้นกล่าวถึงวงจรจริงพร้อมการวิเคราะห์ต่างๆ ในบทที่ 5 เป็นบทที่แทรกเข้ามาเพื่อนำเสนอวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัว ซึ่งเป็นวงจรที่มีความสามารถเลียนแบบตัวเก็บประจุชนิดปรับค่าได้ โดยหวังว่าจะสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ที่นำเสนอไว้ในบทที่ 4 ในบทที่ 6 เป็นการแสดงผลการทำงานของวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ที่ออกแบบไว้ในบทที่ 4 ซึ่งจะมีผลจากการจำลองการทำงานและผลจากการต่อวงจรจริง และในบทที่ 7 จะกล่าวถึงเนื้อหาโดยสรุปทั้งหมด

บทที่ 2

ทฤษฎีทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้า

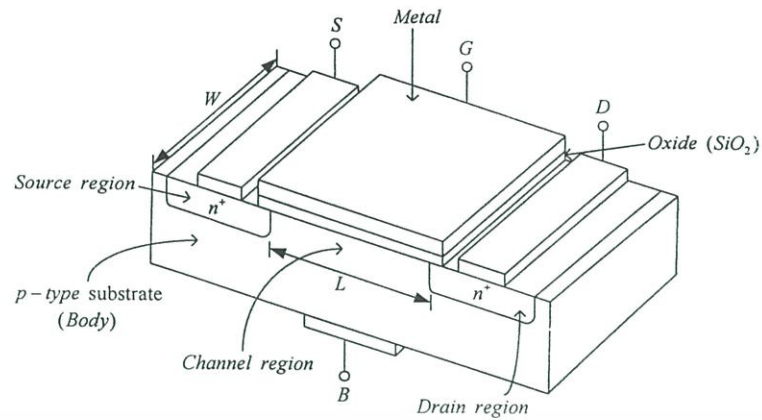
(Field-Effect transistor: FET)

2.1 กล่าวนำ

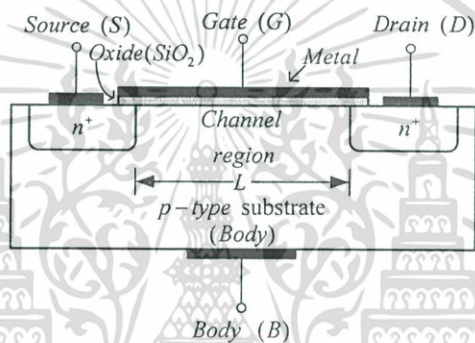
เนื่องจากในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอวงจรของสัญญาณหลายหน้าที่ที่สร้างโดยอาศัยมอสเฟตเพียงอย่างเดียวเป็นอุปกรณ์หลัก ดังนั้นจึงจำเป็นต้องอาศัยความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับทฤษฎีการทำงานและคุณลักษณะต่างๆของมอสเฟตพอสมควรในการออกแบบและสร้างวงจร ในบทนี้จึงกล่าวถึงทฤษฎีของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์(enhancement) ซึ่งเป็นอุปกรณ์หลักในวงจร โดยเนื้อหาภายในบทจะประกอบด้วย โครงสร้างทางกายภาพและการทำงานของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ คุณลักษณะทางกระแสและแรงดัน สัญลักษณ์ทางวงจรไฟฟ้า โมเดลแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กและตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต และสุดท้ายคือวงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่สร้างโดยมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ซึ่งเป็นวงจรสำคัญที่ใช้จ่ายกระแสไบอัสภายในวงจรของสัญญาณหลายหน้าที่

2.2 โครงสร้างของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์

มอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์เป็นทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้าที่นิยมใช้งานมากที่สุดในปัจจุบัน ในรูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างทางกายภาพของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิด n เชนเนล ทรานซิสเตอร์ถูกสร้างบนฐานหรือเรียกกันว่าซับสเตรท(substrate)ที่เป็นสารชนิด p ซึ่งเป็นซิลิคอนแผ่นบางๆที่รองรับอุปกรณ์ไว้(หรือรองรับวงจรทั้งหมดในกรณีของวงจรรวม) บริเวณของสารชนิด n ซึ่งโคปมากกว่าปกติถูกสร้างลงในซับสเตรทเป็นบริเวณ n^+ ซอสและ n^+ เดรน ดังแสดงในรูป ซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO_2) ชั้นบางๆ(0.02 ถึง 0.1 μm) ซึ่งเป็นฉนวนไฟฟ้าอย่างดีถูกสร้างขึ้นบนผิวของฐานครอบคลุมพื้นที่ระหว่างบริเวณซอสและเดรน ชั้นโลหะถูกวางลงบนชั้นออกไซด์เพื่อสร้างเป็นขั้วเกตของอุปกรณ์ นอกจากนี้หน้าสัมผัสโลหะชนิดเดียวกันยังถูกทำขึ้นที่บริเวณซอส บริเวณเดรน และซับสเตรทซึ่งรู้จักกันในชื่อว่าบอดี้ ดังนั้นจึงเกิดขั้วของอุปกรณ์ขึ้น 4 ขั้ว คือ ขั้วเกต(G) ขั้วซอส(S) ขั้วเดรน(D) และซับสเตรทหรือขั้วบอดี้(B)



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.1 โครงสร้างทางกายภาพของมอสเฟตชนิดเอ็นแชนแนลชนิด n เซนแนล (ก) ภาพ 3 มิติ
(ข) ภาพตัดขวาง

เมื่อพิจารณาในรูปที่ 2.1(ข) จะเห็นว่าเมื่อมองจากด้านบนลงมาสู่ด้านล่างจะพบกับ metal-oxide-semiconductor เรียงตามลำดับซึ่งเป็นที่มาของชื่อ MOSFET คือเอาอักษรตัวแรกของแต่ละคำมาตั้งชื่ออุปกรณ์ ซึ่งได้มาจากโครงสร้างทางกายภาพของอุปกรณ์นั่นเอง มอสเฟตมีชื่อเรียกอีกชื่อคือ Insulate-gate FET หรือ IGFET ซึ่งนี้เกิดจากโครงสร้างทางกายภาพของอุปกรณ์เช่นกัน ซึ่งเน้นความจริงที่ว่า ขั้วเกทนั้นถูกแยกทางไฟฟ้าจากขั้วของอุปกรณ์(โดยชั้นออกไซด์) การแยกนี้เองที่ทำให้กระแสในขั้วเกทนั้นน้อยมากๆ(อยู่ในระดับ $10^{-15} A$)

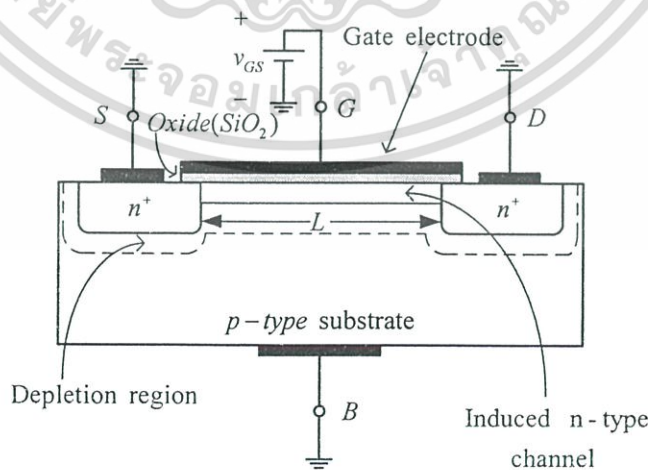
สำหรับโครงสร้างของมอสเฟตชนิดเอ็นแชนแนลชนิด p เซนแนลจะมีโครงสร้างเหมือนกันกับ n เซนแนลต่างกันตรงที่ชนิดของสารกึ่งตัวนำจะตรงกันข้ามกันเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 การทำงานของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์

เมื่อไม่มีแรงดันไบอัสจ่ายที่เกตจะเกิดไดโอด(Diode) สองตัวต่ออนุกรมหันหลังชนกันระหว่างเดรนและซอส ไดโอดตัวหนึ่งเกิดจากรอยต่อ pn ระหว่างบริเวณเดรน n^+ และซบสเตรทชนิด p และไดโอดอีกตัวหนึ่งเกิดจากรอยต่อ pn ระหว่างซบสเตรทชนิด p และบริเวณซอส n^+ ไดโอดสองตัวนี้เป็นตัวป้องกันการนำกระแสจากเดรนไปยังซอสเมื่อแรงดัน v_{DS} ถูกจ่าย ในความเป็นจริง ทางระหว่างเดรนและซอสจะมีความต้านทานสูงมากๆ(ประมาณ $10^{12}\Omega$)

พิจารณาสถานการณ์ที่แสดงในรูปที่ 2.2 ซึ่งขาเดรนและขาซอสของมอสเฟตถูกต่อลงกราวด์ไว้ และจ่ายแรงดันบวกให้ที่เกต เนื่องจากขาซอสคือกราวด์แรงดันเกตที่ปรากฏจึงเป็นแรงดันระหว่างเกตและซอสซึ่งในที่นี่จะเขียนแทนด้วย v_{GS} แรงดันบวกบนเกตทำให้ช่องว่างแรกโฮลอิสระ(ซึ่งเป็นประจุบวก)ถูกขจัดออกจากบริเวณฐานใต้เกต(บริเวณเซนเนล)โฮลเหล่านี้ถูกผลักให้ต่ำลงไปนซบสเตรทเหลือทิ้งไว้แค่บริเวณ carrier-depletion ซึ่งถูกอาศัยอยู่โดยกลุ่มประจุลบซึ่งเป็น acceptor atoms แรงดันบวกที่เกตดึงดูดอิเล็กตรอนจากบริเวณ n^+ ซอสและเดรน(ซึ่งเป็นบริเวณที่มีอิเล็กตรอนอยู่มาก)เข้าไปยังบริเวณเซนเนล เมื่อจำนวนของอิเล็กตรอนสะสมเพียงพอใกล้บริเวณพื้นผิวของฐานใต้เกตเป็นผลทำให้เกิดบริเวณ n ขึ้น และสร้างเป็นเส้นทางเชื่อมต่อบริเวณซอสและเดรนดังแสดงในรูปที่ 2.2 ในตอนนี้ถ้าแรงดันถูกจ่ายระหว่างเดรนและซอสกระแสจะไหลผ่านบริเวณ n ที่เหนี่ยวนำขึ้นนี้ ซึ่งกระแสที่ไหลถูกนำพาโดยโมบายอิเล็กตรอน ดังนั้นบริเวณ n ที่เหนี่ยวนำจึงเป็นเซนเนลที่เกิดขึ้นสำหรับกระแสให้ไหลจากเดรนไปยังซอส จึงเรียกรวมบริเวณ n ที่เหนี่ยวนำเกิดขึ้นนี้ว่าเซนเนล ตามที่ได้กล่าวมานี้มอสเฟตในรูปที่ 2.2 จึงถูกเรียกว่า n เซนเนล มอสเฟต หรือเรียกสั้นๆว่า NMOS ทรานซิสเตอร์ สังเกตว่าเซนเนลถูกสร้างโดยการกลับพื้นผิวของซบสเตรทจากชนิด p เป็นชนิด n ดังนั้นเซนเนลที่เหนี่ยวนำขึ้นจึงถูกเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า inversion layer ด้วย



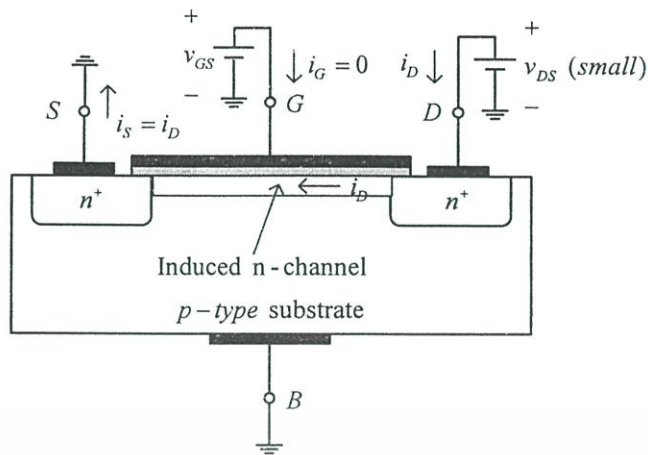
รูปที่ 2.2 NMOS ทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ถูกไบอัสด้วยแรงดันบวกที่ขาเกต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

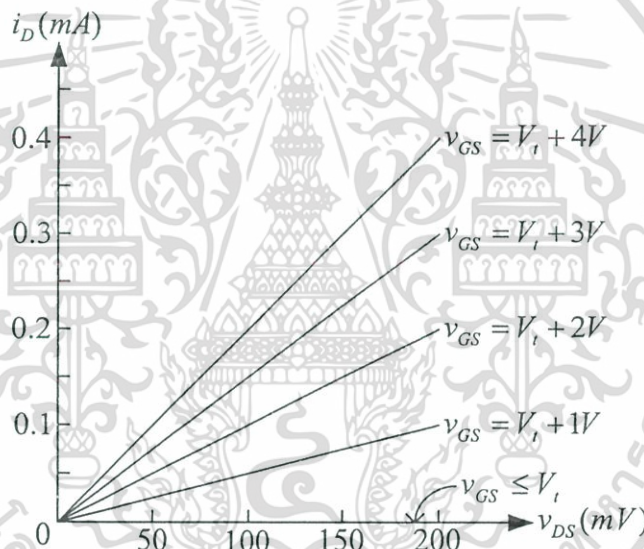
ค่าของ v_{GS} ที่ทำให้จำนวนของโมบายอิเล็กตรอนสะสมเพียงพอในบริเวณเซนเนลเพื่อสร้างช่องทางการนำถูกเรียกว่าแรงดันเทรชโฮล(threshold voltage) เขียนสัญลักษณ์เป็น V_t จะเห็นได้ชัดเจนว่า V_t สำหรับมอสเฟต n เซนเนลจะมีค่าเป็นบวกและสำหรับ p เซนเนลมีค่าเป็นลบ ค่าของ V_t นั้นถูกควบคุมในระหว่างการสร้างอุปกรณ์และปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 1 ถึง 3V

เกตและบอดี้ของมอสเฟตทำให้เกิดตัวเก็บประจุแบบเพลทขนาน(parallel plate capacitor) ขึ้นโดยมีชั้นออกไซด์ทำหน้าที่เป็นไดอิเล็กตริกของตัวเก็บประจุ แรงดันเกตที่เป็นบวกทำให้เกิดประจุบวกสะสมบนเพลทด้านบนของตัวเก็บประจุ(ขั้วเกต) ส่วนประจุลบที่จะต้องเกิดขึ้นตามบนเพลทด้านล่างนั้นเกิดขึ้นโดยอิเล็กตรอนในเซนเนลที่ถูกเหนี่ยวนำขึ้น ดังนั้นจึงทำให้เกิดสนามไฟฟ้าขึ้นในทิศทางแนวตั้งสนามไฟฟ้านี้เองที่เป็นตัวกำหนดจำนวนของประจุไฟฟ้าในเซนเนล ดังนั้นมันจึงเป็นตัวกำหนดค่าความนำของเซนเนลซึ่งส่งผลถึงกระแสที่จะไหลผ่านเซนเนลเมื่อจ่ายแรงดัน

หลังจากเซนเนลถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นแล้ว เมื่อเราจ่ายแรงดันบวก v_{DS} ระหว่างเดรนและซอสต์แสดงในรูปที่ 2.3 โดยให้ v_{DS} มีค่าน้อยๆก่อน(0.1หรือ0.2V) แรงดัน v_{DS} จะทำให้เกิดกระแส i_D ไหลผ่าน n เซนเนลที่เหนี่ยวนำขึ้น กระแสถูกนำพาโดยอิเล็กตรอนอิสระเดินทางจากซอสต์ไปเดรน ทิศทางการไหลของกระแสจะตรงกันข้ามกับที่ประจุลบไหล ดังนั้นกระแสในเซนเนล i_D จึงไหลจากเดรนมายังซอสต์แสดงในรูปที่ 2.3 ขนาดของ i_D ขึ้นอยู่กับความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในเซนเนลที่ขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดัน v_{GS} อีกที่หนึ่ง ที่แรงดัน $V_{GS} = V_t$ เซนเนลเพิ่งจะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นและกระแสที่ถูกนำพาก็ยังมีค่าน้อยมากจนกระทั่งเมื่อแรงดัน v_{GS} เพิ่มขึ้นจนเกินแรงดัน V_t อิเล็กตรอนจำนวนมากขึ้นถูกดึงดูดเข้าไปยังเซนเนลซึ่งจะยังมีมากขึ้นเมื่อลึกลงไปในเซนเนล ผลก็คือเซนเนลจะถูกเพิ่มค่าความนำหรือคล้ายกับเป็นการลดความต้านทานของเซนเนล ในความเป็นจริงค่าความนำของเซนเนลจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแรงดันเกินของเกต ($V_{GS} - V_t$) หรือรู้จักกันอีกชื่อหนึ่งคือแรงดันประสิทธิผล(effective voltage) ผลก็คือกระแส i_D จะเป็นสัดส่วนต่อแรงดันเกิน ($V_{GS} - V_t$) และแรงดัน v_{DS} ที่ทำให้เกิดกระแส i_D ไหล รูปที่ 2.4 แสดงกราฟของกระแส i_D พล็อตเทียบกับแรงดัน v_{DS} ที่ค่าแรงดัน v_{GS} หลายค่า จะสังเกตจากกราฟได้ว่ามอสเฟตทำงานเป็นตัวต้านทานเชิงเส้นซึ่งถูกควบคุมค่าโดยแรงดัน v_{GS} ค่าความต้านทานจะเป็นอนันต์ที่ $V_{GS} \leq V_t$ และจะมีค่าลดลงขณะที่แรงดัน v_{GS} มีค่าเกินแรงดัน V_t



รูปที่ 2.3 NMOS ทρανซิสเตอร์ถูกจ่ายด้วยแรงดัน v_{GS} ($v_{GS} \geq V_t$) และแรงดัน v_{DS} ค่าน้อยๆ



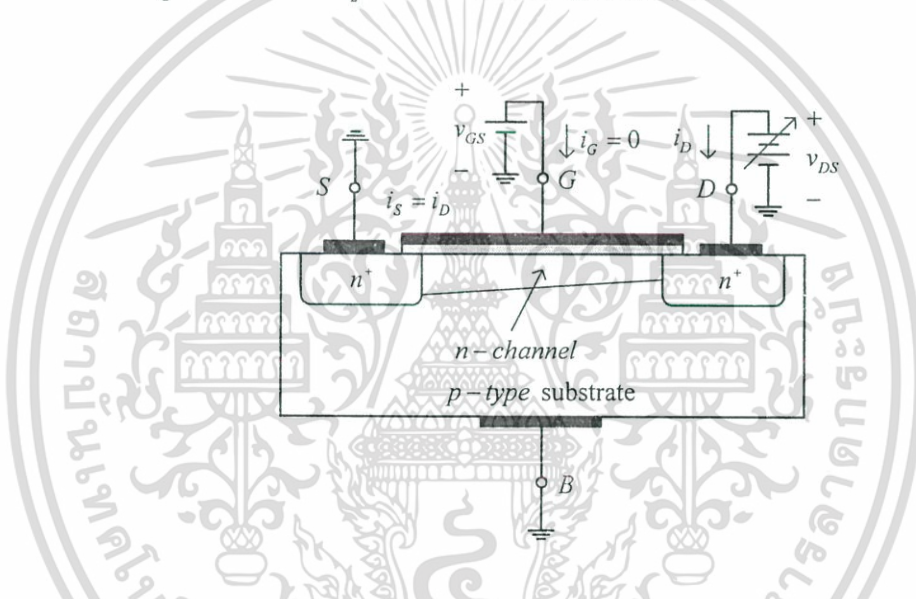
รูปที่ 2.4 คุณลักษณะ $i_D - v_{DS}$ ของมอสเฟตในรูปที่ 2.3 โดยสมมุติให้มอสเฟตมี $V_t = 1V$

จากข้างต้นแสดงให้เห็นได้ว่า หากจะให้มอสเฟตนำกระแส เซนเนลจะต้องถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นก่อน จากนั้นการเพิ่มแรงดัน v_{GS} ขึ้นเหนือแรงดันเทรชโฮล V_t จะไปเพิ่มให้เซนเนลมากขึ้น ดังนั้นจึงเป็นที่มาของชื่อ enhancement-mode operation และ enhancement-type MOSFET สุดท้ายสังเกตว่ากระแสที่ออกจากขั้วซอส (i_S) จะเท่ากับกระแสที่ไหลเข้าที่ขั้วเดรน (i_D) และกระแสเกต $i_G = 0$

ถัดไปพิจารณาสถานการณ์ขณะแรงดัน v_{DS} ถูกเพิ่มขึ้นโดยให้แรงดัน v_{GS} คงที่ไว้ที่ค่ามากกว่าแรงดัน V_t อ้างถึงรูปที่ 2.5 และสังเกตว่าแรงดัน v_{DS} นั้นเป็นแรงดันตกคร่อมความยาว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของเซนเนลนั้นก็คือ ขณะเราเดินทางไปตามเซนเนลจากซอสไปยังเดรน แรงดันจะเพิ่มขึ้นจาก 0 ถึง v_{DS} (วัดเทียบกับซอส) ดังนั้นแรงดันระหว่างเกตและแต่ละจุดไปตามเซนเนลจะลดลงจาก v_{GS} ที่ปลายด้านซอสจนถึง $V_{GS} - V_{DS}$ ที่ปลายด้านเดรน เนื่องจากความลึกของเซนเนลขึ้นอยู่กับแรงดันนี้ ดังนั้นเราจะพบว่าเซนเนลมีความลึกไม่สม่ำเสมออีกต่อไป แต่จะค่อยๆบางลงโดยมีความลึกที่สุดอยู่ที่ปลายด้านซอสและตื้นที่สุดอยู่ที่ปลายด้านเดรนดังในรูปที่ 2.5 ในขณะที่แรงดัน v_{DS} ถูกเพิ่มขึ้นเซนเนลก็จะยิ่งเอียงมากขึ้นและค่าความต้านทานของเซนเนลก็จะเพิ่มขึ้นตามด้วย ดังนั้นกราฟ $i_D - v_{DS}$ จึงไม่เป็นเส้นตรงที่ต่อเนื่องอีกต่อไป แต่จะโค้งงอแสดงในรูปที่ 2.6 จนกระทั่งเมื่อแรงดัน v_{DS} ถูกเพิ่มจนถึงค่าที่ลดแรงดันระหว่างเกตและเซนเนลที่ปลายด้านเดรนลงถึง V_t นั่นคือ $V_{GS} - V_{DS} = V_t$ หรือ $V_{DS} = V_{GS} - V_t$ ความลึกของเซนเนลที่ปลายด้านเดรนจะลดลงจนเกือบเป็นศูนย์และเซนเนลถูกเรียกว่าพินท้อฟ(pinched off)



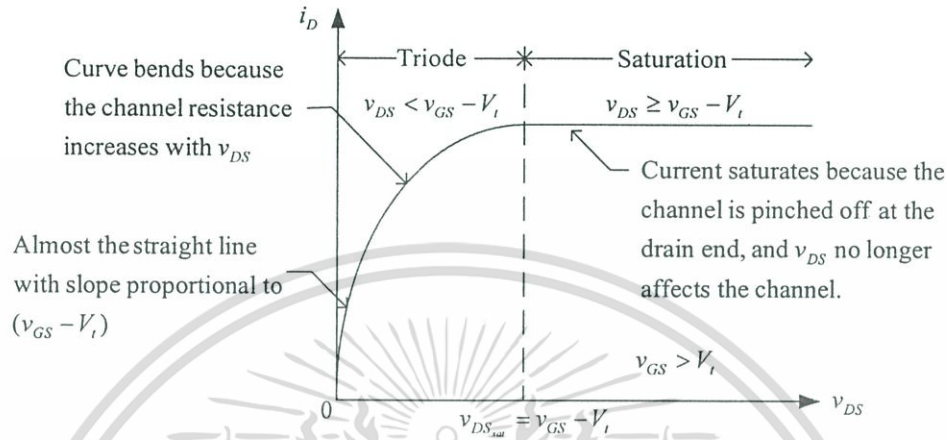
รูปที่ 2.5 การทำงานของ NMOS ทราบซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนลขณะที่แรงดัน v_{DS} ถูกเพิ่มขึ้น

การเพิ่มแรงดัน v_{DS} เกินค่านี้ไปมีผลเล็กน้อย(โดยทางทฤษฎีไม่มีผล)ต่อรูปร่างของเซนเนล และกระแสที่ไหลผ่านเซนเนลจะยังมีค่าเท่ากับที่ค่าแรงดัน $V_{DS} = V_{GS} - V_t$ ดังนั้นกระแสเดรนจึงอิมิตัวที่ค่านี้ และมอสเฟตจะถูกกล่าวว่าได้เข้าไปทำงานในย่านอิมิตัว ค่าแรงดัน v_{DS} ที่ทำให้เกิดการอิมิตัวจะเขียนสัญลักษณ์เป็น $V_{DS_{sat}}$

$$v_{DS_{sat}} = v_{GS} - V_t \quad (2.1)$$

จากสมการจะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าทุกๆค่าของ $v_{GS} \geq V_t$ จะมีค่าแรงดัน $V_{DS_{sat}}$ ที่ต่างกัน อุปกรณ์จะทำงานในย่านอิมิตัวถ้าแรงดัน $v_{DS} \geq v_{DS_{sat}}$ บริเวณกราฟคุณลักษณะ $i_D - v_{DS}$ ที่ค่าแรงดัน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$v_{DS} \leq v_{DS_{sat}}$ ถูกเรียกว่าบริเวณไตรโอด(Triode Region) เพื่อให้เห็นถึงผลของแรงดัน v_{DS} ได้ชัดเจนมากยิ่งขึ้น ในรูปที่ 2.7 แสดงรูปของเซินเนลขณะแรงดัน v_{DS} ถูกเพิ่มขึ้นในขณะที่แรงดัน v_{GS} ให้คงที่ไว้



รูปที่ 2.6 กราฟคุณลักษณะ $i_D - v_{DS}$ ของ NMOS ทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนันซ์เมนต์

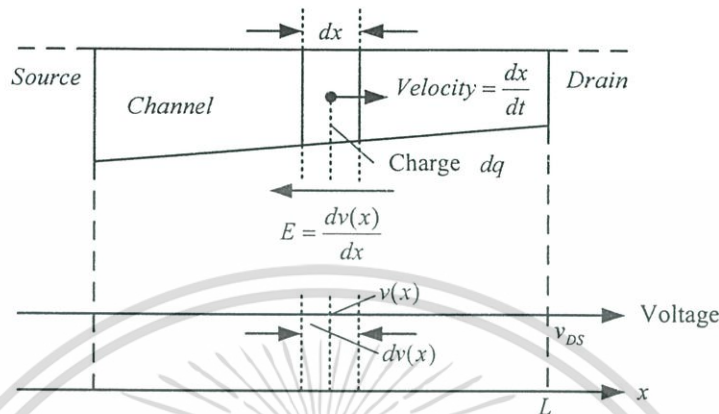
ในทางทฤษฎีแล้วการเพิ่มแรงดัน v_{DS} ไปที่ค่าใดๆเหนือแรงดัน $v_{DS_{sat}}$ ไม่มีผลต่อรูปร่างของเซินเนลแต่จะเกิดเป็นแรงดันตกคร่อมรอบๆบริเวณดีพลีชัน(Depletion)ของเซินเนลและบริเวณ n^+ เดรน



รูปที่ 2.7 การเพิ่มแรงดัน v_{DS} ทำให้เซินเนลมีรูปร่างลาดเอียงจนกระทั่งในที่สุดเมื่อแรงดัน v_{DS} ถึง $v_{GS} - V_t$ เซินเนลพื้นที่ข้อฟที่ปลายด้านเดรน

การอธิบายการทำงานทางกายภาพที่ได้กล่าวถึงไปข้างต้นสามารถนำมาใช้เพื่อหาสมการความสัมพันธ์ของ $i_D - v_{DS}$ ที่แสดงในรูปที่ 2.6 ได้ สมมติว่าแรงดัน v_{GS} ที่จ่ายให้ระหว่างเกตและซอสมีค่ามากกว่าแรงดัน V_t และแรงดัน v_{DS} ถูกจ่ายระหว่างเดรนและซอส อันดับแรกเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาการทำงานในบริเวณไตรโอดนั้นคือ ให้ $v_{DS} < v_{GS} - V_t$ เซนเนลจะมีรูปร่างซึ่งลาดเอียงดังแสดงในรูปที่ 2.8 พิจารณาส่วเล็กๆของเซนเนลที่มีความยาว dx ที่จุด x จากซอสและให้แรงดันที่จุดนี้เป็น $v(x)$



รูปที่ 2.8 การหาคุณลักษณะ $i_D - v_{DS}$ ของ NMOS ทรานซิสเตอร์

จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าแรงดันระหว่างเกตและจุดนี้ในเซนเนล $[v_{GS} - v(x)]$ จะต้องมากกว่าแรงดันเทรชโฮล V_t และประจุเล็กน้อย $dq(x)$ ในส่วนเล็กๆของเซนเนลนี้สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$dq(x) = -C_{OX} W dx [v_{GS} - v(x) - V_t] \quad (2.2)$$

ที่ C_{OX} คือค่าความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ของตัวเก็บประจุแบบเพลทขนานที่เกิดจากขั้วเกตและเซนเนลโดยมีชั้นออกไซด์ทำหน้าที่เป็นไดอิเล็กตริกของตัวเก็บประจุนี้ ดังนั้น

$$C_{OX} = \frac{\epsilon_{OX}}{t_{OX}} \quad (2.3)$$

ที่ ϵ_{OX} คือ ค่าเพอิมิตทิวิตี้ (permittivity) ของซิลิกอนออกไซด์ และ t_{OX} คือ ความหนาของชั้นออกไซด์ สังเกตว่าเพราะ $dq(x)$ คือประจุลบ เราจึงใส่เครื่องหมายลบไว้ในสมการที่(2.2) ด้วย

แรงดัน v_{DS} ผลิตรสนามไฟฟ้าตลอดความยาวเซนเนลในทิศทางสวนกับแกน x ที่จุด x สนามนี้เขียนแสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$E(x) = -\frac{dv(x)}{dx} \quad (2.4)$$

สนามไฟฟ้า $E(x)$ ทำให้ประจุอิเล็กตรอน $dq(x)$ เคลื่อนที่ไปทางเดรนด้วยความเร็ว $\frac{dx}{dt}$

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= -\mu_n E(x) \\ &= \mu_n \frac{dv(x)}{dx} \end{aligned} \quad (2.5)$$

ที่ μ_n คือ อิเล็กตรอนโมบิลิตีในเซมิคอนดักเตอร์ ดังนั้นกระแสผลลัพธ์สามารถหาได้จากการคูณค่าประจุต่อหนึ่งหน่วยความยาว $\frac{dq(x)}{dx}$ ที่ได้จากสมการที่(2.2) ด้วยความเร็วของการเคลื่อนที่ในสมการที่(2.5) จะได้

$$i = -\mu_n C_{ox} W [v_{GS} - v(x) - V_t] \frac{dv(x)}{dx} \quad (2.6)$$

ถึงแม้ว่าจะเป็นการหาค่ากระแสที่ตำแหน่งหนึ่งในเซมิคอนดักเตอร์เท่านั้นแต่กระแส i จะต้องคงที่ที่ทุกๆจุดตลอดเซมิคอนดักเตอร์ ดังนั้น i จึงต้องเป็นค่าลบของกระแสเดรนไหลไปยังซอส i_D ทำให้ได้ว่า

$$i_D = \mu_n C_{ox} W [v_{GS} - v(x) - V_t] \frac{dv(x)}{dx} \quad (2.7)$$

ซึ่งสามารถจัดรูปสมการใหม่เป็น

$$i_D dx = \mu_n C_{ox} W [v_{GS} - V_t - v(x)] dv(x) \quad (2.8)$$

ทำการอินทิเกรตทั้งสองข้างของสมการจาก $x = 0$ ถึง $x = L$ และจาก $v(0)$ ถึง $v(L) = v_{DS}$

$$\int_0^L i_D dx = \int_0^{v_{DS}} \mu_n C_{ox} W [v_{GS} - V_t - v(x)] dv(x) \quad (2.9)$$

ทำให้ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_D = (\mu_n C_{OX}) \left(\frac{W}{L} \right) \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{1}{2} v_{DS}^2 \right] \quad (2.10)$$

สมการที่(2.10) เป็นสมการแสดงคุณลักษณะของ $i_D - v_{DS}$ ในการทำงานบริเวณไตรโอด ส่วนสมการสำหรับการทำงานในบริเวณอิ่มตัวสามารถหาได้โดยการแทนค่า $V_{DS} = V_{GS} - V_t$ ซึ่งจะได้สมการเป็น

$$i_D = \frac{1}{2} (\mu_n C_{OX}) \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_t)^2 \quad (2.11)$$

ในสมการที่(2.10) และ(2.11) ค่า $\mu_n C_{OX}$ เป็นค่าคงที่ซึ่งถูกกำหนดโดยเทคโนโลยีของกระบวนการที่ใช้ในการสร้างมอสทรานซิสเตอร์ ค่าดังกล่าวรู้จักกันในชื่อ process transconductance parameter ซึ่งเป็นตัวกำหนดค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของมอสเฟตและใช้สัญลักษณ์แทนเป็น k'_n มีหน่วยคือ A/V^2

$$k'_n = \mu_n C_{OX} \quad (2.12)$$

สมการที่(2.10) และ (2.11) สามารถนำมาเขียนใหม่ในเทอมของ k'_n ได้ดังนี้

บริเวณไตรโอด

$$i_D = k'_n \frac{W}{L} \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{1}{2} v_{DS}^2 \right] \quad (2.13)$$

บริเวณอิ่มตัว

$$i_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 \quad (2.14)$$

สังเกตว่ากระแสเดรนเป็นสัดส่วนกับอัตราส่วนของความกว้างเซนเนล (W) ต่อความยาวเซนเนล (L) ซึ่งมักเรียกกันว่า aspect ratio ของมอสเฟต ค่าของ W และ L จะถูกเลือกโดยผู้ออกแบบวงจรเพื่อให้ได้คุณลักษณะของ $i - v$ ตามต้องการ

2.4 คุณลักษณะทางกระแสและแรงดันของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์

หลังจากที่ได้กล่าวถึงโครงสร้างและการทำงานในทางกายภาพของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ไปในหัวข้อที่ 2.2 และ 2.3 หัวข้อนี้จะกล่าวถึงคุณลักษณะทางกระแสและเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันอย่างละเอียด ซึ่งคุณลักษณะเหล่านี้ถูกวัดที่ D.C. หรือที่ความถี่ต่ำ ดังนั้นจึงถูกเรียกว่าคุณลักษณะแบบสถิตย์ (static characteristic) ส่วนผลกระทบทางไดนามิกที่จำกัดการทำงานของมอสเฟตที่ความถี่สูงจะกล่าวถึงในหัวข้อที่ 2.6

2.4.1 สัญลักษณะทางวงจรไฟฟ้าของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์

สัญลักษณะทางวงจรไฟฟ้าของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์แบบ n เชนเนลแสดงดังรูปที่ 2.9 (ก) จะเห็นว่าสัญลักษณะสื่อถึงอุปกรณ์ได้อย่างชัดเจน โดยเส้นทึบในแนวตั้งแสดงถึงขั้วเกต ส่วนเส้นประแสดงถึงเซนเนล การใช้เส้นประก็เพื่อแสดงว่าอุปกรณ์เป็นชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ซึ่งเซนเนลจะไม่เกิดขึ้นหากไม่ได้รับการจ่ายแรงดันที่เหมาะสมให้กับขั้วเกต และระยะห่างกันของเส้นที่แสดงถึงขั้วเกตและเส้นที่แสดงถึงเซนเนลใช้สื่อบอกให้รู้ว่า ในความเป็นจริงขั้วเกตถูกแยกออกจากบอดี้ของอุปกรณ์ ขั้วของรอยต่อ pn ระหว่างซึบสเตรทชนิด p และเซนเนล n ถูกแสดงโดยหัวลูกศรบนเส้นที่แสดงขาซึบสเตรท(บอดี้) หัวลูกศรนี้ยังแสดงถึงชนิดของทรานซิสเตอร์อีกด้วยว่ามีเซนเนลเป็นชนิดใด

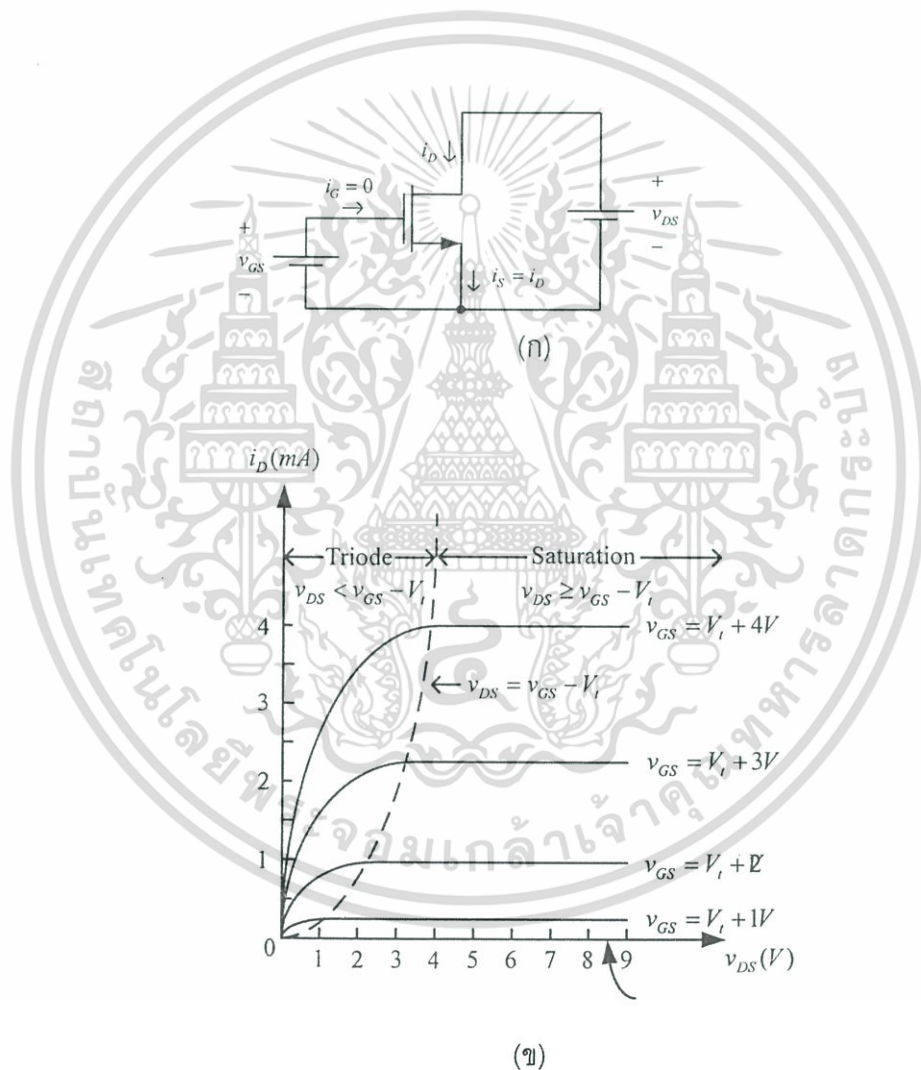


รูปที่ 2.9 (ก) สัญลักษณะทางวงจรไฟฟ้าของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิด n เชนเนล(ข) สัญลักษณะอย่างง่าย

บ่อยครั้งที่มอสเฟตมีลักษณะการต่อใช้งานโดยมีขาซึบสเตรทต่ออยู่กับขาซอสจึงนิยมเขียนสัญลักษณะทางวงจรไฟฟ้าของมอสเฟตที่มีลักษณะการต่อใช้งานแบบนี้เป็นดังรูปที่ 2.9(ข) ในสัญลักษณะนี้หัวลูกศรบนขั้วซอสใช้ชี้ทิศทางกระแสของกระแสปกติและมีจุดประสงค์ในการสื่อความหมายสองอย่างคือ ใช้เพื่อแยกแยะระหว่างขั้วซอสและขั้วเดรน และใช้เพื่อแสดงชนิดของอุปกรณ์(นั่นคือ n เชนเนล)

2.4.2 คุณสมบัติทางกระแสและแรงดัน $i_D - v_{DS}$

รูปที่ 2.10(ก) แสดงมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์แบบ n เซนเนลถูกจ่ายด้วยแรงดัน v_{GS} และ v_{DS} และมีทิศทางไหลของกระแสปกติดังแสดงในรูป วงจรในรูปนี้สามารถนำมาใช้วัดคุณลักษณะของ $i_D - v_{DS}$ ซึ่งเป็นกราฟที่วัดออกมาที่ค่า v_{GS} ต่างๆกันดังแสดงในรูปที่ 2.10(ข) ซึ่งเป็นตัวอย่างกราฟคุณลักษณะ $i_D - v_{DS}$ ที่แสดงให้เห็นได้ว่ามีบริเวณการทำงานแตกต่างกัน 3 บริเวณคือ บริเวณคัตออฟ บริเวณไตรโอด และบริเวณอิ่มตัว เราจะใช้บริเวณการทำงานอิ่มตัวถ้านำมอสเฟตไปทำหน้าที่ขยาย แต่หากใช้เป็นสวิตช์เราจะใช้บริเวณการทำงานคัตออฟและไตรโอด อุปกรณ์จะคัตออฟเมื่อแรงดัน $v_{GS} < V_t$



รูปที่ 2.10 (ก) ทิศทางการไหลของกระแสปกติเมื่อมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิด n เซนเนลถูกจ่ายด้วยแรงดัน v_{GS} และ v_{DS} (ข) คุณลักษณะ $i_D - v_{DS}$ ของอุปกรณ์ แรงดัน $V_t = 1V$ และ $k'_n(W/L) = 0.5mA/V^2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำให้มอสเฟตทำงานในบริเวณไตรโอดขั้นแรกต้องทำให้เกิดเซนเนลขึ้นก่อนโดยให้

$$v_{GS} \geq V_t \quad (2.15)$$

จากนั้นรักษาค่าของ v_{DS} ให้น้อยเพียงพอเพื่อให้เซนเนลต่อเนื่อง ซึ่งทำได้โดยการให้แรงดันที่เกต ต่อแรงดันที่เดรนมีค่าตามเงื่อนไข

$$v_{GD} > V_t \quad (2.16)$$

เงื่อนไขนี้สามารถเขียนให้อยู่ในเทอมของ v_{DS} โดยการแทนค่า $v_{GD} = v_{GS} + v_{SD} = v_{GS} - v_{DS}$ จะได้

$$v_{GS} - v_{DS} > V_t \quad (2.17)$$

ซึ่งสามารถจัดเรียงสมการใหม่เป็น

$$v_{DS} < v_{GS} - V_t \quad (2.18)$$

ทั้งสมการที่(2.17) และ(2.18) สามารถใช้ตรวจสอบได้ว่ามอสเฟตมีการทำงานอยู่ในบริเวณ ไตรโอดหรือไม่ หากกล่าวเป็นคำพูดก็อธิบายได้ว่ามอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์แบบ n เซนเนลจะ ทำงานในบริเวณอิ่มตัวเมื่อ แรงดัน v_{GS} มากกว่าแรงดัน V_t และแรงดันที่เดรนน้อยกว่าแรงดันที่ เกตอย่างน้อย V_t โวลต์

ในการทำงานบริเวณไตรโอด คุณลักษณะของ $i_D - v_{DS}$ ถูกอธิบายโดยความสัมพันธ์ ของสมการที่(2.13) ซึ่งนำมาเขียนอีกครั้งดังนี้

$$i_D = k'_n \frac{W}{L} \left[(v_{GS} - V_t)v_{DS} - \frac{1}{2}v_{DS}^2 \right] \quad (2.19)$$

ที่ $k'_n = \mu_n C_{OX}$ คือ ทรานสคอนดักแตนซ์พารามิเตอร์ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับเทคโนโลยีในการสร้าง ถ้า แรงดัน v_{DS} มีค่าน้อยพอจนกระทั่งเราสามารถละทิ้งเทอม v_{DS}^2 ในสมการที่(2.19)ได้ เราจะได้ สมการอธิบายความสัมพันธ์คุณลักษณะ $i_D - v_{DS}$ ใกล้บริเวณจุดกำเนิดของกราฟเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_D \cong k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t) v_{DS} \quad (2.20)$$

ความสัมพันธ์เชิงเส้นนี้แสดงให้เห็นการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์เมื่อทำตัวเป็นความต้านทานเชิงเส้น r_{DS}

$$r_{DS} \cong \frac{v_{DS}}{i_D} = \left[k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t) \right]^{-1} \quad (2.21)$$

ซึ่งค่าของมันถูกควบคุมจากแรงดัน v_{GS} เราได้เคยอธิบายถึงบริเวณการทำงานนี้มาแล้วในหัวข้อที่ผ่านมา (ดูรูปที่ 2.4)

การทำให้มอสเฟตทำงานในบริเวณอิ่มตัว เช่นนั้นจะต้องถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นก่อนนั้น คือ

$$v_{GS} \geq V_t \quad (2.22)$$

และทำให้เกิดพินชออฟ (pinched off) ที่ปลายด้านเดรนโดยการเพิ่มแรงดัน v_{DS} ขึ้นไปยังค่าที่ทำให้แรงดันเกต-เดรนต่ำกว่า V_t โวลต์

$$v_{GD} \leq V_t \quad (2.22)$$

เงื่อนไขนี้สามารถเขียนให้อยู่ในเทอมของ v_{DS} ได้เป็น

$$v_{DS} \geq v_{GS} - V_t \quad (2.23)$$

หากกล่าวเป็นคำพูดก็อธิบายได้ว่ามอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์แบบ n เช่นนั้นจะทำงานในบริเวณอิ่มตัวเมื่อแรงดัน v_{GS} มากกว่าแรงดัน V_t และแรงดันที่เดรนต้องไม่ต่ำกว่าแรงดันที่เกตเกิน V_t โวลต์

ขอบเขตระหว่างบริเวณไตรโอดและบริเวณอิ่มตัวถูกกำหนดโดย

$$v_{DS} = v_{GS} - V_t \quad (2.24)$$

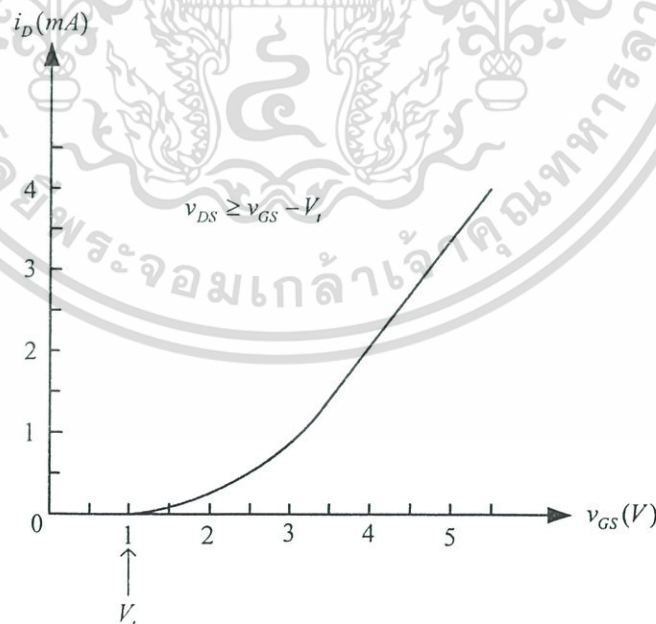
แทนแรงดัน v_{DS} ค่านี้ลงในสมการที่(2.19) จะได้ค่าอิมิตัวของกระแส i_D เป็น

$$i_D = \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 \quad (2.25)$$

ดังนั้นในการทำงานแบบอิมิตัวมอสเฟตจะให้กระแสเดรนซึ่งค่าของมันเป็นอิสระจากแรงดัน v_{DS} และมีค่าที่ถูกกำหนดโดยแรงดัน v_{GS} ตามความสัมพันธ์กำลังสองในสมการที่(2.25) ซึ่งมีกราฟแสดงประกอบดังในรูปที่ 2.11 ดังนั้นมอสเฟตที่อิมิตัวจะทำตัวเป็นแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติที่ถูกควบคุมค่ากระแสโดยแรงดัน v_{GS} ตามความสัมพันธ์ไม่เป็นเชิงเส้นในสมการที่(2.25) รูปที่ 2.12 แสดงวงจรเสมือนของมอสเฟตที่ทำงานในบริเวณอิมิตัว สังเกตว่ารูปนี้ก็คือโมเดลของวงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดใหญ่ของมอสเฟต

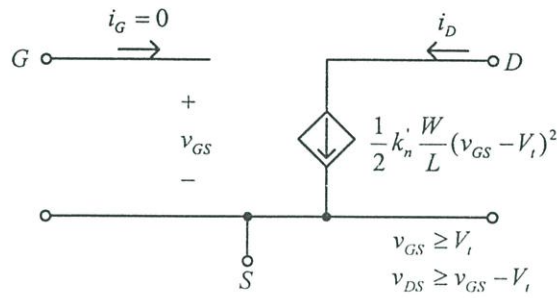
อ้างอิงกลับไปในรูปกราฟคุณลักษณะ $i_D - v_{DS}$ ในรูปที่ 2.10(ข) จะสังเกตเห็นได้ว่าขอบเขตระหว่างบริเวณไตรโอดและบริเวณอิมิตัวถูกแสดงแทนด้วยเส้นประ เนื่องจากเส้นนี้ถูกกำหนดโดย $v_{DS} = v_{GS} - V_t$ สมการของเส้นนี้จึงหาได้จากกรแทนค่า $v_{GS} - V_t$ ในสมการบริเวณไตรโอดสมการที่(2.19) หรือสมการบริเวณอิมิตัวในสมการที่(2.25) ด้วย v_{DS} ผลลัพธ์คือ

$$i_D = \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} v_{DS}^2 \quad (2.26)$$



รูปที่ 2.11 คุณลักษณะ ของ NMOS ทรานซิสเตอร์ในบริเวณการทำงานอิมิตัว ($V_t = 1V$ และ $k_n'(W/L) = 0.5mA/V^2$)

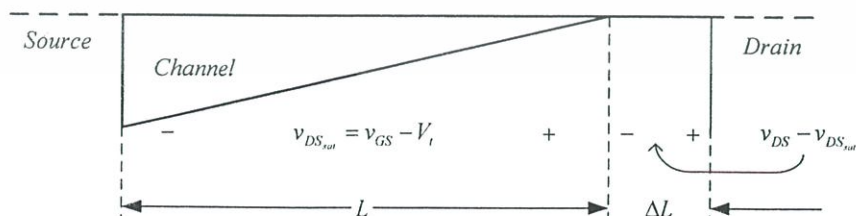
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 โมเดลวงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดใหญ่ของมอสเฟตชนิด n เซนเนลทำงานในย่านอิ่มตัว

2.4.3 การเกิดความต้านทานขึ้นที่เอาต์พุตในการทำงานบริเวณอิ่มตัว

ความเป็นอิสระจากกันอย่างสมบูรณ์ระหว่าง i_D และ v_{DS} ในการทำงานบริเวณอิ่มตัว และค่าความต้านทานเอาต์พุตที่เกิดขึ้นที่เดรนมีค่าเป็นอนันต์ (ดูรูปที่ 2.12) คือในทางอุดมคติซึ่งมีพื้นฐานอยู่บนสมมุติฐานที่ว่าถ้าเซนเนลพินชออฟที่ปลายด้านเดรน การเพิ่มแรงดัน v_{DS} ต่อไปไม่มีผลต่อรูปร่างของเซนเนล แต่ในทางปฏิบัติการเพิ่มแรงดัน v_{DS} เกินแรงดัน $v_{DS_{sat}}$ มีผลบางอย่างเกิดขึ้นกับเซนเนลกล่าวคือ ขณะแรงดัน v_{DS} ถูกเพิ่ม จุดพินชออฟของเซนเนลจะถูกเลื่อนออกไปเล็กน้อยจากปลายด้านเดรนไปยังด้านซอสซึ่งแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.13 จากรูปสังเกตว่าแรงดันที่ตกคร่อมเซนเนลจะยังคงที่ที่ $v_{GS} - V_t = v_{DS_{sat}}$ และแรงดันส่วนเกินที่จ่ายให้เดรนจะปรากฏเป็นแรงดันตกคร่อมบริเวณดีฟิชั่นแคปเจอร์ระหว่างปลายของเซนเนลและบริเวณเดรน แรงดันนี้จะเร่งอิเล็กตรอนที่มาถึงด้านปลายของเซนเนลและผ่านมันข้ามบริเวณดีฟิชั่นไปยังเดรน อย่างไรก็ตามสังเกตว่าความยาวประสิทธิผลของเซนเนลถูกลดลง ปรากฏการณ์นี้ถูกเรียกว่า Channel-length modulation เนื่องจากกระแส i_D เป็นสัดส่วนกลับต่อความยาวของเซนเนล (สมการที่ 2.25) กระแส i_D จึงเพิ่มขึ้นตามแรงดัน v_{DS}



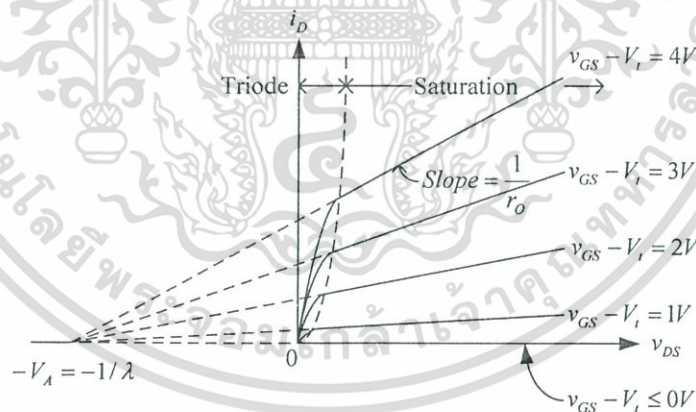
รูปที่ 2.13 การเพิ่มแรงดัน v_{DS} ขึ้นพ้นแรงดัน $v_{DS_{sat}}$ ทำให้จุดพินชออฟของเซนเนลเคลื่อนไปเล็กน้อยจากด้านเดรน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างกราฟคุณลักษณะ $i_D - v_{DS}$ ที่แสดงผลกระทบของ Channel-length modulation รวมอยู่ด้วยถูกแสดงในรูปที่ 2.14 การขึ้นแกกันอย่างเป็นเชิงเส้นของ i_D ต่อ v_{DS} ในบริเวณอิมิตัวสามารถนำมาพิจารณาโดยรวมโดยการใส่เฟคเตอร์ $(1 + \lambda v_{DS})$ ลงไปในสมการ i_D ดังนี้

$$i_D = \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda v_{DS}) \quad (2.27)$$

ค่าคงที่ค่าบวก λ คือพารามิเตอร์ของมอสเฟต สังเกตว่าในสมการที่(2.27) เราสมมุติว่า L ยังคงคงที่อยู่และคิดรวมผลของความขึ้นแกกันของ i_D ต่อ v_{DS} โดยการใช้เฟคเตอร์ $(1 + \lambda v_{DS})$ เข้าไปร่วมในสมการ จากรูปที่ 2.14 สังเกตว่าเส้นตรงในกราฟคุณลักษณะ $i_D - v_{DS}$ บริเวณอิมิตัวเมื่อใช้การเดาค่าจะตัดแกน v_{DS} ที่จุด $v_{DS} = \frac{-1}{\lambda} \equiv V_A$ ที่ V_A คือแรงดันบวกซึ่งคล้ายกับแรงดัน Early ใน BJT และในที่นี้เราจะเรียกมันว่าแรงดัน Early ด้วยเช่นกัน ปกติค่า λ จะอยู่ในช่วง 0.005 ถึง $0.03V^{-1}$ และ V_A คือมีค่าอยู่ในช่วง 200 ถึง 300 โวลต์ ข้อควรสังเกตที่สำคัญคือ มอสเฟตที่มีเซนเนลสั้นกว่าจะประสบกับผลกระทบของ Channel-length modulation มากกว่ามอสเฟตที่มีเซนเนลยาว



รูปที่ 2.14 กราฟคุณลักษณะ $i_D - v_{DS}$ ที่แสดงผลกระทบของแรงดัน v_{DS} ต่อกระแส i_D ในย่านการทำงานอิมิตัว

จะเห็นได้ชัดเจนแล้วว่า Channel-length modulation ทำให้ค่าความต้านทานเอาต์พุต ในบริเวณการทำงานอิมิตัวมีค่าไม่อนันต์ ค่าความต้านทานเอาต์พุต r_o สามารถนิยามได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_o \equiv \left[\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right]_{v_{GS} = \text{constant}}^{-1} \quad (2.28)$$

ซึ่งจะให้ผลลัพธ์อยู่ในรูป

$$r_o = \left[\lambda \frac{k'_n}{2} \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 \right]^{-1} \quad (2.29)$$

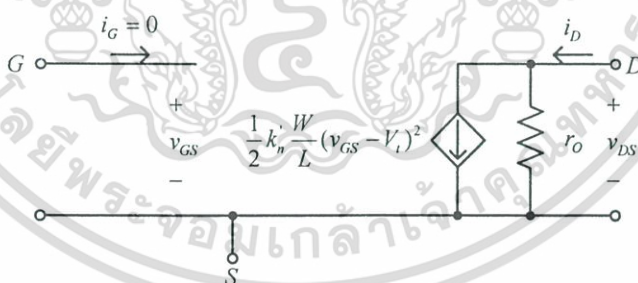
สมการสามารถประมาณให้สั้นลงได้เป็น

$$r_o \cong [\mu_D]^{-1} \quad (2.30)$$

ที่ I_D คือกระแสที่เกิดจากแรงดัน v_{GS} ค่าหนึ่งที่ r_o ถูกคำนวณ สมการที่(2.30)สามารถเขียนในอีกรูปแบบได้เป็น

$$r_o \cong \frac{V_A}{I_D} \quad (2.31)$$

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าความต้านทานเอาต์พุตจะเป็นสัดส่วนกลับต่อกระแสไบอัส I_D สุดท้ายในรูปที่ 2.15 แสดงโมเดลของวงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดใหญ่ที่คิดผลของ r_o รวมอยู่ด้วย



รูปที่ 2.15 โมเดลวงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดใหญ่ของมอสเฟตชนิด n เซนเนลที่คิดผลกระทบของ r_o รวมอยู่ด้วยในการทำงานย่านอิมิตัว

2.5 คุณลักษณะของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์แบบ p เซนเนล

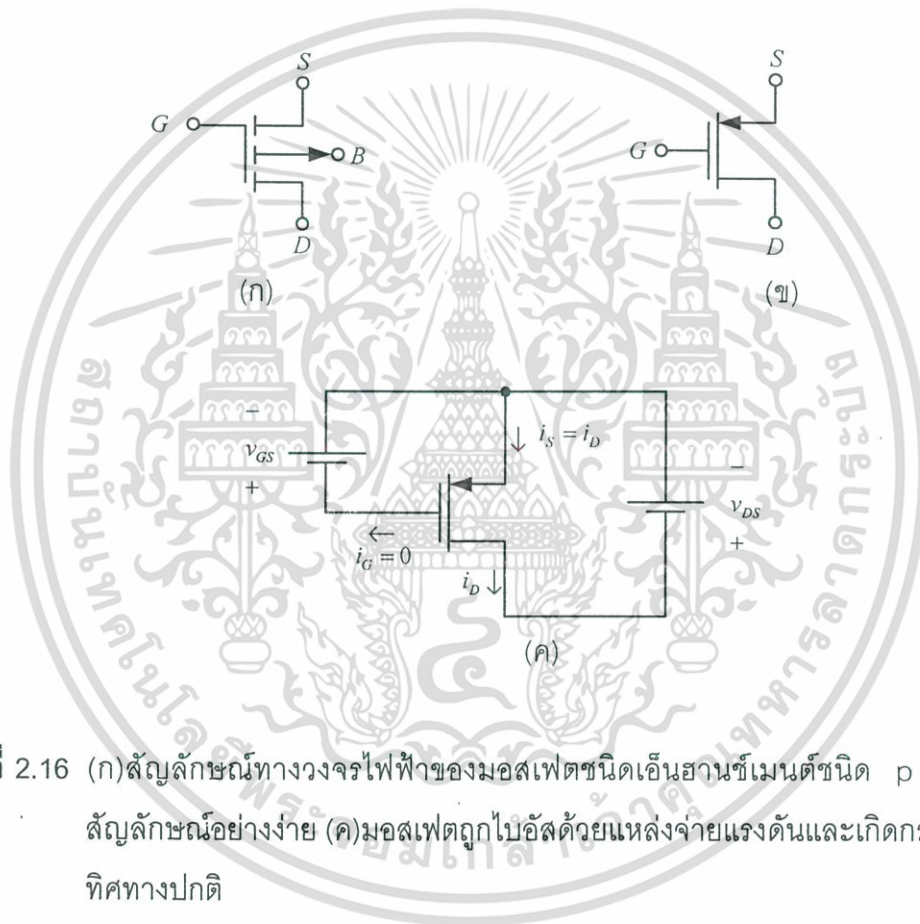
สัญลักษณ์ทางวงจรไฟฟ้าของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์แบบ p เซนเนลและถูกแสดงในรูปที่ 2.16(ก) สำหรับกรณีที่ซบสเตรทถูกต่ออยู่กับซอสจะนิยมใช้สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.16(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทน ขั้วของแรงดันและทิศทางของกระแสในการทำงานปกติถูกแสดงในรูปที่ 2.16(ค) มอสเฟตแบบ P เซนเนลจะมีแรงดันเทรชโฮล V_t เป็นลบ ดังนั้นเพื่อเหนี่ยวนำให้เซนเนลเกิดขึ้น เราจะต้องจ่ายแรงดันที่เป็นลบมากกว่า V_t นั่นคือ

$$V_{GS} \leq V_t \quad (2.32)$$

และจ่ายแรงดันให้เดรนที่เป็นลบกว่าแรงดันที่ซอส (นั่นคือ V_{DS} เป็นลบหรือก็คือ V_{SD} เป็นบวก) กระแส i_D จะไหลออกจากขั้วเดรนดังแสดงในรูป



รูปที่ 2.16 (ก)สัญลักษณ์ทางวงจรไฟฟ้าของมอสเฟตชนิดเอ็นแชนนัลชนิด p เซนเนล (ข) สัญลักษณ์อย่างง่าย (ค)มอสเฟตถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายแรงดันและเกิดกระแสไหลในทิศทางปกติ

การทำให้มอสเฟตทำงานในบริเวณไตรโอดแรงดัน V_{DS} ต้องเป็นไปตามเงื่อนไข

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_t \quad (2.33)$$

นั่นคือ แรงดันที่เดรนจะต้องสูงกว่าแรงดันที่เกตอย่างน้อย $|V_t|$ สมการกระแส i_D จะคล้ายกันกับสมการกระแสของ NMOS สมการที่ (2.19) ยกเว้นแทน k_n' ด้วย k_p'

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_D = k'_p \frac{W}{L} \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{1}{2} v_{DS}^2 \right] \quad (2.34)$$

ที่ V_{GS} , V_t และ V_{DS} เป็นลบและทรานคอนดักแตนซ์พารามิเตอร์ k'_p ถูกกำหนดโดย

$$k'_p = \mu_p C_{ox} \quad (2.35)$$

ที่ μ_p คือ ค่าโมบิลิตี(mobility)ของโฮลในเซนเนล p ที่เหนี่ยวนำขึ้นซึ่งปกติจะมีค่าประมาณ $0.4\mu_n$ ที่เทคโนโลยีความหนาของอ็อกไซด์ $0.1\mu m$ k'_p จะมีค่าประมาณ $8\mu A/V^2$

การทำให้มอสเฟตทำงานในย่านอิ่มตัวแรงดัน V_{DS} ต้องเป็นไปตามเงื่อนไข

$$V_{DS} \leq V_{GS} - V_t \quad (2.36)$$

นั่นคือ แรงดันที่เดรนจะต้องต่ำกว่า(แรงดันเกต + $[V_t]$) สมการกระแส i_D มีสมการคล้ายกับสมการของ NMOS สมการที่(2.27) โดย k'_n เปลี่ยนแทนด้วย k'_p

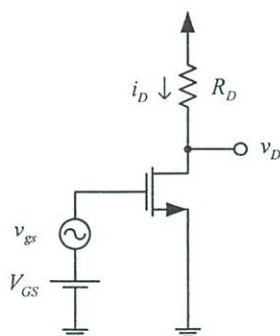
$$i_D = \frac{1}{2} k'_p \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda v_{DS}) \quad (2.37)$$

ที่ V_{GS} , V_t , λ และ V_{DS} เป็นค่าลบทั้งหมด

2.6 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (small signal model)

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงมอสเฟตเมื่อทำหน้าที่ขยายภายใต้สัญญาณขนาดเล็ก เพื่อวิเคราะห์พฤติกรรมของวงจรพิจารณาวงจรขยายในรูปที่ 2.17 ซึ่งใช้มอสเฟตชนิดเอ็นทรานซ์เม้นต์ ถูกไบอัสด้วยแรงดันไฟตรง V_{GS} แรงดันเอทพุตถูกต่อออกใช้งานที่ขั้วเดรน

เพื่อให้มอสเฟตทำหน้าที่ขยาย มอสเฟตจะต้องถูกไบอัสให้อยู่ในบริเวณอิ่มตัว (saturation region) กำหนดให้แรงดันสัญญาณอินพุต v_{gs} เป็นศูนย์เพื่อหาจุดทำงานของมอสเฟตในรูปที่ 2.17 และหากระแสที่เดรนจากสมการ



รูปที่ 2.17 วงจรขยายโดยใช้มอสเฟต

$$i_D = \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 \quad (2.38)$$

ในที่นี้เราจะละทิ้งผลของ Channel-length modulation ทั้ง (สมมติให้ $\lambda = 0$) แรงดันไฟตรงที่เดรน V_{DS} หรือก็คือ V_D จะมีค่าเป็น

$$V_D = V_{DD} - R_D I_D \quad (2.39)$$

เพื่อให้แน่ใจว่ามอสเฟตทำงานในย่านอิ่มตัวแรงดัน V_D จะต้องเป็นไปตามเงื่อนไข

$$V_D > V_{GS} - V_t \quad (2.40)$$

นอกจากนี้เนื่องจากแรงดันที่เดรนจะมีองค์ประกอบของสัญญาณที่อยูบน V_D ด้วยดังนั้นแรงดัน V_D จะต้องมากกว่า $(V_{GS} - V_t)$ เพียงพอที่จะให้สัญญาณสวิงตามต้องการได้

ถัดไปพิจารณาสถานการณ์เมื่อจ่ายสัญญาณแรงดัน v_{gs} แรงดันชั่วขณะที่เกตเมื่อเทียบกับซอสจะมีค่าเป็น

$$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs} \quad (2.40)$$

ส่งผลให้กระแสเดรนชั่วขณะ i_D มีค่าเป็น

$$i_D = \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} + v_{gs} - V_t)^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 + k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) v_{gs} + \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} v_{gs}^2 \quad (2.40)$$

เทอมแรกทางด้านขวามือของสมการที่(2.40) จะเห็นว่าเป็นสมการของไบอัสกระแสตรง (สมการที่(2.25)) เทอมที่สองแสดงองค์ประกอบสัญญาณกระแสที่เป็นสัดส่วนโดยตรงต่ออินพุต สัญญาณ v_{gs} และเทอมที่สามคือองค์ประกอบสัญญาณกระแสที่เป็นสัดส่วนต่อกำลังสองของ สัญญาณอินพุต ในเทอมที่สามนี้เป็นองค์ประกอบสัญญาณที่เราไม่ต้องการเพราะว่ามันแสดง nonlinear distortion เพื่อลด nonlinear distortion ที่เกิดโดยมอสเฟต สัญญาณอินพุตควรรักษา ระดับไว้ที่ค่าน้อยๆโดยใช้เงื่อนไข

$$\frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} v_{gs}^2 \ll k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) v_{gs} \quad (2.41)$$

หรือก็คือ

$$v_{gs} \ll 2(V_{GS} - V_t) \quad (2.42)$$

ถ้าเงื่อนไขสัญญาณขนาดเล็กตามสมการที่(2.42)นี้เกิดขึ้น เราสามารถละทิ้งผลของเทอมสุดท้าย ในสมการ(2.40)และแสดง i_D ได้เป็น

$$i_D \cong I_D + i_d \quad (2.43)$$

โดยในที่นี้

$$i_d = k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) v_{gs}$$

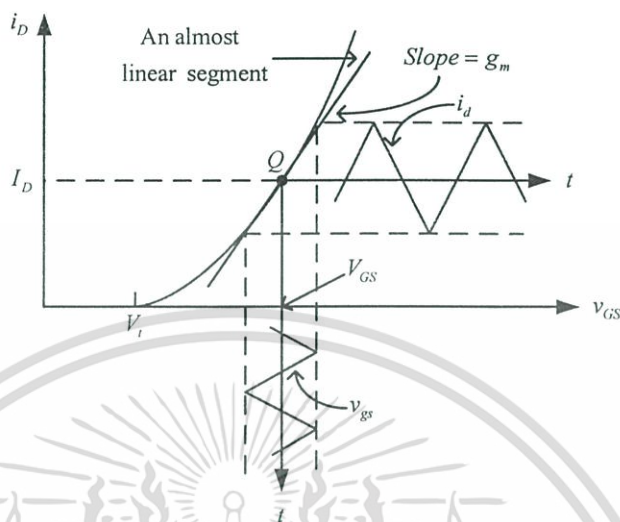
พารามิเตอร์ที่สัมพันธ์ i_d และ v_{gs} เข้าด้วยกันคือ ทรานสคอนดักแตนซ์ของมอสเฟตเขียนเป็น สัญลักษณ์ g_m

$$g_m \equiv \frac{i_d}{v_{gs}} = k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) \quad (2.44)$$

$$g_m \equiv \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{GS}=V_{GS}} \quad (2.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่(2.45)เป็นนิยามของค่า g_m อย่างเป็นทางการซึ่งพิสูจน์ได้ว่าสามารถให้ผลลัพธ์เป็นคำตอบเดียวกันกับสมการที่(2.44)



รูปที่ 2.18 แสดงการอธิบายทางกราฟของการทำงานในเงื่อนไขสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟตชนิดเอ็นแชนันซ์เมนดี จากรูปสังเกตว่า g_m เท่ากับความชันของกราฟคุณลักษณะ $i_D - v_{GS}$ ที่จุดไบอัส

จากการวิเคราะห์ที่ผ่านมาจะเห็นได้ว่าภายใต้การประมาณสัญญาณขนาดเล็กเราสามารถแยกการวิเคราะห์ระหว่างการคำนวณทาง D.C. ออกจากการคำนวณทางสัญญาณขนาดเล็กได้ นั่นก็คือ เมื่อกำหนดจุดทำงานทาง D.C. และวิเคราะห์ค่าต่างๆเรียบร้อยแล้ว เราสามารถแยกการวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆของวงจรในทางสัญญาณได้โดยไม่ต้องคำนึงถึงแรงดัน D.C. ในวงจร

ในทางสัญญาณเฟลทประพุดิตตัวเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่ถูกควบคุมโดยแรงดัน (Voltage-controlled current source: VCCS) ซึ่งรับสัญญาณแรงดันอินพุตระหว่างขาเกตและขาซอส และให้สัญญาณกระแสที่เอาต์พุตขาเดรนมีค่าเป็น $g_m v_{gs}$ ค่าความต้านทานอินพุตของแหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมโดยแรงดันนี้มีค่าสูงมากในทางอุดมคติมีค่าเป็นอนันต์ ส่วนความต้านทานเอาต์พุตที่มองเข้าไปยังขั้วเดรนก็มีค่าสูงอีกเช่นกัน เมื่อเอาคุณสมบัติเหล่านี้มารวมกันทำให้ได้วงจรขึ้นดังรูปที่ 2.19(ก) ซึ่งเป็นวงจรเทียบเคียงของมอสเฟตเมื่อทำงานภายใต้เงื่อนไขสัญญาณขนาดเล็ก หรือเรียกว่าแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (small signal model) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กนี้เป็นวงจรเทียบเคียงที่ใช้ในการวิเคราะห์และคำนวณหาคุณสมบัติต่างๆในทาง A.C. ของวงจร อาทิเช่น ความต้านทานอินพุต ความต้านทานเอาต์พุต และอัตราขยายทางกระแสหรือแรงดันของวงจร เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ 2.19(ก) นั้นเขียนขึ้นบนข้อสมมุติที่ว่ากระแสที่เดรนในโหมดการทำงานอิมิตัวเป็นอิสระจากแรงดันที่เดรน จากการศึกษาคุณลักษณะทางกระแสและแรงดันของมอสเฟตในการทำงานอิมิตัวในหัวข้อที่ 2.4 เรารู้ว่าในทางปฏิบัติกระแสที่เดรนขึ้นต่อแรงดัน v_{DS} ในลักษณะเป็นเชิงเส้น ความขึ้นต่อกันระหว่างกระแสที่เดรนและแรงดัน v_{DS} นี้สามารถจำลองลงในแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กโดยใช้ค่าความต้านทาน r_o ลงระหว่างเดรนและซอสซึ่งมีค่าความต้านทานโดยประมาณคือ

$$r_o \cong \frac{|V_A|}{I_D} \quad (2.46)$$

ในที่นี้ $V_A = 1/\lambda$ เป็นพารามิเตอร์ของมอสเฟต

จากการเพิ่ม r_o ขนานเข้ากับแหล่งจ่ายกระแสควบคุมดังในรูปที่ 2.19(ข) ทำให้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กมีความแม่นยำในการพยากรณ์คุณสมบัติต่างๆของวงจรได้มากขึ้น



รูปที่ 2.19 โมเดลแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต (ก)ไม่คิดผลกระทบจาก channel length modulation (ข)รวมผลกระทบจาก channel length modulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถึงแม้ว่าการวิเคราะห์ข้างต้นที่กระทำมาจะเป็นมอสเฟตชนิด n แต่หลักการและแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กก็สามารถนำไปใช้ได้กับมอสเฟตชนิด p ได้ทันที(เปลี่ยน k'_n เป็น k'_p)

อ้างอิงกลับไปสมการ(2.44)ซึ่งนำมาเขียนซ้ำอีกครั้งคือ

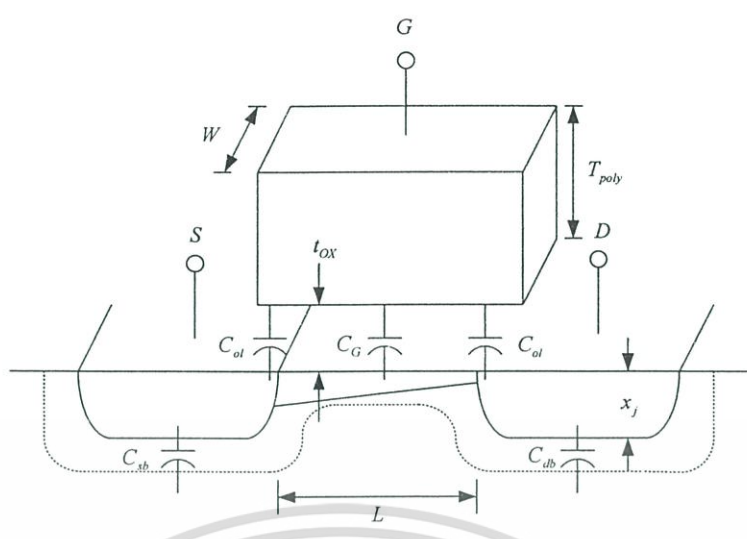
$$g_m = k'_n(W/L)(V_{GS} - V_T) \quad (2.45)$$

ความสัมพันธ์นี้แสดงให้เห็นว่า g_m เป็นสัดส่วนกับโปรเซสทรานคอนดักแตนซ์พารามิเตอร์ (Process Transconductance Parameter) $k'_n = \mu_n C_{OX}$ และต่ออัตราส่วน W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ ดังนั้นเพื่อให้ทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์มีค่ามากอุปกรณ์จะต้องมีเซนเนลที่กว้างและยาว นอกจากนี้จะสังเกตเห็นได้ว่าค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์ยังเป็นสัดส่วนต่อแรงดันประสิทธิผลที่เกต ($V_{eff} = V_{GS} - V_T$) อีกด้วย สมการอีกรูปแบบหนึ่งที่เป็นประโยชน์ในการแสดงค่า g_m คือแทนเทอม $(V_{GS} - V_T)$ ในสมการที่(2.45)ด้วย $\sqrt{\frac{2I_D}{k'_n(W/L)}}$ (มาจากการดัดแปลงสมการที่ 2.25)จะได้

$$g_m = \sqrt{2k'_n} \sqrt{W/L} \sqrt{I_D} \quad (2.46)$$

จากสมการนี้แสดงให้เห็นว่าค่าทรานคอนดักแตนซ์ของมอสเฟตเป็นสัดส่วนโดยตรงต่อค่ารากที่สองของกระแสไบอัสดีซี(D.C. bias current) และเมื่อคิดที่กระแสไบอัสดีซีคงที่ ค่าทรานคอนดักแตนซ์จะเป็นสัดส่วนต่อค่าอัตราส่วน W/L

แม้โมเดลในรูปที่ 2.19(ข) จะถูกปรับปรุงให้มีความแม่นยำขึ้นโดยการนำผลของ r_o มาคิดร่วมในวงจรด้วยแล้วก็ตาม แต่ที่การทำงานความถี่สูงมอสเฟตจะมีตัวเก็บประจุแฝงเกิดขึ้นภายใน ทำให้การพยากรณ์คุณสมบัติต่างๆของวงจรโดยใช้โมเดลในรูปที่ 2.19(ข) ได้ผลไม่ถูกต้องเพื่อการพยากรณ์วงจรที่ความถี่สูงมีความแม่นยำมากขึ้น จำเป็นต้องเพิ่มเติมโมเดลด้วยตัวเก็บประจุซึ่งใช้เป็นตัวแทนตัวเก็บประจุแฝงเหล่านั้นที่เกิดขึ้นภายในมอสเฟต รูปที่ 2.20 แสดงค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่สำคัญที่เกิดขึ้นระหว่างโหนดภายในมอสทรานซิสเตอร์ โดยพื้นฐานแล้วจะมีตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต 3 ชนิดคือ



รูปที่ 2.20 ตัวเก็บประจุแฝงของมอสทรานซิสเตอร์

1.) ค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากชั้นออกไซด์ที่ขั้วเกต (Thin-Oxide capacitance)

ขั้วเกต(polysilicon) ทำให้เกิดตัวเก็บประจุแบบเพลทขนานขึ้นกับเซนเนล โดยมีชั้นออกไซด์ทำหน้าที่เป็นไดอิเล็กตริกของตัวเก็บประจุ ซึ่งได้เคยกล่าวถึงตัวเก็บประจุนี้มาแล้วในหัวข้อที่ 2.3 ตัวเก็บประจุแฝงชนิดนี้มีค่าแปรเปลี่ยนตามย่านการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ และถือได้ว่าเป็นตัวเก็บประจุแฝงที่มีอิทธิพลที่สุดต่อการจำกัดความถี่ใช้งานสูงสุดของมอสทรานซิสเตอร์

2.) ค่าความจุไฟฟ้าจากรอยต่อ ซอส-บอดี้ และ เดรน-บอดี้ (pn junction capacitance)

ค่าความจุเหล่านี้เป็นค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากรอยต่อ pn ของบริเวณ n⁺ ซอสและซัสเตรทชนิด p (C_{sb}) และของบริเวณ n⁺ เดรนและซัสเตรทชนิด p (C_{db})

3.) ค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดจากโครงสร้างทางกายภาพของมอสเฟต (Overlap Capacitance)

ขั้วเกตและซิลิคอนไดออกไซด์ที่วางลงบนบริเวณระหว่างเดรนและซอสในขั้นตอนการสร้างจะยื่นไปซ้อนทับบริเวณเดรนและซอสเล็กน้อยทำให้เกิดค่าความจุไฟฟ้าแฝงขึ้นตรงบริเวณที่ซ้อนกัน เรียกว่า ค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากการซ้อน (Overlap capacitance: C_{ol})

ผลของค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดขึ้นภายในมอสทรานซิสเตอร์ถูกนำมาจำลองโดยการใส่ค่าความจุไฟฟ้ารวมลงในโมเดลของมอสเฟตระหว่างขาทั้งสี่ ซึ่งประกอบด้วยตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$C_{gs}, C_{gd}, C_{gb}, C_{sb}$ และ C_{db} ตัวห้อยชั้นสคริปต์แสดงตำแหน่งขาที่ตัวเก็บประจุอยู่ในโมเดล ถัดไปเป็นการกำหนดค่าของตัวเก็บประจุแฝงทั้ง 5 ในโมเดลว่ามีค่าเท่าใด โดยเราจะแยกพิจารณา ผลของค่าความจุไฟฟ้าแฝงแต่ละชนิดออกจากกัน ดังจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

2.6.1 ค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากชั้นออกไซด์ที่ขั้วเกต(Thin-Oxide capacitance)

ค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากชั้นออกไซด์ที่ขั้วเกตเป็นค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่มีอิทธิพล ต่อการจำกัดความถี่ใช้งานสูงสุดของมอสเฟตมากที่สุด ตัวเก็บประจุแบบเพลทขนาน ซึ่งด้านหนึ่ง คือหน้าสัมผัสของขั้วเกตและเพลทอีกด้านหนึ่งคือเซนเนล โดยมีไดอิเล็กตริกคือชั้นออกไซด์ทำให้เกิดค่าความจุไฟฟ้าขึ้นระหว่างเพลททั้งสอง ซึ่งมีค่าความจุไฟฟ้าเป็น

$$C_G = WLC_{OX} \quad (2.47)$$

ที่ C_{OX} คือ ค่าความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ของไดอิเล็กตริกดังนิยามไว้ในสมการที่(2.3) W และ L คือความกว้างและความยาวเซนเนล

ผลจากการเกิดค่าความจุไฟฟ้าที่ขั้วเกตถูกจำลองโดยตัวเก็บประจุ 3 ตัว C_{gs}, C_{gd} และ C_{gb} ซึ่งค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าทั้งสามถูกกำหนดดังนี้

1. เมื่อมอสเฟตทำงานในโหมดไตรโอดที่ค่าแรงดัน v_{DS} น้อยๆ เซนเนลจะมีความลึก สม่ำเสมอ ดังนั้นค่าความจุไฟฟ้าระหว่างเกตและเซนเนลจึงมีค่าเป็น WLC_{OX} และถูกจำลองโดยการหารครึ่งเท่าๆกันระหว่างปลายด้านซอสและปลายด้านเดรน ดังนั้น

$$C_{gs} = C_{gd} = \frac{1}{2}WLC_{OX} \quad (\text{Triode region}) \quad (2.48)$$

2. เมื่อมอสเฟตทำงานในโหมดอิ่มตัวเซนเนลจะมีรูปร่างลาดเอียงและพื้นที่ขั้วออกที่ปลาย หรือใกล้กับด้านเดรน ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างเกตและเซนเนลในกรณีนี้จึงมีค่าประมาณ[11] $\frac{2}{3}WLC_{OX}$ และถูกจำลองโดยกำหนดให้ค่าทั้งหมดเป็นของ C_{gs} ส่วน C_{gd} ให้มีค่าความจุเป็นศูนย์เนื่องจากเซนเนลพื้นที่ขั้วออกที่ปลายด้านเดรน ดังนั้น

$$C_{gs} = \frac{2}{3}WLC_{OX} \quad (\text{Saturation region}) \quad (2.49)$$

$$C_{gd} = 0 \quad (2.50)$$

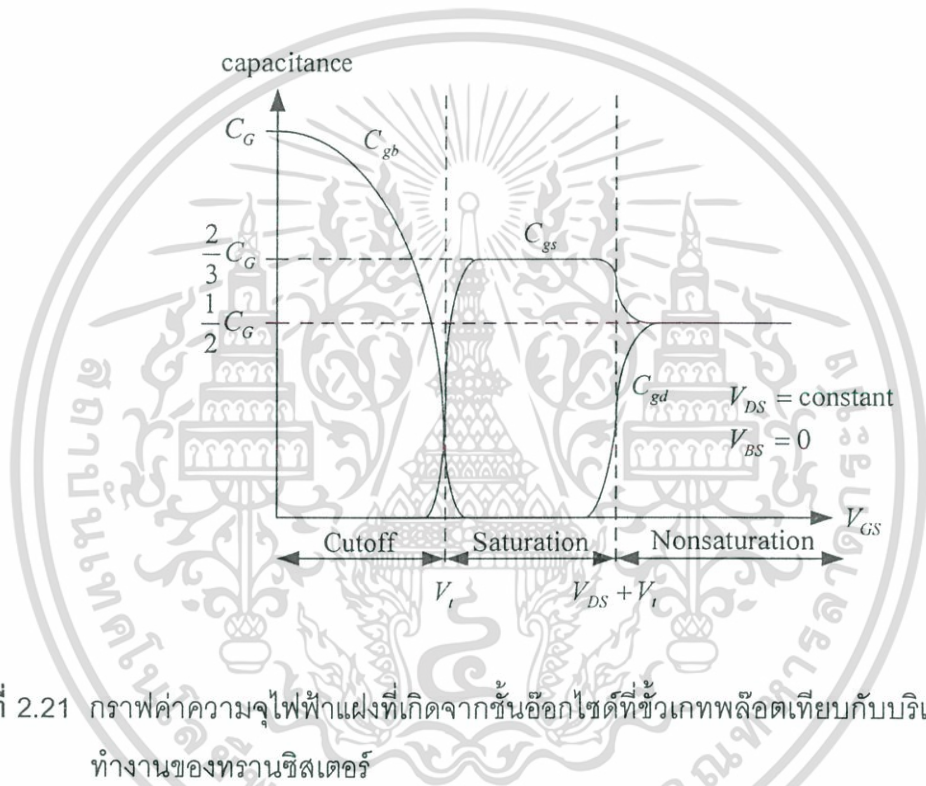
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. เมื่อมอสเฟตคัตออฟเซินเนลจะหายไปดังนั้นจึงทำให้ $C_{gs} = C_{gd} = 0$ อย่างไรก็ตามผลของค่าความจุไฟฟ้าที่เกกถูกจำลองโดยการกำหนดค่า WLC_{OX} ให้เป็น C_{gb} ดังนั้น

$$C_{gs} = C_{gd} = 0 \quad (\text{Cutoff}) \quad (2.51)$$

$$C_{gb} = WLC_{OX} \quad (2.52)$$

จะเห็นว่าตัวเก็บประจุแฝงทั้ง 3 ที่ขั้วเกตมีค่าขึ้นกับบริเวณการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ซึ่งจะเห็นได้ชัดเจนขึ้นจากกราฟรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 กราฟค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากชั้นออกไซด์ที่ขั้วเกตพล็อตเทียบกับบริเวณการทำงานของทรานซิสเตอร์

2.6.2 ค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากรอยต่อ pn (pn Junction capacitance)

บริเวณซอส เดรน และซบสเตรททำให้เกิดรอยต่อ pn ขึ้นทำให้เกิดมีตัวเก็บประจุแฝงเพิ่มขึ้นอีกสองตัวคือ C_{sb} และ C_{db} เป็นตัวเก็บประจุแฝงที่รอยต่อ n^+p ของซอสและเดรนในอุปกรณ์ NMOS สำหรับอุปกรณ์ PMOS ตัวเก็บประจุแฝงเกิดขึ้นจากรอยต่อ p^+n ของซอสและเดรน เนื่องจากรอยต่อ pn เปรียบเสมือนไดโอด(Diode) ดังนั้นเราจึงสามารถนำสมการตัวเก็บประจุภายในไดโอดมาประยุกต์ใช้กับรอยต่อ n^+p (หรือ p^+n ในกรณี PMOS) ได้ทันทีนั่นคือ ค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อ (C_j) มีค่าดังสมการ

$$C_J = \frac{C_{j0}A}{\left(1 - \frac{V_J}{\phi_B}\right)^m} \quad (2.53)$$

ที่ C_{j0} คือค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อเมื่อแรงดันไบอัสเป็นศูนย์

A คือ พื้นที่ของรอยต่อ(Junction area)

V_J คือ แรงดันรีเวอร์สไบอัสที่รอยต่อ

ϕ_B คือ Built-in junction potential

m คือ grading coefficient ของรอยต่อซึ่งมีค่าประมาณ $\frac{1}{2}$ สำหรับรอยต่อ n^+p หรือ p^+n



รูปที่ 2.22 กราฟค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อ pn พล็อตเทียบกับแรงดันที่จ่ายให้

ฟังก์ชันในสมการที่(2.53) ถูกพล็อตแสดงดังรูปที่ 2.22 ค่า C_{j0} นั้นเป็นปริมาณที่สำคัญที่เราจะต้องทราบเนื่องจากเป็นค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่รอยต่อเมื่อแรงดันไบอัสที่รอยต่อมีค่าเป็นศูนย์ โวลต์ ค่าของมันคำนวณได้จากสมการ

$$C_{j0} = \sqrt{\frac{\epsilon_{si}q}{2\phi_B} \frac{N_A N_D}{N_A + N_D}} \quad (2.54)$$

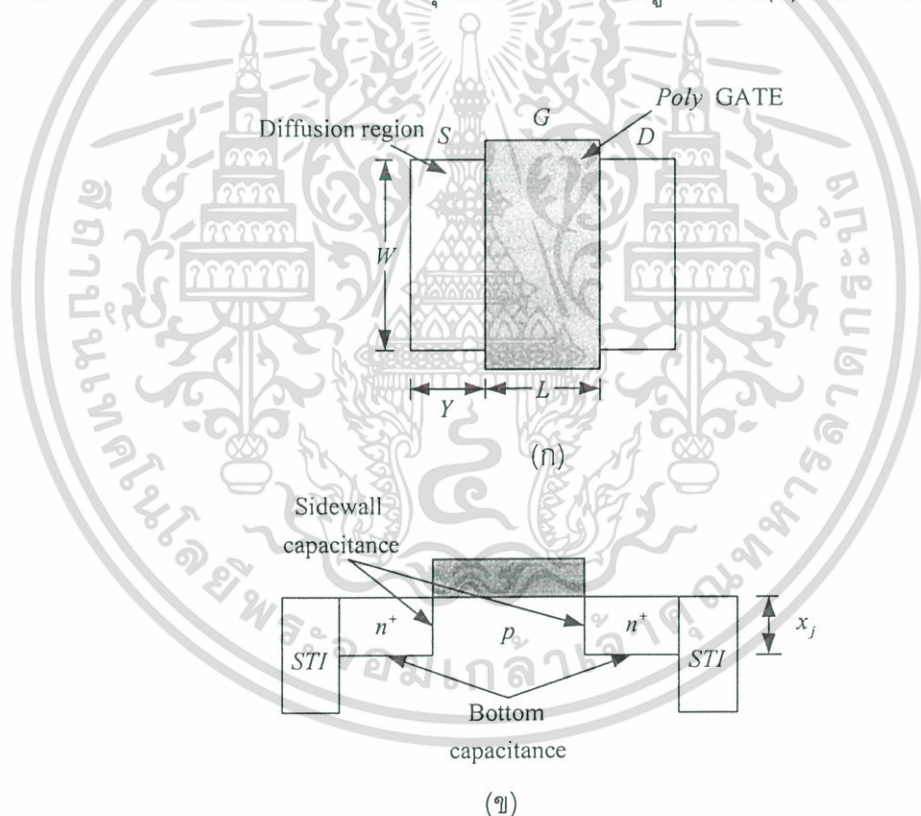
ในกรณีที่บริเวณอีกด้านหนึ่งของรอยต่อมีปริมาณการโดปสารสูงกว่าอีกด้าน ($N_A \gg N_D$) สมการข้างต้นสามารถลดรูปลงเป็นอย่างง่ายได้ สำหรับรอยต่อ n^+p ของ NMOS สมการอย่างง่ายคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_{jo} = \sqrt{\frac{\epsilon_{si} q N_A}{2\phi_B}} \quad (2.55)$$

โดยปกติรอยต่อทั้งสองในมอสทรานซิสเตอร์จะถูกวีเวอร์สไบอัสไว้ตลอดเวลา ค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อจึงน้อยกว่า C_{jo} เสมอ ซึ่งค่ามีหน่วยเป็น $fF/\mu m^2$ ดังนั้นค่านี้จึงต้องคูณด้วยพื้นที่ของรอยต่อเสียก่อนเพื่อให้ได้ค่าความจุไฟฟ้าจริง สังเกตว่าตัวส่วนในสมการที่เป็นฟังก์ชันของแรงดันที่จ่ายให้รอยต่อซึ่งในกรณีนี้คือ V_{BS} หรือ V_{BD} ซึ่งมีค่าเป็นศูนย์หรือมีปริมาณเป็นลบเท่านั้น หมายความว่าย่านของแรงดัน V_J ก็คือจาก 0 ถึง $-V_{DD}$ ในโหมดการทำงานปกติของ NMOS ทรานซิสเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.22(Region of interest)

เพื่อที่จะคำนวณค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากรอยต่อที่บริเวณซอสและบริเวณเดรน พิจารณาเลเอาท์ของทรานซิสเตอร์(Transistor Layout) ดังแสดงรูปที่ 2.23 ในรูปที่ 2.23(ก) เป็นเลเอาท์อย่างง่ายของมอสทรานซิสเตอร์ในมุมมองด้านบน ส่วนรูปที่ 2.23(ข) เป็นภาพตัดขวาง



รูปที่ 2.23 ตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดจากรอยต่อ (ก)มุมมองด้านบน (ข)มุมมองด้านข้าง

ในมุมมองระนาบมีโพลีซิลิคอนเกต(ที่เขียนเป็นเงา)อยู่บริเวณด้านบนของบริเวณแพร่สาร(Diffusion region) โพลีซิลิคอนและบริเวณแพร่สารที่ตัดกันทำให้เกิดทรานซิสเตอร์ขึ้น ในรูปได้แสดงให้เห็นถึงขั้วเกต(G) บริเวณเดรน(D) บริเวณซอส(S) และค่า W, L และ Y ซึ่งเป็นมิติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของทรานซิสเตอร์ เนื่องจากค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อซอสและเดรนที่เรากำลังหาค่านั้นเกี่ยวข้องกับบริเวณไดโพลาร์ ดังนั้นบางครั้งมันจึงถูกเรียกว่า diffusion capacitance

มีค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดจากรอยต่ออยู่ 2 ชนิด ที่จะต้องคำนวณสำหรับอุปกรณ์ NMOS คือ ค่าความจุไฟฟ้าด้านล่าง (bottom capacitance) และค่าความจุไฟฟ้าที่ผนัง (side wall capacitance) ในกรณีค่าความจุไฟฟ้าที่ด้านล่าง เราจะต้องคำนวณหาพื้นที่บริเวณกันและ C_{jb} ที่ไบอัสเป็นศูนย์จากพารามิเตอร์ สำหรับรอยต่อ n^+p เมื่อพิจารณาที่เลเอาท์ การคำนวณหาพื้นที่สำหรับค่าความจุไฟฟ้าที่กันเป็นดังนี้

$$A_b = WY \tag{2.55}$$

ที่ W คือ ความกว้างของอุปกรณ์และ L คือ ความยาวของบริเวณแพร่สาร (Diffusion area) ที่ยื่นจากด้านข้างโพลีเกต (Poly Gate) รอยต่อคือรอยต่อ n^+p ดังนั้นตัวเศษของสมการที่(2.53)ก็ควรจะเป็น $C_{jb}A_b$

สำหรับค่าความจุไฟฟ้าที่ผนังเราจะต้องคิดความยาวขอบของรอยต่อทุกด้านจากนั้นคูณด้วยความลึกของรอยต่อ (x_j) เพื่อให้ได้ค่าพื้นที่ผนังทุกด้าน ซึ่งมีผนังทั้งหมด 4 ด้านที่เราจะต้องพิจารณา มี 3 ด้านที่เป็นผิวหน้าร่วมระหว่างบริเวณ n^+ และ STI (Shallow trench isolation) และ 1 ด้านที่เป็นรอยต่อ n^+p ของผนังและเซนเนล เนื่องจากด้านที่ติดกับ STI นั้นมีค่าความจุไฟฟ้าน้อยมากในเทคโนโลยีปัจจุบัน ดังนั้นจึงเหลือแต่เพียงด้านรอยต่อระหว่างเซนเนลและผนังเท่านั้นที่จะต้องพิจารณาดังแสดงในรูปที่ 2.23 พื้นที่ของรอยต่อระหว่างเซนเนลและผนังคำนวณได้ดังนี้

$$A_{sw} = Wx_j \tag{2.56}$$

ตัวเศษของสมการที่(2.53)จึงเป็น $C_{jsw}A_{sw}$ ที่ C_{jsw} คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อเซนเนลและผนังเมื่อไบอัสเป็นศูนย์ ค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อของมอสทรานซิสเตอร์คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่ด้านล่างรวมกับค่าความจุไฟฟ้าที่ผนัง ซึ่งเขียนเป็นสมการค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อได้ดังนี้

$$C_J = \frac{C_{jb}A_b}{\left(1 - \frac{V_J}{\phi_{Bb}}\right)^{m_j}} + \frac{C_{jsw}A_{sw}}{\left(1 - \frac{V_J}{\phi_{Bsw}}\right)^{m_{jsw}}} \tag{2.57}$$

ดังนั้นค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากรอยต่อซอสและบอดี้จึงมีค่าเป็น

$$C_{sb} = \frac{C_{jb_{sb}} A_{b_{sb}}}{\left(1 - \frac{V_{SB}}{\phi_{Bb}}\right)^{m_j}} + \frac{C_{jsw_{sb}} A_{sw_{sb}}}{\left(1 - \frac{V_{SB}}{\phi_{Bsw}}\right)^{m_{jsw}}} \quad (2.58)$$

ที่ $C_{jb_{sb}}$ คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อด้านกันของบริเวณซอสเมื่อแรงดันไบอัสระหว่างบอดี้และซอสเป็นศูนย์

$C_{jsw_{sb}}$ คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อระหว่างผนังกับเซนเนลเมื่อแรงดันไบอัสระหว่างบอดี้และซอสเป็นศูนย์

$A_{b_{sb}}$ คือ พื้นที่ของรอยต่อของบริเวณซอสด้านกันและบอดี้

$A_{sw_{sb}}$ คือ พื้นที่ของรอยต่อระหว่างเซนเนลและผนัง

V_{SB} คือ ขนาดของแรงดันรีเวอร์ไบอัส

ϕ_{Bb} คือ แรงดัน Built-in ที่รอยต่อด้านกัน

ϕ_{Bsw} คือ แรงดัน Built-in ที่รอยต่อด้านผนัง

m_j คือ grading coefficient ของรอยต่อด้านกันมีค่าประมาณ 1/2

m_{jsw} คือ grading coefficient ของรอยต่อด้านผนังมีค่าประมาณ 1/2

ในทำนองเดียวกันค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างเดรนและบอดี้มีค่าเป็น

$$C_{db} = \frac{C_{jb_{db}} A_{b_{db}}}{\left(1 - \frac{V_{DB}}{\phi_{Bb}}\right)^{m_j}} + \frac{C_{jsw_{db}} A_{sw_{db}}}{\left(1 - \frac{V_{DB}}{\phi_{Bsw}}\right)^{m_{jsw}}} \quad (2.59)$$

ที่ $C_{jb_{db}}$ คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อด้านกันของบริเวณเดรนเมื่อแรงดันไบอัสระหว่างบอดี้และเดรนเป็นศูนย์

$C_{jsw_{db}}$ คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อระหว่างผนังกับเซนเนลเมื่อแรงดันไบอัสระหว่างบอดี้และเดรนเป็นศูนย์

$A_{b_{db}}$ คือ พื้นที่ของรอยต่อของบริเวณเดรนด้านกันและบอดี้

$A_{sw_{db}}$ คือ พื้นที่ของรอยต่อระหว่างเซนเนลและผนัง

V_{DB} คือ ขนาดของแรงดันรีเวอร์ไบอัส

ϕ_{Bb} คือ แรงดัน Built-in ที่รอยต่อด้านกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\phi_{B_{sw}}$ คือ แรงดัน Built-in ที่รอยต่อด้านผนัง

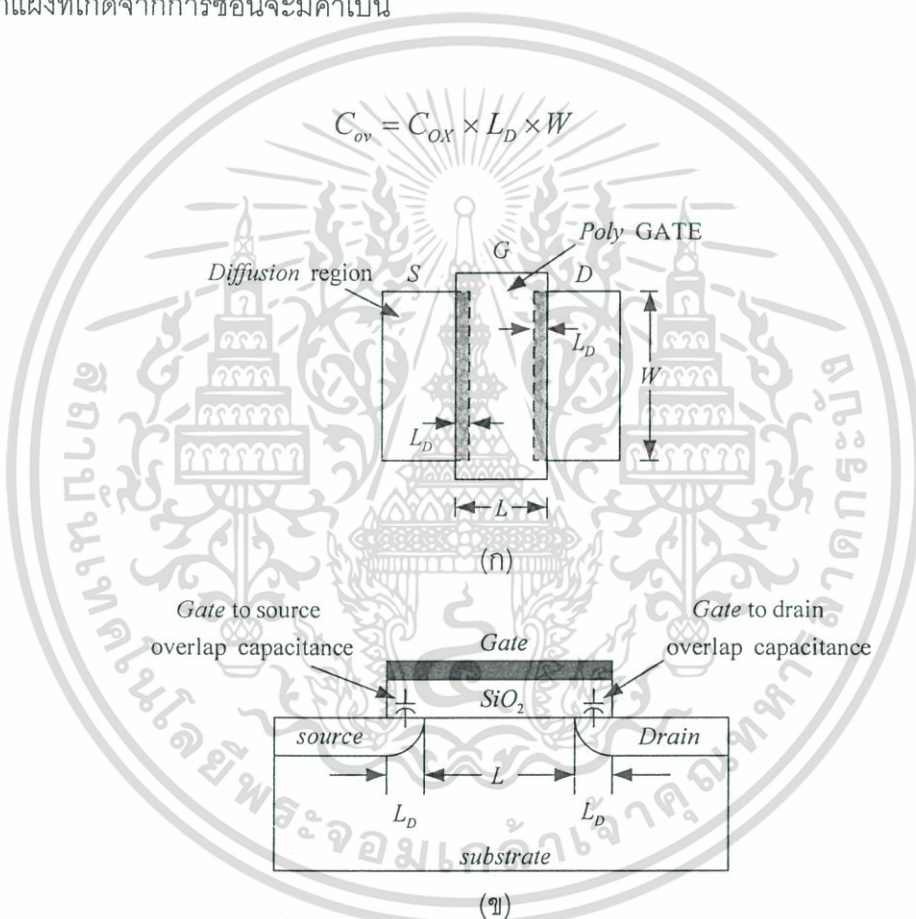
m_j คือ grading coefficient ของรอยต่อด้านกันมีค่าประมาณ 1/2

$m_{j_{sw}}$ คือ grading coefficient ของรอยต่อด้านผนังมีค่าประมาณ 1/2

2.6.3 ค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากการซ้อน(Overlap capacitance)

ค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากการซ้อน (C_{ov}) ดังแสดงทั้งสองด้านของเกตในรูปที่ 2.24 นั้นเกิดจากบริเวณแพร่สารยื่นเข้าไปใต้เกต(Lateral diffusion) ทำให้เกิดพื้นผิวตัวนำสองแผ่นซ้อนกันและคั่นกลางด้วยซิลิคอนไดออกไซด์ ถ้ากำหนดให้ระยะที่ซ้อนกันยาว L_D ดังนั้นค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากการซ้อนจะมีค่าเป็น

$$C_{ov} = C_{ox} \times L_D \times W \quad (2.60)$$

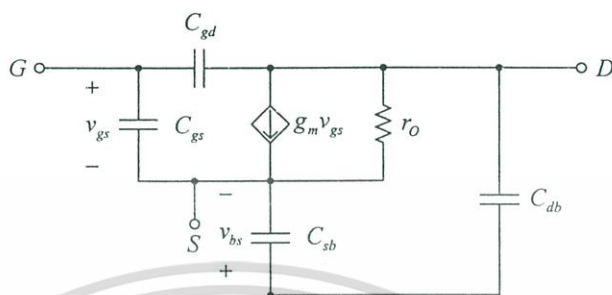


รูปที่ 2.24 ตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดจากการซ้อนของมอสทรานซิสเตอร์ (ก) มุมมองด้านบนแสดง การซ้อนกันระหว่างซอส-เกต และเดรน-เกต (ข) มุมมองด้านข้าง

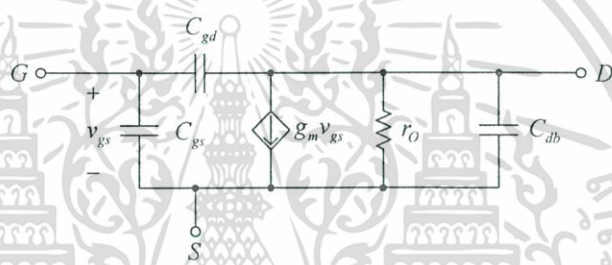
ที่ L_D คือ lateral diffusion แสดงดังรูปที่ 2.24 ตัวเก็บประจุ C_{ov} ซึ่งมีค่าความจุไฟฟ้าเป็นอิสระจากแรงดันทั้งสองตัวนี้เชื่อมต่อกับเกตไปยังเดรนและจากเกตไปยังซอส ซึ่งเรามักจะพิจารณาคิดผลรวมกับ C_{gs} , C_{gd} ในทางปฏิบัติค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากหัวเกตซ้อนกับสารกึ่งตัวนำด้านล่างจะมีค่าน้อยกว่าค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากชั้นออกไซด์ใต้เกตมากๆ รูปที่ 2.25 แสดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

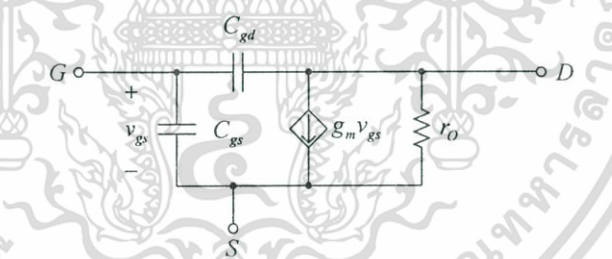
โมเดลแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟตที่คิดรวมผลของค่าความจุไฟฟ้าแฝงซึ่งแสดงแทนด้วยตัวเก็บประจุ 5 ตัวคือ C_{gs} , C_{gd} , C_{gb} , C_{sb} และ C_{db} เข้าไว้ในโมเดลด้วยซึ่งจะทำให้โมเดลนี้มีความแม่นยำมากขึ้นในการใช้พยากรณ์คุณสมบัติต่างๆของวงจรที่ความถี่สูง



(ก)



(ข)



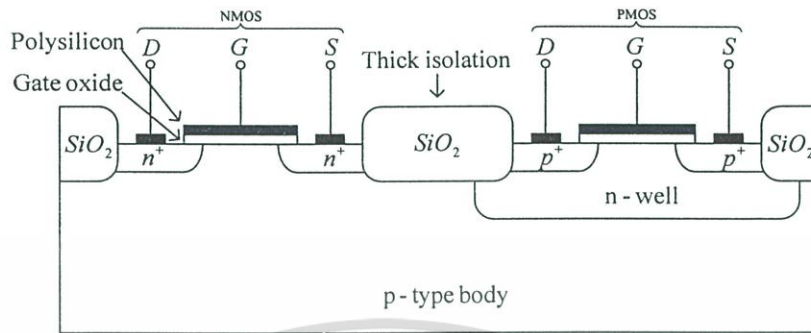
(ค)

รูปที่ 2.25 (ก)โมเดลวงจรเทียบเคียงของมอสเฟตที่ความถี่สูง (ข)วงจรเทียบเคียงกรณีขาซอสต่ออยู่กับขาบอดี (ค)โมเดลวงจรเทียบเคียงในรูป(ข)โดยละผลของ C_{db} ที่งเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์

2.7 คอมพลิเมนต์ารีมอสหรือซีมอส(Complementary MOS or CMOS)

เทคโนโลยีคอมพลิเมนต์ารีมอสใช้มอสทรานซิสเตอร์สองชนิด PMOS และ NMOS รวมอยู่ด้วยกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.26 ซึ่งเป็นภาพตัดขวางของชิป CMOS แสดงให้เห็นว่าทำอย่างไรทรานซิสเตอร์ PMOS และ NMOS จึงสร้างอยู่ด้วยกันได้ สังเกตว่าทรานซิสเตอร์ NMOS เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถูกสร้างลงในชั้นสเตรทชนิด p โดยตรง ส่วนทรานซิสเตอร์ PMOS ถูกสร้างลงในบริเวณ n ที่สร้างขึ้นมาเป็นพิเศษเรียกว่า n-well อุปกรณ์ทั้ง 2 ชนิดถูกแยกออกจากกันโดยฉนวนออกไซด์

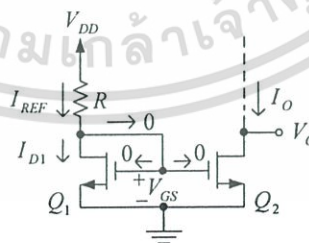


รูปที่ 2.26 ภาพตัดขวางของวงจรรวม CMOS

ถึงแม้ว่าวงจร CMOS จะสร้างยากกว่า NMOS แต่การมีอุปกรณ์ที่เป็นคู่ตรงกันข้ามกันอย่าง CMOS ทำให้วงจรถูกออกแบบขึ้นมีประสิทธิภาพการทำงานดีกว่าเดิมมาก

2.8 วงจรจ่ายกระแสคงที่พื้นฐาน(The basic MOSFET current source)

เนื่องจากการไบอัสวงจรมอสเฟตภายในวงจรรวม มักจะใช้วงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่มาเป็นประโยชน์ในการไบอัสวงจร โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องการจ่ายกระแสคงที่ที่ถูกกำเนิดแล้วสะท้อนไปยังตำแหน่งต่างๆภายในวงจรรวม เพื่อเป็นการให้ไบอัสกับวงจรมอสเฟตต่างๆ ดังนั้นในหัวข้อนี้ จึงจะขอกล่าวถึงเรื่องนี้ไว้สักเล็กน้อยเพื่อเป็นพื้นฐานของงานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ด้วย ดังต่อไปนี้คือ



รูปที่ 2.27 วงจรจ่ายกระแสคงที่สร้างจากมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.27 แสดงวงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่อย่างง่ายสร้างจากทรานซิสเตอร์ หัวใจของวงจรอยู่ที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 ซึ่งขาเดรนถูกซัดเข้ากับขาเกต ดังนั้นทรานซิสเตอร์ Q_1 จึงทำงานในบริเวณอิ่มตัว นั่นคือ

$$I_{D1} = \frac{1}{2} k_n' \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS} - V_t)^2 \quad (2.61)$$

ตามสมการข้างบนนี้เราได้ผลของ channel-length modulation ออกทิ้ง(สมมติให้ $\lambda = 0$) กระแสเดรนของ Q_1 ถูกจ่ายโดยแรงดัน V_{DD} ผ่านตัวต้านทาน R เนื่องจากกระแสเกตเป็นศูนย์ ดังนั้น

$$I_{D1} = I_{REF} = \frac{V_{DD} - V_{GS}}{R} \quad (2.62)$$

ที่กระแสผ่าน R ถูกพิจารณาให้เป็นกระแสอ้างอิงของแหล่งจ่ายกระแสและเขียนเป็นสัญลักษณ์ I_{REF} กำหนดค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และค่า I_{REF} ที่ต้องการ สมการที่(2.61)และ(2.62)สามารถใช้เพื่อคำนวณหาค่า R ที่ต้องการได้

พิจารณาทรานซิสเตอร์ Q_2 จะเห็นจากรูปว่าแรงดัน V_{GS} เป็นค่าเดียวกันกับทรานซิสเตอร์ Q_1 ดังนั้นถ้าเราสมมติว่า Q_2 ทำงานในย่านอิ่มตัว กระแสเดรนของ Q_2 ซึ่งเป็นกระแสเอาต์พุต I_O ของแหล่งจ่ายกระแสจะเป็น

$$I_O = I_{D2} = \frac{1}{2} k_n' \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS} - V_t)^2 \quad (2.63)$$

ในสมการเราละผลของ channel-length modulation ทั้ง สมการที่(2.61)ถึง(2.63)ทำให้เราสามารถแสดงความสัมพันธ์กระแสเอาต์พุต I_O ต่อกระแสอ้างอิง I_{REF} ได้ดังนี้

$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \frac{(W/L)_1}{(W/L)_2} \quad (2.64)$$

จากสมการจะเห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุต I_O สัมพันธ์ต่อกระแสอ้างอิง I_{REF} โดยอัตราส่วนของ aspect ratio ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งมักเรียกว่าอัตราขยายกระแส(current gain)หรืออัตราส่วนถ่ายโอนกระแส(current transfer ratio) ในกรณีพิเศษทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เหมือนกันทุก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

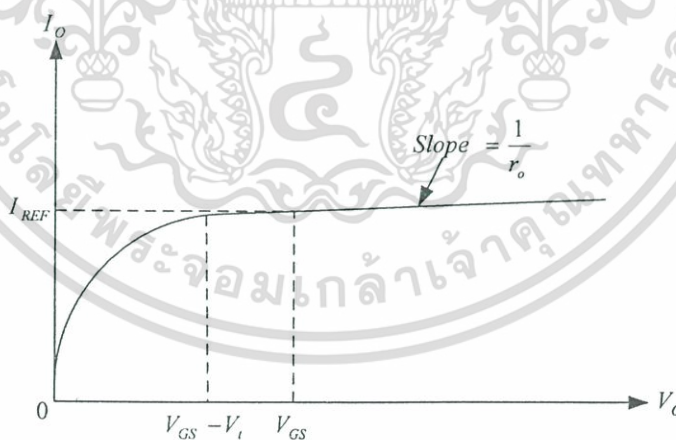
ประการ วงจรจะสะท้อนกระแสอ้างอิง I_{REF} มาเป็นกระแสเอาต์พุต I_O ด้วยลักษณะดังกล่าววงจรในรูปที่ 2.27 จึงมีชื่อเรียกว่า วงจรสะท้อนกระแส (current mirror)

ในการอธิบายการทำงานของแหล่งจ่ายกระแสคงที่ในรูปที่ 2.27 ที่ได้กล่าวไปข้างต้นเราสมมุติว่าทรานซิสเตอร์ Q_2 ทำงานในย่านอิ่มตัว เพื่อให้แน่ใจว่า Q_2 ทำงานในย่านอิ่มตัว วงจรซึ่งขาเดรนของ Q_2 จะต้องต่อดัวย จะต้องทำให้แรงดันที่ขาเดรน (V_O) ของ Q_2 เป็นไปตามเงื่อนไข

$$V_O \geq V_{GS2} - V_{t2} \quad (2.65)$$

นั่นก็คือ แหล่งจ่ายกระแสจะทำงานได้อย่างเหมาะสมที่แรงดัน V_O ไม่ต่ำกว่าแรงดัน V_{GS} เกิน V_t โวลต์

ถึงแม้ว่าเราจะละผลของ channel-length modulation ทิ้ง แต่ในทางปฏิบัติจะมีผลกระทบอย่างมากต่อการทำงานของแหล่งจ่ายกระแส พิจารณากรณีที่ Q_1 และ Q_2 เหมือนกันทุกประการ กระแสเดรนของ Q_2 (I_O) จะเท่ากับกระแสใน Q_1 (I_{REF}) เฉพาะที่แรงดัน V_O ที่ทำให้อุปกณ์ทั้งสองตัวมีแรงดัน V_{DS} เหมือนกัน นั่นก็คือที่ $V_O = V_{GS1}$ เท่านั้น เมื่อแรงดัน V_O เพิ่มขึ้นค่านี้ไป กระแส I_O จะเพิ่มขึ้นตามค่าความต้านทานเอาต์พุตของ Q_2 ดังรูปที่ 2.28 ซึ่งแสดงกระแส I_O พล็อตเทียบกับแรงดัน V_O สังเกตว่าเนื่องจาก Q_2 ทำงานที่แรงดัน V_{GS} คงที่กราฟในรูปที่ 2.28 จึงเป็นกราฟคุณลักษณะ $i_D - v_{DS}$ ของ Q_2 ที่ v_{GS} เท่ากับ V_{GS}



รูปที่ 2.28 กราฟคุณลักษณะของแหล่งจ่ายกระแสคงที่ในรูปที่ 2.29

ความต้านทานเอาต์พุต (R_O) ของแหล่งจ่ายกระแสในรูปที่ 2.27 มีค่าดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_o = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} = r_{o2} = \frac{V_A}{I_o} \quad (2.66)$$

ที่ I_o กำหนดโดยสมการที่(2.63)และ V_A คือ Early voltage ของ Q_2 แรงดัน V_A เป็นสัดส่วนโดยตรงกับความยาวเซนเนลของทรานซิสเตอร์ Q_2 ดังนั้นเพื่อให้แหล่งจ่ายกระแสมีค่าความต้านทานเอาต์พุตสูง ทรานซิสเตอร์ที่นำมาใช้ควรมีเซนเนลยาว

ดังที่ได้กล่าวถึงในตอนต้นว่า วงจรภาคต่างๆภายในวงจรรวมต้องการกระแสเพื่อไปอัดการทำงานของวงจร ดังนั้นกระแสไบอัสที่กำเนิดขึ้นภายในวงจรรวมจึงต้องการการสะท้อนไปยังภาคต่างๆด้วยซ้ำและปริมาณที่ต่างกัน วงจรสะท้อนกระแสที่เราเพิ่งจะกล่าวถึงไปข้างต้นสามารถนำมาทำหน้าที่นี้ได้ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.29 ซึ่งเป็นวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ R กำหนดกระแสอ้างอิง I_{REF} ทรานซิสเตอร์ Q_2 และ Q_3 ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแส 2 เอาต์พุต

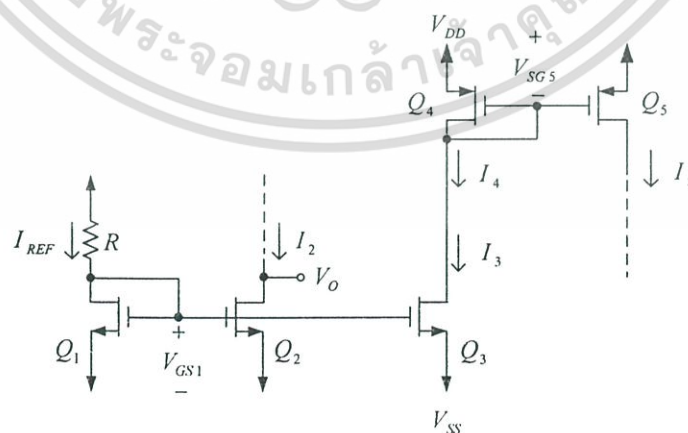
$$I_2 = I_{REF} \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \quad (2.67)$$

$$I_3 = I_{REF} \frac{(W/L)_3}{(W/L)_1} \quad (2.68)$$

แรงดันที่เดรนของ Q_2 และ Q_3 ถูกบังคับเงื่อนไขดังนี้

$$V_{D2}, V_{D3} > -V_{SS} + V_{GS1} - V_{in}$$

ที่ V_{in} คือ แรงดันเทรซไฮสของอุปกรณ์ n เซนเนล



รูปที่ 2.29 วงจรจ่ายกระแสคงที่ชนิดหลายเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ย้อนกลับไปยังวงจรในรูปที่ 2.29 จะเห็นว่ากระแส I_3 ถูกป้อนเข้าที่อินพุตของวงจร สะท้อนกระแสที่ประกอบขึ้นจากอุปกรณ์ n เซนเนล Q_4 และ Q_5 วงจรชุดนี้ทำให้กระแส

$$I_5 = I_4 \frac{(W/L)_5}{(W/L)_4} \quad (2.69)$$

ที่ $I_4 = I_3$ เพื่อรักษาให้ Q_5 ทำงานในย่านอิ่มตัวแรงดันที่โตรนจึงถูกจำกัดโดยเงื่อนไข

$$V_{D5} < V_{DD} - V_{SG5} + |V_{tp}|$$

ที่ V_{tp} คือ แรงดันเทรชโฮลต์ของอุปกรณ์ p เซนเนล

สังเกตว่าในขณะที่ Q_2 ดึงกระแสเอาต์พุต I_2 จากโหนด Q_5 ผลักกระแสเอาต์พุต I_5 ไปยังโหนด ดังนั้น Q_5 จึงสมควรเรียกว่าแหล่งจ่ายกระแส(current source) ในขณะที่ Q_2 ควรเรียกว่า แหล่งรับกระแส(current sink) ด้วยเทคโนโลยี CMOS ในปัจจุบันทำให้การสร้างวงจรมอสที่ประกอบด้วยชนิด n เซนเนลและ p เซนเนลในวงจรเดียวกันทำได้สะดวกมากขึ้น

บทที่ 3

ทฤษฎีวงจรรองความถี่

3.1 กล่าวนำ

ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการศึกษาและออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ ดังนั้นจึงต้องอาศัยความรู้พื้นฐานทางทฤษฎีของวงจรรองความถี่ประกอบในการออกแบบและทดลอง ในบทนี้จึงจะกล่าวถึงทฤษฎีของวงจรรองความถี่ ซึ่งเนื้อหาภายในบทประกอบด้วย วงจรรองความถี่พื้นฐานชนิดต่างๆ ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ ค่าความไว โดยจะกล่าวถึงรายละเอียดดังต่อไปนี้

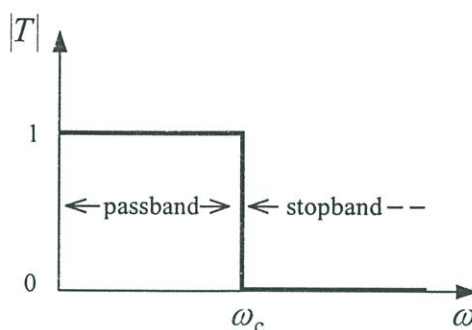
3.2 พื้นฐานวงจรรองความถี่

วงจรรองความถี่เป็นวงจรไฟฟ้าประเภทหนึ่งที่ตอบสนองต่อสัญญาณที่เข้ามาในลักษณะที่ยอมเฉพาะสเปกตรัมของสัญญาณภายในช่วงที่กำหนดผ่านวงจรไปได้หรืออาจมีการขยายก่อนในกรณีวงจรรองความถี่แบบแอกทีฟ และกันสเปกตรัมของสัญญาณนอกเหนือจากช่วงที่กำหนดไม่ให้ผ่านวงจรไปได้ โดยมีทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจร $T(s)$ เป็นตัวกำหนดช่วงผ่านและช่วงหยุด ในช่วงผ่านเรามักเรียกเรียกช่วงนี้ว่า แถบผ่าน(pass band) และในช่วงลดทอนเรามักเรียกช่วงนี้ว่า แถบหยุด(stop band)

ในทางอุดมคติแถบผ่านจะมี $|T(s)| = 1$ ส่วนแถบหยุดจะมี $|T(s)| = 0$ ด้วยรูปแบบของแถบผ่านและแถบหยุดนี้ จึงมีวงจรรองความถี่พื้นฐานเกิดขึ้น 4 ชนิด ซึ่งมีรายละเอียดของวงจรรองแต่ละชนิดดังหัวข้อถัดไปโดยลำดับดังนี้

3.2.1 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

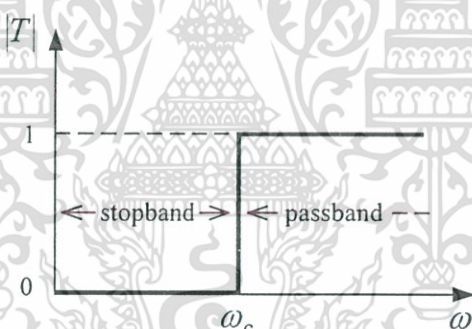
วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน(lowpass filter : LPF) เป็นวงจรที่มีช่วงความถี่ตั้งแต่ $\omega = 0$ ไปจนถึง $\omega = \omega_c$ เป็นแถบผ่าน และความถี่ตั้งแต่ ω_c ไปจนถึงอนันต์เป็นแถบหยุด โดยมี ω_c เป็นความถี่คัตออฟ (cutoff frequency) ของวงจร รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรในทางอุดมคติแสดงดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในทางอุดมคติ

3.2.2 วงจรกรองผ่านความถี่สูง

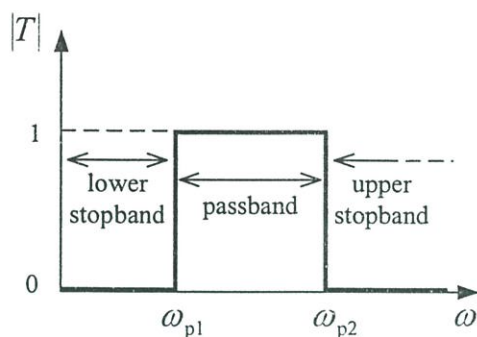
วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (highpass filter : HPF) เป็นวงจรที่มีลักษณะการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่สลับกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคือ แถบหยุดของวงจรจะมีความถี่ตั้งแต่ $\omega = 0$ ไปจนถึงถึง $\omega = \omega_c$ ส่วนแถบผ่านนั้นตั้งแต่ความถี่ ω_c ไปจนถึงอนันต์ รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่านในทางอุดมคติแสดงดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่านในทางอุดมคติ

3.2.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

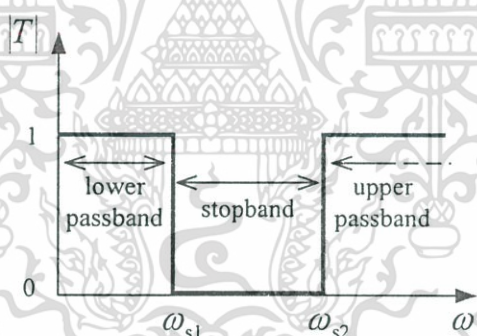
วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (bandpass filter : BPF) จะมีช่วงความถี่ที่เป็นแถบผ่านตั้งแต่ ω_{p1} ถึง ω_{p2} ส่วนช่วงความถี่อื่นนอกเหนือจากนี้จะเป็นแถบหยุด รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในทางอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในทางอุดมคติ

3.2.4 วงจรกรองกำจัดแถบความถี่

วงจรกรองกำจัดแถบความถี่ (bandstop filter : BSF) เป็นวงจรที่มีลักษณะการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ตรงกันข้ามกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่คือ วงจรจะมีแถบหยุดตั้งแต่ความถี่ ω_{s1} ถึง ω_{s2} วงจรกรองกำจัดแถบความถี่ที่มีแถบหยุดเฉพาะความถี่แคบๆ มีชื่อเรียกได้อีกชื่อคือ วงจรนอตช์ฟิลเตอร์ (notch filter : NF) ซึ่งแสดงรูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่ในทางอุดมคติได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่ในทางอุดมคติ

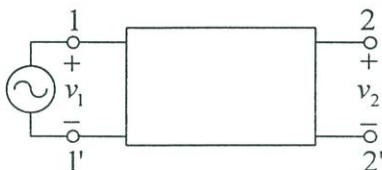
3.3 ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่

ดังที่ได้กล่าวไปแล้วทรานสเฟอ์ฟังก์ชันเป็นส่วนสำคัญที่เป็นตัวกำหนดว่าวงจรมีผลตอบสนองเป็นวงจรกรองชนิดใด ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงเรื่องทรานสเฟอ์ฟังก์ชันโดยละเอียดเริ่มจากพิจารณาวงจรกรองความถี่ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ซึ่งมีแหล่งจ่ายแรงดัน $v_1(t)$ ต่ออยู่ที่พอร์ทอินพุต 1-1' และมีผลตอบสนองที่พอร์ทเอาต์พุต 2-2' เป็นแรงดัน $v_2(t)$ ถ้าที่พอร์ททั้งสองทำงานในสัญญาณไซน์ซออดอล (sinusoidal) สภาวะคงตัวแล้วสามารถจัดแสดงค่าแรงดันทั้งสองอยู่ในรูปสมการได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_1(t) = V_1 \cos(\omega t + \theta_1) \quad (3.1ก)$$

$$v_2(t) = V_2 \cos(\omega t + \theta_2) \quad (3.1ข)$$



รูปที่ 3.5 โครงข่ายวงจรสองพอร์ท มีอินพุตและเอาต์พุตเป็นแบบลอยตัว

หรือเขียนอยู่ในรูปเฟสเซอร์ได้ดังนี้

$$\bar{V}_1 = |\bar{V}_1| e^{j\theta_1} = V_1 \angle \theta_1 \quad (3.2ก)$$

$$\bar{V}_2 = |\bar{V}_2| e^{j\theta_2} = V_2 \angle \theta_2 \quad (3.2ข)$$

เมื่อแปลงลาปลาซ (Laplace Transform) ของแรงดันเฟสเซอร์ \bar{V}_1 และ \bar{V}_2 จะได้

$$\bar{V}_1 = \bar{V}_1(s) \Big|_{s=j\omega} = |\bar{V}_1(j\omega)| e^{j\theta_1(\omega)} \quad (3.3ก)$$

$$\bar{V}_2 = \bar{V}_2(s) \Big|_{s=j\omega} = |\bar{V}_2(j\omega)| e^{j\theta_2(\omega)} \quad (3.3ข)$$

สังเกตว่าทั้งขนาดและเฟสของแรงดันทั้งสองเป็นฟังก์ชันของความถี่เชิงมุม ω อัตราส่วนของแรงดันทั้งสองในสมการที่(3.3ก)และ(3.3ข) สามารถนำมาใช้นิยามทรานสเฟอร์ฟังก์ชันได้ดังนี้

$$\frac{\bar{V}_2}{\bar{V}_1} = T(s) = \frac{\text{output quantity}}{\text{input quantity}} \quad (3.4)$$

แทนสมการที่ (3.3ก)และ(3.3ข) ลงในสมการที่(3.4) จะได้ผลลัพธ์ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันคือ

$$T(j\omega) = \frac{|\bar{V}_2(j\omega)| e^{j\theta_2(\omega)}}{|\bar{V}_1(j\omega)| e^{j\theta_1(\omega)}} = \frac{|\bar{V}_2(j\omega)|}{|\bar{V}_1(j\omega)|} e^{j[\theta_2(\omega) - \theta_1(\omega)]} = |T(j\omega)| e^{j\theta(\omega)} \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งหมายความว่าขนาดของทรานสเฟอ์ฟังก์ชันคือ

$$|T(j\omega)| = \frac{|\bar{V}_2(j\omega)|}{|\bar{V}_1(j\omega)|} = \left| \frac{\bar{V}_2(j\omega)}{\bar{V}_1(j\omega)} \right| \quad (3.6)$$

และมุมเฟสของทรานสเฟอ์ฟังก์ชันคือ

$$\theta(\omega) = \theta_2(\omega) - \theta_1(\omega) \quad (3.7)$$

และเมื่อจัดเรียงสมการที่(3.6)ใหม่ให้อยู่ในรูป

$$|\bar{V}_2| = |T(j\omega)| |\bar{V}_1| \quad (3.8)$$

ก็จะเห็นว่าทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของวงจรองความถี่จะเป็นตัวกำหนดว่าขนาดของสัญญาณอินพุตที่ความถี่ใดๆจะถูกลดทอนขนาด(Attenuated)หรือขยายขนาด(Magnified) เป็นจำนวนเท่าใด โดยช่วงที่สัญญาณอินพุตถูกลดทอนขนาด โดยทั่วไปมักเรียกกันว่าแถบหยุด(stop band) และช่วงที่สัญญาณอินพุตถูกขยายขนาด มักเรียกกันทั่วไปว่าแถบผ่าน(pass band)

ในการทำงานเดียวกันเมื่อเราจัดเรียงสมการที่(3.7)ใหม่ให้อยู่ในรูป

$$\theta_2(\omega) = \theta(\omega) + \theta_1(\omega) \quad (3.9)$$

จะเห็นว่ามุมเฟสของทรานสเฟอ์ฟังก์ชันจะเป็นตัวบอกระยะการเลื่อนเฟสที่จะเกิดขึ้นกับสัญญาณอินพุตเมื่อถูกส่งผ่านยังเอาต์พุตของวงจรองความถี่

ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของวงจรองความถี่ $T(s)$ สามารถเขียนอยู่ในรูปอัตราส่วนของโพลีโนเมียล(polynomial)สองชุดได้ดังนี้

$$T(s) = \frac{a_M s^M + a_{M-1} s^{M-1} + \dots + a_0}{s^N + b_{N-1} s^{N-1} + \dots + b_0} \quad (3.10)$$

เลขยกกำลังสูงสุดของตัวส่วน(denominator) N คือ อันดับ(order) ของวงจรอง สำหรับวงจรองความถี่ที่มีเสถียรภาพ เลขยกกำลังสูงสุดของตัวเศษ(numerator) จะต้องน้อยกว่าหรือเท่ากับตัวส่วน $M \leq N$ สัมประสิทธิ์ของตัวเศษและตัวส่วน a_0, a_1, \dots, a_M และ b_0, b_1, \dots, b_{N-1} นั้นจะเป็นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนจริง โพลีนอเมียลในตัวเศษและตัวส่วนสามารถแยกตัวร่วม(factor) ออกจากกันได้
ทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน $T(s)$ จึงสามารถแสดงอยู่ในอีกรูปหนึ่งได้คือ

$$T(s) = \frac{a_M(s - z_1)(s - z_2)\dots(s - z_M)}{(s - p_1)(s - p_2)\dots(s - p_N)} \quad (3.11)$$

โดยรากของตัวเศษ z_1, z_2, \dots, z_M คือซีโร่(zero) ของทรานสเฟอร์ฟังก์ชันหรือทรานสมิชั่นซีโร่ (transmission zero) และรากของตัวส่วน p_1, p_2, \dots, p_N คือ โพล(pole) ของทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน หรือเนเจอร์รัลโหมด(natural mode) ทรานสมิชั่นซีโร่และโพลสามารถเป็นจำนวนจริงหรือจำนวนเชิงซ้อนได้ โดยหากเป็นโพลจำนวนเชิงซ้อนหรือซีโร่คอมเพล็กซ์ก็เกิดขึ้นเป็นคู่คอนจูเกตเท่านั้น

3.4 วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่(Universal Filter)

วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่หรือวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ (universal filter) เป็นวงจรกรองที่มีรูปสมการของทรานสเฟอร์ฟังก์ชันเป็นฟังก์ชันไบควอดราติก (biquadratic function) หรือเรียกสั้นๆ ว่าไบควอด ซึ่งมีรูปแบบมาตรฐานของสมการดังแสดงต่อไปนี้

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (3.12)$$

โดยในที่นี้

ω_0 คือ ค่าความถี่ของโพล (pole frequency)
 a_0, a_1, a_2 คือ สัมประสิทธิ์ของจำนวนเศษ
 Q คือ ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ของโพล (pole quality factor)

ค่าความถี่ ω_0 และค่า Q กำหนดตำแหน่งของโพลตามสมการ

$$p_1, p_2 = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j\omega_0 \sqrt{1 - \left(\frac{1}{4Q^2}\right)} \quad (3.13)$$

ฟังก์ชันไบควอดราติกข้างต้นสามารถให้ฟังก์ชันเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองความถี่สูงผ่าน วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน วงจรกรองก้ำจืดแถบความถี่ และวงจรกรองผ่านทุกความถี่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากทรานสเฟอ์ฟังก์ชันเดียวกัน โดยการกำหนดจากสัมประสิทธิ์ของจำนวนเศษ ซึ่งเป็นตัวกำหนดทรานสมิชันซีโร (transmission zero) ของวงจรรองความถี่อันดับที่ 2 และดังนั้นจึงเป็นตัวกำหนดชนิดของฟังก์ชันกรองความถี่

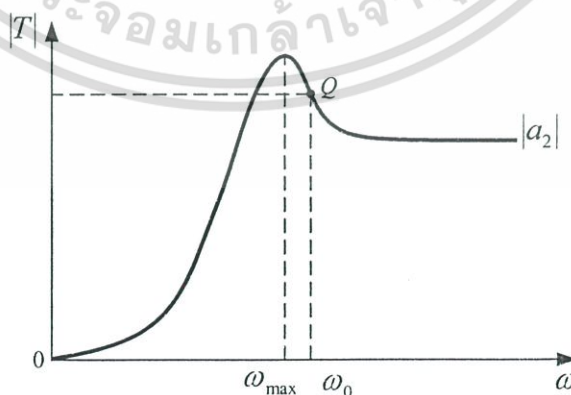
1. ในกรณีที่ค่าซีโรทั้งสองของสมการมีตำแหน่งบนระนาบ s (s -plane) ที่ $s = 0$ ดังในรูปที่ 3.6 สมการ(3.12) จะให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรรองผ่านความถี่สูงอันดับสองโดยมีรูปแบบคือ

$$T(s) = \frac{a_2 s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (3.14)$$

a_2 คือ ค่าอัตราขยายความถี่สูง (high-frequency gain) และ ω_0 คือ ค่าความถี่เรโซแนนซ์ (resonance frequency) กราฟการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.6 ค่าโพลและซีโรบน s -plane ของวงจรรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง



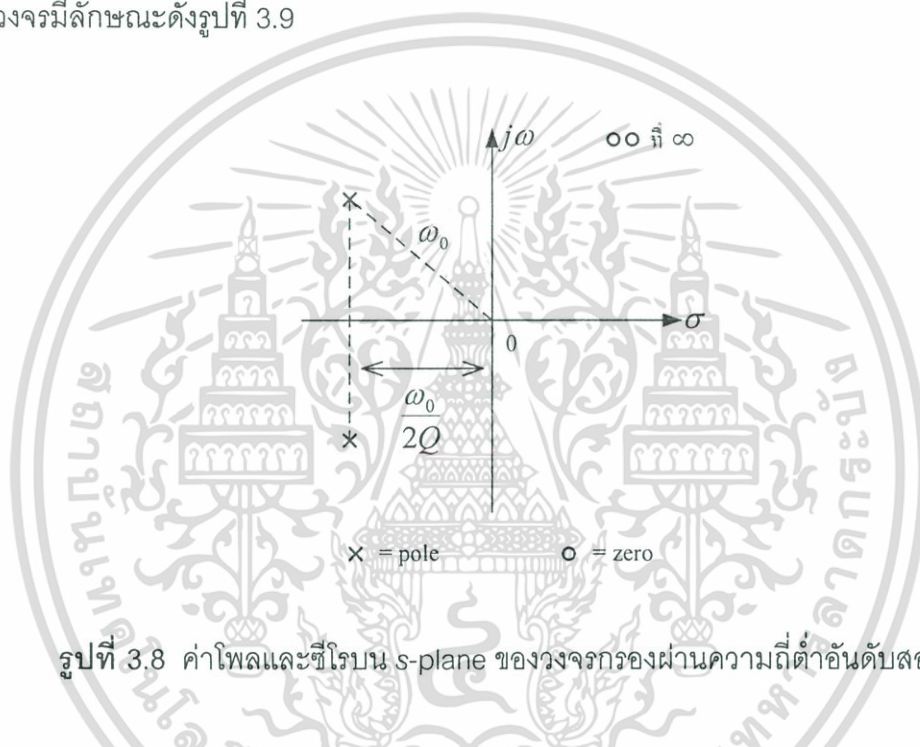
รูปที่ 3.7 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

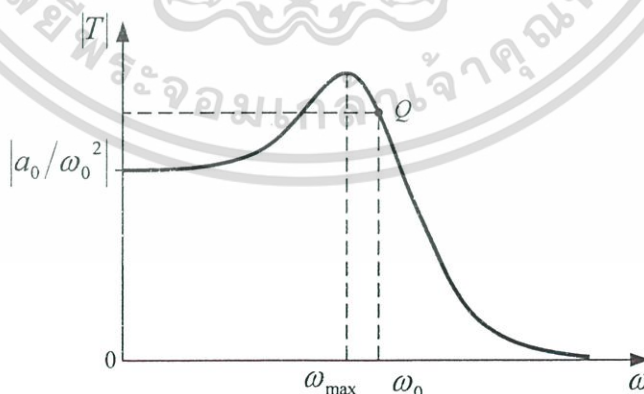
2. ในกรณีที่ค่าซีโรทั้งสองของสมการมีตำแหน่งบน s-plane ที่ $s = \infty$ ดังในรูปที่ 3.8 สมการ (3.12) จะให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสองโดยมีรูปแบบคือ

$$T(s) = \frac{a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (3.15)$$

a_0/ω_0^2 คืออัตราขยายไฟตรง (dc gain) กราฟการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.8 ค่าโพลและซีโรบน s-plane ของวงจรรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง



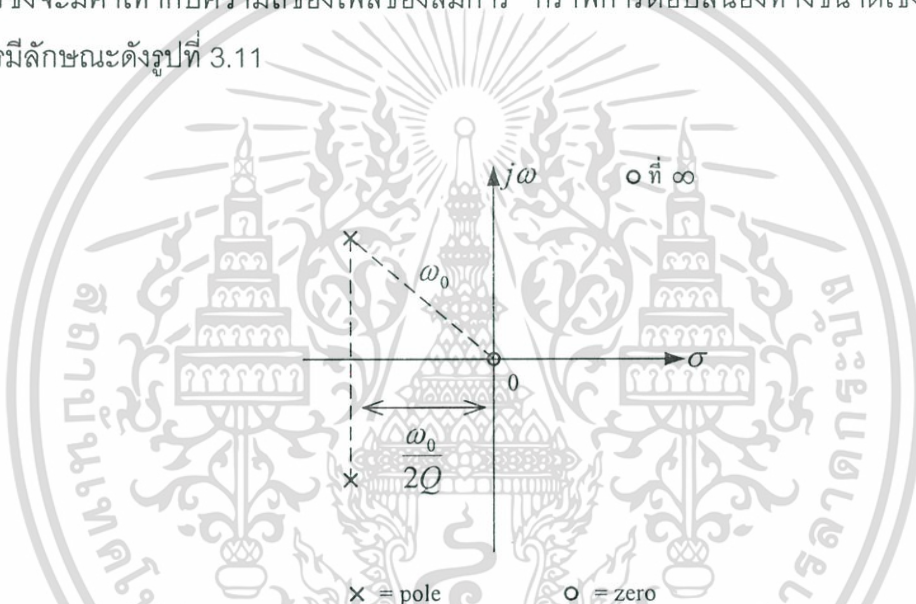
รูปที่ 3.9 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

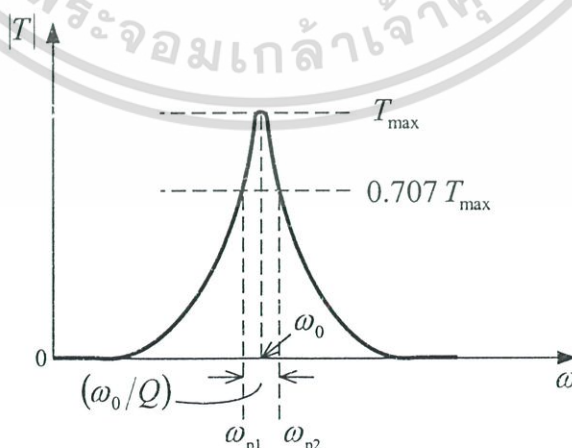
3. ในกรณีที่ค่าซีโรของสมการมีตำแหน่งบน s-plane ที่ $s = 0$ หนึ่งตำแหน่ง และอีกหนึ่งตำแหน่งที่ $s = \infty$ ดังในรูปที่ 3.10 สมการ (3.12) จะให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับสองโดยมีรูปแบบคือ

$$T(s) = \frac{a_1 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (3.16)$$

$a_1 Q/\omega_0$ คืออัตราขยายที่ความถี่ศูนย์กลาง (center-frequency gain) และผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่จะมีค่าสูงสุด (peak) ที่ $\omega = \omega_0$ หรือค่าความถี่ศูนย์กลางของวงจรซึ่งจะมีค่าเท่ากับค่าความถี่ของโพลของสมการ กราฟการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.10 ค่าโพลและซีโรบน s-plane ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง



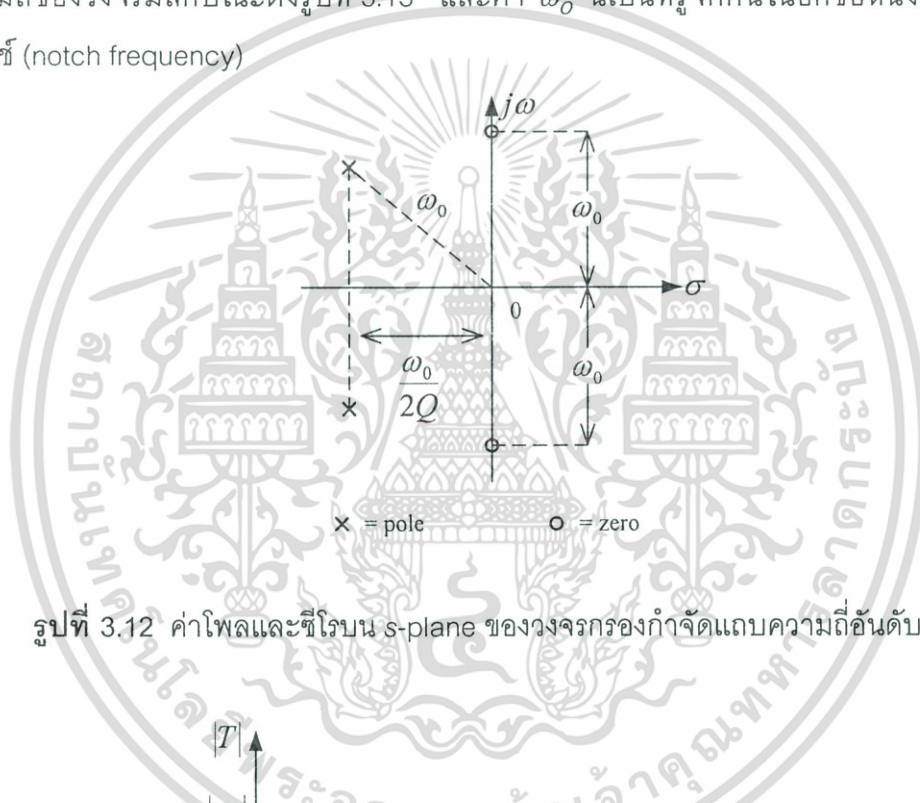
รูปที่ 3.11 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

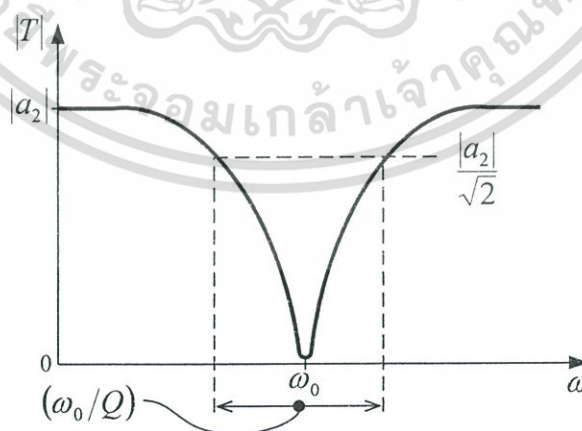
4. ในกรณีที่ค่าซีโรของสมการมีตำแหน่งอยู่บนแกน $j\omega$ ของ s-plane ดังในรูปที่ 3.12 สมการ (3.12) จะให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่อันดับสองโดยมีรูปแบบดังนี้

$$T(s) = a_2 \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (3.17)$$

ค่าอัตราขยายความถี่สูงของวงจรมีค่าเท่ากับ a_2 กราฟการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 3.13 และค่า ω_0 นี้เป็นที่รู้จักกันในอีกชื่อหนึ่งว่า ความถี่น็อทช์ (notch frequency)



รูปที่ 3.12 ค่าโพลและซีโรบน s-plane ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่อันดับสอง



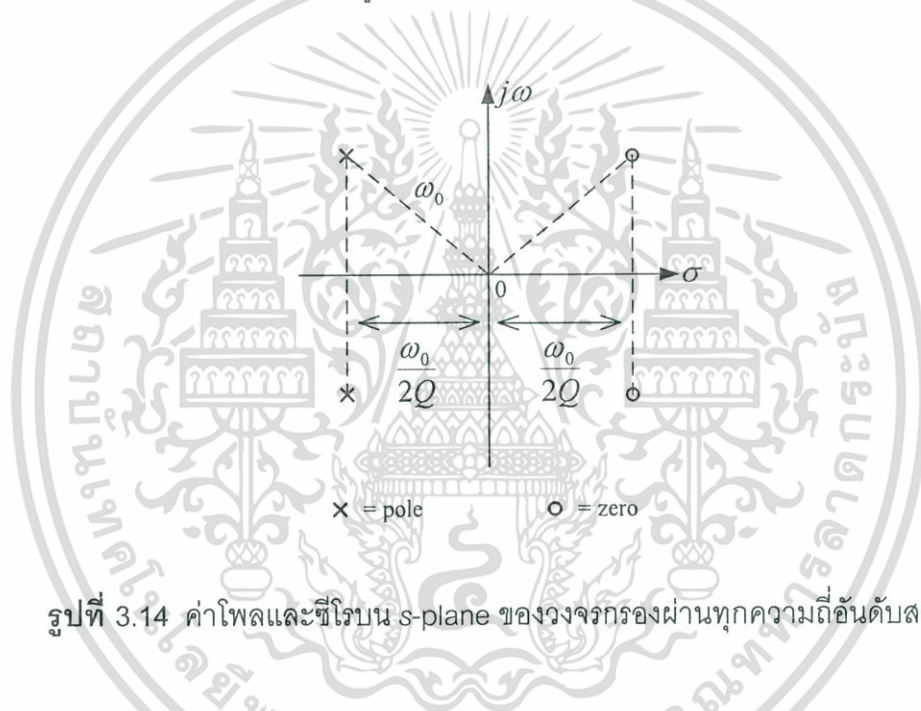
รูปที่ 3.13 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่อันดับสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

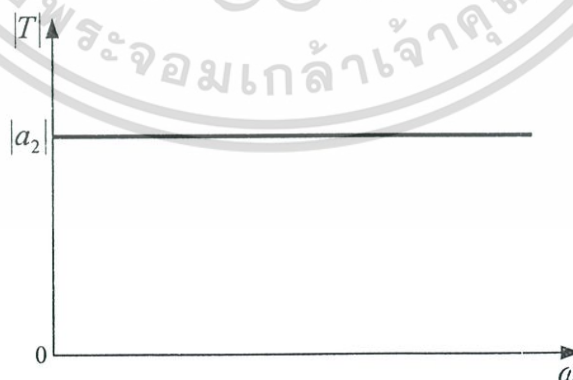
5. ในกรณีที่ค่าซีโรของสมการทั้งสองค่ามีตำแหน่งอยู่ทางด้านขวามือของ s-plane โดยมีความสมมาตรกับโพลดังในรูปที่ 3.14 สมการ (3.12) จะให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสองโดยมีรูปแบบดังนี้

$$T(s) = a_2 \frac{s^2 - \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (3.18)$$

$|a_2|$ คือค่าอัตราขยายแบบราบ (flat gain) ของวงจร กราฟการตอบสนองทางขนาดและเฟสเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 3.15 และ 3.16 ตามลำดับ

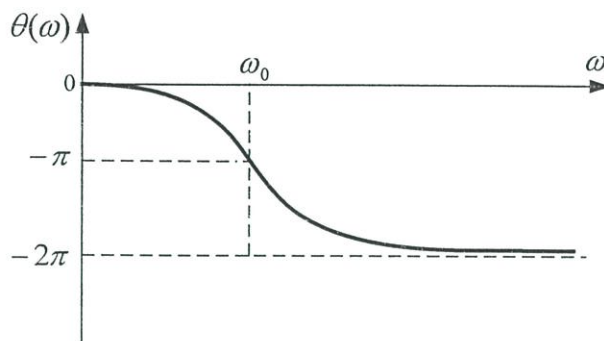


รูปที่ 3.14 ค่าโพลและซีโรบน s-plane ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง



รูปที่ 3.15 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 การตอบสนองทางเฟสเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง

จากที่กล่าวมาข้างต้นจะสังเกตเห็นว่า ชนิดของฟังก์ชันกรองความถี่สามารถเลือกเปลี่ยนได้โดยการกำหนดที่สัมประสิทธิ์จำนวนเศษของไบควอดราติกทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน

3.5 ค่าความไว(sensitivity)

ในทางปฏิบัตินั้นโดยทั่วไปแล้ว อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรไฟฟ้า มักจะมีค่าคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ระบุมากับอุปกรณ์ ซึ่งสาเหตุนั้นอาจเกิดจากกระบวนการผลิตของโรงงาน จากสาเหตุอื่นๆ เช่น การเปลี่ยนแปลงทางเคมี อันเนื่องมาจากอายุของอุปกรณ์ และการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ก็เป็นอีกสาเหตุหนึ่งที่ทำให้เกิดการเบี่ยงเบนค่าได้ และนอกจากนี้ความชื้นสัมพัทธ์ของสภาพแวดล้อมที่วงจรทำงานอยู่ภายใต้ก็ย่อมมีผลเช่นกัน การเบี่ยงเบนค่าของอุปกรณ์นั้นมีผลเกี่ยวข้องโดยตรงกับการทำงานของวงจร ทำให้พารามิเตอร์ต่าง ๆ ยกตัวอย่างเช่น ω_0 , Q และค่าอัตราขยาย อาจเบี่ยงเบนค่าไปจากที่กำหนด มาตรการหนึ่งที่เราใช้วัดว่าการเบี่ยงเบนของค่าอุปกรณ์ในวงจรส่งผลมากน้อยเพียงใดต่อค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจร คือ การวัดค่าความไว ซึ่งถูกนำเสนอขึ้นเป็นครั้งแรกโดย Bode ในปี ค.ศ.1940 ได้อธิบายการนิยามไว้ดังนี้ รูปที่ 3.17 แสดงวงจรซึ่งอุปกรณ์ตัวหนึ่งได้ถูกแยกออกมาเพื่อศึกษา คือ R_1 สมมติว่า R_1 เปลี่ยนค่าไปเป็นปริมาณ ΔR_1 ส่งผลทำให้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันเปลี่ยนแปลงด้วย เราจะสนใจพารามิเตอร์ ω_0 ของวงจรซึ่งจะเปลี่ยนค่าไปเป็นปริมาณ $\Delta \omega_0$ การเปลี่ยนแปลงนี้ส่งผลต่อทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน $T(s)$ ได้หลายรูปแบบ อาทิเช่น อาจทำให้ตำแหน่งของโพล(pole)เปลี่ยนแปลง หรือทำให้ผลตอบสนองทางขนาด(Magnitude response) เปลี่ยนรูปร่างไปจากที่กำหนด เมื่อเราพิจารณาไปที่เปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงใน ω_0 นั่นคือ

$$\frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} \times 100\% \quad (3.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงใน R_1

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} \times 100\% \quad (3.20)$$

และนำสัดส่วนการเปลี่ยนแปลงของทั้งสองมาเทียบกันเป็นอัตราส่วนดังสมการที่(3.21) จะเห็นได้ว่า

$$\frac{\% \text{ change in } \omega_0}{\% \text{ change in } R_1} = \frac{(\Delta \omega_0 / \omega_0) \times 100\%}{(\Delta R_1 / R_1) \times 100\%} \quad (3.21)$$



รูปที่ 3.17 รูปวงจรซึ่งตัวต้านทานตัวหนึ่งถูกแยกออกมาเพื่อศึกษา

ค่าอัตราส่วนของเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงของทั้งสองสามารถที่จะบ่งบอกได้ว่า ค่าอัตราส่วนที่น้อย หมายถึง การเปลี่ยนแปลงค่าใน R_1 นั้นจะส่งผลต่อค่า ω_0 น้อย ในทางตรงกันข้าม หากค่าอัตราส่วนมาก การเปลี่ยนแปลงค่าใน R_1 จะส่งผลอย่างมากต่อการเปลี่ยนแปลงค่าที่เกิดขึ้นใน ω_0 ซึ่งอัตราส่วนนี้เป็นคุณสมบัติของวงจรที่เราสนใจพิจารณาในขั้นตอนการออกแบบ เมื่อนำสมการที่(3.21) มาจัดเรียงใหม่จะได้ดังนี้

$$\frac{\% \text{ change in } \omega_0}{\% \text{ change in } R_1} = \frac{R_1}{\omega_0} \frac{\Delta \omega_0}{\Delta R_1} \quad (3.22)$$

จะเห็นว่าเทอมที่สองในสมการคือก็คือการทำอนุพันธ์(Derivative)ของ ω_0 เทียบกับ R_1 เนื่องจาก ω_0 มิได้เป็นฟังก์ชันของ R_1 เพียงอย่างเดียว แต่ยังเป็นฟังก์ชันของอุปกรณ์ตัวอื่นๆในวงจรอีก นั่นคือ ω_0 เป็นฟังก์ชันของหลายตัวแปร ดังนั้นเราจึงใช้เครื่องหมายอนุพันธ์ย่อยเพื่อแสดงถึงการทำอนุพันธ์ในสมการที่(3.22) และนิยามค่าอัตราส่วนนี้ว่า ค่าความไว(sensitivity)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{R_1}^{\omega_0} = \frac{R_1}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial R_1} \quad (3.23)$$

สมการที่ (3.23) เป็นค่าความไวของ ω_0 ที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงของค่า R_1 ซึ่งสมการเขียนอยู่ในเทอมของ ω_0 และ R_1 ยังไม่ได้เป็นรูปทั่วไป (General form) ฟังก์ชันความไว (sensitivity function) สามารถนิยามในเทอมของตัวแปรทั่วไป x และ Y ได้ดังนี้

$$S_x^Y = \frac{x}{Y} \frac{\partial Y}{\partial x} \quad (3.24)$$

โดย Y คือ พารามิเตอร์ในวงจรที่เราสนใจ (ω_0 หรือ Q)

x คือ ตัวแปรที่มีอิทธิพลต่อพารามิเตอร์ Y เช่น อุปกรณ์ในวงจร R, L และ C

ดังนั้น เราสามารถใช้ค่าของ S_x^Y เพื่อหาเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงใน Y ที่เกิดจากเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงใน x ยกตัวอย่างเช่น ถ้าค่าความไวของ ω_0 เทียบกับค่าความต้านทานตัวหนึ่ง R_1 คือ 5 แล้ว การเบี่ยงเบนของค่า R_1 ไป 1% จะส่งผลให้ค่าเบี่ยงเบนไป 5%

บทที่ 4

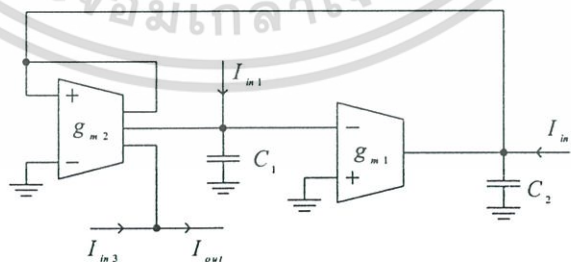
วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมดกระแสที่สร้างด้วย มอสเฟตเพียงอย่างเดียว

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะเป็นการนำเสนอ วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมดกระแสที่สร้างด้วยมอสเฟตเพียงอย่างเดียว ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ที่สามารถทำหน้าที่เป็นวงจรกรองชนิดต่างๆได้ถึง 5 ชนิด ในโครงสร้างวงจรเดียวกัน ลักษณะของวงจรคือมีอินพุต 3 พอร์ทและมีเอาต์พุต 1 พอร์ท ทำงานอยู่ในโหมดกระแส(current mode) และวงจรสร้างจากมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์เพียงอย่างเดียว ไม่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟภายนอก เนื้อหาภายในบทจะประกอบด้วยหัวข้อโดยลำดับดังนี้ หลักการของวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ ซึ่งจะกล่าวถึงหลักการขั้นต้นรวมถึงการวิเคราะห์ต่างๆ ก่อนนำไปสร้างเป็นวงจรจริง เงื่อนไขการป้อนสัญญาณอินพุตเพื่อให้วงจรทำหน้าที่เป็นวงจรกรองชนิดต่างๆ การวิเคราะห์ค่าความไวพารามิเตอร์ของวงจร วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ที่นำเสนอ ค่าความถี่ ω_0 และค่า Q ของวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ และหัวข้อสุดท้ายคือ การวิเคราะห์หาการเปลี่ยนแปลงกำลังงานของวงจร

4.2 หลักการของวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่

วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในวิทยานิพนธ์นี้ สร้างจากหลักการใช้วงจรอินทิเกรเตอร์สองตัวต่อเป็นลูบป้อนกลับโดยอาศัยทรานสคอนดักแตนซ์และตัวเก็บประจุเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 4.1[1] เมื่อวิเคราะห์วงจรรูปหลักการโดยใช้วิธีโหนด(Nodal analysis) จะพบว่ามีความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุตต่อกระแสอินพุตทั้งสามเป็นโพลีควอดราติกทรานสเฟอर्फังก์ชันดังสมการที่(4.1)



รูปที่ 4.1 หลักการของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{out} = I_{in3} - \frac{sC_1g_{m2}I_{in2} - g_{m1}g_{m2}I_{in1}}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m2} + g_{m1}g_{m2}} \quad (4.1ก)$$

$$I_{out} = \frac{s^2C_1C_2I_{in3} + sC_1g_{m2}(I_{in3} - I_{in2}) + g_{m1}g_{m2}(I_{in3} - I_{in1})}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m2} + g_{m1}g_{m2}} \quad (4.1ข)$$

4.3 เงื่อนไขการป้อนสัญญาณอินพุต

สมการที่(4.1ข)อยู่ในรูปของไบควอดราติกทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่สามารถจะให้กำเนิดทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่างๆได้ถึง 5 รูปแบบ แต่ต้องขึ้นอยู่กับเงื่อนไขการป้อนกระแสที่อินพุตทั้งสาม โดยเงื่อนไขดังกล่าวเขียนสรุปได้ดังนี้คือ

- (1) ถ้าให้ $I_{in2} = I_{in3} = 0$ และให้ I_{in1} เป็นกระแสอินพุต I_{in} จะได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง(second order low pass filter:LPF)

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{-g_{m1}g_{m2}/C_1C_2}{s^2 + \frac{g_{m2}}{C_2}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (4.2)$$

- (2) ถ้าให้ $I_{in1} = I_{in2} = I_{in3}$ เป็นกระแสอินพุต I_{in} จะได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่เป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่านอันดับสอง(second order high pass filter:HPF)

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{g_{m2}}{C_2}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (4.3)$$

- (3) ถ้าให้ $I_{in1} = I_{in3} = 0$ และให้ I_{in2} เป็นกระแสอินพุต I_{in} จะได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่เป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับสอง(second order band pass filter:BPF)

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{-\frac{g_{m2}}{C_2} s}{s^2 + \frac{g_{m2}}{C_2} s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (4.4)$$

- (4) ถ้าให้ $I_{in1} = 0$ และให้ $I_{in2} = I_{in3}$ เป็นกระแสอินพุต I_{in} จะได้ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันที่เป็นวงจรรองแถบความถี่ออกอันดับสอง(second order band reject pass filter:BRF)

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 + g_{m1}g_{m2}/C_1C_2}{s^2 + \frac{g_{m2}}{C_2} s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (4.5)$$

- (5) ถ้าให้ $I_{in1} = 0$ และให้ I_{in2}, I_{in3} เป็นกระแสอินพุต I_{in} โดยที่ $I_{in2} = 2I_{in3}$ จะได้ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันที่เป็นวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง(second order all pass filter:AF)

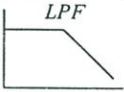
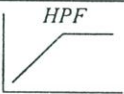


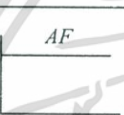
$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 - \frac{g_{m2}}{C_2} s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{g_{m2}}{C_2} s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (4.6)$$

เงื่อนไขทั้งหมดข้างต้นเขียนสรุปเป็นตารางได้ดังแสดงในตารางที่ 4.1 ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ทั้ง 5 รูปแบบข้างต้นมีค่าความถี่ ω_o และค่า Q ร่วมกันดังสมการที่(4.7) และ (4.8)

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (4.7)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1}C_2}{g_{m2}C_1}} \quad (4.8)$$

ตารางที่ 4.1 เงื่อนไขการป้อนสัญญาณอินพุตของวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่

Filter Type	I_{in1}	I_{in2}	I_{in3}	Transfer Function
	I_{in}	0	0	$\frac{-g_{m1}g_{m2}/C_1C_2}{s^2 + \frac{g_{m2}}{C_2}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$
	I_{in}	I_{in}	I_{in}	$\frac{s^2}{s^2 + \frac{g_{m2}}{C_2}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$
	0	I_{in}	0	$\frac{-\frac{g_{m2}}{C_2}s}{s^2 + \frac{g_{m2}}{C_2}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$
	0	I_{in}	I_{in}	$\frac{s^2 + g_{m1}g_{m2}/C_1C_2}{s^2 + \frac{g_{m2}}{C_2}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$
	0	$2I_{in}$	I_{in}	$\frac{s^2 - \frac{g_{m2}}{C_2}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{g_{m2}}{C_2}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$

4.4 ค่าความไวของ ω_0 และ Q

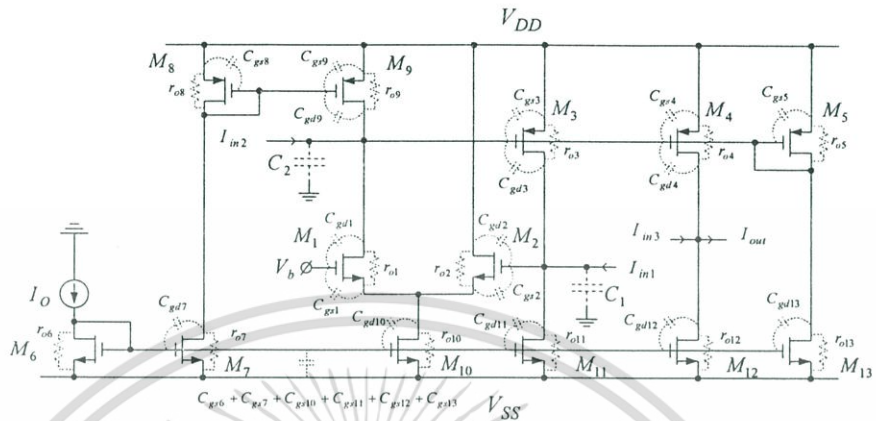
ค่าความไว (sensitivity) ของ ω_0 และ Q ของวงจรที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ของวงจร g_{m1} และ C สามารถวิเคราะห์หาได้โดยใช้สมการที่(3.24)ซึ่งหลังการวิเคราะห์พบว่ามีความดังนี้

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -S_{g_{m1}}^{\omega_0} = -S_{g_{m2}}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (4.9)$$

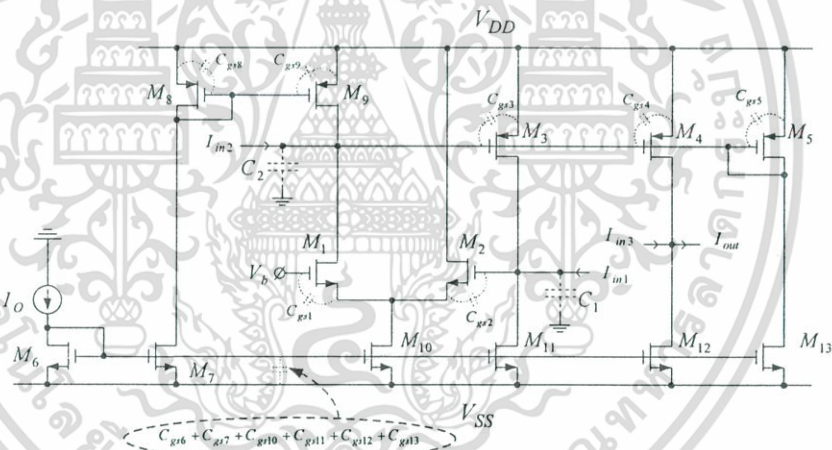
$$S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = -S_{g_{m1}}^Q = S_{g_{m2}}^Q = -\frac{1}{2} \quad (4.10)$$

จากสมการที่(4.9)และ(4.10)จะเห็นว่าค่าความไวของวงจรมีค่าคงที่และค่อนข้างต่ำ ซึ่งเป็นตัวชี้บ่งว่าผลกระทบอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์ในวงจรนั้นจะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงต่อค่า ω_0 และ Q ค่อนข้างต่ำ

ละผลทิ้งได้ จากสมมุติฐานสองข้อที่กล่าวไปทำให้ได้วงจรที่แสดงผลของตัวเก็บประจุแฝงและตัวต้านทานแฝงใหม่ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.3 ตัวเก็บประจุแฝงและตัวต้านทานแฝงภายในวงจรรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.4 ตัวเก็บประจุแฝงภายในวงจรรูปที่ 4.2 เมื่อละผลของตัวเก็บประจุแฝง C_{gd} และความต้านทานแฝง r_o

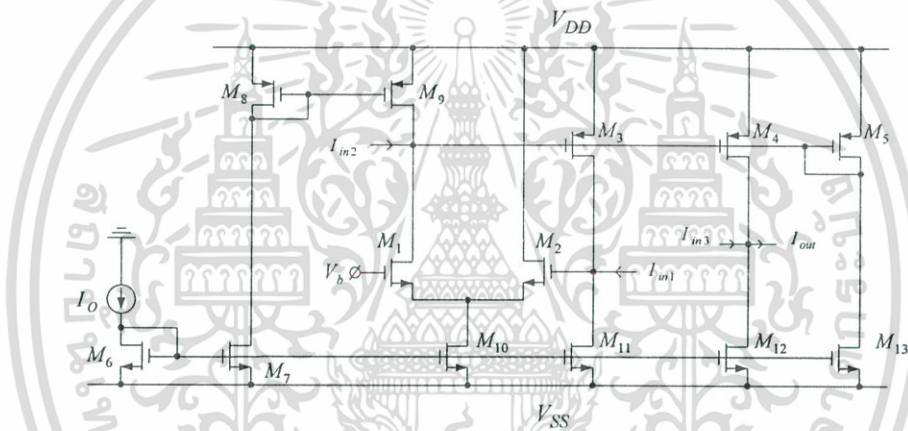
จะเห็นว่าพารามิเตอร์ที่สำคัญในวงจรก็คือ C_{gs} เมื่อสังเกตจะเห็นว่าตัวเก็บประจุแฝง C_{gs1}, C_{gs2} อยู่ในตำแหน่ง C_1 และตัวเก็บประจุ $C_{gs3} - C_{gs5}$ อยู่ในตำแหน่ง C_2 ดังนั้นจึงสามารถใช้ตัวเก็บประจุแฝง C_{gs} ภายในมอสเฟตเป็นตัวเก็บประจุที่วงจรต้องการได้ ซึ่งค่าของ C_1, C_2 มีค่าดังต่อไปนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_1 = C_{gs1} // C_{gs2} + C_{1ext} \quad (4.11)$$

$$C_2 = C_{gs3} + C_{gs4} + C_{gs5} + C_{2ext} \quad (4.12)$$

โดยในที่นี้ C_{1ext} และ C_{2ext} คือตัวเก็บประจุที่อาจเกิดจากแหล่งจ่ายกระแสอินพุตหรือจากการนำตัวเก็บประจุภายนอกมาต่อเสริมขึ้น สำหรับตัวเก็บประจุแฝง C_{gs} ที่เกิดภายในมอสเฟตที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสตรงที่นั้นไม่มีผลต่อวงจร เนื่องจากไม่อยู่ในทางเดินสัญญาณจึงสามารถละผลทิ้งได้ ทำให้วงจรที่ได้ประกอบขึ้นจากมอสเฟตเพียงอย่างเดียวเท่านั้นดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่สร้างด้วยมอสเฟตเพียงอย่างเดียว(วงจรสมบูรณ์)

4.6 ค่าความถี่ ω_o และค่า Q ของวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่

วงจรในรูปที่ 4.5 นั้นหากกำหนดเงื่อนไขให้ใช้ค่า W/L และค่ากระแสไบอัสของมอสเฟต $M_1 - M_5$ ทุกตัวเท่ากันแล้วจะเกิดผลดีคือวงจรสามารถมีค่า Q ที่ไม่เป็นฟังก์ชันของค่าความถี่ ω_o ได้ ทำให้สามารถปรับค่าความถี่ ω_o ได้เป็นอิสระจากค่า Q โดยสามารถแสดงให้เห็นได้จากการวิเคราะห์ต่อไปนี้

จากสมการที่(4.7)คือ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (4.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการที่(4.8)คือ

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1}C_2}{g_{m2}C_1}} \quad (4.14)$$

และจากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัสกับทรานสคอนดักแตนซ์ของมอสเฟต คือ $g_m = \sqrt{2k_p} \sqrt{W/L} \sqrt{I_D}$ จึงทำให้สมการที่ (4.13) และ (4.14) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\omega_o = \sqrt{\frac{(\sqrt{2k_{p1}} \sqrt{W_1/L_1} \sqrt{I_{D1}})(\sqrt{2k_{p2}} \sqrt{W_2/L_2} \sqrt{I_{D2}})}{2C_1C_2}} \quad (4.15)$$

$$Q = \sqrt{\frac{\sqrt{2k_{p1}} \sqrt{W_1/L_1} \sqrt{I_{D1}} C_2}{2\sqrt{2k_{p2}} \sqrt{W_2/L_2} \sqrt{I_{D2}} C_1}} \quad (4.16)$$

เพื่อให้รูปสมการง่ายเราจะใช้ค่าอัตราส่วนขนาดของ W และ L ของมอสเฟตที่ทำหน้าที่เป็น g_{m1} และ g_{m2} เป็นหนึ่งทั้งคู่ นั่นคือ $W_1/L_1 = W_2/L_2 = 1$ และเนื่องจากวงจรในรูปที่ 4.5 มอสเฟตได้รับกระแสไบอัส I_O เท่ากันทุกตัว นั่นคือ $I_{D1} = I_{D2} = I_O$ สมการที่(4.15)และ(4.16)จึงลดรูปสมการลงเหลือเป็นดังสมการที่(4.17)และ(4.18)

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k_1 I_O}{C_1 C_2}} \quad (4.17)$$

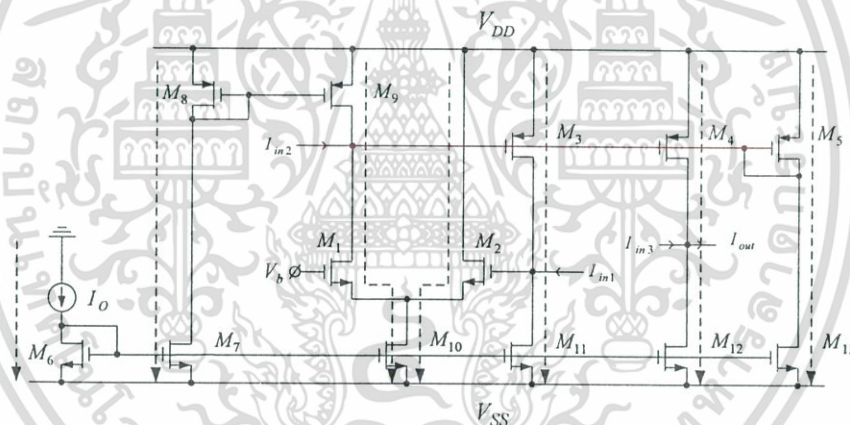
$$Q = \sqrt{k_2 \frac{C_2}{2C_1}} \quad (4.18)$$

โดยที่ $k_1 = \sqrt{k_{p1}} \sqrt{k_{p2}}$ และ $k_2 = \sqrt{\frac{k_{p1}}{k_{p2}}}$ เป็นค่าคงที่ ในสมการที่(4.17)นั้นจะเห็นได้ว่า ω_o สามารถปรับได้จากการควบคุมกระแสไบอัสวงจร I_O และเมื่อเปรียบเทียบกับค่า Q ในสมการที่ (4.18) ก็จะพบอีกว่าการปรับค่าความถี่ ω_o ไม่ส่งผลกระทบต่อค่า Q ของวงจร ให้สังเกตว่าเมื่อ

จำเป็นเราสามารถใช้ตัวเก็บประจุภายนอกมาต่อที่ C_1, C_2 เพื่อช่วยให้สะดวกในการปรับค่า Q ได้ด้วย

4.7 การสิ้นเปลืองกำลังงานของวงจร(Total power consumption)

วงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่ในรูปที่ 4.5 นั้นมีการสิ้นเปลืองกำลังงาน (power consumption: P_{loss}) ของวงจรถูกขึ้นอยู่กับระดับกระแสไบอัสและแหล่งจ่ายแรงดันของวงจร ซึ่งหาได้จากกฎการหากำลังงานคือ แรงดันแหล่งจ่ายคูณกระแสที่ใช้ไปในแต่ละบลานซ์(branch) เมื่อพิจารณา วงจรในรูปที่ 4.5 จะเห็นว่ากระแส I_O ไหลอยู่ในวงจรจำนวน 7 บลานซ์(Branch) ดังแสดงในรูปที่ 4.6 กำลังงานที่ใช้ไปในแต่ละบลานซ์คือ แรงดันแหล่งจ่ายคูณด้วยกระแสภายในบลานซ์[13] เนื่องจากแรงดัน V_{DD} เท่ากับ V_{SS} ดังนั้นกำลังงานที่ใช้ไปในบลานซ์แรกซ้ายมือจึงมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของบลานซ์อื่นๆ ซึ่งค่าการสิ้นเปลืองกำลังงานมีค่าดังสมการที่(4.19)



รูปที่ 4.6 การพิจารณากการสิ้นเปลืองกำลังงานไฟฟ้าของวงจรรูปที่ 4.5

$$P_{loss} = 6.5I_O(V_{DD} - V_{SS}) \quad (4.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

วงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่มีพื้นฐานอยู่บน วงจรสายพานกระแส

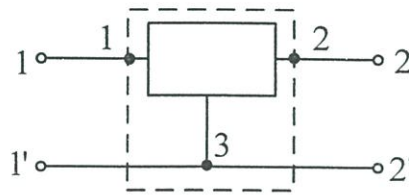
5.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะเป็นการนำเสนอวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่มีพื้นฐานอยู่บนวงจรสายพานกระแส ซึ่งเป็นวงจรที่สามารถเลียนแบบตัวเก็บประจุชนิดปรับค่าได้ วงจรดังกล่าวนี้มีการนำไปใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เนื่องจากประโยชน์ของมันที่ทำให้วงจรต่างๆทางด้านอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคมที่ใช้ตัวเก็บประจุชนิดปรับค่าได้เป็นส่วนประกอบของวงจร สามารถสร้างขึ้นในรูปของวงจรรวม (IC) ได้ง่ายขึ้น เพราะตัวเก็บประจุชนิดปรับค่าได้ในวงจรหรือที่เรียกกันทั่วไปว่าทริมเมอร์ (Trimmer) นั้นใช้เพียงตัวเก็บประจุค่าคงที่และอุปกรณ์แอคทีฟจำนวนหนึ่งเท่านั้น

เนื้อหาภายในบทจะแบ่งออกเป็น 6 หัวข้อหลักๆตามลำดับดังนี้ หัวข้อแรกจะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของวงจร 2 พอร์ตซึ่งจะใช้เป็นเนื้อหาอ้างอิงประกอบการวิเคราะห์วงจรตลอดทั้งบท หัวข้อที่สองจะเป็นหลักการของวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัว ซึ่งจะเป็นการอธิบายให้เห็นว่าวงจรทำงานอย่างไรจึงสามารถเลียนแบบตัวเก็บประจุชนิดปรับค่าได้ หัวข้อที่สามจะเป็นหัวข้อทฤษฎีของวงจรสายพานกระแสซึ่งเป็นอุปกรณ์หลักที่ใช้อยู่ในวงจรนี้ หัวข้อที่สี่เป็นการนำเสนอวงจรจริงที่สร้างขึ้นจากหลักการในหัวข้อที่สองโดยใช้วงจรสายพานกระแสที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่สามเป็นอุปกรณ์หลักในวงจร และหัวข้อที่ห้าจะเป็นผลการจำลองการทำงาน หัวข้อสุดท้ายจะเป็นการสรุปภาพรวมสั้นๆของเนื้อหาในบทนี้

5.2 หลักการวงจร 2 พอร์ต (Two port network)

วิธีการอธิบายถึงวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่สะดวกและเข้าใจง่ายที่สุดนั้นคืออาศัยการอธิบายผ่านหลักการของวงจร 2 พอร์ต เนื่องจากวงจรวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่นำเสนอในบทนี้เป็นวงจรที่มีขั้วต่อใช้งานภายนอกจำนวน 3 ขั้วซึ่งมีขั้วหนึ่งเป็นกราวด์ที่เข้าร่วมกับอีกสองขั้วที่เหลือ เราจึงสามารถมองวงจรได้ว่าประกอบด้วยขั้วทั้งหมด 4 ขั้วดังรูปที่ 5.1 และวิธีการที่จะอธิบายคุณสมบัติของวงจรที่ประกอบด้วยขั้ว 4 ขั้วส่วนมากนั้นจะอาศัยคุณสมบัติของพอร์ตที่เราได้กำหนดขึ้นเป็นพอร์ตสองพอร์ต



รูปที่ 5.1 วิธีการพิจารณาอุปกรณ์ไฟฟ้าชนิด 3 ขั้วให้เป็นอุปกรณ์ชนิด 4 ขั้ว

โดยการจับคู่ขั้ว 1 และ 1' ให้เป็นพอร์ท 1 และใช้คู่ที่เหลือเป็นพอร์ท 2 เมื่อกำหนดให้ V_1 และ V_2 เป็น ศักดาไฟฟ้าที่คร่อมพอร์ท 1 และพอร์ท 2 ตามลำดับแล้ว จะกำหนดเรียก V_1 และ V_2 นี้ว่าศักดาไฟฟ้า ของพอร์ทนั้นๆ และเรียกกระแส I_1, I_2 นี้ว่ากระแสของพอร์ทนั้นๆ



รูปที่ 5.2 อุปกรณ์ 2 พอร์ท

สำหรับการอธิบายคุณสมบัติของอุปกรณ์ไฟฟ้าชนิด 4 ขั้วหรืออุปกรณ์ 2 พอร์ทนั้น จำเป็นต้องใช้ความสัมพันธ์ 2 ชุดที่เป็นอิสระจากกัน ทั้งนี้เนื่องจากอุปกรณ์ชนิดนี้เกี่ยวข้องกับตัวแปรถึง 4 ตัวคือ ศักดาไฟฟ้า V_1, V_2 และกระแส I_1, I_2 ของพอร์ทของอุปกรณ์ โดยถ้าเลือกให้ I_1 และ I_2 เป็นตัวแปรตามที่มีค่าขึ้นอยู่กับ V_1 และ V_2 ในกรณีนี้สามารถอธิบายคุณสมบัติของอุปกรณ์ 2 พอร์ทนั้นด้วย Y พารามิเตอร์ (Admittance parameter) ซึ่งเขียนเป็นรูปสมการคือ

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \quad (5.1)$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2 \quad (5.2)$$

หรือเขียนในรูปของเมตริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

จากสมการที่(5.1)และ(5.2) สังเกตว่าถ้า $V_1 = 0$ หรือ $V_2 = 0$ แล้ว จะได้ว่า

$$y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (5.4)$$

$$y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (5.5)$$

$$y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (5.6)$$

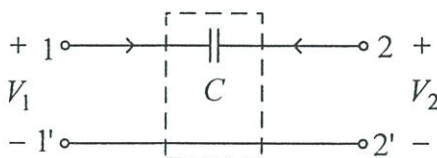
$$y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (5.7)$$

จะเห็นได้ว่าค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ได้ก็คือ ค่าของแอดมิตแตนซ์ที่เกิดจากการลัดวงจร (short-circuit admittance) ของพอร์ท 1 และ 2 นั้นเอง โดยที่ y_{11} คือ แอดมิตแตนซ์ทางด้านเข้าที่เกิดจากการลัดวงจร(short-circuit input admittance) y_{22} คือ แอดมิตแตนซ์ทางด้านขาออกที่เกิดจากการลัดวงจร(short-circuit output admittance) และ y_{12}, y_{21} คือ แอดมิตแตนซ์ส่งผ่านที่เกิดจากการลัดวงจร(short-circuit transfer admittance)

เนื่องจากค่าเมตริกซ์ $[Y]$ ตามสมการที่(5.3) มีการกำหนดค่าสมาชิก y_{ij} ได้จากการลัดวงจรดังกล่าว แล้วเมตริกซ์ $[Y]$ นี้จึงได้ชื่อว่าแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์ที่เกิดจากการลัดวงจร ซึ่งเมตริกซ์นี้สามารถใช้กำหนดคุณสมบัติของวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวได้

5.3 หลักการของวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัว

พิจารณาตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบลอยตัว(ปลายสองด้านมิได้ต่อกับอะไร)ในระบบวงจร 2 พอร์ทดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 ตัวเก็บประจุแบบลอยตัวถูกพิจารณาอยู่ในระบบวงจร 2 พอร์ท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าถ้าเราเลือกใช้ V_1 และ V_2 เป็นตัวแปรอิสระ ดังนั้นชนิดของพารามิเตอร์ที่จะใช้อธิบายคุณสมบัติของตัวเก็บประจุแบบลอยตัวนี้ ก็ควรจะเป็น Y พารามิเตอร์ ซึ่งจากรูปจะหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆได้ดังนี้

$$y_{11} = sC \quad (5.8)$$

$$y_{12} = -sC \quad (5.9)$$

$$y_{21} = -sC \quad (5.10)$$

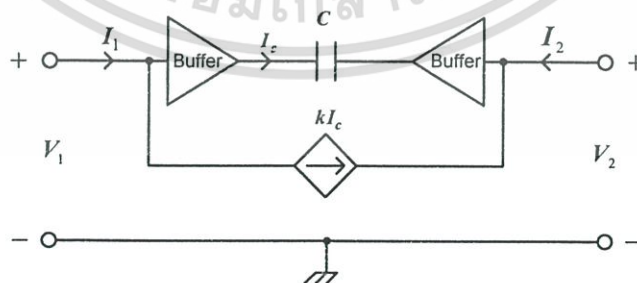
$$y_{22} = sC \quad (5.11)$$

ซึ่งเมื่อเขียนให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์จะได้

$$[Y] = sC \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

สมการข้างต้นเป็นสมการ Y เมตริกซ์ของตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่ถูกต่ออย่างลอยตัวอยู่ระหว่างพอร์ท 1 และพอร์ท 2

หลักการของวงจรควบคุมค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวนั้นแสดงดังในรูปที่ 5.4 โดยอาศัยการขยายกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ระหว่างพอร์ท 1 และพอร์ท 2 ให้ไหลมากขึ้น k เท่าที่พอร์ททั้งสองจะทำให้เสมือนกับค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ระหว่างพอร์ท 1 และพอร์ท 2 ถูกคูณด้วยค่าอัตราขยายกระแส k ซึ่งเป็นค่าคงที่ ในการพิสูจน์หลักการเราจะทำโดยการพิจารณาให้



รูปที่ 5.4 หลักการของวงจรควบคุมค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรหลักการของวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวนี้คล้ายกับเป็นกล่องที่บรรจุวงจรไฟฟ้าต่างๆที่ต่อกันไว้ภายในโดยไม่สนใจว่าวงจรภายในนั้นจะต่อกันอย่างไร แต่จะสนใจเพียงจำนวนขั้วของเส้นทางสัญญาณที่ต่อเข้าถึงภายในกล่องนั้นและภายในกล่องจะมีคุณสมบัติเป็นเสมือนตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่ลอยตัวอยู่ระหว่างพอร์ท 1 และพอร์ท 2 เหมือนตัวเก็บประจุในรูปที่ 5.3 โดยมีค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงที่ได้รับคือค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุคูณอยู่ด้วยค่าคงที่ k โดยการวิเคราะห์ผ่านระบบวงจร 2 พอร์ทเพื่อหา Y เมตริกซ์ของกล่องที่เราได้สมมุติขึ้นจะได้ค่าพารามิเตอร์ต่างเป็นดังนี้

$$y_{11} = skC \quad (5.13)$$

$$y_{12} = -skC \quad (5.14)$$

$$y_{21} = -skC \quad (5.15)$$

$$y_{22} = skC \quad (5.16)$$

ซึ่งเมื่อเขียนให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์จะได้

$$[Y] = skC \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

$$[Y] = sC_{eq} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

$$C_{eq} = kC \quad (5.19)$$

เปรียบเทียบกับ Y เมตริกซ์ในสมการที่ 5.12 จะเห็นได้ว่ากล่องหรือก็คือวงจรหลักการนั้นทำตัวเสมือนเป็นวงจรซึ่งเลียนแบบตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบลอยตัวต่ออยู่ระหว่างพอร์ท 1 และพอร์ท 2 โดยค่าความจุไฟฟ้าถูกปรับโดยค่าคงที่ k

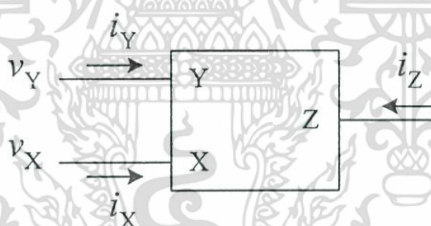
จากหลักการวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวดังกล่าวสามารถสร้างเป็นวงจรจริงโดยอาศัยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 (CCII) หรือวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 ที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) มาประกอบเป็นวงจรได้ ดังนั้นก่อนที่จะกล่าวถึงการสร้างวงจรจริงจะขอกล่าวถึงทฤษฎี

พื้นฐานของวงจรสายพานกระแสก่อนทั้งนี้เพื่อเป็นเนื้อหาประกอบความเข้าใจในวงจรจริงที่จะนำเสนอถัดไป

5.4 วงจรสายพานกระแส

วงจรสายพานกระแส(current conveyor) เป็นอุปกรณ์แอกทีฟชนิดหนึ่งที่มีเมื่อนำไปประยุกต์ใช้ร่วมกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ แล้วสามารถทำให้เกิดการประมวลสัญญาณอนาลอกในรูปแบบต่างๆ ทั้งในโหมดกระแสและแรงดันได้อย่างมากมาย โดยมีหลักการพื้นฐานของวงจรคือการทำให้เกิดการส่งผ่านของกระแสระหว่างพอร์ตสองพอร์ตที่มีระดับค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่างกันมากๆ กล่าวคือ พอร์ตทางด้านอินพุตของวงจรจะมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ แต่สำหรับพอร์ตทางด้านเอาต์พุตจะมีค่าอิมพีแดนซ์สูง โดยมีค่าอัตราการส่งผ่านกระแสระหว่างสองพอร์ตเท่ากับหนึ่งในทางทฤษฎี

วงจรสายพานกระแสถูกนำเสนอเป็นครั้งแรกในปี ค.ศ. 1968 โดย A. Sedra และ K. C. Smith โดยตั้งชื่อว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (first generation current conveyor : CCI) [14] ซึ่งจัดเป็นอุปกรณ์ชนิด 3 พอร์ต โดยมีพอร์ต X และ Y เป็นพอร์ตอินพุต พอร์ต Z เป็นพอร์ตเอาต์พุต ซึ่งมีสัญลักษณ์ของวงจรมีดังในรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 สัญลักษณ์ของวงจร CCI

หลักการทำงานของวงจรถือ ถ้ามีแรงดันตกคร่อมที่พอร์ต Y (v_Y) จะทำให้เกิดแรงดันค่าเท่ากับที่พอร์ต X (v_X) ในทำนองเดียวกันถ้ามีกระแสไหลผ่านที่พอร์ต X (i_X) ก็จะทำให้เกิดกระแสค่าเท่ากับไหลผ่านที่พอร์ต Y (i_Y) และกระแสค่าเดียวกันนี้ก็ถูกลำเลียง (convey) ไปยังทางด้านพอร์ต Z (i_Z) ซึ่งที่พอร์ต Z นี้จะมีลักษณะเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตสูง นอกจากนี้ค่าแรงดัน v_X (ซึ่งถูกกำหนดด้วยค่าแรงดัน v_Y) นั้นจะไม่ขึ้นอยู่กับการกระแส (i_X) และค่ากระแส i_Y (ซึ่งถูกกำหนดด้วยค่ากระแส i_X) ก็จะไม่ขึ้นอยู่กับการแรงดัน v_Y ด้วยเช่นกัน จากความสัมพันธ์ของตัวแปรทางไฟฟ้าต่างๆ ดังกล่าว สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการเมตริกซ์ได้ดังต่อไปนี้

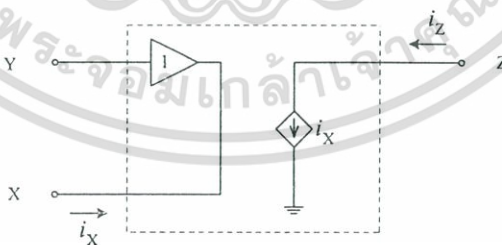
$$\begin{bmatrix} i_Y \\ v_X \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_Y \\ i_X \\ v_Z \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

หลังจากนั้นไม่นาน Sedra และ Smith ก็ได้ทำการปรับปรุงวงจรและเสนอแนวความคิดของ หลักการวงจรสายพานกระแสขึ้นใหม่โดยเรียกชื่อว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ดังจะกล่าวถึงใน หัวข้อต่อไป

5.4.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

ในปี ค.ศ. 1970 A. Sedra และ K. C. Smith ได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (second generation current conveyor : CCII) [15] ขึ้น โดยวงจรมีคุณสมบัติที่แตกต่างไปจาก วงจร CCI เดิมคือ ที่พอร์ต Y จะมีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตเป็นอนันต์ ส่งผลให้ไม่มีกระแสไหล ผ่านที่พอร์ต Y ส่วนค่าแรงดัน V_X และ V_Y ยังคงมีค่าเท่ากันเสมอ ในขณะที่กระแส i_X ก็จะถูก ลำเลียงไปยังพอร์ต Z เช่นเดียวกับวงจร CCI ดังนั้นสามารถเขียนสมการเมตริกซ์แสดง ความสัมพันธ์ของตัวแปรทางไฟฟ้าต่างๆ ได้เป็น

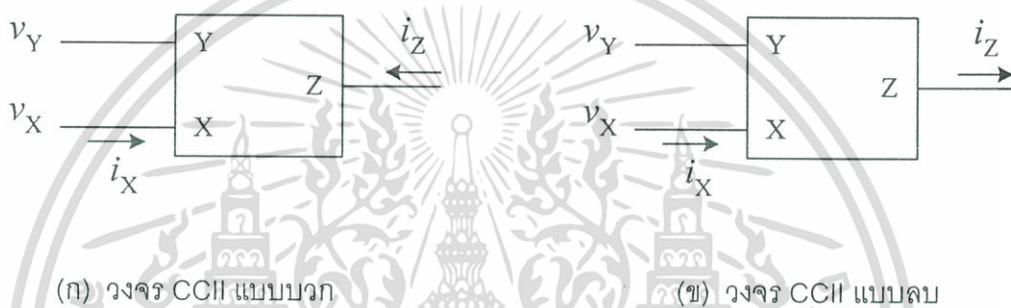
$$\begin{bmatrix} i_Y \\ v_X \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_Y \\ i_X \\ v_Z \end{bmatrix} \quad (5.20)$$



รูปที่ 5.6 วงจรสมมูลของวงจร CCII ในทางอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (5.20) สามารถเขียนรูปวงจรสมมูลของวงจร CCII ในทางอุดมคติได้ดังรูปที่ 5.6 สำหรับเครื่องหมาย \pm จะแสดงความสัมพันธ์ของทิศทางการไหลของกระแส i_z เทียบกับ i_x เครื่องหมาย (+) หมายถึงกระแสทั้งสองไหลในทิศทางเดียวกัน คือมีทิศทางไหลเข้าหรือออกจากวงจรเหมือนกัน วงจร CCII ที่มีคุณสมบัติเช่นนี้ถูกเรียกว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองชนิดบวก ใช้สัญลักษณ์คือ CCII+ ในทางตรงกันข้ามเครื่องหมาย (-) หมายถึงกระแสทั้งสองไหลในทิศทางตรงข้ามกัน และวงจร CCII ที่มีคุณสมบัติเช่นนี้ถูกเรียกว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองชนิดลบ ซึ่งจะใช้สัญลักษณ์เป็น CCII-

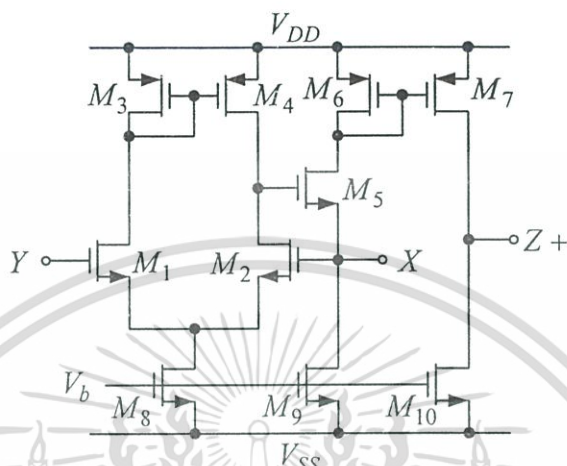


รูปที่ 5.7 สัญลักษณ์ของวงจร CCII

5.4.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองสร้างโดยใช้มอสเฟต

จากแนวคิดและหลักการของวงจร CCII สามารถสร้างวงจรในทางปฏิบัติขึ้นได้หลายรูปแบบ โดยต้องทำให้วงจรมีคุณสมบัติเป็นไปตามสมการอุดมคติดังสมการ(5.20)มากที่สุด ดังนั้นเพื่อให้ได้ความสัมพันธ์ของศักดาและกระแสที่พอร์ท X, Y และ Z + ตามความสัมพันธ์ $i_y = 0$ $V_Y = V_X$ $i_{z+} = i_x$ นี้ วงจรจึงต้องประกอบด้วยวงจรตามศักดาสัญญาณ (Voltage Follower) เพื่อที่จะให้ได้ $V_Y = V_X$ วงจรสะท้อนกระแส(Current Mirror)เพื่อที่จะสะท้อนกระแสที่เกิดเนื่องจากกระแส i_x ให้เป็นกระแส i_{z+} เกิดขึ้น วงจรหนึ่งที่สามารถให้คุณสมบัติเป็นวงจร CCII แสดงดังรูปที่ 5.8 [16] ซึ่งสร้างขึ้นโดยอาศัยมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์ 7 ตัวคือ $M_1 - M_7$ มาประกอบเป็นวงจรโดยที่ M_1 และ M_2 ต่อกันอยู่ในรูปคู่ความแตกต่าง(Differential Pair)ซึ่งมี M_3 และ M_4 เป็นวงจรสะท้อนกระแสลบ(Negative Current Mirror)เพื่อที่จะทำหน้าที่สะท้อนกระแสควบคุมให้กระแสเดรนของ M_1 และ M_2 มีค่าเท่ากันอยู่เสมอโดยที่มี M_5 ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่จ่ายไบอัสให้กับมอสเฟตทั้ง 4 ตัว วงจรชุดนี้จะทำหน้าที่เป็นวงจรตามศักดาสัญญาณ ส่วนวงจรที่เหลือคือมอสเฟต M_5 วงจร

สะท้อนกระแส M_6 และ M_7 ใช้ทำหน้าที่สะท้อนกระแส i_x ให้เป็นกระแส i_z ที่พอร์ท $Z+$ โดยมีมอสเฟต M_9 และ M_{10} คอยทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ไบอัสให้กับมอสเฟตทั้ง 3 ตัว

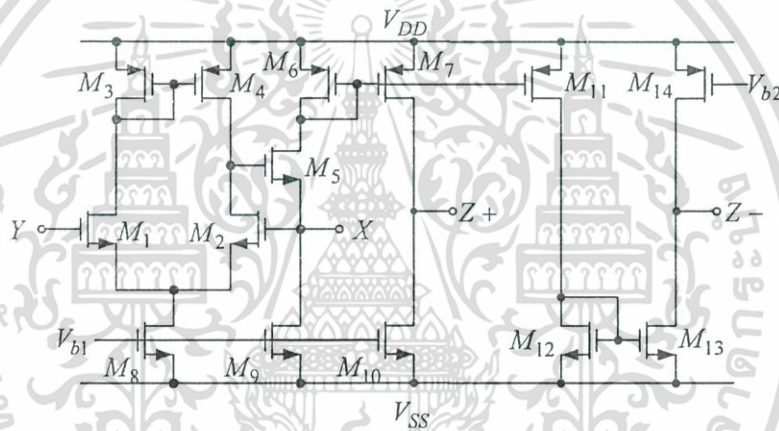


รูปที่ 5.8 วงจรสายพานกระแสชนิดบวก(CCII+)สร้างจากมอสเฟตชนิดเอ็นเอาน์

การทำงานของวงจรอธิบายดังนี้ สมมุติว่ามีสัญญาณแรงดันเข้ามาที่ขาเกทของ M_1 หรือที่พอร์ท Y ในที่นี้กำหนดเป็น v_y มอสเฟต M_1 และ M_2 ซึ่งต่อกันอยู่ในรูปคู่ความแตกต่างมีวงจรสะท้อนกระแส M_3 และ M_4 คอยสะท้อนกระแสควบคุมให้กระแสเดรนของ M_1 และ M_2 มีค่าเท่ากันตลอดเวลา ทำให้ได้ว่าแรงดัน $V_{GS1} = V_{GS2}$ และเนื่องจากขาซอสของมอสเฟต M_1 และ M_2 อยู่ที่จุดเดียวกันทำให้ระดับศักดาที่ขาเกทของมอสเฟต M_1 ซึ่งเป็นพอร์ท Y กับระดับศักดาที่ขาเกทของมอสเฟต M_2 ซึ่งเป็นพอร์ท X ของวงจรมีค่าเท่ากันนั่นคือ $V_y = V_x$ และเมื่อมีสัญญาณกระแสเข้าที่พอร์ท X ในที่นี้กำหนดเป็น i_x มอสเฟต M_5 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรตามกระแสสัญญาณจะมีกระแสที่เดรนของ M_5 (i_{D5}) เป็น $I_{D9} - i_x$ โดยที่ I_{D9} เป็นกระแสคงที่ที่ได้จากมอสเฟต M_9 และจากวงจร M_6 และ M_7 เป็นวงจรสะท้อนกระแส ดังนั้นกระแสเดรนของ M_5 $i_{D5} = I_{D9} - i_x$ จึงถูกสะท้อนไปยังขาเดรนของ M_7 ซึ่งมีค่าเป็น $i_{D7} = I_{D9} - i_x$ และเนื่องจากกระแสคงที่ I_{D10} ที่จ่ายให้มอสเฟต M_7 นั้นเท่ากับกับ I_{D9} ($I_{D9} = I_{D10}$) กระแสที่ไหลทางพอร์ท $Z+$ จึงมีค่าเป็น $i_z = i_x$ จากการทำงานของวงจรรูปที่ 5.8 จะเห็นว่าที่ขาเกทของ M_1 หรือที่พอร์ท Y จะต้องใช้การควบคุมโดยศักดาเท่านั้นไม่สามารถควบคุมโดยกระแสได้ เนื่องจากว่า M_1 เป็นมอสเฟตซึ่งด้านอินพุตคือที่ขาเกทภายในสร้างขึ้นจากฉนวนซิลิคอนไดออกไซด์ (SiO_2) กันกระแสจึงไม่สามารถไหลผ่านได้ ดังนั้นความต้านทานอินพุตจึงมีค่าสูงมากประมาณ

$10^{15} \Omega$ เพราะฉะนั้นที่พอร์ท Y กระแสจึงไม่สามารถไหลผ่านได้จึงทำให้มีค่าของ $i_Y = 0$ ดังนั้นจากการทำงานของวงจรดังกล่าวเราจะได้ความสัมพันธ์ของศักดาและกระแสที่พอร์ท X, Y และ $Z+$ เป็นไปตามความสัมพันธ์ $i_Y = 0, V_Y = V_X, i_{Z+} = i_X$ ตามต้องการ

สำหรับวงจรสายพานกระแสชนิดลบวงจรส่วนตามแรงดัน (Voltage Follower) จะเหมือนกับวงจรสายพานกระแสชนิดบวกทุกประการ ต่างกันตรงวงจรสะท้อนกระแสที่ทำหน้าที่เป็นวงจรตามกระแส (Current Follower) ต้องใช้ถึง 2 ชุดเพื่อทำให้เกิดกระแส i_{Z-} ขึ้นที่พอร์ท $Z-$ ซึ่งมีค่าเป็น $i_{Z-} = -i_X$ โหลดในทิศทางตรงกันข้ามกับพอร์ท $Z+$ จะเห็นว่าพอร์ท Z ของวงจรสายพานกระแส นั้นสามารถเพิ่มเติมได้โดยง่ายซึ่งในการประยุกต์ใช้งานบางอย่างที่ต้องใช้ทั้งพอร์ท $Z+$ และพอร์ท $Z-$ ก็สามารถเพิ่มเติมพอร์ททั้งสองให้รวมอยู่ในวงจรเดียวกันได้ทันทีดังแสดงในรูปที่ 5.9



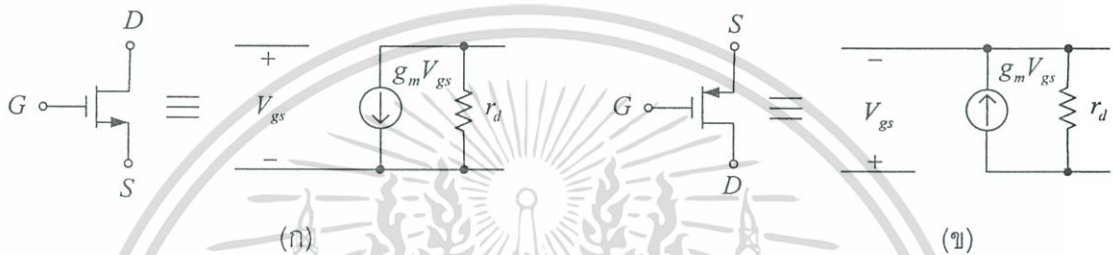
รูปที่ 5.9 วงจรสายพานกระแสแบบเอาต์พุตพอร์ท Z คู่ (CCII+/-)

5.4.3 การวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆของวงจรวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองสร้างโดยใช้ออสเฟต

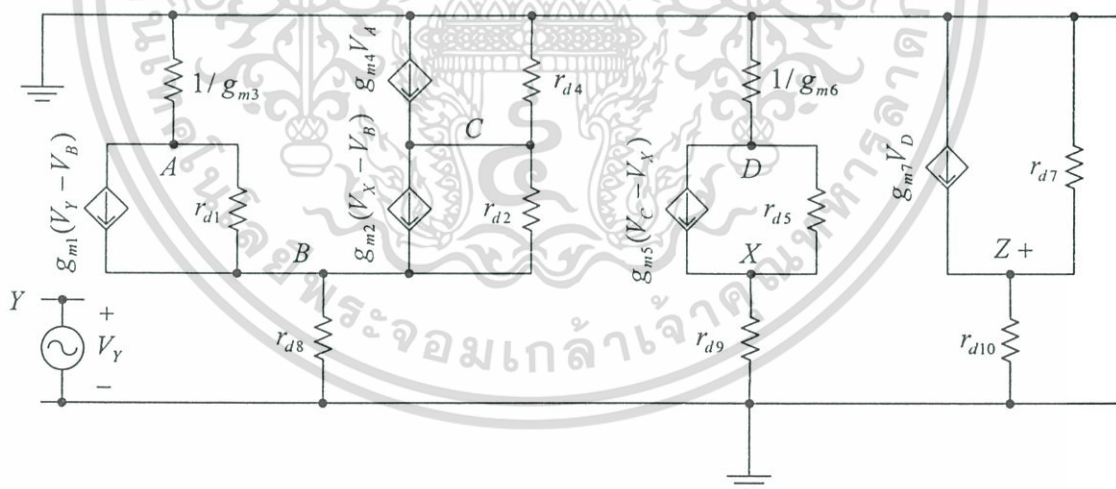
ในหัวข้อนี้จะเป็นการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรซึ่งในที่นี้จะยึดวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองชนิดบวกดังรูปที่ 5.8 เป็นหลักเพื่อพิจารณาถึงค่าอัตราส่วนของศักดา V_X/V_Y ค่าอัตราส่วนของกระแส i_X/i_Z อิมพีแดนซ์ที่พอร์ท X, Y และ Z ตามลำดับ

5.4.3.1 การวิเคราะห์ค่าอัตราส่วนของคิกดา V_x/V_y

ในการวิเคราะห์หาค่า V_x/V_y จะใช้การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก (small signal analysis) ซึ่งกระทำได้โดยการแทนมอสเฟตชนิด NMOS และ PMOS ของวงจรในรูปที่ 5.8 ด้วยวงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดเล็ก (small signal model) ดังรูปที่ 5.10 และแทนมอสเฟตที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสด้วยค่าความต้านทานภายใน ซึ่งจะได้วงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 5.8 เป็นดังรูปที่ 5.11



รูปที่ 5.10 วงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดเล็ก (small signal model) ของมอสเฟต (ก) ชนิด NMOS และ (ข) ชนิด PMOS



รูปที่ 5.11 วงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้ในการหาค่าอัตราส่วน V_x/V_y ของวงจรในรูปที่ 5.8

วิเคราะห์ที่โหนดต่างๆโดยใช้กฎของ Kirchhoff's Current Law (KCL) จะได้สมการความสัมพันธ์ที่โหนดต่างๆออกมาดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่โหนด A จะได้

$$(g_{m3} + 1/r_{d1})V_A - V_B/r_{d1} = -g_{m1}(V_Y - V_B) \quad (5.21)$$

ที่โหนด B จะได้

$$(1/r_{d7} + 1/r_{d1} + 1/r_{d2})V_B - V_A/r_{d1} - V_C/r_{d2} = g_{m1}(V_Y - V_B) + g_{m2}(V_X - V_B) \quad (5.22)$$

ที่โหนด C จะได้

$$(1/r_{d2} + 1/r_{d4})V_C - V_B/r_{d2} = -g_{m2}(V_X - V_B) - g_{m4}V_A \quad (5.23)$$

ที่โหนด D จะได้

$$(g_{m6} + 1/r_{d5})V_D - V_X/r_{d5} = -g_{m5}(V_C - V_X) \quad (5.24)$$

ที่โหนด X จะได้

$$(1/r_{d8} + 1/r_{d5})V_X - V_D/r_{d5} = g_{m5}(V_C - V_X) \quad (5.25)$$

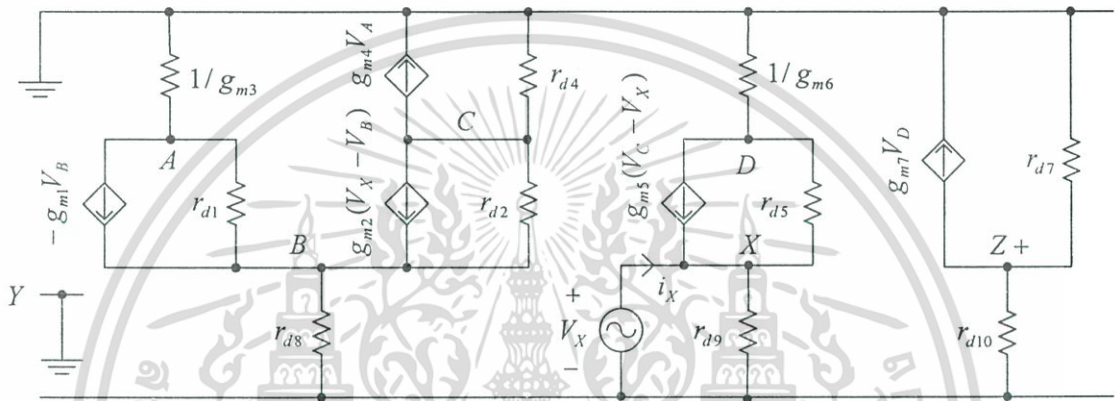
จากสมการ (5.21) ถึง (5.25) แก่สมการโหนดร่วมกันจะให้ความสัมพันธ์ระหว่าง V_X ต่อ V_Y เป็น

$$\frac{V_X}{V_Y} \cong g_{m2} / (g_{m2} + g_{d2} + g_{d4}) \cong 1 \quad (5.26)$$

จากสมการจะเห็นได้ว่าแรงดันที่พอร์ท Y จะถูกถ่ายโอนไปยังพอร์ท X ได้อย่างแม่นยำก็ต่อเมื่อ $g_{m2} \gg (g_{d2} + g_{d4})$ โดยที่ g_{di} คือส่วนกลับของค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนและซอสของมอสเฟตตัวที่ i ($g_d = 1/r_d$) และ g_{m2} คือค่าทรานคอนดักแตนซ์ของมอสเฟตตัวที่ 2

5.4.3.2 การวิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ท X

การวิเคราะห์หาอิมพีแดนซ์ที่พอร์ท X จะใช้วิธีการทำนองเดียวกันกับการวิเคราะห์หาค่าอัตราส่วน V_X/V_Y ในหัวข้อที่ผ่านมา โดยการแทนมอสเฟตชนิด NMOS และ PMOS ของวงจรในรูปที่ 5.8 ด้วยวงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดเล็กและแทนมอสเฟตที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสด้วยค่าความต้านทานภายใน แล้วป้อนแหล่งจ่ายทดสอบ V_X เข้ายังพอร์ท X โดยกำหนดให้ที่พอร์ท Y เป็นศูนย์หรือลวงกราวด์ จะได้วงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 5.8 เป็นดังรูปที่ 5.12



รูปที่ 5.12 วงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้ในการวิเคราะห์หาอิมพีแดนซ์ที่พอร์ท X ของวงจรในรูปที่ 5.8

ใช้กฎของ Kirchhoff's Current Law (KCL) วิเคราะห์หาสมการความสัมพันธ์ที่โหนดต่างๆ ออกมาดังนี้

ที่โหนด A จะได้

$$(g_{m3} + 1/r_{d1})V_A - V_B/r_{d1} = g_{m1}V_B \quad (5.27)$$

ที่โหนด B จะได้

$$(1/r_{ds} + 1/r_{d1} + 1/r_{d2})V_B - V_A/r_{d1} - V_C/r_{d2} = -g_{m1}V_B + g_{m2}(V_X - V_B) \quad (5.28)$$

ที่โหนด C จะได้

$$(1/r_{d2} + 1/r_{d4})V_C - V_B/r_{d2} = -g_{m2}(V_X - V_B) - g_{m4}V_A \quad (5.29)$$

ที่โหนด D จะได้

$$(g_{m6} + 1/r_{d5})V_D - V_X/r_{d5} = -g_{m5}(V_C - V_X) \quad (5.30)$$

ที่โหนด X จะได้

$$(1/r_{d9} + 1/r_{d5})V_X - V_D/r_{d5} = g_{m5}(V_C - V_X) + I_X \quad (5.31)$$

จากสมการ (5.27) ถึง (5.31) สามารถคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ท X (r_X) ออกมาได้ดังนี้

$$r_X = \frac{V_X}{I_X} \approx \frac{(g_{d2} + g_{d4})}{g_{m2}g_{m5}} \quad (5.32)$$

5.4.3.3 การวิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ท Y

อิมพีแดนซ์ที่พอร์ท Y หรือที่ขาเกตของมอสเฟต M_1 นั้นเนื่องจากโครงสร้างภายในสร้างขึ้นจากฉนวนซิลิคอนไดออกไซด์ (SiO_2) ซึ่งกั้นกระแสไฟตรง (DC Current) ได้เป็นอย่างดี กระแสจึงไม่สามารถไหลผ่านได้ ดังนั้นความต้านทานอินพุตที่พอร์ท Y จึงมีค่าสูงมากกว่า $10^{14} \Omega$ (ประมาณ 10^{15} อนุกรมมิห์อง) เพราะฉะนั้นที่พอร์ท Y จึงไม่สามารถใช้การควบคุมด้วยกระแสได้จึงทำให้มีค่า $i_Y = 0$ จึงกล่าวได้ว่า

$$r_Y \approx 10^{15} \Omega \quad (5.33)$$

5.4.3.4 การวิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ท Z+ และพอร์ท Z-

สำหรับค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ท Z+ และพอร์ท Z- ของวงจรถังรูปที่ 5.8 และ 5.9 กรณีพอร์ท Z+ จะประมาณได้เท่ากับอิมพีแดนซ์ที่จุดสัญญาณออกของแหล่งจ่ายกระแสคงที่มอสเฟต M_{10} ต่อขนานอยู่กับอิมพีแดนซ์ระหว่างขาเดรนและซอสของมอสเฟต M_7 ส่วนพอร์ท Z- จะ

ประมาณได้เท่ากับอิมพีแดนซ์ที่จุดสัญญาณออกของแหล่งจ่ายกระแสคงที่มอสเฟต M_{13} ต่อขนานอยู่กับอิมพีแดนซ์ระหว่างขาเดรนและซอสของมอสเฟต M_{14} ซึ่งมีค่าดังนี้

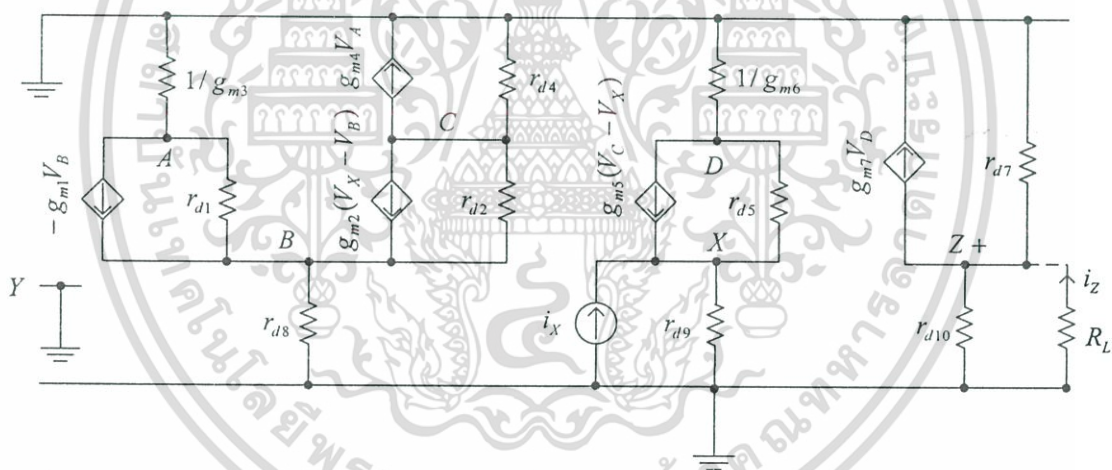
$$r_{z+} \approx r_{d10} // r_{d7} \quad (5.34)$$

และ

$$r_{z-} \approx r_{d14} // r_{d13} \quad (5.35)$$

5.4.3.5 การวิเคราะห์ค่าอัตราส่วนของกระแส i_X/i_Z

ค่าอัตราส่วนของกระแส i_X/i_Z ของวงจรในรูปที่ 5.8 สามารถหาโดยการแทนวงจรทั้งหมดด้วยวงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดเล็กและแทนมอสเฟตที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสด้วยค่าความต้านทานภายใน กำหนดให้ที่พอร์ท Y เป็นศูนย์หรือลงกราวด์และกำหนดให้มีกระแส i_X ป้อนเข้าที่พอร์ท X จะได้วงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 5.8 เป็นดังรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 วงจรเทียบเคียงสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้ในการวิเคราะห์หาอัตราส่วนของกระแส i_X/i_Z ของวงจรในรูปที่ 5.8

ใช้กฎของ Kirchhoff's Current Law (KCL) วิเคราะห์หาสมการความสัมพันธ์ที่โหนดต่างๆ ออกมาดังนี้

ที่โหนด A จะได้

$$(g_{m3} + 1/r_{d1})V_A - 1/r_{d1}V_B = g_{m1}V_B \quad (5.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่โหนด B จะได้

$$-1/r_{d1}V_A + (1/r_{d8} + 1/r_{d1} + 1/r_{d2})V_B - 1/r_{d2}V_C = -g_{m1}V_B + g_{m2}(V_X - V_B) \quad (5.37)$$

ที่โหนด C จะได้

$$-1/r_{d2}V_B + (1/r_{d2} + 1/r_{d4})V_C = -g_{m2}(V_X - V_B) - g_{m4}V_A \quad (5.38)$$

ที่โหนด D จะได้

$$(g_{m6} + 1/r_{d5})V_D - 1/r_{d5}V_X = -g_{m5}(V_C - V_X) \quad (5.39)$$

ที่โหนด X จะได้

$$-1/r_{d5}V_D + (1/r_{d9} + 1/r_{d5})V_X = g_{m5}(V_C - V_X) + i_X \quad (5.40)$$

ที่โหนด Z+ จะได้

$$(1/r_{d10} + 1/r_{d7})\frac{i_{Z+}}{R_L} = i_{Z+} - g_{m7}V_D \quad (5.41)$$

จากสมการ (5.36) ถึง (5.41) แก้มสมการโหนดร่วมกันจะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง i_{Z+} ต่อ i_X เป็น

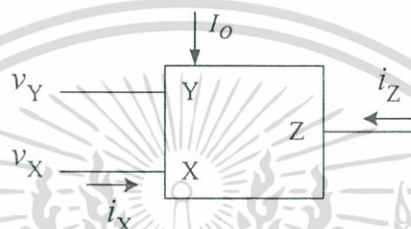
$$\frac{i_{Z+}}{i_X} \approx \frac{g_{m7}}{g_{m6}} \quad (5.42)$$

5.4.4 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (Second Generation Current Control Conveyor: CCCII)

ในปี ค.ศ. 1995 A. Fabre ได้ทำการวิเคราะห์วงจรทรานสลิเนียร์ที่เป็นส่วนประกอบของวงจรทรานสลิเนียร์ CCII แล้วพบว่าเมื่อใช้กระแสไบอัสของวงจรทรานสลิเนียร์ที่มีค่าน้อยก็จะมีปรากฏมี

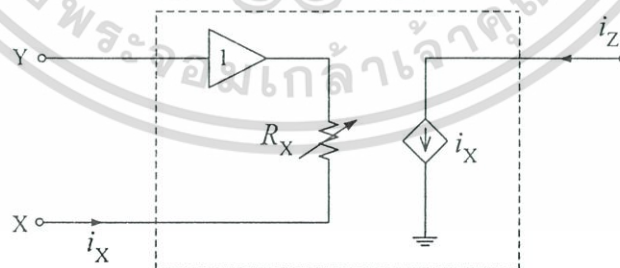
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความต้านทานแฝงเกิดขึ้นที่ขั้ว X ของวงจรวงจรทรานสลิเนียร์ CCII ซึ่งค่าความต้านทานนี้สามารถที่จะควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัสของวงจร A. Fabre จึงได้กำหนดนิยามของวงจรสายพานกระแสที่มีคุณสมบัติดังกล่าวนี้ว่าเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสขึ้น[17] โดยโครงสร้างของวงจร CCCII นี้ก็ยังคงมีลักษณะเหมือนวงจรทรานสลิเนียร์ CCII ตามเดิม[18] แต่เพื่อแสดงให้เห็นถึงความแตกต่างของวงจร CCCII กับวงจรสายพานกระแสธรรมดาทั่วไป(CCII)สัญลักษณ์ของวงจร CCCII ก็จะมีขั้วของกระแสไบอัสอยู่ด้วยดังแสดงในรูปที่ 5.14



รูปที่ 5.14 สัญลักษณ์ของวงจร CCCII

เนื่องจากวงจร CCCII นั้นจะให้ความสำคัญกับการพิจารณาค่าความต้านทานภายในที่เกิดขึ้นทางด้านขั้ว X ที่สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัสของวงจรเป็นหลัก จึงสมมติว่าทรานซิสเตอร์ที่ใช้มีคุณสมบัติใกล้เคียงอุดมคติก็จะทำให้สามารถละทิ้งผลของค่าอิมพีแดนซ์แฝงต่างๆ ที่ขั้ว Y และ Z ได้ จากคุณสมบัติของวงจร CCCII ดังกล่าวจะสามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 5.15



รูปที่ 5.15 วงจรสมมูลของ CCCII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

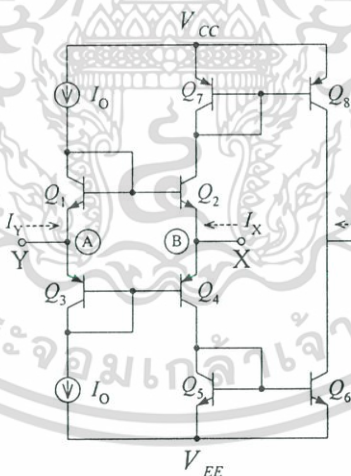
จากวงจรสมมูลตามรูปที่ 5.15 สามารถเขียนแสดงความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ของแรงดันและกระแสที่พอร์ทต่างๆของวงจร CCCII [19] ได้ดังนี้คือ

$$\begin{bmatrix} i_Y \\ v_X \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_X & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_Y \\ i_X \\ v_Z \end{bmatrix} \quad (5.43)$$

โครงสร้างของวงจร CCCII แสดงดังรูปที่ 5.16 ซึ่งเป็นวงจร CCCII แบบบวก (CCCII+) วงจรประกอบขึ้นด้วยวงปิดทรานส์ไลน์ียร์ (translinear loop) ทำหน้าที่เป็นพอร์ตอินพุต (พอร์ต X และ Y) และวงจรสะท้อนกระแส การวิเคราะห์การทำงานของวงจร CCCII+ ในรูปที่ 5.16 สามารถอธิบายได้ดังนี้

กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กัน (Match) และมีค่าอัตราขยายกระแสมากกว่าหนึ่งมากๆ ($\beta \gg 1$) ซึ่งจะทำให้สามารถละผลของกระแสเบสออกไปได้ เมื่อพิจารณาที่โหนด A จะพบว่า

$$I_Y = I_{C3} - I_{C1} \quad (5.44)$$



รูปที่ 5.16 โครงสร้างของวงจร CCCII+

เนื่องจาก $I_{C1} = I_{C3} = I_O$ ดังนั้นเมื่อแทนค่ากระแสลงในสมการ (5.44) จะได้ว่า

$$I_Y = 0 \quad (5.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการนี้แสดงให้เห็นว่าไม่มีกระแสไหลเข้าที่พอร์ต Y ซึ่งก็หมายความว่าที่พอร์ต Y จะมีค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าสูงเป็นอนันต์

พิจารณาวงปิดทรานสลิเนียร์ในรูปที่ 5.17 โดยอาศัยหลักการทรานสลิเนียร์[20]ทำให้ทราบว่า

$$I_{C1}I_{C3} = I_{C2}I_{C4} \quad (5.46)$$



รูปที่ 5.17 วงปิดทรานสลิเนียร์

เนื่องจาก $I_{C1} = I_{C3} = I_O$ ดังนั้นจะได้สมการใหม่เป็น

$$I_O^2 = I_{C2}I_{C4} \quad (5.47)$$

ที่โหนด B จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสเป็นดังนี้

$$I_{C4} = I_X + I_{C2} \quad (5.48)$$

แทนสมการ (5.48) ลงในสมการ (5.47) จะได้ว่า

$$I_O^2 = (I_X + I_{C2})I_{C2} \quad (5.49)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถหาค่ากระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_2 ได้ดังนี้

$$I_{C2} = \frac{-I_X + \sqrt{I_X^2 + 4I_O^2}}{2} \quad (5.50)$$

ถ้ากำหนดให้ $I_X \ll 2I_O$ จะได้สมการ (5.50) ใหม่เป็น

$$I_{C2} = I_O - \frac{I_X}{2} \quad (5.51)$$

เมื่อแทนค่าสมการ (5.48) ด้วยสมการ (5.51) จะสามารถหาค่ากระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_4 ได้ดังนี้

$$I_{C4} = I_O + \frac{I_X}{2} \quad (5.52)$$

จากรูปที่ 5.16 จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์ Q_5, Q_6 และ Q_7, Q_8 ถูกประกอบเป็นวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย ดังนั้นจึงทำให้

$$I_{C6} = I_{C4} \quad (5.53)$$

และ

$$I_{C8} = I_{C2} \quad (5.54)$$

พิจารณาที่พอร์ต Z จะพบว่า

$$\begin{aligned} I_Z &= I_{C6} - I_{C8} \\ &= I_{C4} - I_{C2} \end{aligned} \quad (5.55)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่ออาศัยความสัมพันธ์ตามสมการ (5.51) และ (5.52) จะได้ว่า

$$I_Z = I_X \quad (5.56)$$

จากสมการที่ได้นี้จะเห็นว่ากระแสที่พอร์ต Z มีค่าเท่ากับกระแสที่พอร์ต X และมีทิศทางการไหลของกระแสทิศเดียวกัน

ที่โหนด B ของวงปิดทรานสลิเนียร์ในรูปที่ 5.17 ภายใต้เงื่อนไขที่กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงษ์กันและมี $\beta \gg 1$ จะได้ว่า

$$I_X = I_{C4} - I_{C2} \quad (5.57)$$

และแรงดันตกคร่อมระหว่างเบส-อิมิตเตอร์ของ Q_2 มีค่าเท่ากับ

$$V_{BE2} = V_{BE1} - (V_X - V_Y) \quad (5.58)$$

จากคุณสมบัติของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะได้ว่า

$$V_{BE1} = V_T \ln \left(\frac{I_O}{I_S} \right) \quad (5.59)$$

ดังนั้นเมื่อแทนสมการ (5.58) ลงในสมการ (5.59) จะได้เป็น

$$V_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{I_O}{I_S} \right) - V_{XY} \quad (5.60)$$

ในที่นี้ V_{XY} หมายถึง $V_X - V_Y$

เนื่องจากค่ากระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_2 มีค่าเท่ากับ $I_{C2} = I_S e^{V_{BE2}/V_T}$ ดังนั้นเมื่อแทนค่า V_{BE2} ตามสมการ (5.60) จะได้ค่า I_{C2} เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 I_{C2} &= I_S e^{(V_T \ln(I_0/I_S) - V_{XY})/V_T} \\
 &= I_0 e^{-V_{XY}/V_T}
 \end{aligned} \tag{5.61}$$

และจากความสัมพันธ์ตามสมการ (5.47) จะได้ว่า

$$I_{C4} = \frac{I_0^2}{I_{C2}} \tag{5.62}$$

แทนสมการ (5.61) และ (5.62) ลงในสมการ (5.57) ได้เป็น

$$\begin{aligned}
 I_X &= \frac{I_0^2}{I_0 e^{-V_{XY}/V_T}} - I_0 e^{-V_{XY}/V_T} \\
 &= I_0 e^{V_{XY}/V_T} - I_0 e^{-V_{XY}/V_T} \\
 &= 2I_0 \frac{(e^{V_{XY}/V_T} - e^{-V_{XY}/V_T})}{2}
 \end{aligned} \tag{5.63}$$

อาศัยความสัมพันธ์ของ $\sinh x = \frac{e^x - e^{-x}}{2}$ สามารถเขียนสมการ (5.63) ให้ได้อยู่รูปใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$I_X = 2I_0 \sinh\left(\frac{V_{XY}}{V_T}\right) \tag{5.64}$$

และเนื่องจาก $\sinh\left(\frac{V_{XY}}{V_T}\right) \approx \frac{V_{XY}}{V_T}$ เมื่อ $V_{XY} \ll V_T$ ดังนั้นจะได้ค่า I_X เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_X = \frac{2I_0 V_{XY}}{V_T} \quad (5.65)$$

ถ้านิยามให้ค่าความต้านทานภายในที่พอร์ต X มีค่าเท่ากับ

$$R_X = \frac{V_{XY}}{I_X} \quad (5.66)$$

เพราะฉะนั้นเมื่อแทนค่าสมการ (5.65) ลงในสมการ (5.66) จะได้ว่า

$$R_X = \frac{V_T}{2I_0} \quad (5.67)$$

จากสมการที่ได้นี้จะเห็นว่า ค่า R_X ที่เกิดขึ้นของวงจร CCCII มีความสัมพันธ์เป็นแบบแปรผกผันกับค่า I_0 ดังนั้นถ้ากำหนดให้ค่ากระแสไบอัสของวงจรมีค่าต่ำมากๆ ค่า R_X ที่เกิดขึ้นก็จะมีค่าสูงมากพอที่จะนำไปใช้ประโยชน์ได้ แต่อย่างไรก็ตามการให้ค่ากระแสไบอัสของวงจรมีค่าต่ำมากๆ จะมีผลทำให้ย่านการทำงาน(Dynamic range)ของกระแสสัญญาณภายในวงจรแคบลง

5.5 วงจรคูณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัว (Floating capacitance multiplier)

วงจรคูณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่สร้างขึ้นจากการนำวงจร CCII มาประกอบกัน แสดงดังรูปที่ 5.18 โดยอาศัยหลักการวงจร 2 พอร์ตที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 5.2 และความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสที่ขั้วต่างๆของวงจร CCII ตามสมการที่(5.20) มาร่วมในการวิเคราะห์วงจรทำให้เราสามารถกำหนดหาพารามิเตอร์ต่างๆของแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์ (admittance matrix) ออกมาได้ดังนี้

$$y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} = sC \frac{R_2}{R_1} \quad (5.68)$$

$$y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} = -sC \frac{R_2}{R_1} \quad (5.69)$$

$$y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} = -sC \frac{R_2}{R_1} \quad (5.70)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

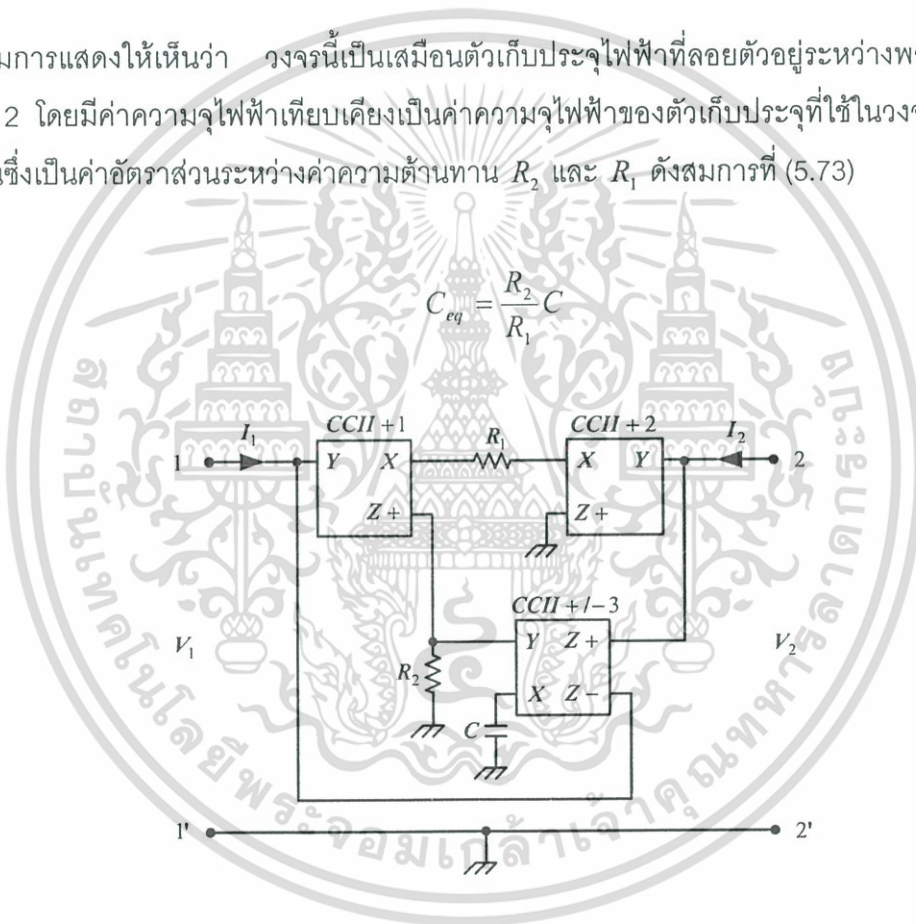
$$y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} = sC \frac{R_2}{R_1} \quad (5.71)$$

ซึ่งเมื่อเขียนให้อยู่ในรูปแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์จะได้

$$[Y] = sC \frac{R_2}{R_1} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.72)$$

จากสมการแสดงให้เห็นว่า วงจรนี้เป็นเสมือนตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่ลอยตัวอยู่ระหว่างพอร์ท 1 และพอร์ท 2 โดยมีค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเป็นค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรคูณอยู่กับตัวคูณซึ่งเป็นค่าอัตราส่วนระหว่างค่าความต้านทาน R_2 และ R_1 ดังสมการที่ (5.73)

$$C_{eq} = \frac{R_2}{R_1} C \quad (5.73)$$



รูปที่ 5.18 วงจรคูณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่นำเสนอ

สังเกตวงจรในรูปที่ 5.18 ว่าถ้าเปลี่ยนแทนวงจร CCII+ ทั้งสองด้วยวงจร CCCII+ แล้วใช้ค่าความต้านทานแฝง R_x ของวงจรทั้งสองทำหน้าที่แทน R_1 ในการกระทำเช่นนี้จะทำให้ได้วงจรคูณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่ค่าตัวคูณสามารถปรับได้ด้วยการควบคุมกระแสขึ้นดังรูปที่ 5.19 อาศัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการวงจร 2 พอร์ตและความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสที่ขั้วต่างๆของวงจร CCCII ตามสมการที่ (5.43) มาร่วมในการวิเคราะห์ห้วงจรเพื่อกำหนดหาพารามิเตอร์ต่างๆของแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์ (admittance matrix) พบว่ามีค่าดังนี้

$$y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} = sC \frac{R_2}{(R_{X1} + R_{X2})} \quad (5.74)$$

$$y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} = -sC \frac{R_2}{(R_{X1} + R_{X2})} \quad (5.75)$$

$$y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} = -sC \frac{R_2}{(R_{X1} + R_{X2})} \quad (5.76)$$

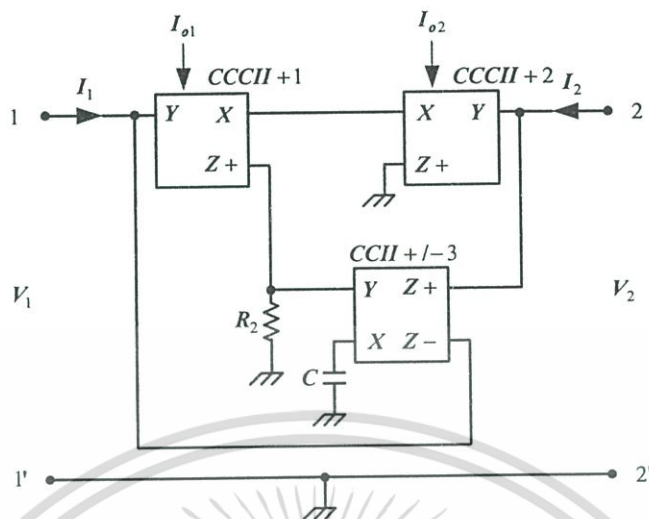
$$y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} = sC \frac{R_2}{(R_{X1} + R_{X2})} \quad (5.77)$$

ซึ่งเมื่อเขียนให้อยู่ในรูปแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์จะได้

$$[Y] = sC \frac{R_2}{(R_{X1} + R_{X2})} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.78)$$

ในที่นี้ R_{X1}, R_{X2} คือค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว X ของวงจร CCCII+ ตัวที่ 1 และ 2 ตามลำดับ ซึ่งมีค่าตามสมการที่(5.63)และเมื่อแทนค่าลงในสมการที่(5.78) โดยกำหนดให้ $I_{O1} = I_{O2} = I_O$ เราจะได้

$$[Y] = \frac{sCR_2 I_O}{V_T} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.79)$$



รูปที่ 5.19 วงจรคูณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่ปรับตัวคูณได้ด้วยกระแส

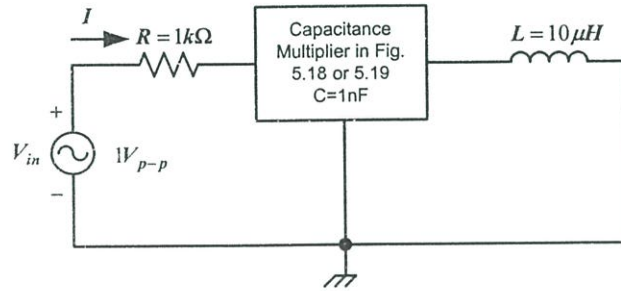
สมการ(5.79)แสดงให้เห็นว่าวงจรทำตัวเสมือนตัวเก็บประจุที่ลอยตัวอยู่ระหว่างพอร์ท 1 และพอร์ท 2 และปรับค่าได้จากการควบคุมของกระแสซึ่งมีค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเป็น

$$C_{eq} = \frac{R_2 I_0}{V_T} C \quad (5.80)$$

5.6 ผลการจำลองการทำงาน

ในการจำลองการทำงานของวงจรคูณค่าความจุไฟฟ้าชนิดปรับตัวคูณด้วยค่าความต้านทานในรูปที่ 5.18 นั้น โปรแกรมที่ใช้คือ โปรแกรมสไปซ์ วงจร CCII+ ชนิดเอาต์พุตเดี่ยวและ CCII+/- ชนิดเอาต์พุตคู่ที่นำมาใช้มีโครงสร้างตามรูปที่ 5.8 และ 5.9 ตามลำดับ โดยมีมอสเฟตทุกตัวที่ใช้ในการจำลองการทำงานวงจรใช้โมเดลพารามิเตอร์ระดับ 3 เทคโนโลยี 1.2 ไมครอนของบริษัท AMI ซึ่งมีรายละเอียดของพารามิเตอร์ดังแสดงในภาคผนวก ก ขนาดของ W และ L ของมอสเฟตแต่ละตัวมีค่าดังนี้คือ $M_1 - M_2$ ซึ่งเป็นคู่อิฟเฟอเรนเชียลมีค่า $W = L = 25 \mu m$ และ $M_5 - M_7$ แต่ละตัวมีค่า $W = L = 10 \mu m$ ส่วนมอสเฟตที่ทำหน้าที่สะท้อนกระแสและมอสเฟตที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่นั้นใช้เป็นแบบเซนแนลยาวทั้งหมดเพราะต้องการให้แชนเนลเลงทมอดูเลชันต่ำ ค่าความต้านทาน R_2 และตัวเก็บประจุ C ที่ใช้ในวงจรกำหนดให้มีค่า $10k\Omega$ และ $1nF$ ตามลำดับ วงจรรูปที่ 5.18 ที่มีส่วนประกอบตามข้างต้นถูกนำมาต่อร่วมกับอุปกรณ์ $R-L$ ในลักษณะตามรูปที่ 5.20 เพื่อจำลองการทำงานให้เป็นวงจรรีโซแนนซ์แบบ RLC อนุกรม

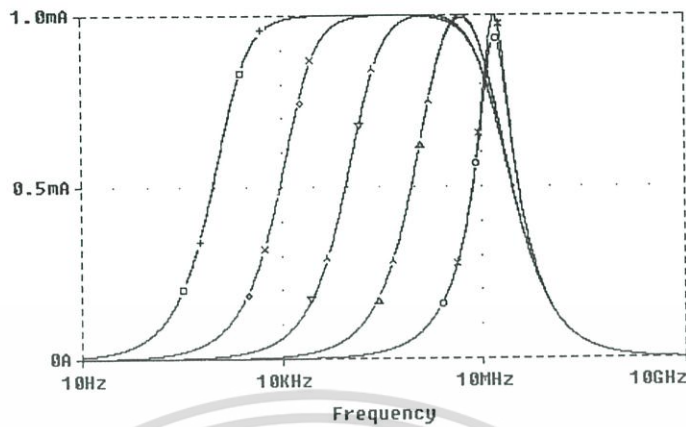
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.20 ลักษณะการต่อวงจรที่ใช้ทดสอบวงจรที่นำเสนอนิรูปที่ 5.18 และ 5.19

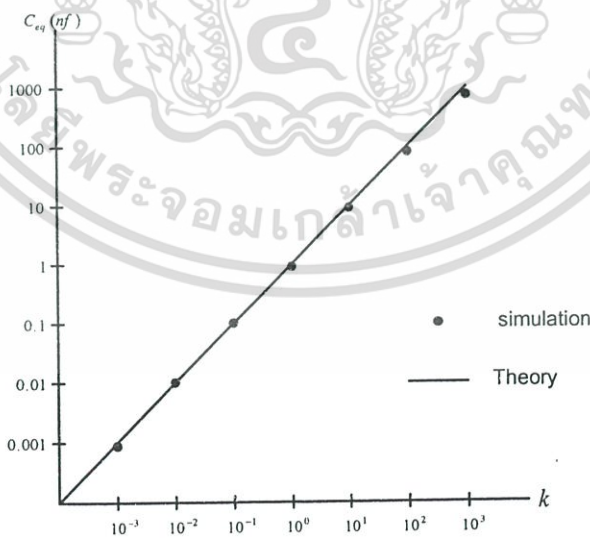
จากการทดลองเปลี่ยนค่า R_1 ให้มีค่าต่างๆกัน พบว่าผลตอบสนองเชิงความถี่ของกระแส I มีลักษณะเป็นดังรูปที่ 5.21 คือมีการเกิดรีโซแนนซ์ขึ้นตามทฤษฎีวงจรไฟฟ้าและค่าความถี่รีโซแนนซ์สามารถปรับเปลี่ยนได้ตามค่า R_1 ดังจะเห็นได้จากรูป ซึ่งให้ผลใกล้เคียงกับค่าทางทฤษฎี แสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถทำตัวเสมือนตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่ถูกปรับเปลี่ยนค่าได้โดยอาศัยการคูณจากค่าอัตราส่วนระหว่าง R_2 และ R_1 ตามต้องการ และเมื่อพล็อตค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงที่ได้จากการคูณของวงจรเทียบกับตัวคูณค่าต่างๆภายในย่านแล้วพบว่าวงจรให้ผลค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้นกับค่าตัวคูณ ซึ่งสอดคล้องกับทางทฤษฎีดังแสดงในรูปที่ 5.22 นอกจากนี้ได้ทดสอบช่วงความถี่ใช้งานของค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงที่ได้รับจากวงจรโดยอาศัยการวัดค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงแล้วนำมาพล็อตเทียบกับความถี่ พบว่าวงจรให้การตอบสนองค่าความจุไฟฟ้าที่คงที่ตลอดช่วงจากความถี่ต่ำจนกระทั่งถึงประมาณ 100MHz ดังแสดงในรูปที่ 5.23

สำหรับกรจำลองการทำงานของวงจรคูณค่าความจุไฟฟ้าชนิดปรับตัวคูณด้วยกระแสในรูปที่ 5.19 วงจร CCCII+ ที่ใช้มีโครงสร้างเป็นแบบทรานส์ลีนีเยร์ดังรูปที่ 5.16 ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP ใช้เบอร์ NR100N และ PR100N มีรายละเอียดของพารามิเตอร์ดังแสดงในภาคผนวก ก เมื่อต่อวงจรคูณค่าความจุไฟฟ้าเข้ากับ $R-L$ ตามรูปที่ 5.20 เพื่อจำลองการทำงานเหมือนกับวงจรในรูปที่ 5.18 โดยใช้ค่า C เท่าเดิมแต่เปลี่ยนค่า R_2 เป็น 500Ω ทดลองเปลี่ยนค่ากระแส I_0 ให้มีค่าต่างๆกัน พบว่าได้ผลตอบสนองเชิงความถี่ของกระแส I เป็นดังรูปที่ 5.24 คือมีการเกิดค่าความถี่รีโซแนนซ์ที่เปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสไบอัส I_0 ในลักษณะเดียวกับวงจรรูปที่ 5.18 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถทำตัวเสมือนตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่สามารถปรับค่าได้ด้วยกรควบคุมกระแส I_0 ตามต้องการ เมื่อพล็อตค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเทียบกับตัวคูณและพล็อตค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเทียบกับความถี่ในทำนองเดียวกับรูปที่ 5.22 และ 5.23 พบว่าได้ผลเป็นดังรูปที่ 5.25 และ 5.26 ตามลำดับ



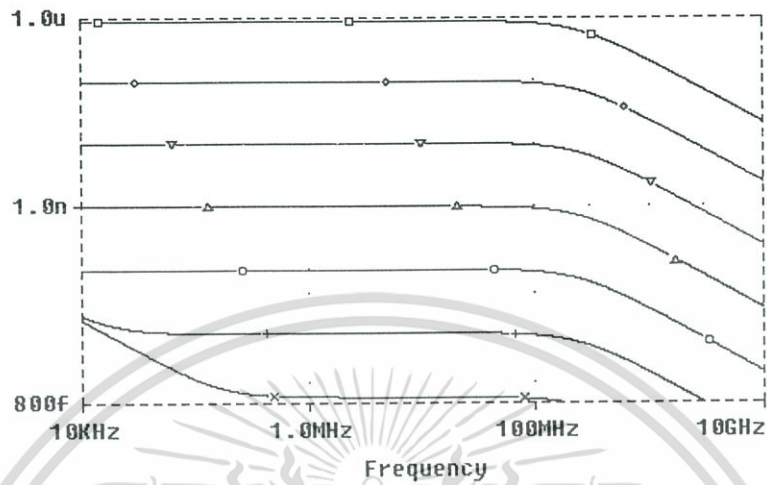
- $R_1 = 100\Omega$ $k = 100$ ---□--- ผลจำลองการทำงาน ---+--- ค่าตามทฤษฎี
- $R_1 = 1k\Omega$ $k = 10$ ---◇--- ผลจำลองการทำงาน ---x--- ค่าตามทฤษฎี
- $R_1 = 10k\Omega$ $k = 1$ ---▽--- ผลจำลองการทำงาน ---.--- ค่าตามทฤษฎี
- $R_1 = 100k\Omega$ $k = 1/10$ ---△--- ผลจำลองการทำงาน ---v--- ค่าตามทฤษฎี
- $R_1 = 1M\Omega$ $k = 1/100$ ---○--- ผลจำลองการทำงาน ---*--- ค่าตามทฤษฎี

รูปที่ 5.21 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของกระแสในวงจรตามรูปที่ 5.20 เมื่อใช้วงจรความจุไฟฟ้าที่นำเสนอนี้ในรูปที่ 5.18



รูปที่ 5.22 กราฟแสดงค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงที่ได้รับเทียบกับค่าตัวคูณของวงจรในรูปที่ 5.18

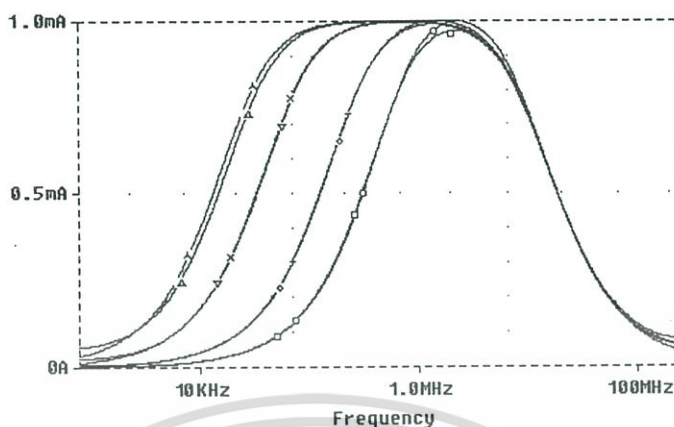
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



- ค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเมื่อค่าตัวคูณ $k = 1000$
- ◇--- ค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเมื่อค่าตัวคูณ $k = 100$
- ▽--- ค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเมื่อค่าตัวคูณ $k = 10$
- △--- ค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเมื่อค่าตัวคูณ $k = 1$
- ค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเมื่อค่าตัวคูณ $k = 1/10$
- +--- ค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเมื่อค่าตัวคูณ $k = 1/100$
- x--- ค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเมื่อค่าตัวคูณ $k = 1/1000$

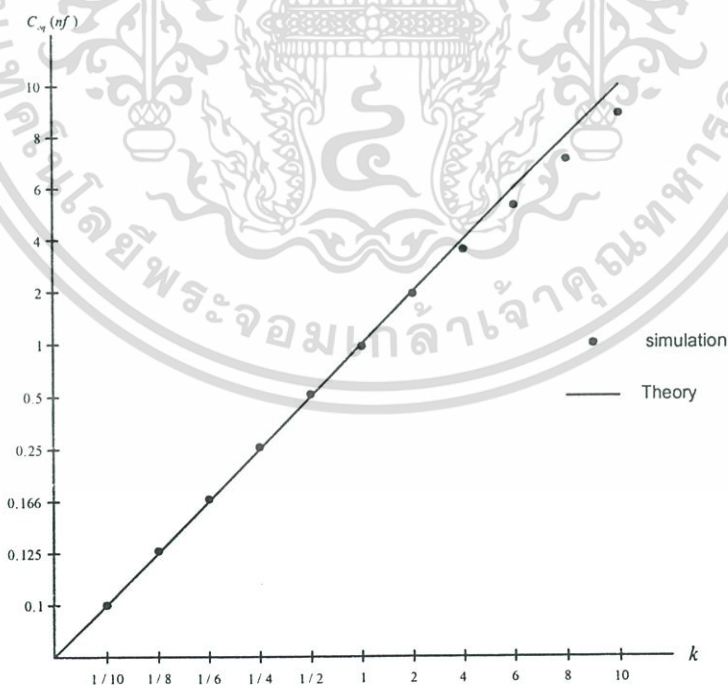
รูปที่ 5.23 กราฟแสดงค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเทียบกับความถี่ของวงจรในรูปที่ 5.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



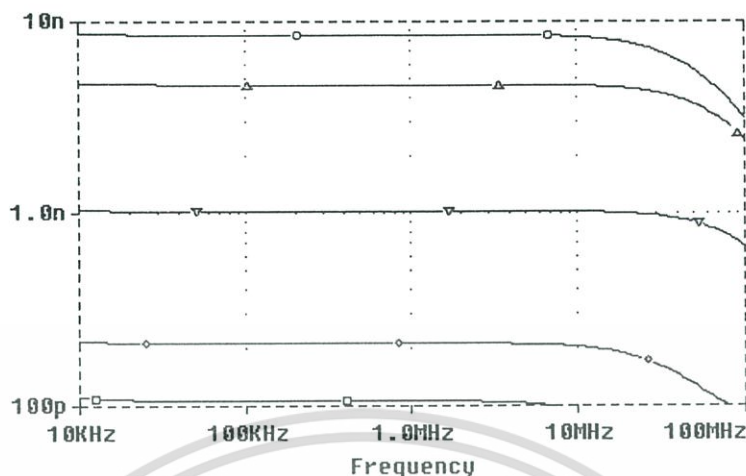
- $I_o = 260 \mu A \quad k = 5$ Δ --- ผลจำลองการทำงาน Δ --- ค่าตามทฤษฎี
- $I_o = 104 \mu A \quad k = 2$ ∇ --- ผลจำลองการทำงาน ∇ --- ค่าตามทฤษฎี
- $I_o = 26 \mu A \quad k = 1/2$ \diamond --- ผลจำลองการทำงาน \diamond --- ค่าตามทฤษฎี
- $I_o = 10.4 \mu A \quad k = 1/5$ \square --- ผลจำลองการทำงาน \square --- ค่าตามทฤษฎี

รูปที่ 5.24 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของกระแสในวงจรตามรูปที่ 5.20 เมื่อใช้วงจรคุณสมบัติที่นำเสนอนี้ในรูปที่ 5.19



รูปที่ 5.25 กราฟแสดงค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงที่ได้รับเทียบกับค่าตัวคูณของวงจรในรูปที่ 5.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



- o--- ค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเมื่อค่าตัวคูณ $k = 10$
- Δ--- ค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเมื่อค่าตัวคูณ $k = 5$
- ▽--- ค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเมื่อค่าตัวคูณ $k = 1$
- ◇--- ค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเมื่อค่าตัวคูณ $k = 1/5$
- ค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเมื่อค่าตัวคูณ $k = 1/10$

รูปที่ 5.26 กราฟแสดงค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเทียบกับความถี่ของวงจรในรูปที่ 5.19

5.7 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอวงจรคูณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่มีพื้นฐานอยู่บนวงจรสายพานกระแสซึ่งเป็นวงจรที่สามารถเลียนแบบตัวเก็บประจุชนิดปรับค่าได้ วงจรดังกล่าวมีการนำไปประยุกต์ใช้งานกันอย่างกว้างขวางเนื่องจากสามารถสร้างรวมลงในวงจรรวมได้ง่าย จึงทำให้วงจรอิเล็กทรอนิกส์จำนวนมากที่อาศัยการแปรเปลี่ยนพารามิเตอร์ของวงจรโดยตัวเก็บประจุชนิดปรับค่าได้ หรือที่เรียกว่า ทริมเมอร์(Trimmer) เป็นไปได้ที่จะสร้างอยู่ในรูปวงจรรวม(IC) จากผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่า วงจรทำงานสอดคล้องกับทางทฤษฎีเป็นอย่างดี ดังจะเห็นได้จากวงจรสามารถประพฤติตัวเป็นตัวเก็บประจุแบบปรับค่าได้ ดังผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 5.21 ถึง 5.26

บทที่ 6

ผลการทำงานของวงจร

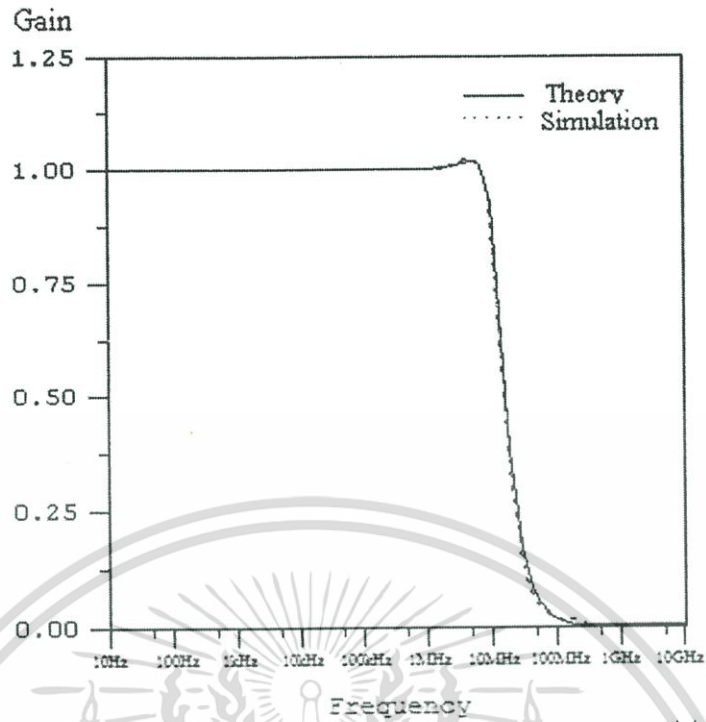
6.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการทำงานของวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 4 โดยจะแบ่งออกเป็นผลการทำงานที่ได้จากการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์(PSpice)และผลการทำงานที่ได้จากการต่อวงจรจริง

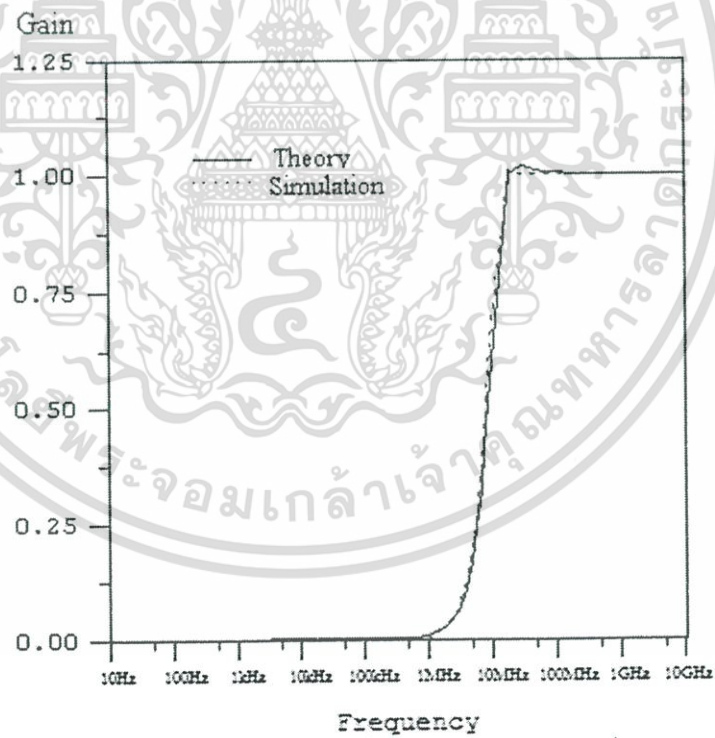
6.2 ผลการจำลองการทำงาน

ในการจำลองการทำงาน วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ในรูปที่ 4.5 ถูกนำมาจำลองการทำงานในโปรแกรม PSpice โดยมอสเฟตทุกตัวที่ใช้ในวงจรใช้โมเดลพารามิเตอร์ระดับ 3 เทคโนโลยี 1.2 ไมครอนของบริษัท AMI ซึ่งมีรายละเอียดของพารามิเตอร์ดัง ภาคผนวก ก ขนาดของ W และ L ของมอสเฟตแต่ละตัวมีค่าดังนี้คือ $M_1 - M_2$ ซึ่งเป็นคู่อิพเพอเรนเชียลมีค่า $W = L = 25 \mu m$ และ $M_3 - M_5$ แต่ละตัวมีค่า $W = L = 10 \mu m$ ส่วนมอสเฟตนอกเหนือจากนี้คือ เฟตที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่นั้นใช้เป็นแบบแซนแนลยาวทั้งหมดเพราะต้องการให้แซนแนลเลขที่มีมอดูเลชันต่ำ ยกเว้น M_9 ที่ต้องมีความกว้าง W เป็นสองเท่าของมอสเฟตที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสตัวอื่นๆ ตัวเก็บประจุ C_1, C_2 ที่ใช้ในการจำลองวงจรมานั้นใช้เฉพาะตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดจากมอสเฟตในวงจรเท่านั้น แรงดันไฟเลี้ยงที่ใช้กับวงจรมานั้นเป็นแบบแหล่งจ่ายคู่ 3V โดยแรงดัน V_b ตั้งไว้ที่ศูนย์โวลต์ ในขั้นแรกทดลองตั้งกระแสไบอัส I_0 ให้คงที่ไว้ที่ $20 \mu A$ ก่อนเพื่อดูผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในกรณีความถี่คutoffคงที่ ซึ่งพบว่าผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเป็นดังรูปที่ 6.1 วงจรกรองความถี่สูงผ่านเป็นดังรูปที่ 6.2 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านเป็นดังรูปที่ 6.3 วงจรกรองแถบความถี่ออกเป็นดังรูปที่ 6.4 และวงจรกรองผ่านทุกความถี่นั้นเป็นดังรูปที่ 6.5 โดยทุกรูปนั้นจะพล็อตเปรียบเทียบค่าทางทฤษฎีที่มาจาก การคำนวณค่าขนาดของทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน โดยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านใช้สมการที่(4.2) วงจรกรองความถี่สูงผ่านใช้สมการที่(4.3) วงจรกรองแถบความถี่ผ่านใช้สมการที่(4.4) วงจรกรองแถบความถี่ออกใช้สมการที่(4.5) และวงจรกรองผ่านทุกความถี่ใช้สมการที่(4.6) โดยค่า ω_0 และค่า Q คำนวณมาจากค่า g_{m1}, g_{m2} และค่า C_1, C_2 จากเอาท์พุตไฟล์ของโปรแกรม PSpice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

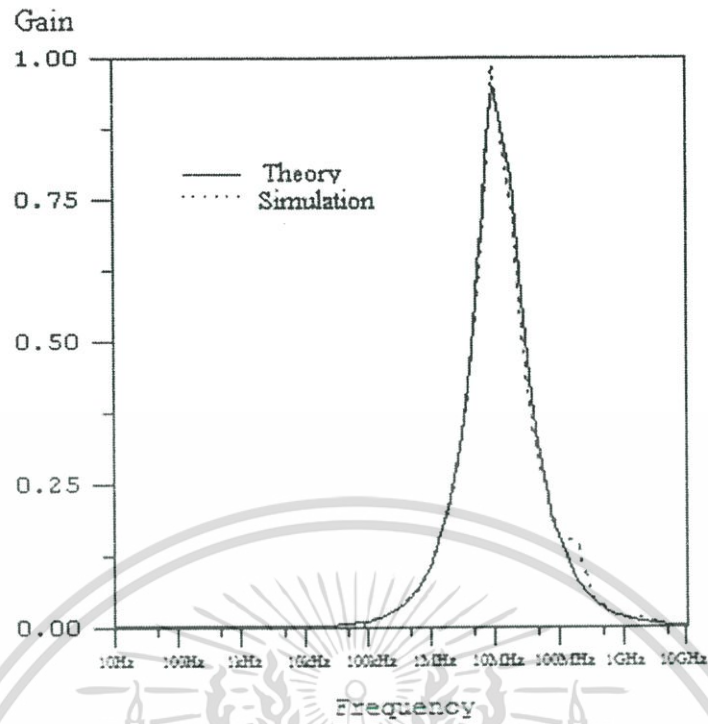


รูปที่ 6.1 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

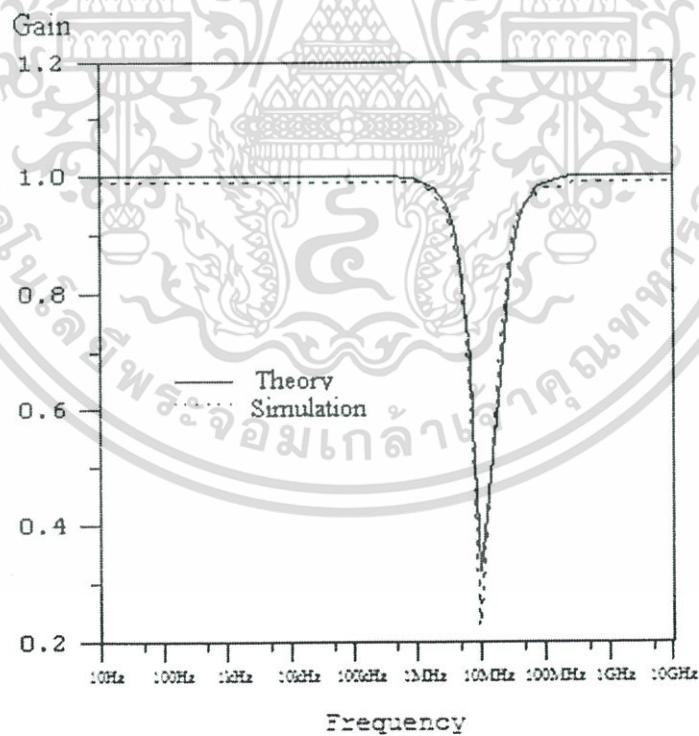


รูปที่ 6.2 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

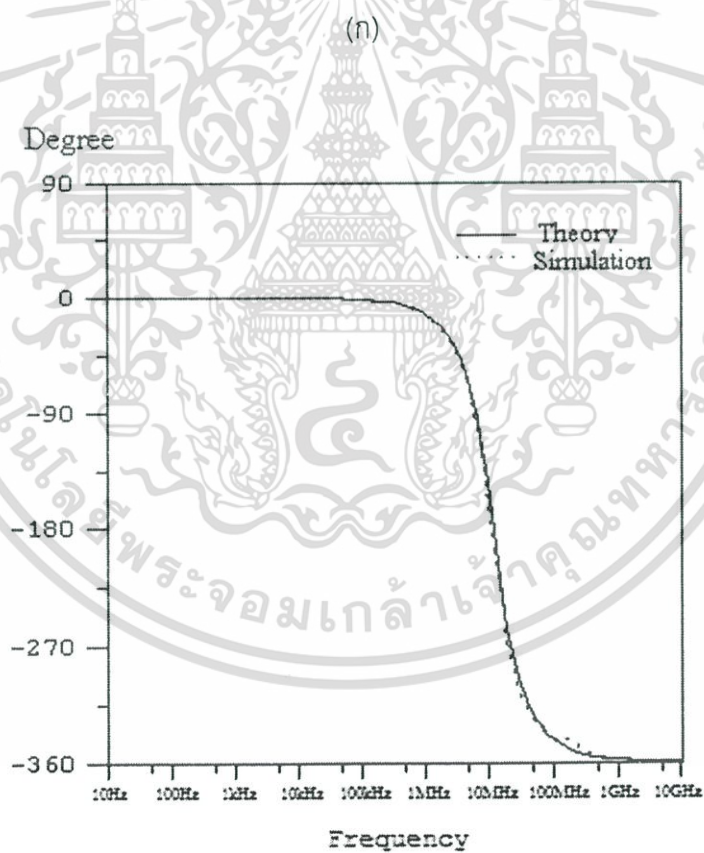
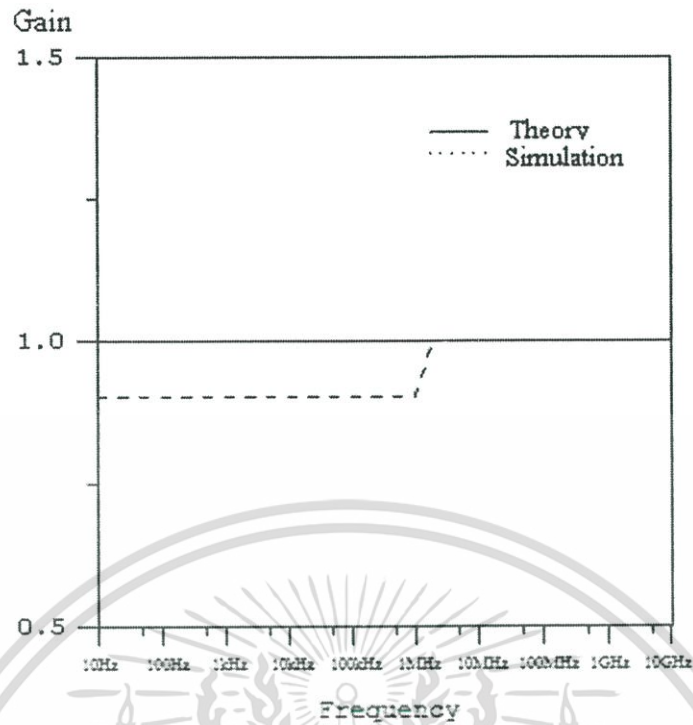


รูปที่ 6.3 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน



รูปที่ 6.4 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

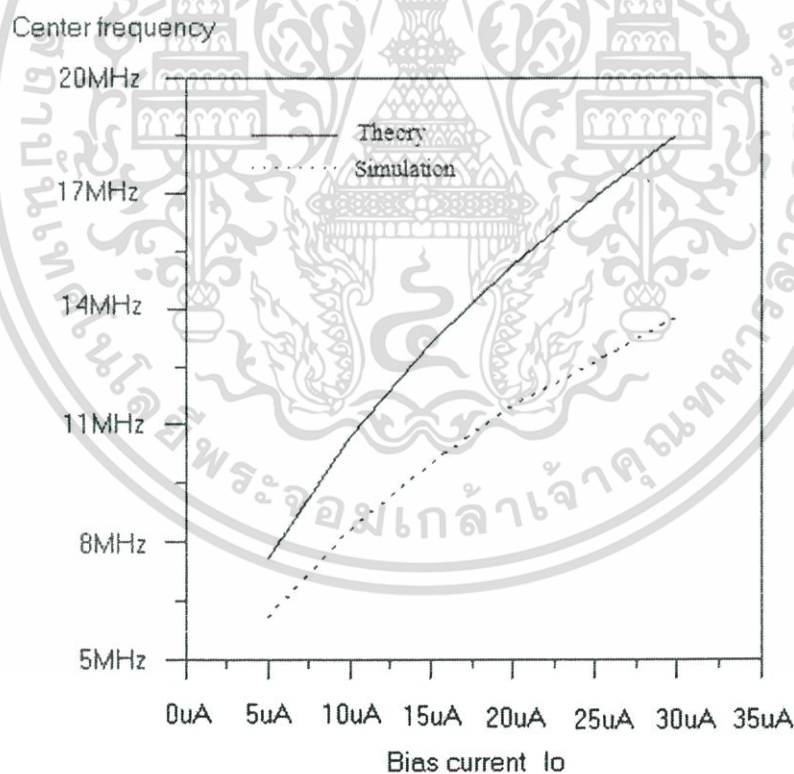


รูปที่ 6.5 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ (ก) เขิงขนาด (ข) เขิงเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

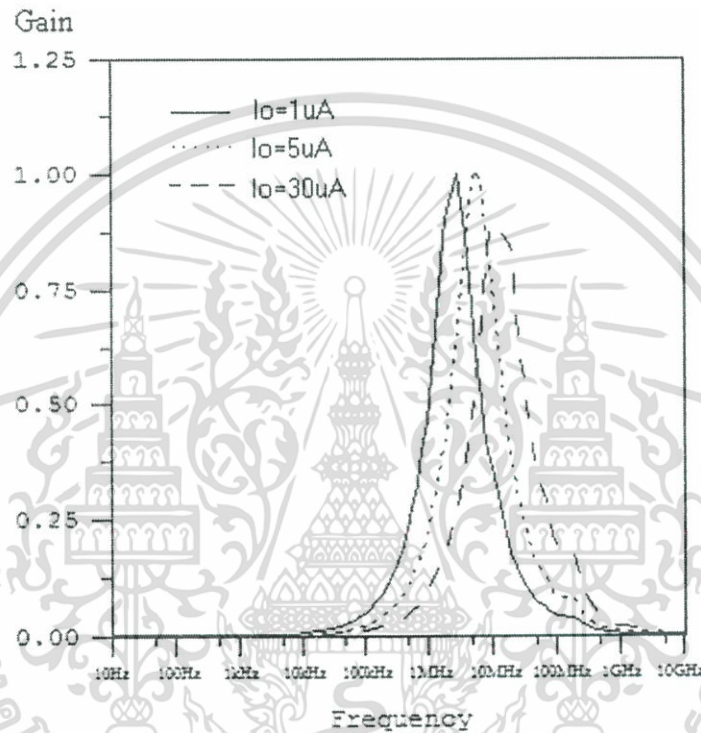
จากรูปผลการตอบสนองทั้งหมดจะเห็นได้ว่าวงจรสามารถให้ผลตอบสนองความถี่เป็นวงจรรองความถี่ชนิดต่างๆได้ทั้ง 5 รูปแบบโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างตามที่ได้นำเสนอไว้ และมีค่าความถี่วิกฤต ω_0 ที่ปรับได้ถึงความถี่ค่อนข้างสูงเนื่องจากวงจรได้รับผลกระทบจากพาราซิติคต่ำทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนของรูปผลตอบสนองที่ความถี่สูงน้อยกว่าวิธีการเดิมๆ ในรูปแสดงผลตอบสนองทางความถี่เชิงขนาดทุกรูปได้ใช้สเกลทางแกน Y เป็นสเกลเชิงเส้น (Linear scale) เนื่องจากสามารถแสดงให้เห็นรายละเอียดทางขนาดได้ชัดเจนกว่าสเกลล็อก (Log scale)

จากที่ได้วิเคราะห์ไว้ในหัวข้อที่ 4.6 สมการที่ (4.17) ว่าค่าความถี่วิกฤต ω_0 ของวงจรสามารถปรับได้โดยการควบคุมกระแสไบอัสวงจร ได้ทำการทดลองในการจำลองการทำงาน โดยวงจรที่นำมาใช้ในการทดสอบคือ วงจรรองแถบความถี่ผ่าน จากผลการจำลองการทำงานพบว่า มีผลการปรับจูนค่าความถี่วิกฤต ω_0 เทียบกับค่ากระแสไบอัสวงจร I_0 เป็นดังรูปที่ 6.6 ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าความถี่กลาง ω_0 สามารถปรับเปลี่ยนตามการควบคุมกระแสไบอัสได้ตามต้องการ โดยค่าทางทฤษฎีที่นำมาพล็อตเปรียบเทียบนั้นเป็นค่าที่คำนวณจากสมการที่ (4.17) โดยค่าพารามิเตอร์ต่างๆในสมการได้จากเอาต์พุตไฟล์ของโปรแกรม PSpice



รูปที่ 6.6 กราฟแสดงค่าความถี่กลางเทียบกับกระแสไบอัสวงจร

นอกจากนี้ได้ทดลองความอิสระของค่า Q จากการปรับจูนความถี่วิกฤต ω_0 ของวงจร ตามที่วิเคราะห์ไว้ในหัวข้อที่ 4.6 ว่าวงจรสามารถปรับจูนความถี่วิกฤต ω_0 ได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่า Q ของวงจร การทดลองจะใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านมาเป็นวงจรทดสอบ จากการทดลองปรับจูนกระแสไบอัส I_0 ของวงจรเพื่อปรับจูนความถี่วิกฤต ω_0 ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน พบว่ารูปร่างของผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน มิได้เปลี่ยนแปลงตามการปรับจูนความถี่วิกฤต ω_0 ดังแสดงรูปที่ 6.7 แสดงให้เห็นได้ว่าการปรับความถี่ ω_0 มิได้ทำให้ค่า Q เปลี่ยนแปลงไป



รูปที่ 6.7 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน เมื่อปรับกระแสไบอัส I_0 ค่าต่างๆกัน

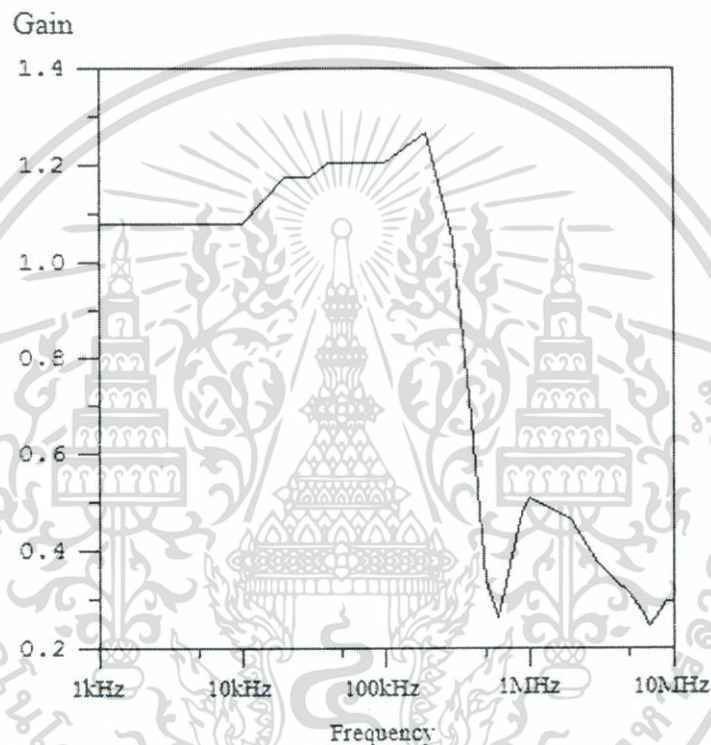
6.3 ผลการต่อวงจรจริง

ในการทดลองวงจรจริง มอสเฟตที่นำมาใช้เป็นมอสเฟตอาเรียเบอร์ MC1 4007 UB นำมาประกอบเป็นวงจรตามรูปที่ 4.5 โดยใช้ไฟเลี้ยง $\pm 5V$ แรงดัน V_b ตั้งไว้ที่ศูนย์โวลต์ กระแสไบอัสวงจรถูกตั้งไว้ที่ $500\mu A$ และใช้โหลดเป็นตัวต้านทานค่า 100Ω แหล่งจ่ายสัญญาณกระแสอินพุตได้จากแรงดันสัญญาณจากแหล่งกำเนิดสัญญาณผ่านวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส ทำให้ได้สัญญาณอินพุตเป็นกระแสขนาด $100\mu A_{p-p}$ สำหรับป้อนเป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรการบันทึกผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกระทำโดยกวาดความถี่สัญญาณอินพุตเป็น

สเกลล็อก(Log scale)เริ่มต้นจากความถี่ 1kHz ถึง 10MHz ขณะกวาดความถี่ทำการเก็บผลค่ากระแส I_{out} จากแรงดันตกคร่อมโหลด 100Ω นำค่าที่เก็บได้มาพล็อตผลตอบสนองทางขนาด

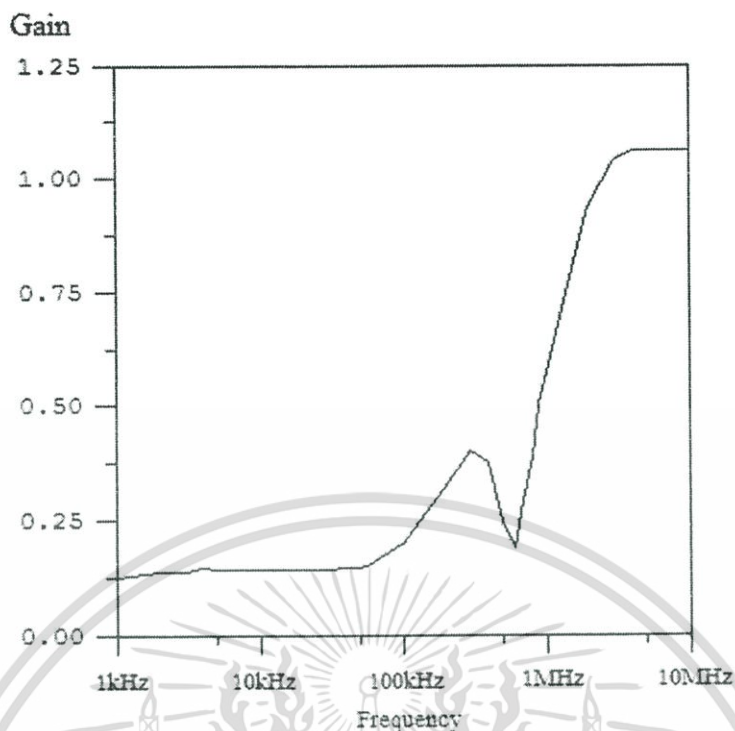
เริ่มต้นทำการทดลองโดยการป้อนสัญญาณอินพุตตามเงื่อนไขในตารางที่ 4.1 เพื่อทดสอบวงจรในการทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆดังนี้

ป้อนสัญญาณอินพุตให้กับพอร์ท I_{in1} เพื่อให้วงจรทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านพบว่ามีการตอบสนองทางความถี่เชิงขนาดเป็นดังรูปที่ 6.8



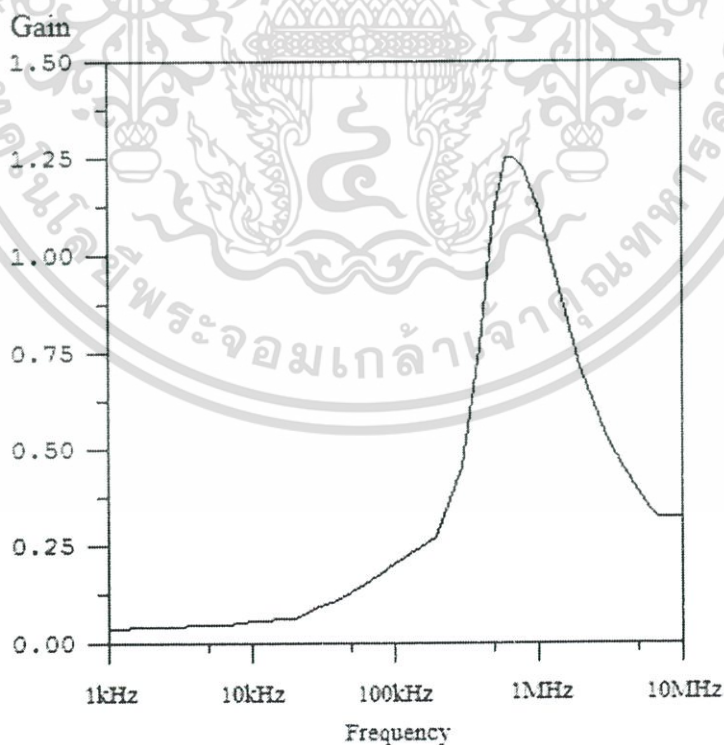
รูปที่ 6.8 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ป้อนสัญญาณอินพุตให้กับพอร์ท I_{in1} , I_{in2} และ I_{in3} เพื่อให้วงจรทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่านพบว่ามีการตอบสนองทางความถี่เชิงขนาดเป็นดังรูปที่ 6.9



รูปที่ 6.9 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

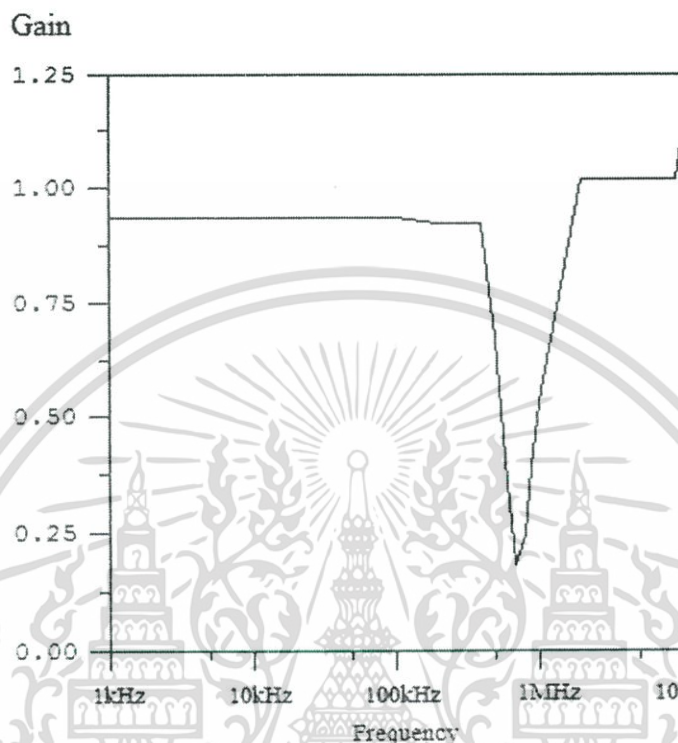
ป้อนสัญญาณอินพุตให้กับพอร์ท I_{in2} เพื่อให้วงจรทำหน้าที่เป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านพบว่า มีผลการตอบสนองทางความถี่เชิงขนาดเป็นดังรูปที่ 6.10



รูปที่ 6.10 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

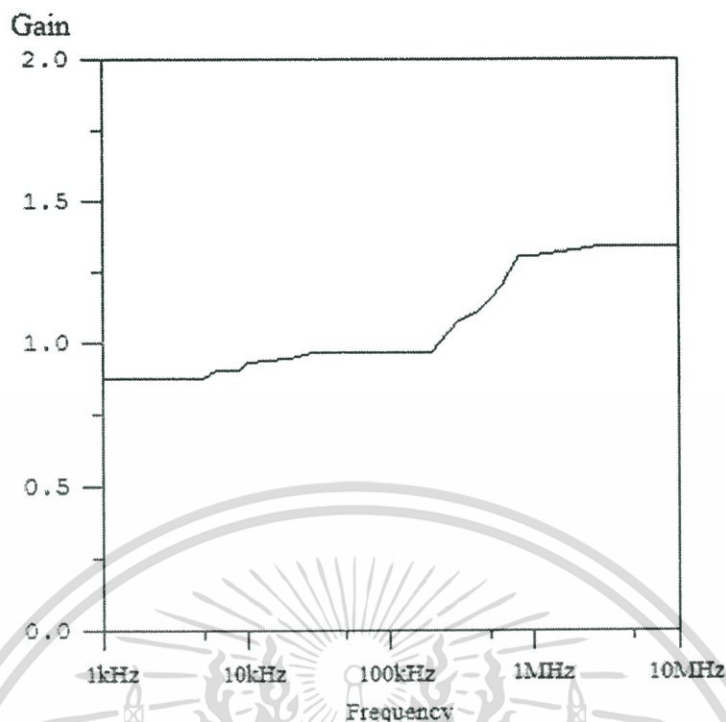
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ป้อนสัญญาณอินพุตให้กับพอร์ท I_{in2} และ I_{in3} เพื่อให้วงจรทำหน้าที่เป็นวงจรกรองแถบความถี่ออกพบว่ามีผลการตอบสนองทางความถี่เชิงขนาดเป็นดังรูปที่ 6.11

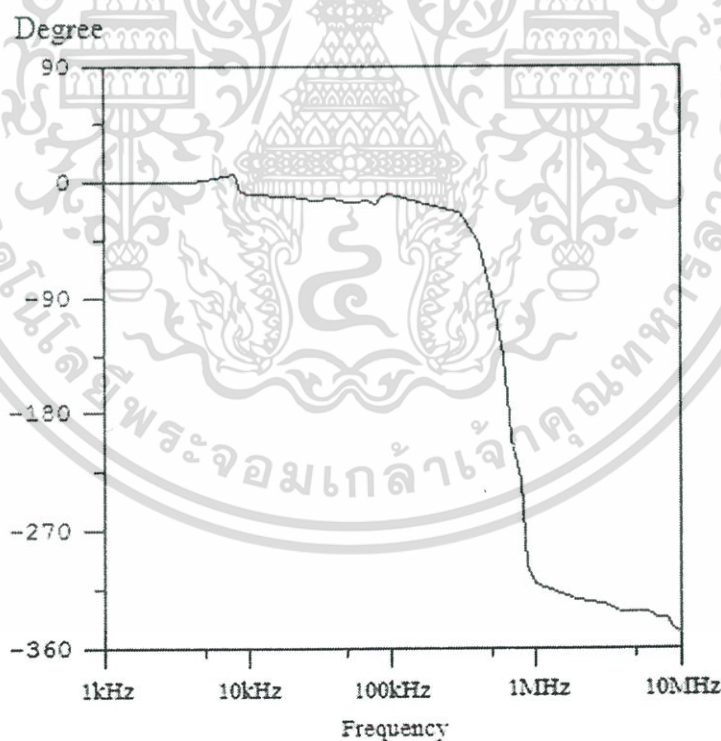


รูปที่ 6.11 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองแถบความถี่ออก

ป้อนสัญญาณอินพุตให้กับพอร์ท I_{in2} และ I_{in3} โดย $I_{in2} = 2I_{in3}$ เพื่อให้วงจรทำหน้าที่เป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่พบว่ามีผลการตอบสนองทางความถี่เชิงขนาดเป็นดังรูปที่ 6.12 และผลการตอบสนองทางความถี่เชิงเฟสเป็นดังรูปที่ 6.13



รูปที่ 6.12 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านทุกความถี่



รูปที่ 6.13 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่

จากรูปผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการต่อวงจรจริงทั้งหมดจะเห็นว่าวงจรสามารถ

ให้ผลตอบสนองความถี่เป็นวงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆได้ทั้ง 5 รูปแบบโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างตามที่ได้นำเสนอไว้ สเกลทางแกน Y ของผลการทดลองทุกรูปใช้เป็นสเกลเชิงเส้น เนื่องจากสามารถแสดงให้เห็นรายละเอียดทางขนาดได้ชัดเจนกว่าสเกลล็อก สังเกตว่าวงจรมีช่วงการทำงานได้ถึงความถี่ค่อนข้างสูงดังจะเห็นได้จากผลการตอบสนองทางความถี่ของทุกวงจรองว่ายังคงให้รูปร่างการตอบสนองทางขนาดที่ความถี่สูงถูกต้องสอดคล้องกับทางทฤษฎีอยู่ เนื่องจากวงจรได้รับผลกระทบจากพาราซิติคต่ำทำให้ความคลาดเคลื่อนของรูปผลตอบสนองที่ความถี่สูงน้อยกว่าวงจรที่สร้างโดยใช้อุปกรณ์ IC ที่เป็น Buliding Block สำเร็จรูป เช่น OP-AMP หรือ CCII ดังที่ได้เคยกล่าวแล้ว ในผลการทดลองนี้ความถี่คัตออฟของวงจรมีค่าประมาณ 700kHz ซึ่งจะเห็นได้ชัดเจนจากผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรองแถบความถี่ผ่านและวงจรองแถบความถี่ออก อื่นๆ จากผลการทดลองนี้แม้จะได้ผลตอบสนองที่ไม่ค่อยสวยงามนักก็เนื่องจากวงจรมีได้สร้างเป็นวงจรรวมทำให้ไม่สามารถควบคุมพาราซิติคที่แผงเร้นบนลายเส้นในวงจรได้ ทำให้ค่าการรบกวนและค่าความคลาดเคลื่อนที่คาดไม่ถึงต่างๆ จึงมีค่าค่อนข้างมาก อีกทั้งเครื่องมือที่ใช้วัดก็ยังเป็นเครื่องมือระดับพื้นฐาน ผลการทดลองนี้ทำขึ้นโดยมีวัตถุประสงค์เพียงใช้เป็นแนวประกอบเพื่อดูแนวโน้มในทางทฤษฎีไว้เพียงเท่านั้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

บทสรุปและวิจารณ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้กล่าวถึงการทําวิจัยเกี่ยวกับวงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่ที่สร้างจากการใช้มอสเฟตเพียงอย่างเดียว โดยวงจรรอจ่ายมอสเฟตเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักและใช้ประโยชน์จากตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตทำหน้าที่เป็นตัวเก็บประจุภายในวงจร ทำให้ไม่ต้องใช้ตัวเก็บประจุแบบพาสซีฟจากภายนอก วงจรจึงมีขนาดเล็ก อีกทั้งมีการทํางานที่ความถี่สูงได้ดี เนื่องจากผลกระทบจากตัวเก็บประจุแฝงภายในวงจรที่เป็นตัวจำกัดความถี่ใช้งานสูงสุดของวงจรมันนั้นถูกนำไปใช้เป็นส่วนหนึ่งของการทํางานแล้ว เนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกเป็น 7 บท โดยในบทที่ 1 เป็นการกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหาที่กำลังศึกษาและวิจัย อันเป็นเหตุจูงใจที่ทำให้เกิดงานวิจัยนี้ขึ้น จากนั้นในบทที่ 2 จะเป็นการกล่าวถึงทฤษฎีของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เม้นต์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์หลักที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยเนื้อหาจะกล่าวถึงโครงสร้างและหลักการทำงานเบื้องต้นของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เม้นต์ คุณลักษณะทางกระแสและแรงดัน การทําให้มอสเฟตทํางานในโหมดต่างๆ แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก ตัวเก็บประจุแฝงต่างๆที่เกิดขึ้นภายในมอสเฟต แหล่งจ่ายกระแสคงที่ และสุดท้ายคือคอมพลีเมนต์ทาร์มอสเฟต เนื้อทั้งหมดนี้ใช้อ้างอิงเพื่อประกอบความเข้าใจในวงจรที่จะนำเสนอในบทที่ 4 ต่อจากนั้นในบทที่ 3 จะกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นของวงจรรองความถี่ เริ่มจากวงจรรองความถี่เบื้องต้นมีกี่ชนิด แต่ละชนิดมีชื่อเรียกและให้ลักษณะการกรองความถี่อย่างไร ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ซึ่งจะกล่าวถึงความหมายและคุณสมบัติที่สำคัญบางประการของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ถัดไปจะกล่าวถึงวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ว่าคือวงจรอะไร ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจร และวิธีกำหนดให้เป็นวงจรรองความถี่ชนิดต่างๆ และสุดท้ายคือทฤษฎีเรื่องค่าความไว ซึ่งถูกใช้เป็นเครื่องมือทางคณิตศาสตร์ในการวัดคุณสมบัติของวงจร โดยจะนำไปใช้ในบทที่ 4

บทที่ 4 เป็นการนำเสนอวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เริ่มจากนำเสนอหลักการที่ใช้นํามาสร้างเป็นวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ การวิเคราะห์หาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจร เงื่อนไขการทําให้เป็นวงจรรองความถี่ชนิดต่างๆ การวิเคราะห์หาค่าความไวของ ω_c และ Q ที่มีต่อค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจร จากนั้นเป็นการนำเสนออีกเข้าถึงวงจรจริงซึ่งสร้างขึ้นบนพื้นฐานของหลักการ โดยวงจรประกอบขึ้นจากมอสเฟตเพียงอย่างเดียว และแสดงการวิเคราะห์วงจรให้เห็นแนวคิดในการนำตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตมาใช้งาน ต่อจากนั้นวิเคราะห์หาสมการค่า ω_c และ Q ของวงจรเพื่อใช้สำหรับการคำนวณ และสุดท้ายเป็นการวิเคราะห์หาค่าการเปลี่ยนแปลงกำลังงานของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 ในบทนี้เป็นบทแยกอิสระจากบทอื่นๆ เป็นการนำเสนอวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวขึ้นมาเพิ่มเติม ซึ่งเป็นวงจรที่สามารถเลียนแบบตัวเก็บประจุชนิดปรับค่าได้ โดยหวังว่าจะนำไปใช้ประกอบร่วมกับวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอไว้ในบทที่ 4 เพื่อช่วยขยายความสามารถด้านการปรับเปลี่ยนความถี่คัตออฟของวงจร วงจรที่นำเสนอ นั้นจะมีอยู่ 2 วงจรด้วยกันคือ วงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวชนิดปรับค่าตัวคุณด้วยค่าความต้านทาน และวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวชนิดปรับค่าตัวคุณด้วยกระแส ในวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวชนิดปรับค่าตัวคุณด้วยค่าความต้านทานนั้น วงจรประกอบด้วยวงจร CCII ชนิดบวกรจำนวน 2 ตัวและวงจร CCII ชนิดเอาต์พุตคู่จำนวน 1 ตัว ตัวต้านทานจำนวน 2 ตัวและตัวเก็บประจุที่ใช้สำหรับคุณค่าอีก 1 ตัว การปรับตัวคุณจะอาศัยการปรับจากค่าความต้านทานภายในวงจรคือ R_1 หรือ R_2 จากผลการจำลองการทำงานโดยการนำวงจรไปประกอบร่วมกับตัวต้านทาน (R) และขดลวดเหนี่ยวนำ (L) เพื่อทดลองเป็นวงจรรีโซแนนท์แบบอนุกรม พบว่าวงจรสามารถเลียนแบบเป็นตัวเก็บประจุไฟฟ้าโดยค่าความจุไฟฟ้าสามารถปรับเปลี่ยนได้ตามค่าตัวคุณที่เกิดจากการปรับตัวต้านทาน R_1 ได้ถูกต้องตามต้องการ ในการนำวงจรไปใช้งานจริงนั้น วงจร CCII ที่นำมาใช้ควรเลือกให้มีความใกล้เคียงอุดมคติมากที่สุด ทั้งนี้เพื่อลดความผิดพลาดที่เกิดจากการถ่ายโอนแรงดันจากพอร์ท Y มายังพอร์ท X และความผิดพลาดที่เกิดจากการถ่ายโอนกระแสจากพอร์ท X มายังพอร์ท Z จะทำให้ค่าตัวคุณคลาดเคลื่อนจากค่าที่คำนวณ แต่อย่างไรก็ตาม การนำไปใช้งานจริงมักต้องการเพียงแค่ว่าค่าความจุไฟฟ้าสามารถปรับเปลี่ยนได้เท่านั้น ไม่ต้องการค่าที่แม่นยำ ผลจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCII ดังกล่าวจึงไม่วิกฤตมากนัก ส่วนทางด้านค่าความต้านทานที่พอร์ทต่างๆของวงจร CCII จะมีผลกระทบอย่างมากต่อวงจร โดยจะมีผลทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่มองเห็นเข้าทางด้านอินพุตไม่ใช่ค่าความจุไฟฟ้าบริสุทธิ์ แต่จะเกิดมีอิมพีแดนซ์ผสมอยู่ด้วย นอกจากนี้ยังมีผลทำให้ย่านตัวคุณของวงจรจำกัดอยู่ที่ความต้านทานที่พอร์ท เนื่องจากค่าความต้านทานที่ใช้ในการปรับตัวคุณขนานอยู่กับความต้านทานเหล่านี้ซึ่งจะเห็นได้จากวงจรในรูปที่ 5.18 ด้านย่านการทำงาน(Dynamic Range)ของวงจร CCII ที่นำมาใช้ก็เป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่กำหนดความกว้างของย่านตัวคุณที่วงจรจะทำได้ เนื่องจากวงจรอาศัยกลไกการขยายภายในวงจรจึงเกิดการคุณค่าได้ ย่านการทำงานที่แคบจะทำให้ขยายสัญญาณได้ไม่มาก เป็นผลให้ย่านตัวคุณของวงจรแคบ จะเห็นว่าคุณสมบัติของวงจร CCII ที่นำมาใช้มีผลกระทบอย่างมากต่อวงจร การนำวงจรไปใช้งานจริงจึงมีข้อเสนอแนะในการเลือกวงจร CCII ที่จะนำมาใช้ว่าควรเลือกที่มีคุณสมบัติเข้าใกล้อุดมคติให้มากวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวจึงจะมีผลการทำงานได้ดี

สำหรับวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวชนิดปรับค่าตัวคุณด้วยกระแสนั้นวงจรประกอบด้วยวงจร CCCII จำนวน 2 ตัว วงจร CCII ชนิดเอาต์พุตคู่จำนวน 1 ตัว ตัวต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวน 1 ตัวและตัวเก็บประจุที่ใช้สำหรับคุณค่าอีก 1 ตัว การปรับตัวคุณจะอาศัยความต้านทานภายในพอร์ท X ซึ่งสามารถควบคุมได้ด้วยกระแสของวงจร CCCII ทั้งสองตัวมาทำหน้าที่แทนตัวต้านทาน R_1 จึงทำให้วงจรมีค่าตัวคุณที่ควบคุมได้ด้วยกระแส จากผลการจำลองการทำงานทำนองเดียวกับวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวชนิดปรับค่าตัวคุณด้วยค่าความต้านทานพบว่า วงจรสามารถเลียนเป็นตัวเก็บประจุไฟฟ้าโดยค่าความจุไฟฟ้าสามารถปรับเปลี่ยนได้ตามการควบคุมกระแส จะเห็นได้จากกราฟรูปที่ 5.25 ว่าย่านค่าตัวคุณที่วงจรทำได้นั้นน้อยกว่าวงจรถนิตปรับค่าตัวคุณด้วยค่าความต้านทาน ทั้งนี้เป็นเพราะว่าย่านค่าความต้านทานภายในพอร์ท X นั้นสามารถปรับได้ในย่านแคบๆเท่านั้น ย่านตัวคุณจึงจำกัดตามไปด้วย แต่แม้ย่านตัวคุณจะไม่กว้างมากนัก แต่การที่ตัวคุณสามารถปรับได้ด้วยกระแสก็ทำให้วงจรมีจุดเด่นในการนำไปใช้งานอยู่มาก ในการนำวงจรไปใช้งานจริงมีเสนอแนะในการเลือกใช้อุปกรณ์ CCII และ CCCII เช่นเดียวกับวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวชนิดปรับค่าตัวคุณด้วยค่าความต้านทานคือเลือกวงจร CCII และ CCCII ที่จะใช้ที่มีความเข้าใกล้อุดมคติให้มากที่สุด

บทที่ 6 ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการดำเนินงานของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอไว้ในบทที่ 4 โดยจะแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ ผลการทำงานจากการจำลองการทำงานในโปรแกรม PSpice และผลการทำงานจากการต่อวงจรจริงในทางปฏิบัติ จากผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถทำหน้าที่เป็นวงจรรองความถี่ชนิดต่างๆตามมาตรฐานได้ 5 ชนิด ถูกต้องตามที่ต้องการ โดยในรูปแสดงผลตอบสนองทางความถี่เชิงขนาดทุกรูปจะใช้สเกลทางแกน Y เป็นสเกลเชิงเส้นเนื่องจากสามารถแสดงให้เห็นรายละเอียดทางขนาดได้ชัดเจนกว่าสเกลล็อก ในผลการจำลองการทำงานจะเห็นว่าผลนั้นใกล้เคียงกับทางทฤษฎีค่อนข้างมาก ซึ่งอาจเป็นเพราะโมเดลที่ใช้ในการจำลองการทำงานที่แม้จะเป็นระดับ 3 แล้วแต่ก็ยังไม่เข้าใกล้ทางปฏิบัติมากนัก ส่วนผลการปรับจูนค่าความถี่วิกฤต (ω_0) โดยการควบคุมกระแสไบอัสวงจร (I_0) นั้นจากผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 6.6 จะเห็นว่ากราฟค่าทางทฤษฎีกับค่าที่ได้จากผลการจำลองการทำงานห่างกันพอสมควร สาเหตุเป็นเพราะความคลาดเคลื่อนระหว่างค่าที่รายงานทางเอาต์พุตไฟล์ซึ่งนำมาใช้คำนวณเป็นค่าทางทฤษฎีกับค่าจากผลการดำเนินงานของวงจร และผลการทดลองจากการจำลองการทำงานผลสุดท้ายคือ การทดลองปรับจูนค่าความถี่วิกฤต (ω_0) เพื่อดูผลกระทบต่อค่า Q ซึ่งชนิดของวงจรรองที่เหมาะสมจะนำมาทดสอบก็คือ วงจรรองแถบความถี่ผ่าน เนื่องจากขณะเราปรับจูนความถี่กลางของวงจร เราสามารถสังเกตค่า Q ได้จากรูปร่างของผลตอบสนองทางความถี่(ในสเกลล็อก(Log Scale)ทางแกน X) ได้ทันทีว่าจะต้องมีรูปร่างเหมือนเดิมตลอดการปรับ ซึ่งจากผลการจำลองการทำงานรูปที่ 6.7 เมื่อใช้สายตาสังเกตรูปร่างผลตอบสนองคร่าวๆจะเห็นว่าไม่แตกต่างกันนัก ทำให้พอสรุปได้ว่าค่า Q ของวงจรมีได้เปลี่ยนแปลงตามการปรับความถี่กลาง (ω_0) ตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับผลการทำงานที่ได้จากการต่อวงจรจริงนั้น จะเห็นว่าวงจรสามารถทำหน้าที่เป็น วงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆตามมาตรฐานได้ 5 ชนิด ซึ่งแม้จะมีรูปร่างของผลตอบสนองไม่สวยงาม ก็เนื่องจากวงจรทดลองอยู่ในแผงวงจรชั่วคราวเท่านั้นจึงทำให้สัญญาณรบกวนค่อนข้างมาก อีกทั้งมอสเฟตที่ใช้ก็มีได้อยู่ในชิปเดียวกันซึ่งอาจเกิดความไม่สมพงษ์กัน ประกอบกับเครื่องมือที่ใช้ในการทดลองก็อยู่ในระดับพื้นฐานๆเท่านั้น แต่อย่างไรก็ตาม ผลการทดลองดังกล่าวก็สามารถแสดงให้เห็นถึงแนวโน้มการทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆได้สอดคล้องกับทางทฤษฎี อย่างชัดเจน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Chang C.M., Pai S.K. "Universal Current-Mode OTA-C Biquad with the Minimum Components" IEEE Trans. Circuits and Syst., vol. 47 , no. 8 , Aug 2000 pp. 1235-1238
- [2] Pawarangkoon P., Kiranon W. "Current-mode universal filter with three inputs and one output using CCII+s" IEEJ Int. analog VLSI workshop, Aug. 2001 pp. 103-105.
- [3] วิจิตรา เพ็ชรกิจ , อัจฉรวรรณ เนืองนิตย์ , วิวัฒน์ กิรานนท์ และวิภา แสงพิสิทธิ์. "วงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมดกระแสที่มีพื้นฐานอยู่บนทรานซิสลิเนียร์คอนเวเยอร์" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า, ครั้งที่ 23 , พฤศจิกายน 2543. หน้า 637-640.
- [4] วิจิตรา เพ็ชรกิจ , อัจฉรวรรณ เนืองนิตย์ , วิวัฒน์ กิรานนท์ และจริยา เลิศจรัสอร่ามดี. "วงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมดกระแสโดยใช้ CCII's" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า, ครั้งที่ 24 , พฤศจิกายน 2544. หน้า 1002-1006.
- [5] อนุรี หล่อสวัสดิ์ศิริ , จริยา วงศ์เตชธรรม , วิวัฒน์ กิรานนท์ และวินัย ศิลารวม. "วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช่วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ถูกควบคุมด้วยกระแส" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า, ครั้งที่ 25 , พฤศจิกายน 2545. หน้า EL1-5.
- [6] Thanachayanont A., "A 1.5-V HIGH-Q CMOS ACTIVE INDUCTOR FOR IF/RF WIRELESS APPLICATION" IEEE APCCAS , 2000. pp.654-657
- [7] Lin T. Y. K., Payne, A. J. "Design of a Low-Voltage, Low-Power, Wide-Tuning Integrated Oscillator" IEEE ISCAS , May 2000. pp. V-629-V-632
- [8] Schaumann R. , Karsilayan A. I. "A High-frequency High-Q CMOS Active inductor with DC Bias Control" Proc. 43rd IEEE Midwest Symp. On circuits and Syst. , Aug. 2000. pp. 486-489
- [9] Wu Y., Ismail M. and Olsson H. "CMOS VHF/RF CCO based on active inductors" Elec. Lett. , Vol. 37 , No. 8 , April 2001. pp. 472-473
- [10] Wu Y., Shi C., Ding X., Ismail M. and Olsson H. "Design of CMOS VHF/RF Biquadratic Filters" Analog Integrated Circuits and Signal Processing , 33 , 2002. pp.239-248
- [11] Tsividis Y. Operation and Modeling of The MOS Transistor. McGraw-Hill , 1999.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [12] Hodges D. A., Jackson H. G., Saleh R. A., *Analysis and Design of Digital Integrated Circuits*. 3rd ED. McGraw-Hill. 2003
- [13] AWAD I. A., SOLIMAN A.M. "New CMOS Realization of the CCII- " *IEEE Trans.circuits and Syst.* , vol.46 , no. 4 , April 1999. pp.460-463 (section 2, eq.3)
- [14] Smith K. C., Sedra A. S. "The current conveyor – a new circuit building block" *IEEE Proc.*, Vol.56, 1968. pp.1368-1369
- [15] Sedra A. S., Smith K. C. "A second – generation current conveyor and its applications" *IEEE Trans.*, Vol. CT-17, 1970. pp. 132-134
- [16] Surakamponorn W., Riewruja V., Kumwachra K. and Dejhan K. "Accurate CMOS-Based Current Conveyors" *IEEE Trans. Instrum. and Meas.*, Vol. 40, No.4, 1991. pp. 699-702
- [17] Fabre A., Saaid O., Wiest F. and Boucheron C. "Current controlled bandpass filter based on translinear conveyors" *Elec. Lett.*, Vol. 31, Sept. 1995. pp. 1727-1728
- [18] Fabre A., Alami M. "A versatile translinear cell – library to implement high performance analog ASICS" *IEEE Conf. Proc. EUROASIC'90*, Paris, 1990. pp. 89-94
- [19] Fabre A., Saaid O., Wiest F. and Boucheron C. "High frequency applications based on a new current controlled conveyor" *IEEE Trans. Circuit Syst. I*, Vol. 43, 1996. pp 82-91
- [20] Seevinck E. *Analysis and Synthesis of Translinear Integrated Circuits* Elsevier. 1988
- [21] Antognetti P., Massobrio G., *Semiconductor Device Modeling with SPICE*. McGraw-Hill. 1988.
- [22] Schaumann R., Van Valkenburg M. E., *Design of Analog Filters*. New york : Oxford University Press. 2001
- [23] Van Valkenburg M. E., *Analog Filter Design*. international edition. New york : Holt – Saunders. 1982
- [24] Sedra A. S., Smith K. C., *Microelectronic Circuits*. 4th ED. Oxford University Press. 1998

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [25] วุฒิไกร อินทอุดม , วิวัฒน์ กิรานนท์ , "วงจรรักษาความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่มีพื้นฐานอยู่บนวงจรสายพานกระแส" วารสารวิจัยและพัฒนา มจร., ปีที่ 26 , ฉบับที่ 3 ก.ค.-ก.ย. 2546. หน้า 323-337



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โมเดลทรานซิสเตอร์

.MODEL NX1 NPN(RB=524.6 IRB=0 RBM=25 RC=50 RE=1

+IS=121E-18 EG=1.206 XTI=2 XTB=1.538 BF=137.5

+IKF=6.974E-3 NF=1 VAF=159.4 ISE=36E-16 NE=1.713

+BR=0.7258 IKR=2.198E-3 NR=1 VAR=10.73 ISC=0 NC=2

+TF=0.425E-9 TR=0.425E-8 CJE=0.214E-12 VJE=0.5

+MJE=0.28 CJC=0.983E-13 VJC=0.5 MJC=0.3 XCJC=0.034

+CJS=0.913E-12 VJS=0.64 MJS=0.4 FC=0.5)

.MODEL PX1 PNP(RB=327 IRB=0 RBM=24.55 RC=50 RE=3

+IS=73.5E-18 EG=1.206 XTI=1.7 XTB=1.866 BF=110.0

+IKF=2.359E-3 NF=1 VAF=51.8 ISE=25.1E-16 NE=1.650

+BR=0.4745 IKR=6.478E-3 NR=1 VAR=9.96 ISC=0 NC=2

+TF=0.610E-9 TR=0.610E-8 CJE=0.180E-12 VJE=0.5

+MJE=0.28 CJC=0.164E-12 VJC=0.8 MJC=0.4 XCJC=0.037

+CJS=1.03E-12 VJS=0.55 MJS=0.35 FC=0.5)

โมเดลมอสเฟต

.MODEL nmos3 NMOS(

+LEVEL=3 PHI=0.6 TOX=2.64E-8

+XJ=0.2U TPG=1 VTO=0.9573 DELTA=2.8320 LD=4.909E-8

+KP=8.3843E-5 UO=641.0 THETA=9.41E-2 RSH=6.8510E1

+GAMMA=0.7792 NSUB=3.129E16 NFS=1.98E12 VMAX=1.724E5

+ETA=1.3650E-1 KAPPA=3.3040E-3 CGDO=9.631E-11 CGSO=9.631E-11

+CGBO=2.2662E-10 CJ=5.1113E-4 MJ=0.4670 CJSW=3.7279E-10

+MJSW=0.286904 PB=0.8 RD=10 RS=10 RSH=30 FC=0.5 IS=1E-15 JS=1E-8)

.MODEL pmos3 PMOS(

+LEVEL=3 PHI=0.6 TOX=2.64E-8

+XJ=0.2U TPG=-1 VTO=-0.8406 DELTA=2.9950E-1 LD=1.2370E-9

+KP=2.5454E-5 UO=194.6 THETA=7.6950E-2 RSH=3.144E2

+GAMMA=0.5768 NSUB=1.715E16 NFS=3.46E12 VMAX=1.093E5

+ETA=3.047E-2 KAPPA=4.412 CGDO=2.427E-12 CGSO=2.427E-12

+CGBO=2.7364E-10 CJ=3.8950E-4 MJ=0.4794 CJSW=3.8646E-10

+MJSW=0.358053 PB=0.8 RD=10 RS=10 RSH=30 FC=0.5 IS=1E-15 JS=1E-8)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วารสารวิจัยและพัฒนา มจธ.

KMUTT RESEARCH AND DEVELOPMENT JOURNAL

ปีที่ 26 ฉบับที่ 3 กรกฎาคม-กันยายน 2546 / Vol.26 No.3 July-September 2003

ISSN 0125-278

บทความวิจัย

การจัดการกับเงื่อนไขขอบเขตที่ไม่ต่อเนื่องโดยอาศัยความเป็นไปได้โดยตรง ของฟังก์ชันความร้อนในการใช้วิธีบวมนต์รีเอลิเมนต์แก้ปัญหาการนำความร้อน สมชาติ ฉันทศิริวรรณ	269
การสร้างวงจรรีเลย์กระแสหลายหน้าที่โดยใช้วงจรสายพานกระแส อดิศักดิ์ มนต์ประภัสสร และ เสน่ห์ โมศรีจิตร	281
ผลกระทบของขนาดอนุภาคเถ้าถ่านหินแม่เมาะต่อดัชนีกำลังของมอร์ตาร์ เรืองรุชต์ ชีระโรจน์ จตุพล ตั้งปกาศิต ชัย จาตุรพิทักษ์กุล และ ไกรวุฒิ เกียรติโกมล	295
ผลกระทบของการหน่วงเวลาก่อนการบดอัดต่อกำลังของดินซีเมนต์เปรียบเทียบกับ ดินซีเมนต์ผสมสาร Renolith ภาณุวัฒน์ สุริยฉัตร และ อาดาพงศ์ ประถมวงษ์	311
วงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่มีพื้นฐานอยู่บนวงจรสายพานกระแส วุฒิไกร อินทอุดม และ วิวัฒน์ กิรานนท์	323
น้ำตาลกลูโคส ฟรุคโตส และซูโครส ในรากและสารหลั่งรากของข้าวพันธุสุพรรณบุรี 1 วารุณี ภูัจจงพงษ์ อรพิน เกิดชูชื่น และ สิรินทรเทพ เต้าประยูร	339
ผลการใช้เลือดไก่และพลาสติกมาฝังต่อคุณภาพของไส้กรอกอิมัลชัน พรรณจิรา วงศ์สวัสดิ์ และ มณฑิรา นพรัตน์	351

บทความปริทัศน์

4 ยุคของระบบการสื่อสารไร้สายแบบเซลลูลาร์ เรืองรอง สุลีสินธุระ	367
--	-----

ศูนย์ส่งเสริมงานวิจัยและทรัพย์สินทางปัญญา สำนักวิจัยและบริการวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรูณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่มีพื้นฐานอยู่บน วงจรสายพานกระแส

วุฒิไกร อินทอุดม¹ และ วิวัฒน์ กิรานนท์²

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

รับเมื่อ 18 กรกฎาคม 2545 ตอรับเมื่อ 18 มิถุนายน 2546

บทคัดย่อ

ในบทความนี้นำเสนอวงจรรูณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัว โดยวงจรประกอบไปด้วยวงจรสายพานกระแส (CCII) ชนิดเอาต์พุตเดี่ยวแบบบวก 2 ตัว ชนิด 2 เอาต์พุตบวกลบ 1 ตัว ตัวต้านทานที่ใช้ปรับค่าตัวคูณ 2 ตัว และตัวเก็บประจุสำหรับใช้คูณค่า 1 ตัว ที่มีปลายข้างหนึ่งต่ออยู่กับกราวด์ วงจรที่สร้างขึ้นมีข้อดีคือ สามารถปรับค่าของตัวเก็บประจุที่เป็นแบบค่าคงที่ให้มีค่าที่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ โดยอาศัยการคูณค่าความจุไฟฟ้าจากค่าตัวคูณ ซึ่งปรับให้มีค่ามากกว่า 1 หรือน้อยกว่า 1 ได้ นอกจากนี้ วงจรที่นำเสนอยังสามารถดัดแปลงให้ค่าตัวคูณสามารถปรับได้จากการควบคุมของกระแสอีกด้วย ผลการจำลองการทำงานของวงจรมองให้เห็นถึงความสามารถของวงจรที่จะใช้ปรับค่าตัวคูณได้ในย่านความถี่ที่กว้าง

¹ นักศึกษาระดับบัณฑิตศึกษา ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

² ศาสตราจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

A Floating Capacitance Multiplier based on Current Conveyors

Vuttikai Intaudom¹ and Wiwat Kiranon²

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok 10520

Received 18 July 2002; accepted 18 March 2003

Abstract

A floating capacitance multiplier based on current conveyors is introduced. The circuit employs two single output current conveyors one multiple output current conveyor two resistors and one grounded capacitor. The floating capacitance multiplier can be used to modify the value of common capacitor by using multiplication factor as a key to modify. The multiplication factor results from operation of circuit can be tuned to obtain the value more or less than 1 depend on ratio of two resistors. Moreover, the circuit can be modify to achieve the current control multiplication factor which have an attractive feature for many application. SPICE simulations show that the proposed capacitance multiplier can be operated with wide frequency range.

¹ Graduate Student, Department of Telecommunication Engineering.

² Professor, Department of Telecommunication Engineering.

1. บทนำ

ได้มีการนำเสนอวงจรที่ทำหน้าที่แปลงค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าหรือวงจรคูณค่าความจุไฟฟ้าอยู่เป็นระยะเช่น [1]-[4] ทั้งนี้เพราะวงจรถูกกล่าวสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้กว้างขวางในการสร้างอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ ทางโทรคมนาคม ทางระบบวัดคุม หรือทางระบบเครื่องมือวัด ที่มีความจำเป็นที่จะต้องปรับแต่งค่าของตัวเก็บประจุในการใช้งาน เช่น นำไปสร้างวงจรถองความถี่ที่ปรับค่าได้ วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ วงจรจูน หรือเพื่อใช้ปรับค่าฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรป้อนกลับ (feedback) ในระบบควบคุมอัตโนมัติที่ปรับค่าได้ หรือวงจรอิเล็กทรอนิกส์ใดๆ ที่ต้องการปรับการทำงานด้วยตัวเก็บประจุชนิดที่ปรับค่าได้เป็นส่วนหนึ่งในวงจร

การพัฒนาของวงจรคูณค่าความจุไฟฟ้านั้นจะเกิดขึ้นอยู่เสมอ โดยในระยะแรกๆ ตัวเก็บประจุที่คูณค่าได้ยังเสมือนต่ออยู่กับกราวด์เท่านั้น และค่าแฟคเตอร์ของการคูณของหลายวงจรมีขีดจำกัดคือต้องมีค่ามากกว่า 1 [2]-[3] ซึ่งต่อมาข้อด้อยนี้ก็ได้รับการพัฒนาเป็นลำดับ เช่น บทความที่ได้นำเสนอวงจรคูณค่าความจุไฟฟ้าที่เป็นแบบลอยตัวขึ้น [4] ทำให้เกิดความคล่องตัวในการใช้งานมากยิ่งขึ้น แต่ถึงกระนั้นก็จะพบว่าวงจรถามบทความต่างๆ นี้ยังมีความซับซ้อนยุ่งยากอยู่

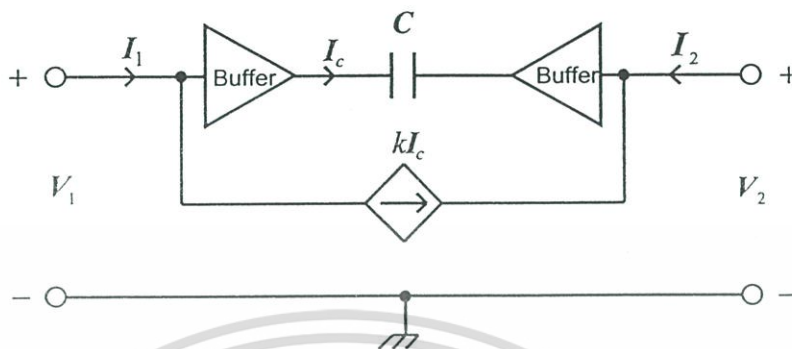
บทความนี้ได้นำเสนอวงจรคูณค่าความจุไฟฟ้าที่สามารถแปลงค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่ต่ออยู่กับกราวด์ ให้กลายเป็นตัวเก็บประจุชนิดลอยตัวขึ้น และยังสามารถปรับค่าแฟคเตอร์การคูณของค่าความจุไฟฟ้าได้ โดยการปรับค่าอัตราส่วนของความต้านทานที่ใช้ประกอบอยู่ในวงจร วงจรมีโครงสร้างที่ง่ายเพราะใช้วงจรสายพานกระแสแบบเอาต์พุตเดี่ยวเพียง 2 วงจร กับวงจรสายพานกระแสแบบเอาต์พุตคู่อีกหนึ่งวงจร ประกอบกับความต้านทานเพื่อใช้ควบคุมค่าแฟคเตอร์การคูณและตัวเก็บประจุที่จะใช้สำหรับคูณค่าที่ต่ออยู่กับกราวด์เท่านั้น

วงจรที่ได้นำเสนอนี้เมื่อใช้วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส มาแทนวงจรสายพานกระแสชนิดเอาต์พุตเดี่ยว จะสามารถใช้ความต้านทานแฝงของวงจรแทนความต้านทานในวงจรได้ และเป็นผลให้สามารถใช้การปรับกระแสไบอัสของวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสมาปรับค่าแฟคเตอร์ตัวคูณค่าความเก็บประจุของวงจรแทนการปรับค่าความต้านทานในวงจรโดยตรงได้ ทำให้เกิดการควบคุมค่าการคูณความจุไฟฟ้าทางอิเล็กทรอนิกส์ขึ้นได้

การทดลองจำลองวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ให้ผลสอดคล้อง เป็นไปตามทฤษฎี

2. หลักการสร้างวงจร

หลักการของวงจรคูณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่นำเสนอเป็นดังแสดงในรูปที่ 1



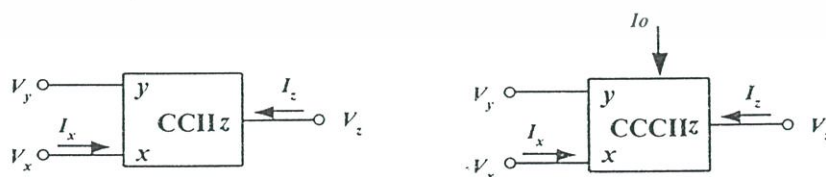
รูปที่ 1 หลักการของวงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัว

อาศัยการขยายกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ระหว่างพอร์ท 1 และพอร์ท 2 ให้ไหลมากขึ้น k เท่าที่พอร์ททั้งสองจะทำให้เหมือนกับค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ระหว่างพอร์ท 1 และพอร์ท 2 ถูกคูณด้วยค่าคงที่ k การพิสูจน์ทำได้ด้วยการวิเคราะห์วงจรเพื่อกำหนดหาเมตริกซ์ของแอดมิตแตนซ์ที่เกิดจากการลัดวงจร (short circuit admittance matrix) ของวงจรตามรูปที่ 1 ซึ่งได้ผลคือ

$$[Y] = sCk \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

จะเห็นว่าค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงที่ได้จากวงจรคือ ผลคูณระหว่างค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุในวงจรและค่าอัตราขยายกระแส k จากหลักการดังกล่าวสามารถนำมาสร้างเป็นวงจรจริง โดยอาศัยวงจรสายพานกระแส (CCII) [5] หรือวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) [9] มาทำหน้าที่ในการขยายกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุได้ ดังนั้นในการเริ่มต้นนี้จึงจะขออธิบายถึงวงจร CCII และ CCCII ก่อน เพื่อประกอบความเข้าใจในวงจรที่จะนำเสนอ

วงจร CCII และ CCCII เป็นอุปกรณ์อนาล็อกชนิดหนึ่งที่ทำงานในโหมดแรงดันหรือกระแสก็ได้ซึ่งสัญลักษณ์ของวงจร CCII และ CCCII มีดังแสดงในรูปที่ 2



รูปที่ 2 สัญลักษณ์ของวงจร CCII และ CCCII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติที่สำคัญของวงจร CCII คือ ที่ขั้ว Y จะมีค่าความต้านทานเป็นอนันต์ทำให้ไม่มีกระแสไหลเข้าที่ขั้ว Y และแรงดันตกคร่อมที่ขั้ว X จะเท่ากับแรงดันตกคร่อมที่ขั้ว Y แสดงให้เห็นว่าที่ขั้ว X มีความต้านทานอินพุตเป็นศูนย์ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขั้ว Z จะมีค่าเท่ากับกระแสไหลผ่านขั้ว X ซึ่งเมื่อนำคุณสมบัติเหล่านี้มาเขียนสรุปเป็นเมตริกซ์ แสดงความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสที่ขั้วต่างๆ จะได้ดังนี้คือ

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2)$$

เครื่องหมายบวกในสมการ (2) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_z และ I_x จะเป็นเครื่องหมายบวกหรือลบ ขึ้นอยู่กับชนิดของวงจร CCII ถ้าเป็นเครื่องหมายบวกจะหมายถึงวงจร CCII+ ซึ่งมีกระแส I_x และ I_z ไหลในทิศทางเดียวกัน แต่ถ้าเครื่องหมายเป็นลบจะหมายถึงวงจร CCII- ซึ่งมีกระแส I_x และ I_z ไหลในทิศทางตรงข้ามกัน คุณสมบัติของวงจร CCCII จะคล้ายกันกับวงจร CCII แตกต่างกันตรงวงจร CCCII จะมีค่าความต้านทานแฝง R_x ปรากฏอยู่ที่ขั้ว X ซึ่งทำให้เมตริกซ์แสดงความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสที่ขั้วต่างๆ ของวงจร CCCII กลายเป็นดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (3)$$

เครื่องหมายบวกในสมการที่ (3) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_z และ I_x ในทำนองเดียวกับวงจร CCII และในที่นี้ R_x คือค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว X ของวงจร CCCII ที่สร้างจากวงจรทรานส์ลิเนียร์ [9] จะมีค่าสัมพันธ์กับกระแสไบอัสคือ

$$R_x = \frac{V_T}{2I_0} \quad (4)$$

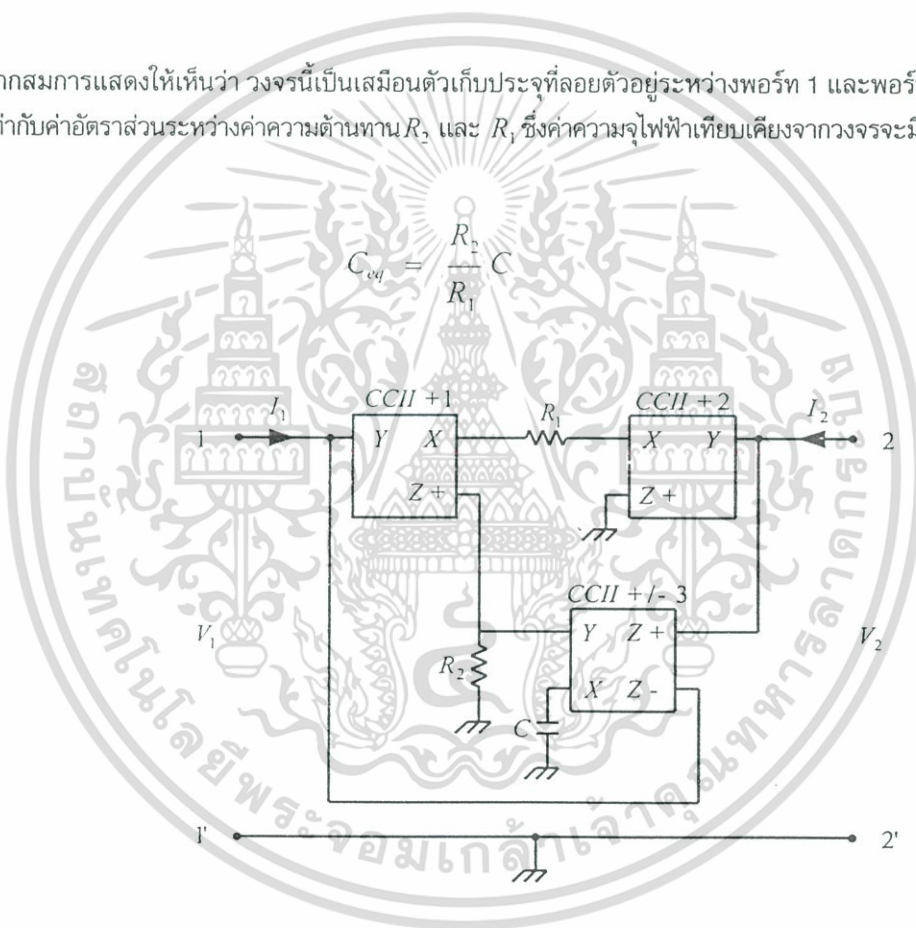
เมื่อ I_0 คือค่ากระแสไบอัสของวงจรทรานส์ลิเนียร์ และ V_T คือค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิ

วงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวนั้นจะมีการต่อวงจรในลักษณะตามรูปที่ 3 อาศัยความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสที่ขั้วต่างๆ ตามสมการที่ (2) มาร่วมในการวิเคราะห์วงจร เพื่อกำหนดหาเมตริกซ์ของแอดมิตแตนซ์ที่เกิดจากการลัดวงจรตามรูปที่ 3 จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$[Y] = sC \frac{R_2}{R_1} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

จากสมการแสดงให้เห็นว่า วงจรนี้เป็นเสมือนตัวเก็บประจุที่ลอยตัวอยู่ระหว่างพอร์ท 1 และพอร์ท 2 โดยมีค่าตัวคูณที่เท่ากับค่าอัตราส่วนระหว่างค่าความต้านทาน R_2 และ R_1 ซึ่งค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงจากวงจรจะมีค่าตามสมการที่ (6)

$$C_{eq} = \frac{R_2}{R_1} C \quad (6)$$



รูปที่ 3 วงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่นำเสนอ

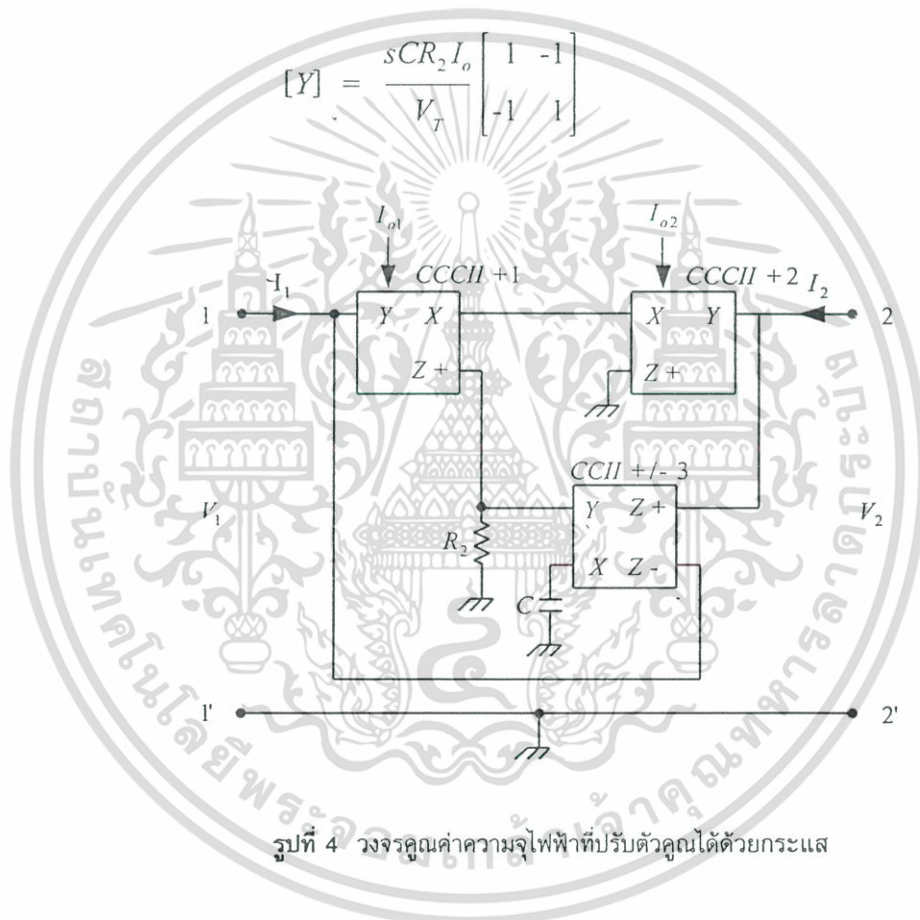
สังเกตว่าถ้าเปลี่ยนแทนวงจร CCII+ ทั้งสองด้วยวงจร CCCII+ แล้วค่าความต้านทานแฝง R_x ของวงจรทั้งสองก็จะทำหน้าที่แทน R_1 ได้ ในการกระทำเช่นนี้จะทำให้ได้วงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่ค่าตัวคูณสามารถปรับได้ด้วยการควบคุมกระแสขึ้น ดังรูปที่ 4 อาศัยความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสที่ขั้วต่างๆ ของวงจร CCCII ตามสมการที่ (3) มาร่วมในการวิเคราะห์วงจรเพื่อหาเมตริกซ์ของแอดมิตแตนซ์ที่เกิดจากการลัดวงจรตามรูปที่ 4 ได้ดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[Y] = sC \frac{R_2}{(R_{x1} + R_{x2})} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

ในที่นี้ R_{x1}, R_{x2} คือค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว X ของวงจร CCCII+ ตัวที่ 1 และ 2 ซึ่งมีค่าตามสมการที่ (4) และเมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (7) โดยกำหนดให้ $I_{o1} = I_{o2} = I_o$ จะได้

$$[Y] = \frac{sCR_2 I_o}{V_T} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$



รูปที่ 4 วงจรคุณค่าความจุไฟฟ้าที่ปรับค่าคุณได้ด้วยกระแส

สมการ (8) แสดงให้เห็นว่า วงจรทำตัวเสมือนตัวเก็บประจุที่ลอยตัวอยู่ระหว่างพอร์ท 1 และพอร์ท 2 และปรับค่าได้จากการควบคุมของกระแสซึ่งมีค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_{eq} = \frac{R_2 I_0}{V_T} C \quad (9)$$

ค่า V_T ในสมการที่ (9) นั้น เป็นฟังก์ชันของอุณหภูมิ จึงทำให้ค่าความจุไฟฟ้าที่คุณได้ด้วยวงจรมีแปรผันตามอุณหภูมิด้วย ซึ่งอาจจะไม่เหมาะสมในการนำไปประยุกต์ใช้งานทางด้าน การแก้ไขตรงจุดนี้ทำได้โดยการทำให้กระแสไบอัส I_0 เป็นฟังก์ชันของอุณหภูมิเช่นเดียวกับ V_T มีวงจรถ่ายกระแสซึ่งเป็นฟังก์ชันของอุณหภูมิได้อยู่หลายวงจร ในบทความนี้เลือกใช้วงจรในบทความ [10] ซึ่งเป็นวงจรถ่ายที่ได้รับการพัฒนามา โดยมีสมการของกระแสเอาต์พุตเป็น

$$I_B = \frac{2I_C I_D V_T}{I_R V_T} \quad (10)$$

เมื่อ I_C, I_D, I_R , คือกระแสไบอัสของวงจรตามบทความ [10] และ I_B คือกระแสเอาต์พุตที่ต้องการ เมื่อเลือกกำหนดให้ $I_C = I_D = I_R$ จะได้

$$I_B = \frac{2I_R V_T}{V_s} \quad (11)$$

แทน I_B จากสมการ (11) มาเป็นกระแสไบอัส I_0 ของวงจร CCCII+ ตามสมการที่ (9) จะได้

$$C_{eq} = \frac{2R_2 I_R}{V_s} \quad (12)$$

จะเห็นว่าผลลัพธ์ค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงที่ได้ในสมการ (12) นั้นไม่แปรผันต่ออุณหภูมิตามต้องการ

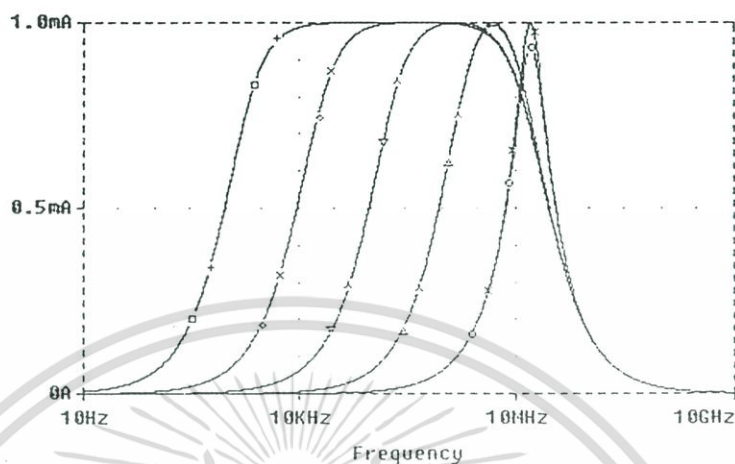
3. ผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมสไปซ์

การจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 3 วงจร CCII ที่นำมาใช้มีโครงสร้างตามบทความ [6] ซึ่งมีวงจร CCII+ ชนิดเอาต์พุตเดี่ยวและ CCII+/- ชนิด 2 เอาต์พุตเป็นดังรูปที่ 12 ได้เลือกทดลองใช้มอสเฟตเบอร์ CD4007 มีพารามิเตอร์เป็นไปตามเอกสารอ้างอิง [6] มาประกอบวงจรเพื่อจำลองผล ค่าความต้านทาน R_2 และตัวเก็บประจุ C ที่ใช้กำหนดให้มีค่า $10k\Omega$ และ $1nF$ ตามลำดับ วงจรรูปที่ 3 ที่มีส่วนประกอบตามข้างต้นถูกนำมาต่อร่วมกับอุปกรณ์ $R-L$ ในลักษณะตามรูปที่ 5 เพื่อจำลองการทำงานให้เป็นวงจรรีโซแนนซ์แบบ RLC ออตุกรม



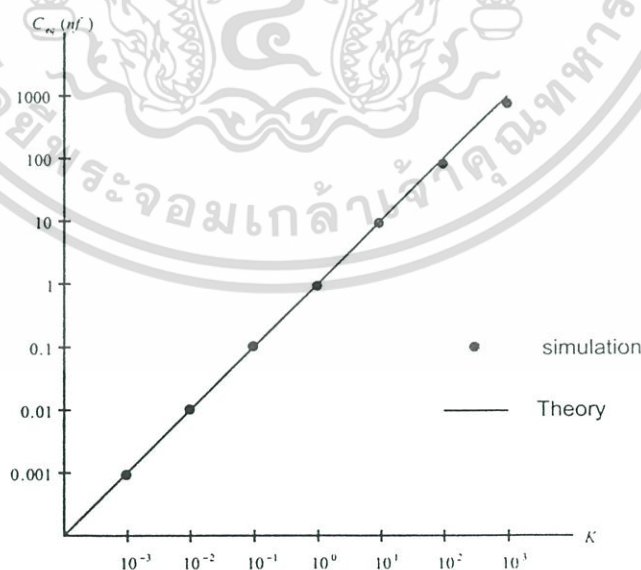
รูปที่ 5 ลักษณะการต่อวงจรที่ใช้ทดสอบวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 3 และ 4

จากการทดลองเปลี่ยนค่า R_1 ให้มีค่าต่างๆ กัน พบว่าผลตอบสนองเชิงความถี่ของกระแส I มีลักษณะเป็นดังรูปที่ 6 คือมีการเกิดรีโซแนนซ์ขึ้นตามทฤษฎีวงจรไฟฟ้า และค่าความถี่รีโซแนนซ์สามารถปรับเปลี่ยนได้ตามค่า R_1 ดังแสดงในรูปที่ 6 ซึ่งให้ผลใกล้เคียงกับค่าทางทฤษฎี แสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถทำตัวเสมือนตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่ถูกปรับเปลี่ยนค่าได้โดยอาศัยการคูณจากค่าอัตราส่วนระหว่าง R_2 และ R_1 ตามต้องการ และเมื่อพล็อตค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงที่ได้จากการคูณของวงจรเทียบกับตัวคูณค่าต่างๆ ภายในย่านแล้วพบว่า วงจรให้ผลค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้นกับค่าตัวคูณ ซึ่งสอดคล้องกับทางทฤษฎีดังแสดงในรูปที่ 7



- $R_1 = 100\Omega$ $k = 100$ ---□--- ผลจำลองการทำงาน ---+--- ค่าตามทฤษฎี
- $R_1 = 1k\Omega$ $k = 10$ ---◇--- ผลจำลองการทำงาน ---x--- ค่าตามทฤษฎี
- $R_1 = 10k\Omega$ $k = 1$ ---จ--- ผลจำลองการทำงาน ---จ--- ค่าตามทฤษฎี
- $R_1 = 100k\Omega$ $k = 1/10$ ---△--- ผลจำลองการทำงาน ---△--- ค่าตามทฤษฎี
- $R_1 = 1M\Omega$ $k = 1/100$ ---○--- ผลจำลองการทำงาน ---×--- ค่าตามทฤษฎี

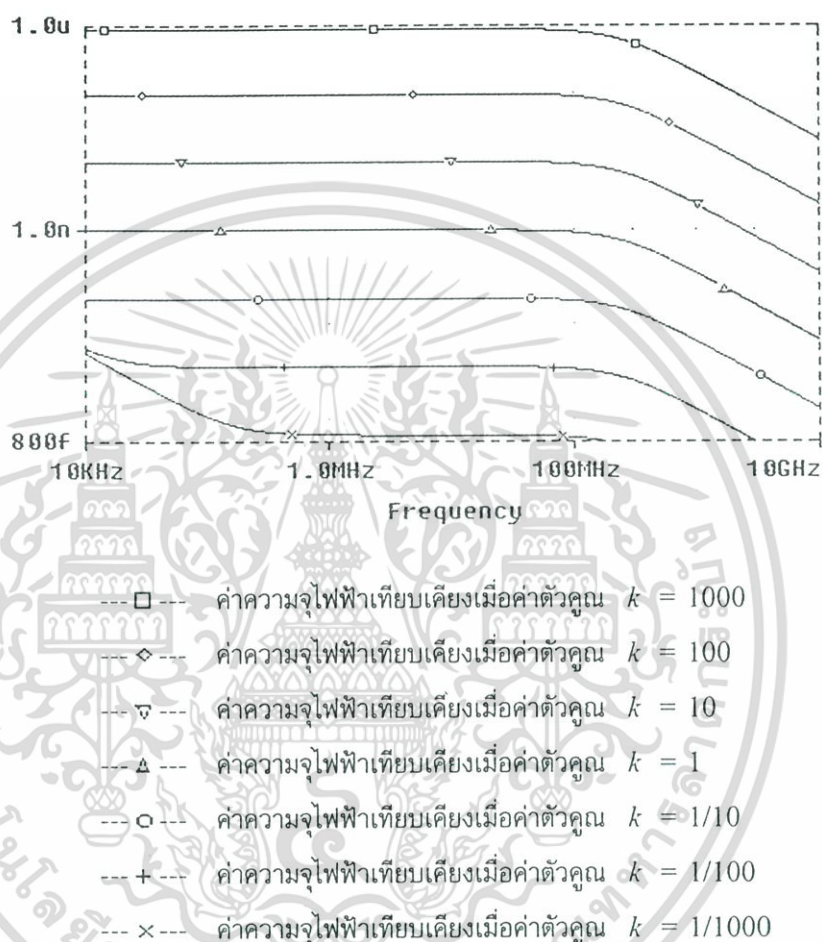
รูปที่ 6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของกระแสในวงจรตามรูปที่ 5 เมื่อใช้วงจรคุณความจุไฟฟ้าที่นำเสนอในรูปที่ 3



รูปที่ 7 กราฟแสดงค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงที่ได้รับเทียบกับค่าตัวคูณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

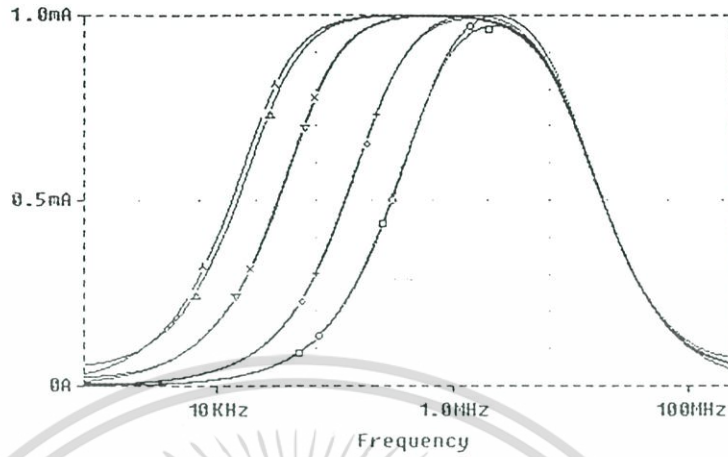
นอกจากนี้ ได้ทดสอบช่วงความถี่ใช้งานของค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงที่ได้รับจากวงจร โดยการพล็อตความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเทียบกับความถี่ดังแสดงในรูปที่ 8 พบว่าวงจรให้การตอบสนองค่าความจุไฟฟ้าที่คงที่ตลอดช่วงจากความถี่ต่ำจนกระทั่งถึงประมาณ 100 MHz โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ค่าตัวคูณสูงๆ



รูปที่ 8 กราฟแสดงค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเทียบกับความถี่

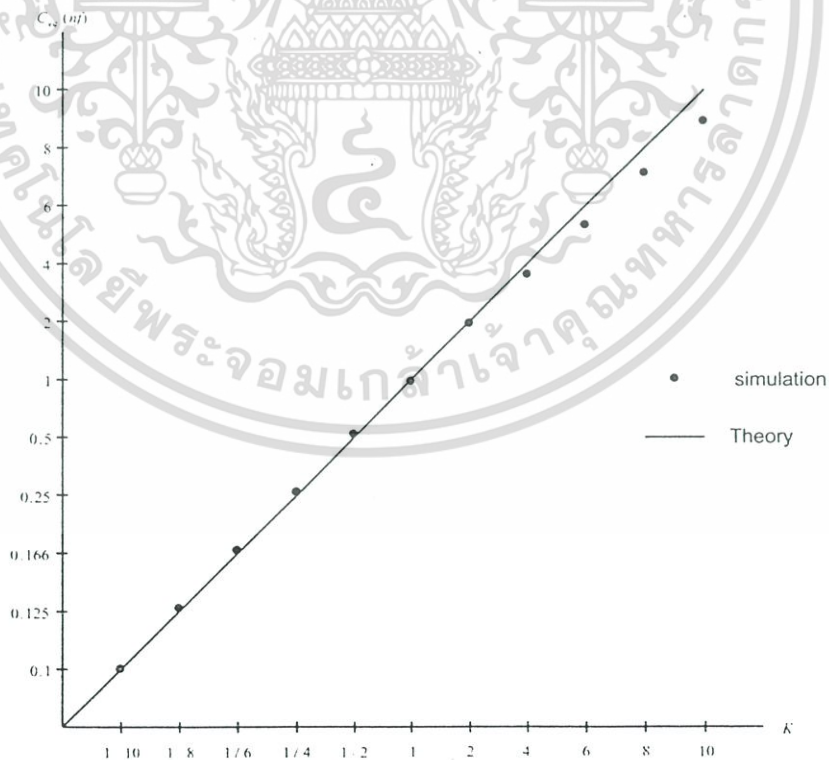
การจำลองการทำงานของวงจรในรูปที่ 4 โดยวงจร CCCII ที่มีโครงสร้างเป็นแบบทรานส์ลิเนียร์ [9] ดังรูปที่ 13 โดยทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP คือเบอร์ NR100N และ PR100N [10] เมื่อต่อวงจรคูณค่าตัวเก็บประจุเข้ากับตามรูปที่ 5 เพื่อจำลองการทำงานเหมือนกับวงจรในรูปที่ 3 โดยใช้ค่าเท่า C เดิมแต่เปลี่ยนค่า R_2 เป็น 500Ω ทดลองเปลี่ยนค่ากระแส I_0 ให้มีค่าต่างๆ กันดังแสดงในรูปที่ 9 พบว่าได้ผลตอบสนองเชิงความถี่ของกระแส I เป็นดังรูปที่ 9 คือมีการเกิดค่าความถี่รีโซแนนซ์ที่เปลี่ยนแปลงตามค่ากระแส I_0 ในลักษณะเดียวกับวงจรรูปที่ 3 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถทำตัวเสมือนตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่สามารถปรับค่าได้ด้วยการควบคุมกระแส I_0 ตามต้องการ เมื่อพล็อตค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเทียบกับตัวคูณและพล็อตค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเทียบกับความถี่ในการทำงานเดียวกับรูปที่ 7 และ 8 พบว่าได้ผลเป็นดังรูปที่ 10 และ 11 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



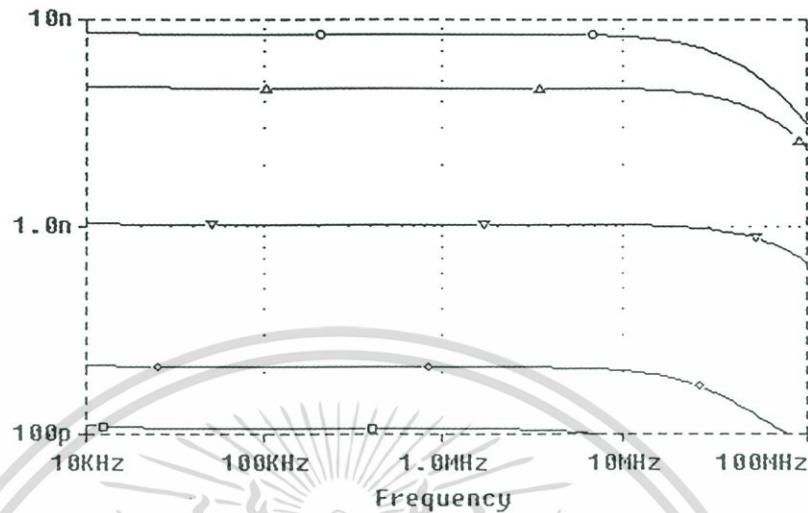
- $I_o = 260\mu A$ $k = 5$ ---Δ--- ผลจำลองการทำงาน ---▲--- ค่าตามทฤษฎี
- $I_o = 104\mu A$ $k = 2$ ---×--- ผลจำลองการทำงาน ---×--- ค่าตามทฤษฎี
- $I_o = 26\mu A$ $k = 1/2$ ---◇--- ผลจำลองการทำงาน ---◇--- ค่าตามทฤษฎี
- $I_o = 10.4\mu A$ $k = 1/5$ ---□--- ผลจำลองการทำงาน ---□--- ค่าตามทฤษฎี

รูปที่ 9 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของกระแสในวงจรตามรูปที่ 5 เมื่อใช้วงจรคุณความจุไฟฟ้าที่นำเสนอนิรูปที่ 4



รูปที่ 10 กราฟแสดงค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงที่ได้รับเทียบกับค่าตัวคูณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

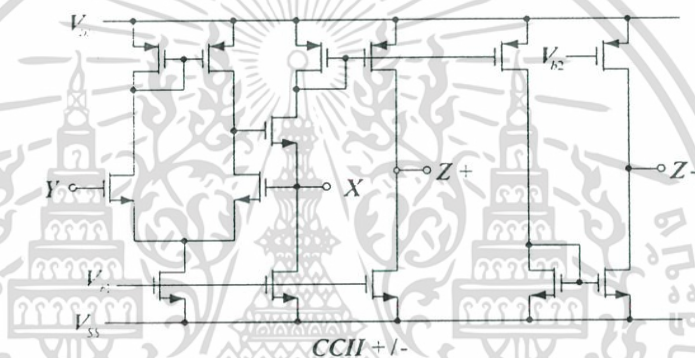
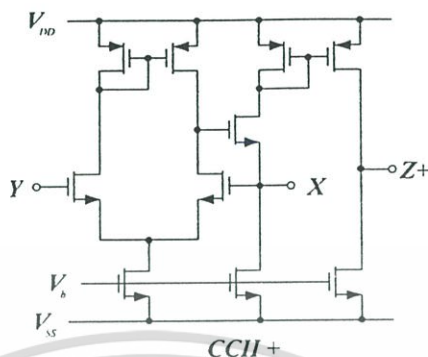


- ค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเมื่อค่าตัวคูณ $k = 10$
- △ ค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเมื่อค่าตัวคูณ $k = 5$
- ▽ ค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเมื่อค่าตัวคูณ $k = 1$
- ◇ ค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเมื่อค่าตัวคูณ $k = 1/5$
- ค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเมื่อค่าตัวคูณ $k = 1/10$

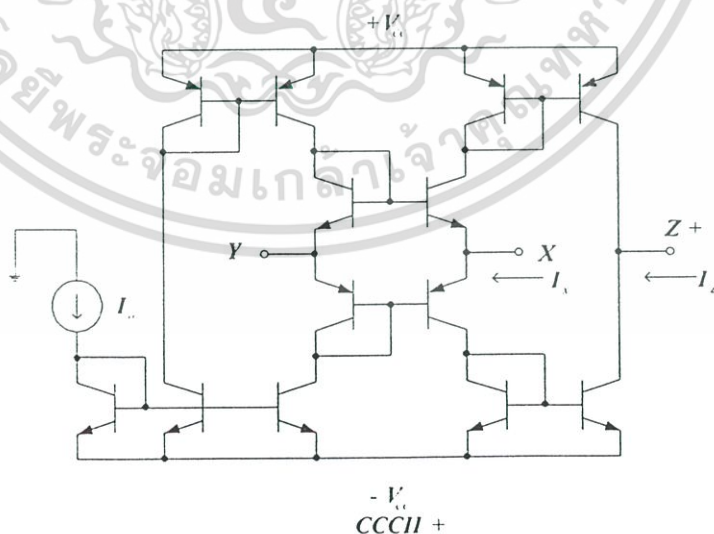
รูปที่ 11 กราฟแสดงค่าความจุไฟฟ้าเทียบเคียงเทียบกับความถี่

4. สรุป

ในบทความนี้ได้นำเสนอวงจรคูณค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัว ซึ่งวงจรสามารถปรับค่าของตัวเก็บประจุแบบค่าคงที่ให้สามารถเปลี่ยนแปลงได้ โดยอาศัยการคูณค่าความจุไฟฟ้าจากตัวคูณที่สามารถปรับได้จากอัตราส่วนค่าความต้านทานหรือจากกระแส การทดสอบหลักการและการทำงานของวงจรจะอาศัยการนำวงจรไปต่อร่วมกับอุปกรณ์ R-L เพื่อให้ทำงานเป็นวงจรรีโซแนนซ์ RLC อนุกรม และสังเกตการเกิดควมถี่รีโซแนนซ์ที่เปลี่ยนแปลงไปตามการตั้งค่าตัวคูณมาเป็นตัวพิจารณา ซึ่งจากการทดลองพบว่าให้ผลสอดคล้องตามทฤษฎี ดังนั้นวงจรที่ได้นำเสนอนี้จะสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับวงจรต่างๆ เพื่อเพิ่มขีดความสามารถของวงจรเหล่านั้นให้มากขึ้นได้



รูปที่ 12 โครงสร้างของวงจร CCII+ และ CCII+/- ที่นำมาใช้ในวงจรรูปที่ 3



รูปที่ 13 โครงสร้างของวงจร CCCII+ ที่นำมาใช้ในวงจรรูปที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. เอกสารอ้างอิง

1. G. Di Cataldo, G. Ferri, and S. Pennisi. 1998. "Active Capacitance Multipliers Using Current Conveyors." *ISCAS*, pp. 343-346.
2. Christophe Premont, Richard Grisel, Nacer Abouchi and Jean-Pierre Chante, 1998, "A Current Conveyor Based Capacitive Multiplier." *Proceeding of the 40th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Vol. 1, pp.146-147.
3. G. Ferri, S. Pennisi. 1998. "A 1.5V Current-Mode Capacitance Multiplier." *ICM'98 Proceedings of the 10th International Conference on Microelectronics*, pp. 9-12.
4. M. T. Ahmed, I.A. Khan, and N. Minhaj. 1995. "Novel Electronically Tunable C-Multipliers." *Electron. Lett.*, Vol. 31, No.1, pp. 9-11.
5. Sedra A. S., and Smith K. C., 1970. "Second-Generation Current Conveyors and Its Application," *IEEE Trans. Circuit Theory*, Vol. CT-17, pp. 132-134.
6. Surakamponorn, W., Riewruja, V., Kumwachara, K., and Dejhan K., 1991. "Accurate CMOS-Based Current Conveyors." *IEEE Trans. Instrum. and Meas.* Vol. 40, No. 4, pp. 699-702.
7. Fabre, A. and Alami, M., 1997. "A Precise Macromodel for Second Generation Current Conveyors." *IEEE Trans. Circuit & Sys.*, Vol. 44, No. 7, pp. 639-642.
8. Fabre, A., Saaid, O., Wiest, F., and Boucheron, C., 1982. "High Frequency Application Based on a New Current Controlled Conveyor." *IEEE Trans. Circuit & Sys.*, CAS-29, 5 pp. 333-336.
9. D.R. Frey. 1993. "Log-Domain Filtering : an Approach to Current-Mode Filtering." *IEE Proc. S-G.*, Vol. 140, pp. 406-416.
10. นฤมล เกียรติวารินทร์, ไชยวัฒน์ ทองช้อย และ วิวัฒน์ กิรานนท์. 2545. "การชดเชยอุณหภูมิสำหรับ วงจรทรานส์คอนดักเตอร์". *การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25*, 21-22 พฤศจิกายน. มหาวิทยาลัย สงขลานครินทร์, หน้า 31-35.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26 26th Electrical Engineering Conference

Volume III

- สาขาบทความ
- อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
- ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)



Seagate
We turn on ideas



ABB



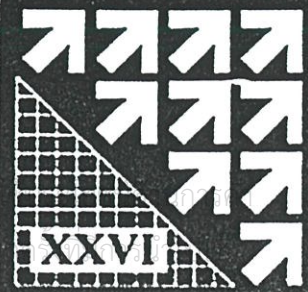
6-7 พฤศจิกายน 2546

โรงแรมโกลเด้นแลนด์ ชะอำ จ.เพชรบุรี

ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

E
E
C
C
O
N



วงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมดกระแสที่สร้างด้วยมอสเฟตเพียงอย่างเดียว

A Current-Mode CMOS Universal Filter

วุฒิไกร อินทอุดม* ประจวบ ปรวราษฎร์** วิวัฒน์ ภิรานนท์* จริญญา วงศ์เศรษฐกรม* และ วิภา แสงพิสิทธิ์*

*คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

กรุงเทพมหานคร 10520 โทร: (02)739-3000 ต่อ 3340 E-mail: wutikai@hotmail.com

**คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

51 ถนนเชื่อมสัมพันธ์ หนองจอก กรุงเทพฯ 10530 โทร. 0-29883655 ต่อ 239

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมดกระแสที่สร้างจากมอสเฟตเพียงอย่างเดียวเท่านั้น วงจรมีสามอินพุทและหนึ่งเอาต์พุทที่สามารถให้ผลตอบสนองทางความถี่ตามรูปแบบมาตรฐานได้ถึง 5 รูปแบบโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างวงจรใดๆ ทั้งสิ้น ค่าความถี่ ω_0 ของวงจรมีค่าปรับได้จากการควบคุมกระแสไบอัสวงจรและเป็นอิสระจากค่า Q ข้อดีของวงจรถือ ไม่ต้องการอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกเพราะวงจรใช้ประโยชน์จากพาราซิติคภายในตัวมอสเฟตแทน ทำให้วงจรสามารถทำงานได้ในย่านความถี่สูงขึ้นกว่าเดิมเนื่องจากพาราซิติคภายในตัวมอสเฟตถูกนำมาใช้เพื่อออกแบบด้วยแล้ว และยังทำให้วงจรมีโครงสร้างที่ง่ายและมีขนาดเล็กประกอบกับการใช้มอสเฟตเพียงอย่างเดียวเท่านั้นจึงทำให้เหมาะต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ผลการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม SPICE แสดงให้เห็นว่าวงจรมีคุณสมบัติตอบสนองความถี่ตามรูปแบบมาตรฐาน ได้สอดคล้องกับทางทฤษฎีเป็นอย่างดีครบทั้ง 5 รูปแบบ

คำสำคัญ : วงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่, มอสเฟต, โหมดกระแส

Abstract

A current mode MOSFET only universal filter circuit with three inputs and one output is presented. The circuit realizes all standard filter transfer functions without any change in the circuit topology. Furthermore, the critical frequency ω_0 does not depend on Q and, it can be tuned with the bias current. The proposed circuit has several attractive feature such as no external passive component, simple structure, operate at high frequency with parasitic effect taken in to account and suitable for integrated circuit implementation. SPICE simulation results show a good agreement with theory.

Keyword: universal filter, CMOS, current-mode

1. บทนำ

วงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่ได้รับความสนใจในการทำวิจัยและมีการนำเสนอมาแล้วหลายบทความ[1-7] โดยหลักการพื้นฐานของวงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่ในบทความเหล่านี้ก็คือ ใช้วงจรรวมที่เกรเดเตอร์สองตัวต่อเป็นอุป้อนกลับเพื่อกำเนิดไบควอดราติกทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่จะนำไปสู่ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรองชนิดต่างๆ ดังนั้นวงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่ในบทความเหล่านี้จึงต้องใช้วงจรรวมที่เกรเดเตอร์ประกอบด้วยด้วยเสมอ แม้ว่าหลายบทความจะมีการพัฒนาเทคนิคโครงสร้างวงจรให้ลดจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ลงและมีโครงสร้างที่ง่ายขึ้นแล้วก็ตาม แต่ก็ยังปรากฏวงจรรวมที่เกรเดเตอร์ร่วมอยู่ด้วยอย่างชัดเจนซึ่งก็มักสร้างจากอุปกรณ์แอคทีฟ เช่น OTA หรือ CCIH มาเป็นส่วนประกอบ ทำให้แนวคิดที่ใช้งานของวงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่ถูกจำกัดอยู่ด้วยผลกระทบจากพาราซิติคภายในอุปกรณ์แอคทีฟเหล่านั้นเป็นสำคัญ ทำให้ความถี่ใช้งานของวงจรมีค่าที่ไม่สูงเพื่อแก้ไขข้อจำกัดนี้บทความ[7]ได้นำเสนอวงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่ที่สามารถทำงานได้ความถี่สูงขึ้น โดยอาศัยมอสเฟตเป็นอุปกรณ์แอคทีฟในวงจรและมีเทคนิคสำคัญอยู่ที่การจัดวงจรให้ตัวเก็บประจุพาราซิติคนั้นมาอยู่ในตำแหน่งที่เป็นประโยชน์แทนตัวเก็บประจุของวงจรรวมที่เกรเดเตอร์ ทำให้สามารถลดตัวเก็บประจุแบบพาสซีฟภายนอกได้และทำให้วงจรมีการทำงานที่ความถี่สูงได้คืออีกทั้งมีขนาดเล็กแต่อย่างไรก็ตามวงจรรวมบทความดังกล่าวก็มีข้อเสียตรงที่ไม่สามารถให้ผลตอบสนองเป็นวงจรรองชนิดต่างๆ ได้ครบตามมาตรฐานทั้ง 5 รูปแบบโดยไม่ต้องเปลี่ยนโครงสร้างได้ กล่าวคือจะต้องเพิ่มตัวต้านทานเข้าในวงจรและเปลี่ยนแปลงโครงสร้างเล็กน้อยเมื่อต้องการเปลี่ยนชนิดของผลตอบสนองทางความถี่

บทความนี้จึงได้นำเสนอวงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมดกระแสที่สร้างจากมอสเฟตเท่านั้น ดังนั้นวงจรมีความถี่สูง โดยโครงสร้างวงจรมีสามอินพุทและหนึ่งเอาต์พุทที่สามารถให้ผลตอบสนองเป็นวงจรรองความถี่ชนิดต่างๆ ได้ครบทั้ง 5 รูปแบบคือกรองความถี่ต่ำผ่าน กรองความถี่สูงผ่าน กรองแถบความถี่ผ่าน กรองแถบ

ความถี่ออก และกรองผ่านทุกความถี่ จากโครงสร้างวงจรเดียวกันโดยไม่
ต้องเปลี่ยนแปลงวงจรแต่อย่างใด นอกจากนี้ค่าความถี่คutoffก็ยังสามารถปรับได้จากการควบคุมของกระแสไบอัสวงจรและเป็นอิสระจาก
ค่า Q อีกด้วย วงจรที่นำเสนอมีข้อดีคือ ทำงานที่ความถี่สูงได้ดีเพราะ
ไม่มีผลกระทบจากตัวเก็บประจุพาราซิติคในวงจร เนื่องจากตัวเก็บประจุ
พาราซิติคทั้งหมดอยู่ในตำแหน่งที่เป็นประโยชน์ใช้แทนตัวเก็บประจุ
ของวงจรอินทิเกรเตอร์ได้ ทำให้อุปกรณ์ทั้งหมดประกอบด้วยออสเฟดเพียง
อย่างเดียวเท่านั้นจึงสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่าย ผลการจำลองการทำงาน
พบว่าวงจรสามารถให้ผลตอบสนองทางความถี่เป็นวงจรกรองความถี่
ชนิดต่างๆ ได้ 5 รูปแบบได้ตามต้องการและสอดคล้องกับทางทฤษฎี และ
มีความถี่ใช้งานได้สูง

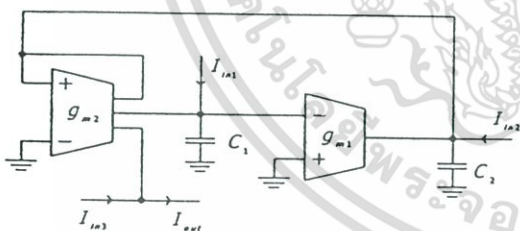
2. หลักการและวงจร

หลักการของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในบทความนี้
สร้างจากการใช้วงจรอินทิเกรเตอร์สองตัวต่อเป็นรูปป้อนกลับโดย
อาศัยทรานสดอนคักแคนซ์และตัวเก็บประจุเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์คั้ง
แสดงในรูปที่ 1 [2] ซึ่งโครงสร้างตามรูปที่ 1 นี้ให้ความสัมพันธ์ของ
กระแสเอาต์พุตต่อกระแสอินพุตทั้งสามเป็นไบควอคราติคทรานสเฟอร์
ฟังก์ชันที่แสดงได้ดังสมการที่ (1)

- (1) ถ้าให้ $I_{in2} = I_{in3} = 0$ และให้ I_{in1} เป็นกระแสอินพุต
จะได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
อันดับสอง
- (2) ถ้าให้ $I_{in1} = I_{in2} = I_{in3}$ เป็นกระแสอินพุต จะได้
ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่เป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่านอันดับ
สอง
- (3) ถ้าให้ $I_{in1} = I_{in3} = 0$ และให้ I_{in2} เป็นกระแสอินพุต
จะได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่เป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน
อันดับสอง
- (4) ถ้าให้ $I_{in1} = 0$ และให้ $I_{in2} = I_{in3}$ เป็นกระแสอินพุต
จะได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่เป็นวงจรกรองแถบความถี่ออก
อันดับสอง
- (5) ถ้าให้ $I_{in1} = 0$ และให้ I_{in2}, I_{in3} เป็นกระแสอินพุตโดย
ที่ $I_{in2} = 2I_{in3}$ จะได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่เป็นวงจรกรอง
ผ่านทุกความถี่อันดับสอง

โดยทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ทั้ง 5 รูปแบบมีค่าความถี่
 ω_o และค่า Q เป็นความสัมพันธ์ที่ (2) และ (3)

$$I_{out} = \frac{s^2 C_1 C_2 I_{in3} + s C_1 g_{m2} (I_{in3} - I_{in2}) + g_{m1} g_{m2} (I_{in3} - I_{in1})}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 g_{m2} + g_{m1} g_{m2}} \tag{1}$$



$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \tag{2}$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1} C_2}{g_{m2} C_1}} \tag{3}$$

รูปที่ 1 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่มีพื้นฐานอยู่บน
ทรานสดอนคักแคนซ์และตัวเก็บประจุ

ค่าความไว(sensitivity)ของ ω_o และ Q ที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงของค่า
 g_m และ C มีค่าดังนี้

$$S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -S_{g_{m1}}^{\omega_o} = -S_{g_{m2}}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \tag{4}$$

$$S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = -S_{g_{m1}}^Q = S_{g_{m2}}^Q = -\frac{1}{2} \tag{5}$$

สังเกตว่าสมการที่ (1) อยู่ในรูปของไบควอคราติคทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน
สามารถที่จะให้กำเนิดทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่างๆ
ได้ถึง 5 รูปแบบ แต่ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขการป้อนกระแสที่อินพุต
ทั้งสาม โดยเงื่อนไขดังกล่าวเขียนสรุปได้ดังนี้คือ

จากสมการที่(4)และ(5)จะเห็นว่าค่าความไวของวงจรมีค่าคงที่และค่อนข้างต่ำ ซึ่งเป็นข้อจำกัดของผลกระทบอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์ในวงจรมันจะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงค่า ω_0 และ Q ค่อนข้างต่ำ

จากวงจรของความถี่หลายหน้าที่ค้นพบในรูปที่ 1 สามารถที่จะนำมาสร้างเป็นวงจรของมอสเฟตได้ดังแสดงในรูปที่ 2 ซึ่งมอสเฟตคู่คิฟเฟอเรนเชียล M_1, M_2 นั้นทำหน้าที่เป็นทรานสคอนดักเตอร์ชนิดลบ g_{m1} และมอสเฟต M_3, M_4, M_5 ที่ต่อขนานกันทำหน้าที่เป็นทรานสคอนดักเตอร์ชนิดบวก g_{m2} ชนิดตามเอาต์พุต ส่วนมอสเฟตตัวที่เหลือทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่เพื่อไบอัสให้มอสเฟต $M_1 - M_5$ ทำงานในย่านอิมิตัว ตัวเก็บประจุ C_1, C_2 คือตัวเก็บประจุพาราซิติกที่เกิดขึ้น ณ โหนดนั้นภายในวงจร ซึ่งประกอบด้วยตัวเก็บประจุพาราซิติกที่ขาเกตของมอสเฟต แต่เขียนเป็นเส้นประไว้ภายนอกเพื่อให้เปรียบเทียบกับวงจรในรูปที่ 1 ได้เข้าใจง่ายขึ้น ซึ่งค่าของ C_1, C_2 ในวงจรรูปที่ 2 มีค่าดังต่อไปนี้คือ

$$C_1 = C_{gs1} // C_{gs2} + C_{1ext} \tag{6}$$

$$C_2 = C_{gs3} + C_{gs4} + C_{gs5} + C_{2ext} \tag{7}$$

โดยในที่นี้ C_{1ext} และ C_{2ext} คือตัวเก็บประจุที่อาจเกิดจากแหล่งจ่ายกระแสอินพุตหรือจากการนำตัวเก็บประจุภายนอกมาต่อเสริมขึ้น ในที่นี้เราได้ผลจากพาราซิติก C_{gd} ของมอสเฟตทั้งเพราะในย่านการทำงานอิมิตัว C_{gd} จะค่าน้อยมาก ๆ [8]

วงจรในรูปที่ 2 นั้นหากกำหนดเงื่อนไขให้ใช้ค่า W/L และค่ากระแสไบอัสของมอสเฟต $M_1 - M_5$ ทุกตัวเท่ากันแล้วจะเกิดผลคือวงจรสามารถมีค่า Q ที่ไม่เป็นฟังก์ชันของ g_{m1} และ g_{m2} ได้ซึ่งจะเป็นผลให้วงจรสามารถปรับค่าความถี่ ω_0 ได้เป็นอิสระจากค่า Q โดยสามารถแสดงให้เห็นได้จากการวิเคราะห์ต่อไปนี้ จากสมการที่(3)คือ

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1}C_2}{g_{m2}C_1}} \tag{8}$$

และจากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัสกับทรานสคอนดักแตนซ์ของมอสเฟต $g_m = \sqrt{2k_p} \sqrt{W/L} \sqrt{I_D}$ จึงทำให้สมการที่(8)นำมาเขียนใหม่ได้เป็น

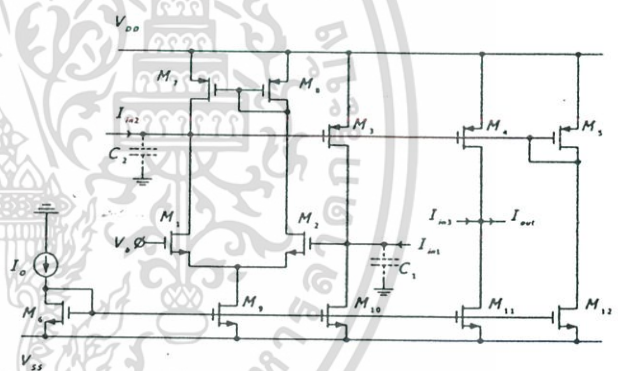
$$Q = \sqrt{\frac{\sqrt{2k_{p1}} \sqrt{W_1/L_1} \sqrt{I_{D1}} C_2}{\sqrt{2k_{p2}} \sqrt{W_2/L_2} \sqrt{I_{D2}} C_1}} \tag{9}$$

และจากที่ได้กำหนดเงื่อนไขไว้ว่ากระแสไบอัสที่จ่ายให้กับมอสเฟตและค่า W/L ของ $M_1 - M_5$ มีค่าเท่ากันทุกตัว ดังนั้นจึงเสมือนกับ g_{m1} และ g_{m2} ได้รับกระแสไบอัสเท่ากัน นั่นคือ $I_{D1} = I_{D2}$ และมี $W_1/L_1 = W_2/L_2$ ดังนั้นเมื่อแทนค่าลงในสมการที่(9)จะได้ว่า

$$Q = \sqrt{k \frac{C_2}{C_1}} \tag{10}$$

โดยที่ $k = \frac{k_{p1}}{k_{p2}}$ เป็นค่าคงที่ จะเห็นได้ว่าเมื่อเปรียบเทียบกับสมการที่(10)กับสมการที่(2)แล้วจะพบว่าค่าความถี่ ω_0 ในสมการที่(2)สามารถปรับได้เป็นอิสระจากค่า Q โดยการปรับที่ g_{m1} และ g_{m2} ให้สังเกตว่าเมื่อจำเป็นเราสามารถใส่ตัวเก็บประจุภายนอกมาต่อที่ C_1, C_2 เพื่อช่วยให้สะดวกในการปรับค่า Q ได้ด้วย และเกี่ยวกับการสิ้นเปลืองกำลังงาน (P_{loss}) ของวงจรมันค่า P_{loss} ขึ้นอยู่กับกระแสไบอัสและแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรซึ่งจะหาได้จากสมการต่อไปนี้[11]

$$P_{loss} = 5.5 I_O (V_{DD} - V_{SS}) \tag{11}$$

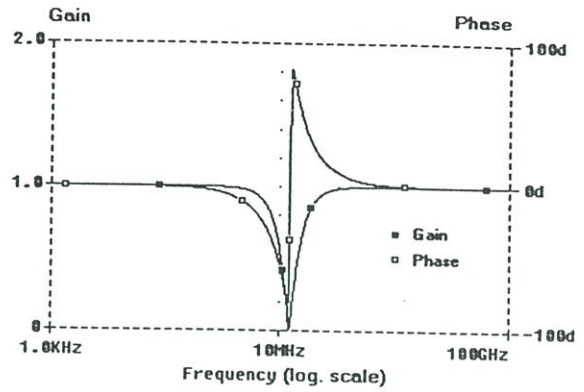


รูปที่ 2 วงจรของความถี่หลายหน้าที่ที่สร้างด้วยมอสเฟตเพียงอย่างเดียว

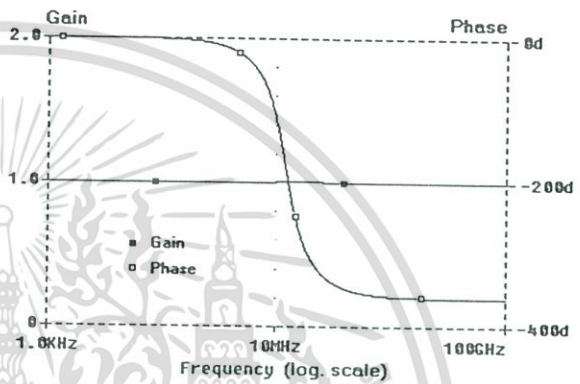
3. ผลการจำลองการทำงาน

วงจรในรูปที่ 2 เมื่อนำมาจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม SPICEแล้วจะมีผลลัพธ์แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถให้ผลตอบสนองเป็นวงจรกรองชนิดต่างๆได้ครบ 5 รูปแบบมาตรฐานโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างวงจรที่ได้นำเสนอไว้แต่อย่างใด โดยโมเดลของมอสเฟตทุกตัวในวงจรใช้โมเดลพารามิเตอร์ระดับ 3 เทคโนโลยี 1.2 ไมครอนของบริษัท AMI ซึ่งมีรายละเอียดของพารามิเตอร์ตามเอกสารอ้างอิง[9] ขนาดของ W และ L ของมอสเฟตแต่ละตัวมีค่าดังนี้คือ $M_1 - M_2$ ซึ่งเป็นคู่คิฟเฟอเรนเชียลมีค่า $W = L = 25 \mu m$ และ $M_3 - M_5$ แต่ละ

ควมมีค่า $W = L = 10 \mu\text{m}$ ส่วนมอสเฟตนอกเหนือจากนี้คือเฟดที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่นั่นใช้แบบแซนแนลยาวทั้งหมดเพราะต้องการให้แชนเนลเลงทมอดูเลชันต่ำ ยกเว้น M_9 ที่ต้องมีความกว้าง W เป็นสองเท่าของมอสเฟดที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสตัวอื่นๆ ตัวเก็บประจุ C_1, C_2 ที่ใช้ในการจำลองวงจรนั้นใช้เฉพาะตัวเก็บประจุพาราซิติคที่เกิดจากมอสเฟดในวงจรเท่านั้นซึ่งเงื่อนไขที่ใช้ในการจำลองนี้กำหนดให้มีอัตราส่วนระหว่าง C_2 ต่อ C_1 มากกว่า 1 เพื่อให้ค่า Q ของวงจรมีค่ามากกว่า 1 แรงดันไฟเลี้ยงที่ใช้กับวงจรนั้นเป็นแบบแหล่งจ่ายคู่ 3V โดยแรงดัน V_b ตั้งไว้ที่ศูนย์โวลต์ ในขั้นแรกทดลองตั้งกระแสไบอัส I_o ให้คงที่ไว้ที่ $20 \mu\text{A}$ ก่อน เพื่อดูผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในกรณีความถี่ที่ต่อฟคทงที่ ซึ่งพบว่าผลการสนองทางความถี่ของวงจรความถี่ต่ำผ่าน กรองความถี่สูงผ่าน กรองแถบความถี่ผ่านเป็นดังแสดงในรูปที่ 3(ก) ผลการสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ออกเป็นดังรูปที่ 3(ข) และผลการสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่นั้นเป็นดังรูปที่ 3(ค) ซึ่งจากรูปผลการตอบสนองทั้งหมดจะเห็นได้ว่าวงจรสามารถให้ผลตอบสนองความถี่เป็นวงจรรองความถี่ชนิดต่างๆ ได้ทั้ง 5 รูปแบบโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างคาบที่ได้นำเสนอไว้เลย และมีค่าความถี่วิกฤต ω_o ที่ปรับได้ถึงความถี่ก่อนข้างสูงเนื่องจากวงจรได้รับผลกระทบจากพาราซิติคค่าทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนของรูปผลตอบสนองน้อยลงกว่าวิธีการเดิมๆ จากการทดลองใช้สัญญาณอินพุตความถี่ 15MHz ที่มีขนาด $1 \mu\text{A}$ ป้อนให้กับวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มี $f_o = 15\text{MHz}$ พบว่าค่า %THD ของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 0.0548%

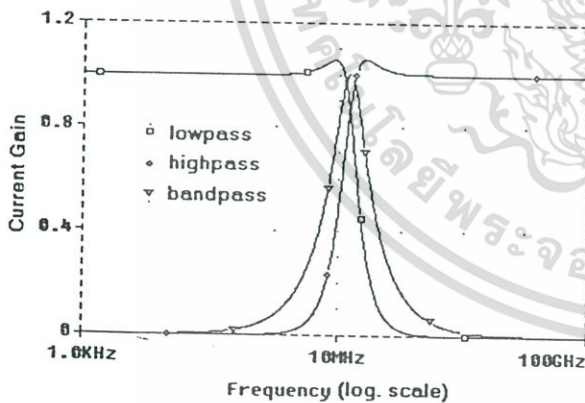


(ข) ผลการสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ออก

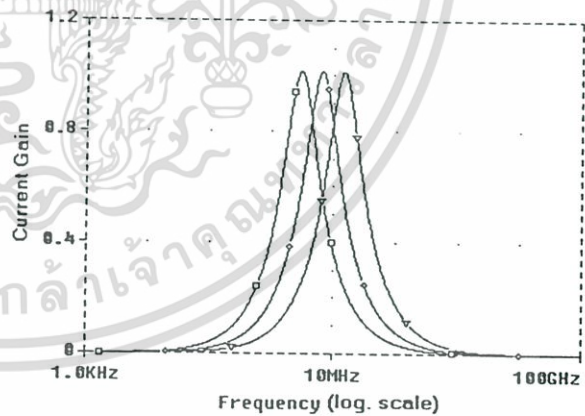


(ค) ผลการสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่

รูปที่ 3 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณทั้ง 5 รูปแบบ



(ก) ผลการสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน กรองความถี่สูงผ่าน และกรองแถบความถี่ผ่าน



- $I_o = 1 \mu\text{A}$
- ◇ $I_o = 5 \mu\text{A}$
- ▽ $I_o = 30 \mu\text{A}$

รูปที่ 4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านเมื่อปรับค่ากระแสไบอัส I_o ให้มีค่าต่างๆกัน

ในลำดับต่อมาได้ทดลองปรับค่ากระแสไบอัส I_o ให้มีค่าต่างๆกันเพื่อดูผลการเปลี่ยนแปลงของค่าความถี่วิกฤต ω_o ของวงจร ซึ่งพบว่าค่าความถี่วิกฤต ω_o สามารถปรับเปลี่ยนได้ตามการควบคุมของกระแสโดยไม่มีผลกระทบต่อค่า Q ของวงจรดังแสดงให้เห็นจากผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในรูปที่ 4

4. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่สร้างจากมอสเฟตเพียงอย่างเดียวโดยไม่ใช้อุปกรณ์กัมมันตภาพรังสี ลักษณะวงจรมีสามอินพุตและหนึ่งเอาต์พุตและสามารถให้ผลตอบสนองทางความถี่ตามรูปแบบมาตรฐานได้ถึง 5 รูปแบบโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างวงจรใดๆทั้งสิ้น ส่วนค่าความถี่วิกฤต ω_o ของวงจรสามารถปรับได้จากการควบคุมของกระแสไบอัสโดยไม่มีผลกระทบต่อค่า Q ของวงจร ทำให้สะดวกต่อการใช้งานในงานที่ต้องมีการปรับจูนความถี่ ผลการวิเคราะห์ค่าความไวของค่า ω_o และ Q ที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์พบว่ามีความถี่และค่า Q นั้นการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์จึงมีผลกระทบต่อค่า ω_o และค่า Q น้อยด้วย วงจรที่นำเสนอนี้มีข้อดีคือ มีขนาดเล็กและง่ายต่อการสร้างเป็นวงจรรวมเนื่องจากไม่ต้องการอุปกรณ์พาสซีฟภายนอก อีกทั้งยังสามารถทำงานได้ความถี่สูง ซึ่งคุณสมบัติต่างๆเหล่านี้ของวงจรสามารถนำมาสรุปเปรียบเทียบกับวงจรอื่นๆได้ดังตารางที่ 1 ผลการจำลองการทำงานทั้งหมดที่ได้นำเสนอผ่านมาช่วยยืนยันได้เป็นอย่างดีว่าวงจรที่นำเสนอสามารถทำงานได้เป็นไปตามหลักการที่ได้นำเสนอ

คุณสมบัติด้าน	วงจรที่นำเสนอ	วงจรในบทความที่ 3-6
ย่านของความถี่ f_o	มากกว่า 15MHz	น้อยกว่า 5MHz
จำนวนอุปกรณ์ในวงจร	มอสเฟต 12 ตัว	ทรานซิสเตอร์ มากกว่า 29 ตัว ตัวต้านทาน มากกว่า 1 ตัว ตัวเก็บประจุ 2 ตัว
แรงดันไฟเลี้ยง	$\pm 3V$	$\pm 2.5V$
Power Consumption ที่ $I_{bias} = 20\mu A$	0.66mW	1.05mW

ตารางที่ 1 สรุปเปรียบเทียบคุณสมบัติวงจรที่นำเสนอกับวงจรอื่นๆ

5. เอกสารอ้างอิง

- [1] Cicekoglu, O. , Ozcan , S. , Kuntman, H. , "A Novel Multi-Input Single-Output Filter with Reduced Number of Passive Elements Using Single Current Conveyor", Proc. 43rd IEEE Midwest Symp. On Circuits and Syst., pp. 1030-1032 , Aug. 2000.
- [2] Chang, C.M. , Pai , S.K. , "Universal Current-Mode OTA-C Biquad with the Minimum Components", IEEE Trans. Circuits and Syst. , vol. 47, no. 8 , pp. 1235-1238 , Aug. 2000.
- [3] Pawarangkoon, P. , Kiranon, W. , "Current-mode universal filter with three inputs and one output using CCII+s", IEEJ Int. analog VLSI workshop, pp. 103-105 , Aug. 2001.
- [4] วิจิตร เพชรภิก , อังกรารวม เนื่องนิษฐ์ , วิวัฒน์ กิรานนท์ และวิภา แสงพิสิทธิ์ , "วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมดกระแสที่มีพื้นฐานอยู่บนทรานซิสเตอร์คอนเวเยอร์" , การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23 , หน้า 637-640.
- [5] วิจิตร เพชรภิก , อังกรารวม เนื่องนิษฐ์ , วิวัฒน์ กิรานนท์ และจริยา เลิศจรสร่วมดี , "วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมดกระแสโดยใช้ CCII+s" , การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 , หน้า 1002-1006.
- [6] อนุรี หล่อสวัสดิศิริ , จริยา วงศ์เดชะธรรม , วิวัฒน์ กิรานนท์ และวินัย สิลารวม , "วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช่วงจรสาขาพหุกระแสรุ่นที่สองที่ถูกควบคุมด้วยกระแส" , การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25 , หน้า EL1-5.
- [7] Wu, Y. , Shi , C. , Ding , X. , Ismail , M. and Olsson , H. , "Design of CMOS VHF/RF Biquadratic Filters" , Analog Integrated Circuits and Signal Processing , 33 , pp.239-248 , 2002.
- [8] Tsvividis, Y. , "Operation and Modeling of The MOS Transistor" , McGraw-Hill , 1999.
- [9] AWAD , I.A. , SOLIMAN, A.M. , "Inverting second generation current conveyors: the missing building blocks , CMOS realizations and applications" , Int. J. Electron. , 1999 , 86 , pp. 413-432.
- [10] Schaumann, R. , Karsilayan, A. I. , "A High-frequency High-Q CMOS Active inductor with DC Bias Control" , Proc. 43rd IEEE Midwest Symp. On circuits and Syst. , pp. 486-489 , Aug. 2000.
- [11] AWAD , I.A. , SOLIMAN, A.M. "New CMOS Realization of the CCII- " , IEEE Trans.circuits and Syst. , pp.460-463 , (section 2, eq.3) , vol.46, no. 4, April , 1999.



วุฒิไกร อินทอุดม จบการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม จาก สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี 2545 ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับปริญญาโท สาขา วิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง



ประจวบ ปวรางกูร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิตจากมหาวิทยาลัยรังสิต ปี 2536 และปริญญาโทวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปี 2541 ปัจจุบันเป็นอาจารย์สังกัด ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร



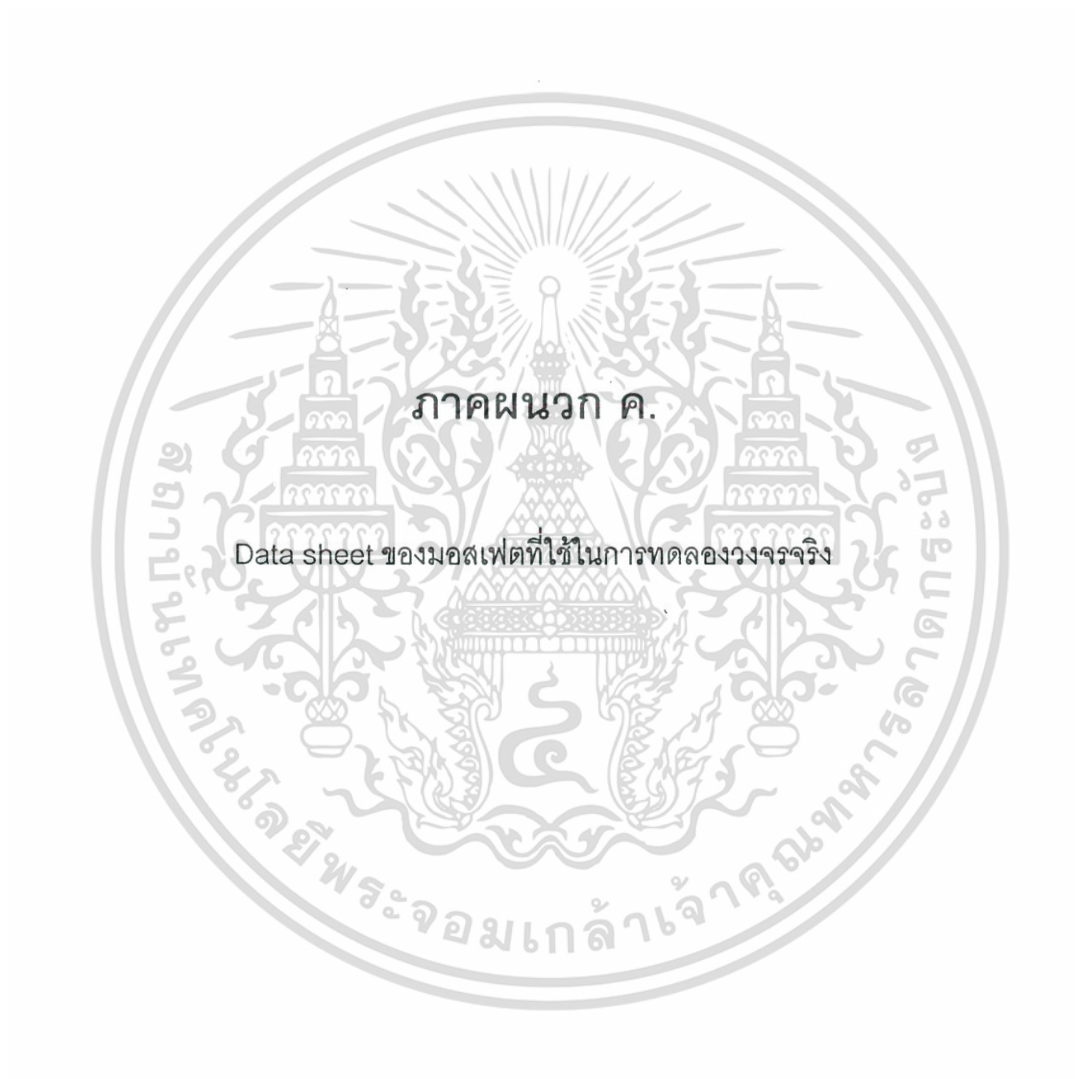
วิวัฒน์ กิรานนท์ จบการศึกษาระดับปริญญาตรี จาก สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และสำเร็จการศึกษาปริญญาโทและปริญญา เอก จากมหาวิทยาลัยโคโลราโด ปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ภาควิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง สนใจงานวิจัยเกี่ยวกับวงจรและระบบโทรคมนาคม



จรรยา วงศ์เศรษฐม จบการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จาก สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี 2531 และ สำเร็จการศึกษาปริญญาโทและปริญญาเอก จาก Wichita State University , Wichita, Kansas ในปี 2536 และ ปี 2540 คามลำดับ ปัจจุบัน ดำรงตำแหน่งอาจารย์ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



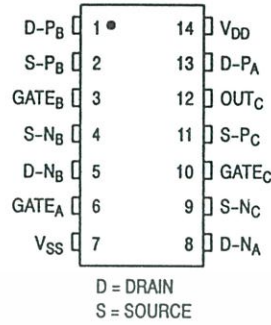
วิภา แสงพิลลิตี จบการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขา วิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จาก สถาบันเทคโนโลยีพระจอม เกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี 2531 และสำเร็จ การศึกษาปริญญาโท จาก จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ปี 2537 และสำเร็จ การศึกษาปริญญาเอก จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง ปี 2545 ปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ภาควิชาวิศวกรรม โทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14007UB

PIN ASSIGNMENT



SCHEMATIC

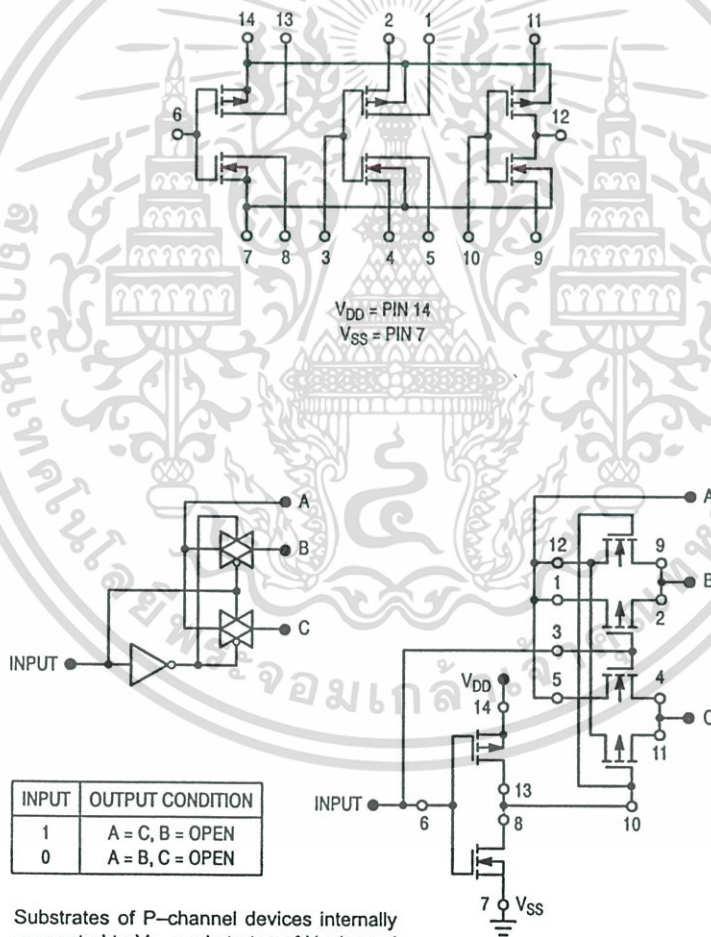


Figure 1. Typical Application: 2-Input Analog Multiplexer

MC14007UB

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V _{DD} Vdc	-55°C		25°C			125°C		Unit	
			Min	Max	Min	Typ ⁽⁴⁾	Max	Min	Max		
Output Voltage V _{in} = V _{DD} or 0	V _{OL}	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc	
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
V _{in} = 0 or V _{DD}	V _{OH}	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc	
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—		
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—		
Input Voltage (V _O = 4.5 Vdc) (V _O = 9.0 Vdc) (V _O = 13.5 Vdc)	"0" Level V _{IL}	5.0	—	1.0	—	2.25	1.0	—	1.0	Vdc	
		10	—	2.0	—	4.50	2.0	—	2.0		
		15	—	2.5	—	6.75	2.5	—	2.5		
	"1" Level (V _O = 0.5 Vdc) (V _O = 1.0 Vdc) (V _O = 1.5 Vdc)	V _{IH}	5.0	4.0	—	4.0	2.75	—	4.0	—	Vdc
			10	8.0	—	8.0	5.50	—	8.0	—	
			15	12.5	—	12.5	8.25	—	12.5	—	
Output Drive Current (V _{OH} = 2.5 Vdc) (V _{OH} = 4.6 Vdc) (V _{OH} = 9.5 Vdc) (V _{OH} = 13.5 Vdc)	Source I _{OH}	5.0	-3.0	—	-2.4	-5.0	—	-1.7	—	mAdc	
		5.0	-0.64	—	-0.51	-1.0	—	-0.36	—		
		10	-1.6	—	-1.3	-2.5	—	-0.9	—		
	Sink I _{OL}	5.0	0.64	—	0.51	1.0	—	0.36	—	mAdc	
		10	1.6	—	1.3	2.5	—	0.9	—		
		15	4.2	—	3.4	10	—	2.4	—		
Input Current	I _{in}	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μAdc	
Input Capacitance (V _{in} = 0)	C _{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF	
Quiescent Current (Per Package)	I _{DD}	5.0	—	0.25	—	0.0005	0.25	—	7.5	μAdc	
		10	—	0.5	—	0.0010	0.5	—	15		
		15	—	1.0	—	0.0015	1.0	—	30		
Total Supply Current ^(5.) ^(6.) (Dynamic plus Quiescent, Per Gate) (C _L = 50 pF)	I _T	5.0	I _T = (0.7 μA/kHz) f + I _{DD} /6							μAdc	
		10	I _T = (1.4 μA/kHz) f + I _{DD} /6								
		15	I _T = (2.2 μA/kHz) f + I _{DD} /6								

4. Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

5. The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

6. To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) \text{ Vfk}$$

where: I_T is in μA (per package), C_L in pF, V = (V_{DD} - V_{SS}) in volts, f in kHz is input frequency, and k = 0.003.

MC14007UB

SWITCHING CHARACTERISTICS (7.) (C_L = 50 pF, T_A = 25°C)

Characteristic	Symbol	V _{DD} Vdc	Min	Typ (8.)	Max	Unit
Output Rise Time t _{TLH} = (1.2 ns/pF) C _L + 30 ns t _{TLH} = (0.5 ns/pF) C _L + 20 ns t _{TLH} = (0.4 ns/pF) C _L + 15 ns	t _{TLH}	5.0 10 15	— — —	90 45 35	180 90 70	ns
Output Fall Time t _{THL} = (1.2 ns/pF) C _L + 15 ns t _{THL} = (0.5 ns/pF) C _L + 15 ns t _{THL} = (0.4 ns/pF) C _L + 10 ns	t _{THL}	5.0 10 15	— — —	75 40 30	150 80 60	ns
Turn-Off Delay Time t _{PLH} = (1.5 ns/pF) C _L + 35 ns t _{PLH} = (0.2 ns/pF) C _L + 20 ns t _{PLH} = (0.15 ns/pF) C _L + 17.5 ns	t _{PLH}	5.0 10 15	— — —	60 30 25	125 75 55	ns
Turn-On Delay Time t _{PHL} = (1.0 ns/pF) C _L + 10 ns t _{PHL} = (0.3 ns/pF) C _L + 15 ns t _{PHL} = (0.2 ns/pF) C _L + 15 ns	t _{PHL}	5.0 10 15	— — —	60 30 25	125 75 55	ns

7. The formulas given are for the typical characteristics only. Switching specifications are for device connected as an inverter.
 8. Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

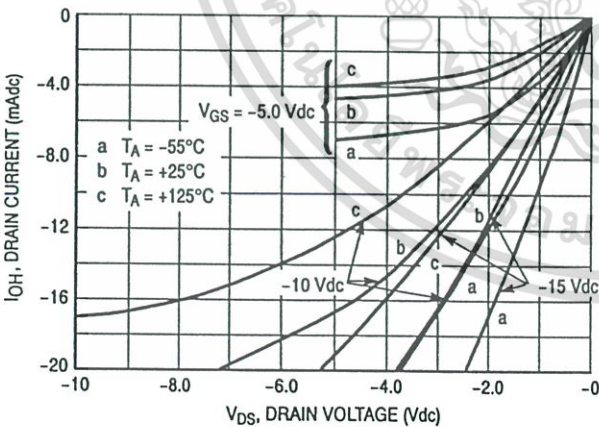


Figure 2. Typical Output Source Characteristics

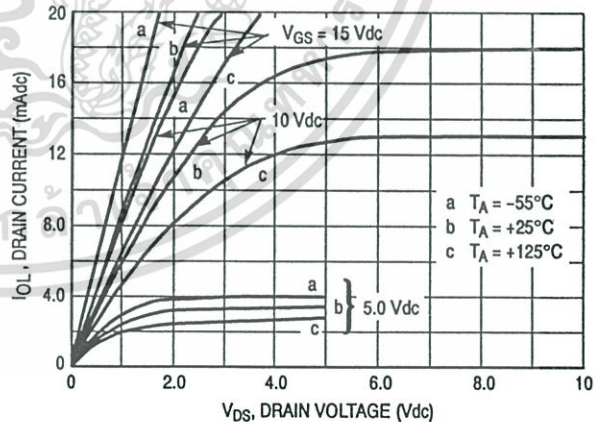


Figure 3. Typical Output Sink Characteristics

These typical curves are not guarantees, but are design aids.
 Caution: The maximum current rating is 10 mA per pin.

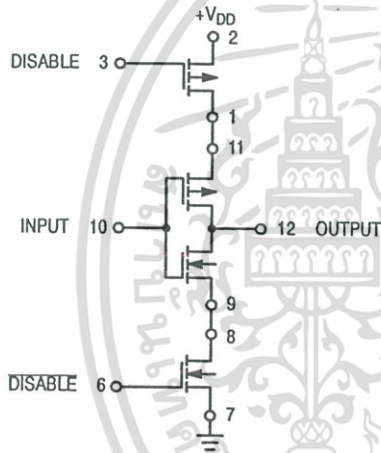
MC14007UB



Figure 4. Switching Time and Power Dissipation Test Circuit and Waveforms

APPLICATIONS

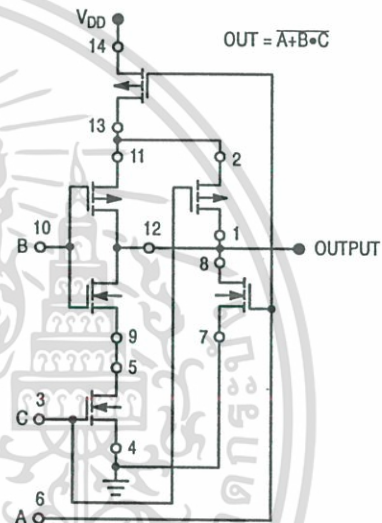
The MC14007UB dual pair plus inverter, which has access to all its elements offers a number of unique circuit applications. Figures 1, 5, and 6 are a few examples of the device flexibility.



INPUT	DISABLE	OUTPUT
1	0	0
0	0	1
X	1	OPEN

X = Don't Care

Figure 5. 3-State Buffer



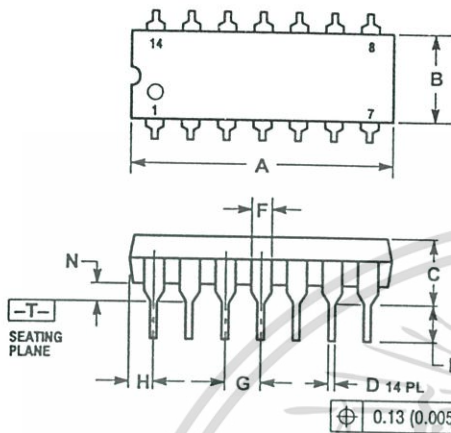
Substrates of P-channel devices internally connected to V_{DD};
Substrates of N-channel devices internally connected to V_{SS}.

Figure 6. AOI Functions Using Tree Logic

MC14007UB

PACKAGE DIMENSIONS

P SUFFIX PLASTIC DIP PACKAGE CASE 646-06 ISSUE M

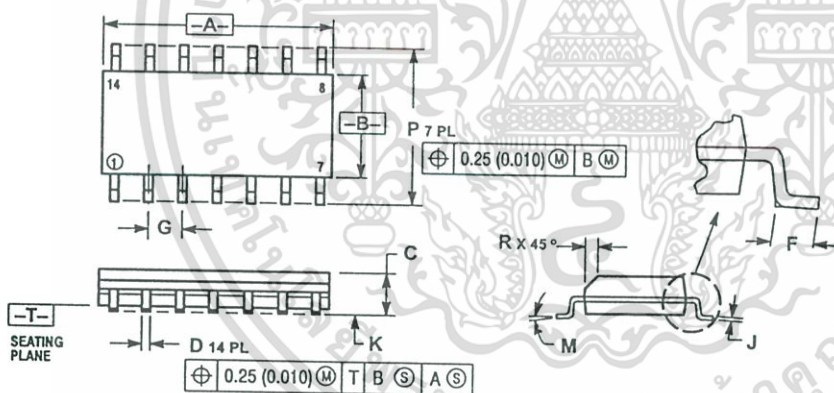


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	18.80
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.052	0.095	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.290	0.310	7.37	7.87
M	—		10°	
N	0.015	0.039	0.38	1.01

D SUFFIX PLASTIC SOIC PACKAGE CASE 751A-03 ISSUE F



NOTES:

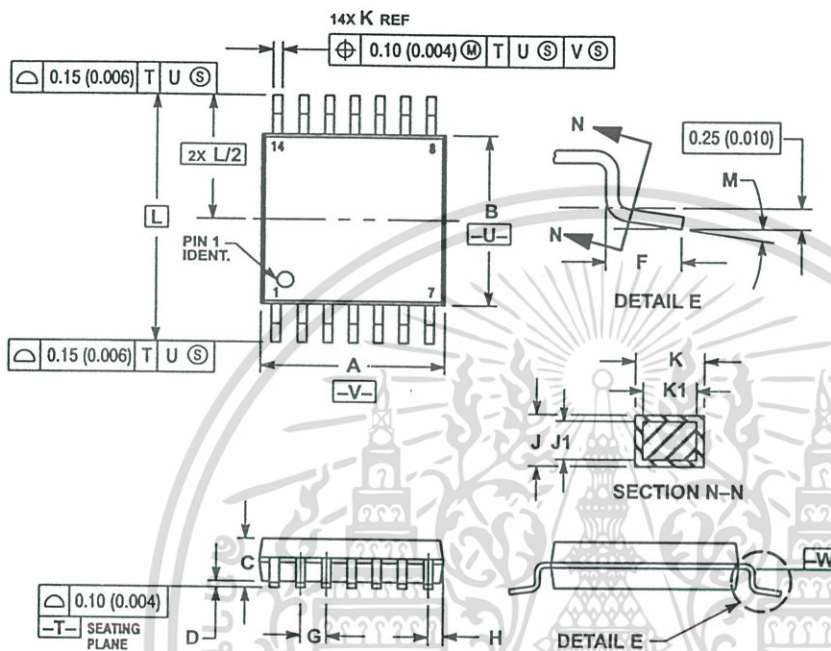
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.005) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.55	8.75	0.337	0.344
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°		7°	
P	5.80	6.20	0.228	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

MC14007UB

PACKAGE DIMENSIONS

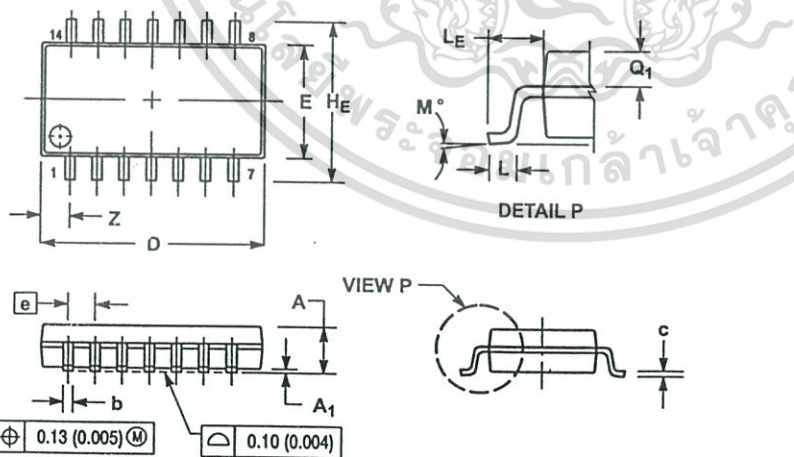
DT SUFFIX
 PLASTIC TSSOP PACKAGE
 CASE 948G-01
 ISSUE O



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSION A DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS. MOLD FLASH OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.15 (0.006) PER SIDE.
 4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION. INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION SHALL NOT EXCEED 0.25 (0.010) PER SIDE.
 5. DIMENSION K DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.08 (0.003) TOTAL IN EXCESS OF THE K DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
 6. TERMINAL NUMBERS ARE SHOWN FOR REFERENCE ONLY.
 7. DIMENSION A AND B ARE TO BE DETERMINED AT DATUM PLANE -W.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.90	5.10	0.193	0.200
B	4.30	4.50	0.169	0.177
C	---	1.20	---	0.047
D	0.05	0.15	0.002	0.006
F	0.50	0.75	0.020	0.030
G	0.65 BSC		0.026 BSC	
H	0.50	0.60	0.020	0.024
J	0.09	0.20	0.004	0.008
J1	0.09	0.18	0.004	0.006
K	0.19	0.30	0.007	0.012
K1	0.19	0.25	0.007	0.010
L	6.40 BSC		0.252 BSC	
M	0°	8°	0°	8°

F SUFFIX
 PLASTIC EIAJ SOIC PACKAGE
 CASE 965-01
 ISSUE O



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSIONS D AND E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS AND ARE MEASURED AT THE PARTING LINE. MOLD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.15 (0.006) PER SIDE.
 4. TERMINAL NUMBERS ARE SHOWN FOR REFERENCE ONLY.
 5. THE LEAD WIDTH DIMENSION (b) DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.08 (0.003) TOTAL IN EXCESS OF THE LEAD WIDTH DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION. DAMBAR CANNOT BE LOCATED ON THE LOWER RADIUS OR THE FOOT. MINIMUM SPACE BETWEEN PROTRUSIONS AND ADJACENT LEAD TO BE 0.46 (0.018).

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	---	2.05	---	0.081
A1	0.05	0.20	0.002	0.008
b	0.35	0.50	0.014	0.020
c	0.18	0.27	0.007	0.011
D	9.90	10.50	0.390	0.413
E	5.10	5.45	0.201	0.215
e	1.27 BSC		0.050 BSC	
HE	7.40	8.20	0.291	0.323
0.50	0.50	0.85	0.020	0.033
LE	1.10	1.50	0.043	0.059
M	0°	10°	0°	10°
Q1	0.70	0.90	0.028	0.035
Z	---	1.42	---	0.056

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นาย วุฒิไกร อินทอุดม
 ที่อยู่ 26 หมู่ 1 ตำบล บ้านสวน อำเภอ เมือง จังหวัด ชลบุรี 20000
 โทร 038 276142
 ประวัติการศึกษา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิชาโทรคมนาคม
 (เกียรตินิยมอันดับ 2) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า
 เจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2545

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

- 1.) วุฒิไกร อินทอุดม, วิวัฒน์ กิรานนท์ "วงจรควบคุมค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่มีพื้นฐานอยู่บนวงจรสายพานกระแส" วารสารวิจัยและพัฒนา มจร., ปีที่ 26, ฉบับที่ 3 ก.ค.-ก.ย. 2546" หน้า 323-337
- 2.) วุฒิไกร อินทอุดม, ประจวบ ปวงรวงกูร, วิวัฒน์ กิรานนท์, จริญญา วงศ์เตชธรรม และ วิภา แสงพิสิทธิ์ "วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ใหม่กระแสที่สร้างด้วยมอสเฟตเพียงอย่างเดียว" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26, พ.ย. 2546. หน้า 1212-1217
- 3.) Pawarangkoon P., Intaudom V., and Kiranon W. "Electronically Tunable Floating Resistor" IEEE TENCON 2004, Nov. 2004.
- 4.) Pawarangkoon P., Intaudom V., and Kiranon W. "Four-Quadrant Current-Mode Divider Based on Current Conveyor" IEEE TENCON 2004, Nov. 2004.
- 5.) Pawarangkoon P., Intaudom V., and Kiranon W. "Electronically Tunable Floating Impedance Multiplier" ECIT-CON 2005, May 2005, pp. 649-652

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้