

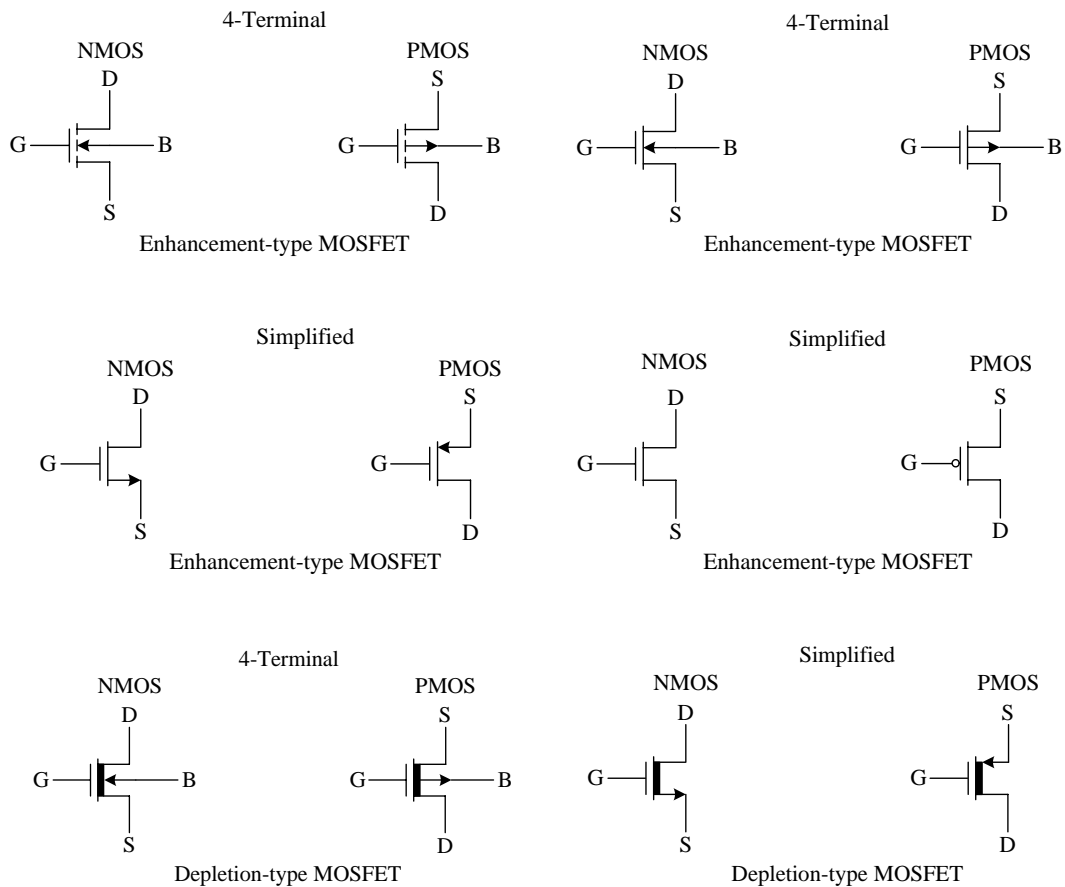
## บทที่ 2

### ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์และวงจรรขยายความนำ

ในหัวข้อนี้จะบรรยายถึงทฤษฎีพื้นฐานต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องในการวิจัยในส่วนของทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์และวงจรรขยายความนำ ซึ่งเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึง บทนำ ทฤษฎีหลักการการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์ วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ ทฤษฎีหลักการการทำงานของวงจรรขยายความนำ การประยุกต์วงจรรขยายความนำ และบทสรุป

#### 2.1 บทนำ

มอสทรานซิสเตอร์ (MOS Transistor) คือ อุปกรณ์ที่ใช้หลักการของสนามไฟฟ้าควบคุมการไหลของกระแสที่ผ่านตัวมัน แนวความคิดเกี่ยวกับมอสทรานซิสเตอร์ได้มีการพัฒนามาก่อนการสร้างไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Transistor) โดยในต้นทศวรรษที่ 1930 ได้มีหลักฐานแสดงถึงการจดสิทธิบัตรสำหรับอุปกรณ์ที่คล้ายกับซิลิกอนมอสเฟต (MOSFET) ของสมัยใหม่ แต่ไม่ได้สร้างขึ้นจากซิลิกอน ในอดีตกระบวนการสร้างมีความยากมาก การควบคุมรอยต่อสัมผัสหรือรอยต่อของฉนวนกับสารกึ่งตัวนำยังมีความยุ่งยาก อีกทั้งขาดความเข้าใจในกระบวนการของฉนวนและสารกึ่งตัวนำ จึงทำให้อุปกรณ์ที่คล้ายมอสเฟตในสมัยนั้นไม่สามารถนำไปใช้งานจริงได้ จนกระทั่งมีการเกิดขึ้นมาของกระบวนการ Silicon Planar และเทคโนโลยีสมัยใหม่ที่สามารถควบคุมรอยต่อระหว่างออกไซด์และซิลิกอนได้เป็นอย่างดี ทำให้มอสทรานซิสเตอร์สามารถนำมาใช้งานได้จริงและเป็นที่แพร่หลายในปลายทศวรรษที่ 1970 จนกระทั่งถึงปัจจุบันมอสเป็นทรานซิสเตอร์ที่ทำงานโดยผลของสนามไฟฟ้าสามารถแบ่งออกเป็นประเภทต่าง ๆ ได้หลายแบบขึ้นอยู่กับเกณฑ์ที่ใช้ในการแบ่ง อาทิเช่น ถ้าแบ่งตามชนิดของพาหะที่ใช้ในการนำกระแสจะสามารถแบ่งได้เป็นสองชนิด คือ มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล (N-Channel MOS Transistor) เป็นทรานซิสเตอร์ที่ใช้อิเล็กตรอนในการนำกระแสและมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีแชนแนล (P-Channel MOS Transistor) เป็นทรานซิสเตอร์ที่ใช้โฮลเป็นพาหะในการนำกระแส สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีและเอ็นแชนแนล แสดงได้ดังภาพรูปที่ 2.1 แต่ถ้าแบ่งมอสทรานซิสเตอร์ตามลักษณะการทำงานสามารถแบ่งได้สองลักษณะคือทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด (Enhancement Mode Transistor) และแบบดีพลีชันโหมด (Depletion Mode Transistor)

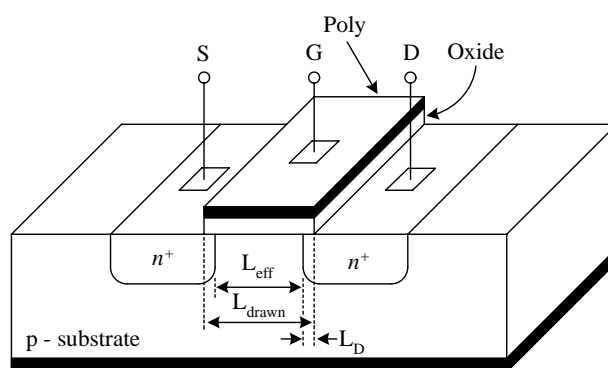


ภาพที่ 2.1 สัญลักษณ์มอสทรานซิสเตอร์ชนิดต่าง ๆ

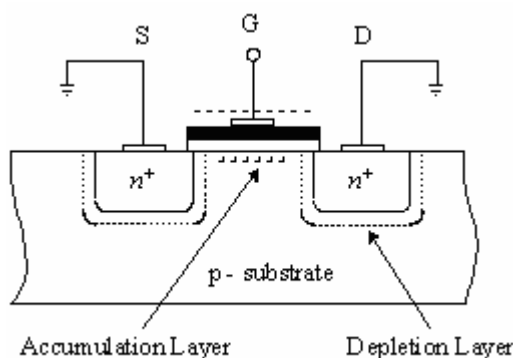
## 2.2 มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์

มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์เป็นชนิดที่นิยมใช้อย่างแพร่หลายมากกว่าชนิดดีพีทีชัน เพราะสามารถสร้างได้ด้วยเทคโนโลยีซีมอสแบบมาตรฐาน โดยไม่ต้องใช้วิธีการที่พิเศษ แสดงดังภาพที่ 2.2 แสดงโครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์แบบเอ็นแซนแนล ส่วนของซอร์ส (Source) และเดรน (Drain) สร้างขึ้นจากการแพร่อะตอมของสารเจือชนิดเอ็น (N-Type) ที่มีความหนาแน่นสูง ( $n^+$ ) เข้าไปในแผ่นผลึกฐานรอง (Body หรือ Substrate) ของสารกึ่งตัวนำชนิดพี (P-Type) ซึ่งเป็นแผ่นผลึกซิลิกอนรูปเดี่ยว ส่วนของเกต (Gate) จะเป็นโลหะหรือชั้นของโพลีซิลิกอนที่ซ้อนอยู่บนชั้นของออกไซด์ โดยมีโลหะอลูมิเนียมเป็นขั้วต่อไฟฟ้า การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์โดยอธิบายเทียบกับทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแซนแนลสามารถพิจารณาได้ตามโครงสร้างภาพที่ 2.3 แสดงการทำงานในช่วงต่างๆ ของ  $V_{DS}$  และ  $V_{GS}$  จากรูป 2.3 (ก) ซอร์ส เดรนและฐานต่อลงกราวด์ ในกรณีนี้จะมีผลทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานคล้าย

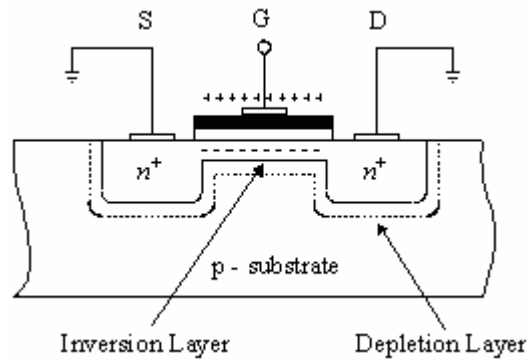
กับตัวเก็บประจุโดยเกตและผิวของซิลิกอนใต้ฉนวนซิลิกอนไดออกไซด์ทำหน้าที่เสมือนแผ่นระนาบ (Plate) ของตัวเก็บประจุ ซึ่งมีซิลิกอนไดออกไซด์ทำหน้าที่เป็นฉนวนกั้นระหว่างกลาง ถ้า  $V_{GS}$  มีค่าเป็นลบ ประจุพาหะชนิดบวกหรือโฮล (Hole) จะถูกดูดเข้ามาสะสมบริเวณแชนแนลมีผลให้บริเวณแชนแนลกลายเป็น  $p^+$  และเรียกว่า “แชนแนลสะสม” (Accumulate Channel) บริเวณซอร์สและเดรนที่เป็น  $n^+$  ถูกแยกจากกันด้วยแชนแนล  $p^+$  เมื่อมองในลักษณะวงจรมูลแล้วจะพบว่า มีลักษณะของไดโอดสองตัวต่อกันหลังชนกัน ดังนั้นถ้าจะมีกระแสไหลได้ แรงดันที่ซอร์สและเดรนจะต้องมีค่ามากๆ ซึ่งกระแสที่เกิดขึ้นจะเป็นกระแสรั่วไหลหรือกรณีที่แรงดันเดรนซอร์สมีค่ามากๆ จะทำให้ทรานซิสเตอร์เกิดการเบรกดาวน์



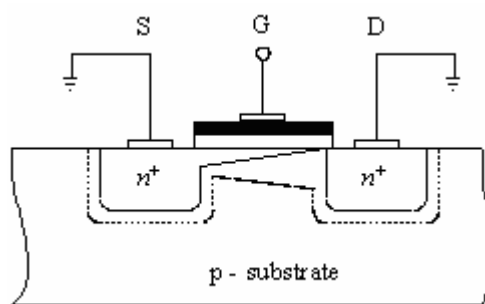
ภาพที่ 2.2 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล



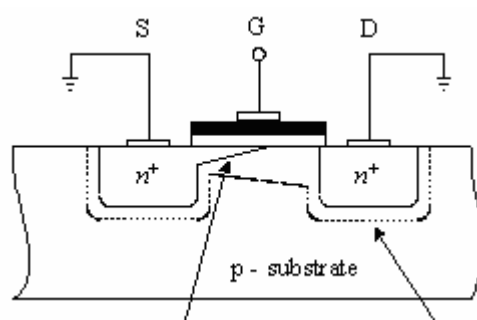
(ก)  $V_{GS} \ll 0$



(ข)  $V_{GS} > V_{TH}$  และ  $V_{DS} = 0$



(ค)  $V_{GS} > V_{TH}$  และ  $V_{DS} = (V_{GS} - V_{TH})$



Pinched off channel      Widened depletion region

(ง)  $V_{GS} > V_{TH}$  และ  $V_{DS} > (V_{GS} - V_{TH})$

ภาพที่ 2.3 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงต่าง ๆ

ในกรณีที่แรงดันเกตมีค่าเป็นบวกเล็กน้อย ประจุบวกใต้แผ่นเกตจะถูกผลักออกไปทำให้ แชนแนลเปลี่ยนไปเป็น p<sup>-</sup> และเป็นบริเวณปลอดพาหะ (Depletion Region) ในที่สุด เมื่อแรงดันที่ เกตเพิ่มมากขึ้น ประจุลบหรืออิเล็กตรอนจะถูกดึงดูดเข้ามาที่บริเวณแชนแนลและแชนแนลจะแปร สภาพเป็นบริเวณ n<sup>-</sup> ตามรูป 2.3 (ข) ซึ่งเชื่อมต่อบริเวณซอร์สและเดรนเข้าด้วยกันและเรียกว่า แชนแนลกลับ (Inverted Channel) แรงดันเกตซอร์สที่ทำให้ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนใต้เกตมี ค่าเท่ากับ ความหนาแน่นของโฮลบริเวณรองเป็นนิยามของแรงดันแทรชโฮล (Threshold Voltage:  $V_{TH}$ ) ของมอสทรานซิสเตอร์ใช้สัญลักษณ์  $V_{TH}$  สำหรับค่าแรงดันเกตซอร์สมากกว่า  $V_{TH}$  จะมีแชนแนลชนิดอื่นเกิดขึ้นและสามารถเกิดการนำไฟฟ้าระหว่างเดรนและซอร์สได้ สำหรับกรณี ค่าแรงดันระหว่างเกตและซอร์สน้อยกว่า  $V_{TH}$  ปกติจะสมมติว่าทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานและไม่มี กระแสไหลระหว่างซอร์สและเดรน แต่อย่างไรก็ตามสมมติว่าไม่มีกระแสไหลระหว่างซอร์สและ เดรนระหว่างที่ทรานซิสเตอร์ไม่นำ กระแสนั้นเป็นเพียงการประมาณเท่านั้น ในความเป็นจริงกรณี ที่แรงดันที่เกตมีค่าใกล้เคียง  $V_{TH}$  จะไม่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างทันทีทันใดแต่จะ เกิดกระแสต่ำกว่าแทรชโฮล (Subthreshold Current) สามารถไหลได้ในปริมาณเล็กน้อยซึ่งการ ทำงานในลักษณะนี้จะมีคุณสมบัติเหมือนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เมื่อแรงดันระหว่างเกตและ ซอร์ส  $V_{GS}$  มีค่ามากกว่า  $V_{TH}$  จะทำให้แชนแนลเกิดขึ้น ดังนั้นเมื่อ  $V_{GS}$  เพิ่มขึ้นความหนาแน่นของ อิเล็กตรอนในแชนแนลก็จะเพิ่มขึ้นด้วย สรุปได้ว่าความหนาแน่นของประจุพาหะจะแปรผันตาม  $V_{GS}-V_{TH}$  ซึ่งนิยามเป็นแรงดันระหว่างเกตและซอร์สประสิทธิผลซึ่งใช้สัญลักษณ์คือ “ $V_{eff}$ ” ซึ่งค่า ความหนาแน่นของประจุอิเล็กตรอนกำหนดได้คือ

$$Q = C_{ox}(V_{GS} - V_{TH}) = C_{ox}V_{eff} \quad (2.1)$$

โดยที่  $C_{ox}$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่เกตต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ เมื่อแรงดันที่เดรนมีค่ามากกว่าศูนย์ โวลต์เล็กน้อยทำให้เกิดความต่างศักย์ระหว่างซอร์สและเดรนมีผลให้เกิดกระแสไหลจากเดรนไป ซอร์ส ความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{GS}$  และกระแส  $I_D$  จะเหมือนกับกรณีของความต้านทานซึ่งมี ความสัมพันธ์เป็น

$$I_D = \mu Q \frac{W}{L} V_{DS} \quad (2.2)$$

ในขณะที่  $\mu$  คือ ค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอนที่ผิวซิลิกอนและ  $Q$  เป็นค่าความหนาแน่นของประจุในแกนแนลต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ จากสมการที่ (2.1) และ (2.2) จะได้ว่า

$$I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} \quad (2.3)$$

จากสมการ (2.3) เป็นความสัมพันธ์ที่สามารถใช้ได้เพียงกรณีแรงดันระหว่างเกรนและซอร์สมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในเชิงโครงสร้างอธิบายได้ตามภาพที่ 2.3 (ข) โดยเมื่อ  $V_{GS}$  มากกว่า  $V_{TH}$  และ  $V_{DS}$  เท่ากับ 0 ซึ่งขณะนี้แกนแนลถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นแต่ไม่มีกระแสไหลเนื่องจากแรงดันระหว่างซอร์สและเกรนมีค่าเป็นศูนย์โวลต์และเมื่อให้แรงดัน  $V_{GS}$  ค่าน้อย ๆ ค่าหนึ่งจะทำให้เกิดมีกระแสไหลผ่านแกนแนลได้ ซึ่งการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้เสมือนว่าเป็นตัวต้านทานมีความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการ (2.3) และแสดงได้ด้วยกราฟในภาพที่ 2.3 (ข) ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าของ  $I_D$  และ  $V_{DS}$  มีความสัมพันธ์กันอย่างสิ้นเชิงสำหรับค่า  $V_{DS}$  น้อย ๆ เมื่อแรงดันระหว่างเกรนและซอร์สเพิ่มมากขึ้น ค่าความหนาแน่นของประจุพาหะที่แกนแนลจะลดลงตามแนวแกนแนลจากซอร์ส ไปเกรนตามภาพที่ 2.3 (ค) การลดลงของประจุพาหะในแกนแนลนี้มีผลให้เกิดแรงดันตกคร่อมแกนแนลที่ตำแหน่งต่าง ๆ ไม่เท่ากัน กล่าวคือ สมมติว่าแรงดันที่เกรนมีค่ามากกว่าแรงดันที่ซอร์ส จะมีการเพิ่มขึ้นของแรงดันจากซอร์สไปเกรนอย่างต่อเนื่องภายในแกนแนล มีผลทำให้แรงดันตกคร่อมระหว่างเกตและแกนแนลจะมีค่าสูงสุดเท่ากับ  $V_{GS}$  ที่ตำแหน่งด้านซอร์สและแรงดันเกตแกนแนลมีค่าต่ำสุดที่ตำแหน่งปลายด้านเกรนและแรงดันเกตที่ทำให้เกิดแกนแนลคือ  $V_G = (V_{GS} - V_{TH})$  เมื่อ  $V_{GS} < V_{TH}$  กระแสจะไม่ไหลและไม่มีแกนแนลเกิดขึ้น เพื่อที่จะทำให้แกนแนลเกิดขึ้นได้เป็นแนวยาวไปจนถึงสุดปลายด้านเกรน แรงดันเกตจะต้องมีค่ามากกว่า  $V_{DS}$  นั่นคือ  $V_G > V_{DS}$  หรือ  $(V_{GS} - V_{TH}) > V_{DS}$  ซึ่งหมายถึงแรงดันที่เกตเมื่อเปรียบเทียบกับทุกจุดในแนวแกนแนลจะต้องมีศักย์เป็นบวก จึงจะทำให้เกิดแกนแนล โดยในขณะนี้ทรานซิสเตอร์ทำงานและอยู่ในช่วงอิ่มตัว กระแสเกรน  $I_D$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มของแรงดัน  $V_{DS}$  อย่างไม่เป็นเชิงเส้นตามกราฟในภาพที่ 2.3 (ค) การทำงานของทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้  $V_{DS} < (V_{GS} - V_{TH})$  เรียกว่าช่วงไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region) เมื่อ  $V_{DS}$  มีค่ามากขึ้นจนกระทั่งค่า  $V_{DS} = (V_{GS} - V_{TH})$  ทรานซิสเตอร์เริ่มเข้าสู่สภาวะอิ่มตัวและลักษณะโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้แสดงได้ดังภาพที่ 2.3 (ค) และเมื่อค่าของแรงดัน  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้นจนกระทั่ง  $V_{GS} > (V_{DS} - V_{TH})$  ในกรณีนี้แรงดันที่ตกคร่อมแกนแนลที่ปลายด้านเกรนมีค่าสูงกว่า  $V_{GS} - V_{DS}$  ดังนั้นจะทำให้เกิดภาวะพินช์ออฟ (Pinch Off) คือ แกนแนลซึ่งเป็นช่องทางเดินกระแสจะขาดออกโดยเริ่มจากบริเวณด้านเกรน ทั้งนี้เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้าซึ่งจะมาเหนี่ยวนำให้มีการสะสมของประจุลบ เพื่อทำหน้าที่เป็น

แซนแนล ดังนั้นช่องทางเดินกระแสจึงขาดออกจากกันดังแสดงดังภาพที่ 2.3 (ง) และจะมีกระแสแพร่ (Diffusion Current) จากส่วนของซอร์สไปยังเดรน ช่องทางเดินของกระแสจะแสดงคุณสมบัติความต้านทานสูง และคล้ายกับเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ กระแสเดรนในภาวะนี้จึงมีค่าคงที่แม้ว่า  $V_{DS}$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นก็ตามแสดงในกราฟตามภาพที่ 2.3 (ง) การทำงานของทรานซิสเตอร์ในย่านนี้เรียกว่าช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) คุณสมบัติการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ จะพิจารณาได้จากแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ดังแสดงในภาพที่ 2.4 สมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันสำหรับมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวสามารถแสดงได้คือ

$$I_D = \beta \left[ (V_{GS} - V_{TH}) - \left( \frac{V_{DS}}{2} \right) \right] V_{DS} (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2.4)$$

โดยที่  $\beta = K' W/L$

$$K' = \mu_0 C_{ox}$$

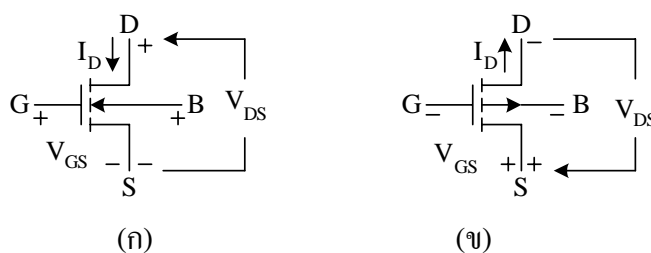
$\mu_0$  คือ ค่าความคล่องตัวของพาหะในช่องทางเดินกระแส ( $\text{cm}^2/\text{Volt} \cdot \text{Second}$ )

$C_{ox} = \epsilon_{ox}/t_{ox}$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ของเกตออกไซด์ ( $\text{F}/\text{cm}^2$ )

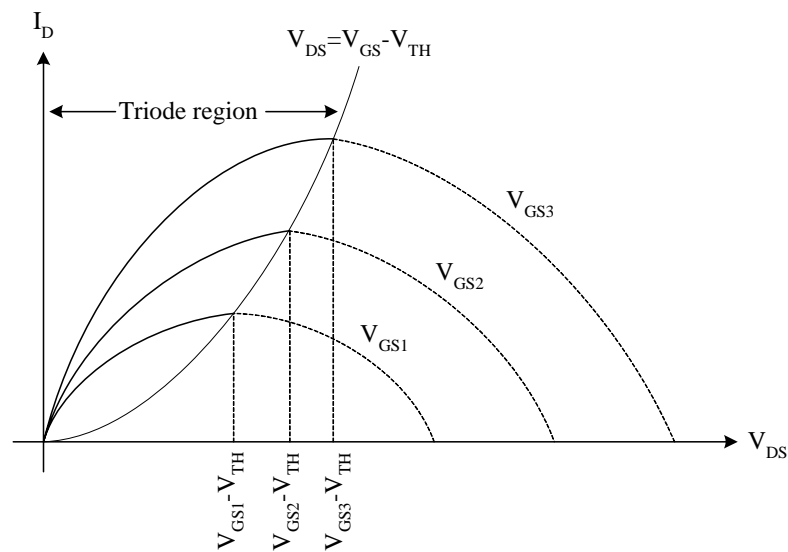
W คือ ความกว้างประสิทธิผลของแซนแนล

L คือ ความยาวประสิทธิผลของแซนแนล

$\lambda$  คือ ค่าความยาวของแซนแนล (Channel Length Modulation Parameter) มีหน่วยคือ  $\text{Volt}^{-1}$



ภาพที่ 2.4 การไบอัสมอสทรานซิสเตอร์ (ก) NMOS (ข) PMOS



ภาพที่ 2.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D$  และ  $V_{DS}$  เมื่อ  $\lambda$  เท่ากับศูนย์

เมื่อแรงดันเทรสโฮลด์กำหนดได้ คือ

$$V_{TH} = V_{TH0} + \gamma \left( \sqrt{2|\phi_F| + V_{SB}} - \sqrt{2|\phi_F|} \right) \quad (2.5)$$

จากสมการ (2.4) สามารถทำงานได้ในช่วงต่าง ๆ ขึ้นกับค่า  $V_{GS} - V_{TH}$  ถ้าค่า  $V_{GS} - V_{TH}$  เป็นศูนย์หรือลบวงจรของมอสทรานซิสเตอร์จะอยู่ในช่วงคัทออฟ ซึ่งเซนแนลจะมีพฤติกรรมเหมือนเปิดวงจรซึ่งเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้เป็น

$$I_D = 0 \text{ เมื่อ } (V_{GS} - V_{TH}) \leq 0 \quad (2.6)$$

จากสมการ (2.4) สมมติให้  $\lambda$  เท่ากับศูนย์ นำมาเขียนกราฟได้ตามภาพที่ 2.5 สำหรับค่า  $V_{GS} - V_{TH}$  ค่าต่าง ๆ จุด สูงสุดของกราฟแต่ละเส้นเรียกว่าจุดอิ่มตัว โดยค่าต่าง ๆ ของ  $V_{DS}$  ที่เกิดขึ้นที่ค่านี้เรียกว่าแรงดันอิ่มตัว

$$V_{DS(sat)} = V_{GS} - V_{TH} \quad (2.7)$$

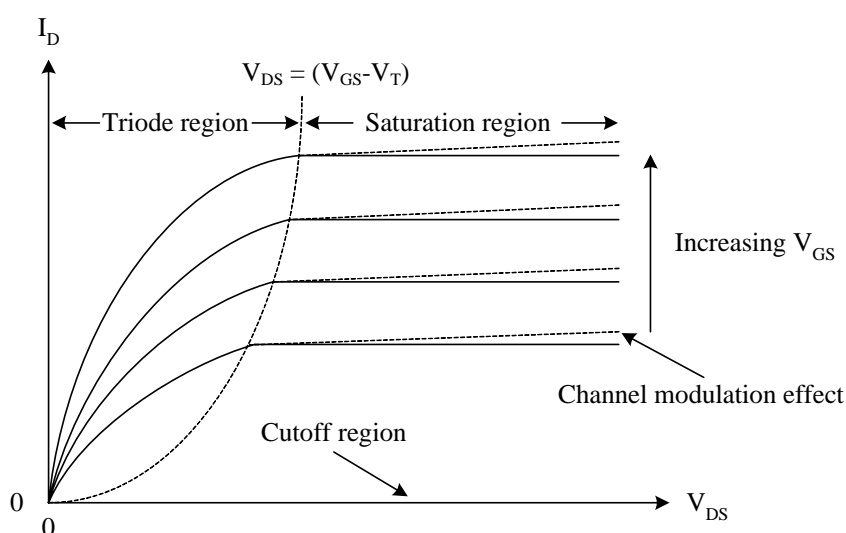


แรงดัน  $V_{DS(sat)}$  เป็นค่าที่แบ่งขอบเขตการทำงานโดยค่า  $V_{DS}$  น้อยกว่า  $V_{DS(sat)}$  มอสทรานซิสเตอร์จะทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวตามสมการ (2.4) และมีเงื่อนไขว่า

$$0 < V_{DS} \leq (V_{GS} - V_{TH}) \quad (2.8)$$

เมื่อ  $V_{DS}$  มีค่ามากกว่า  $V_{DS(sat)}$  ช่วงนี้เรียกว่าช่วงอิ่มตัว ช่วงนี้กระแส  $I_D$  ไม่ขึ้นกับ  $V_{DS}$  ถ้าสมมติว่าไม่พิจารณาผลของ  $\lambda$  จะได้ความสัมพันธ์เป็น

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}) ; 0 < (V_{GS} - V_{TH}) \leq V_{DS} \quad (2.9)$$



ภาพที่ 2.6 คุณสมบัติทางเอาต์พุตของมอสทรานซิสเตอร์

จากภาพที่ 2.6 แสดงถึง คุณสมบัติทางเอาต์พุตของมอสทรานซิสเตอร์ที่ได้จากสมการที่ (2.4), (2.6), (2.7), (2.8) และ (2.9) โดยที่เส้นทึบคือ กราฟที่ไม่พิจารณาถึงผลของ  $\lambda$  โดยกำหนด  $\lambda$  เท่ากับ 0 ส่วนเส้นประคือกราฟที่พิจารณาผลของ  $\lambda$  โดยกำหนด  $\lambda$  ไม่เท่ากับ 0 รวมอยู่ด้วย

### 2.3 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์

วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็ก (Small-Signal Equivalent Circuit) ของมอสทรานซิสเตอร์ เป็นการแทนอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์ด้วยวงจรไฟฟ้า เพื่อนำไปใช้การวิเคราะห์ผลตอบสนองหรือพฤติกรรมของสัญญาณขนาดเล็กพิจารณาแยกกับการวิเคราะห์สัญญาณขนาดใหญ่ ซึ่งพิจารณาเป็นปริมาณทางไฟฟ้ากระแสตรง มอสทรานซิสเตอร์จะมีพฤติกรรมเป็นแรงดันควบคุมแหล่งกำเนิดกระแส (Voltage-Controlled Current Source) โดยให้สัญญาณ  $v_{gs}$  ทำให้เกิดกระแส  $g_m v_{gs}$  ทางด้านขาเดรน ความต้านทานทางอินพุตจะมีค่าสูงมากในทางปฏิบัติ ในทางอุดมคติถือว่ามีค่าเป็นอนันต์ ความต้านทานที่ทางด้านขาเดรนมีค่าสูง ในการพิจารณาอย่างง่าย จะสมมติว่ามีค่าเป็นอนันต์ตามภาพที่ 2.7 (ก) ข้อเสียของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในภาพที่ 2.7 (ก) คือเป็นการสมมุติว่ากระแสเดรนอยู่ในช่วงอิ่มตัวและไม่ขึ้นกับแรงดันเดรน จากหัวข้อที่กล่าวมาข้างต้นพบว่าคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงอิ่มตัวนั้นจริง ๆ แล้วขึ้นอยู่กับ  $V_{DS}$  ในลักษณะเชิงเส้นทำให้แบบจำลองได้เปลี่ยนไปเป็นภาพที่ 2.7 (ข) โดยมีตัวต้านทาน  $r_o$  ต่ออยู่ระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส ซึ่งมีค่าประมาณ

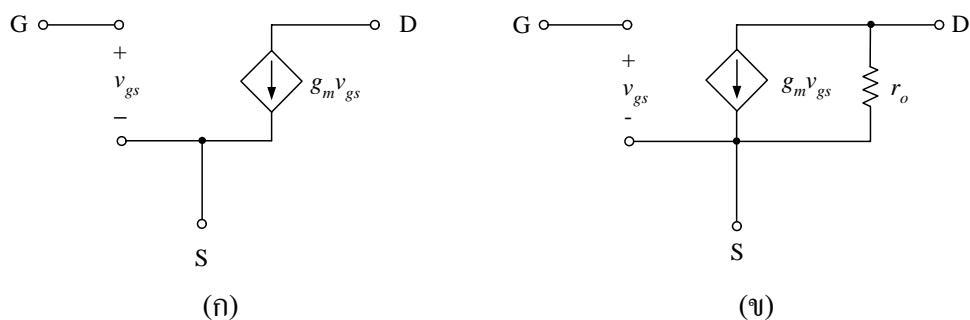
$$r_o \cong \frac{|V_A|}{I_D} \quad (2.10)$$

โดยที่  $V_A$  เท่ากับ  $1/\lambda$  โดยทั่วไปค่า  $r_o$  อยู่ในช่วง 10 ถึง 1000 k $\Omega$  ค่า  $r_o$  ที่พิจารณาข้างต้นเป็นการพิจารณาโมสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงอิ่มตัว ซึ่งให้ค่าความต้านทานที่ทางเอาต์พุตมีค่ามาก แต่ขณะที่มอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวนั้นค่าความต้านทานที่ทางออกจะมีค่าเป็น

$$r_o = \frac{1}{g_{ds}} = \frac{\partial V_{ds}}{\partial I_D} \cong \frac{1}{\beta(V_{GS} - V_{TH} - V_{DS})} \quad (2.11)$$

ค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกค่าหนึ่งในการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก คือ ทรานส์คอนดักแตนซ์ ( $g_m$ ) ซึ่งกำหนดได้คือ

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{gs}} \quad (2.12)$$



ภาพที่ 2.7 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต (ก) ไม่พิจารณาผลของ  $\lambda$  ขณะทำงาน ในช่วงอิมิตัว (ข) พิจารณาผลของ  $\lambda$  โดยเพิ่มความต้านทานที่ทางออก

ในกรณีที่มีมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิมิตัว จากสมการ (2.12) จะได้

$$g_m = \sqrt{\frac{2K'W}{L}|I_D|(1 + \lambda V_{DS})} \cong \sqrt{\frac{2K'W}{L}|I_D|} \quad (2.13)$$

จากสมการ (2.13) พบว่าค่าของ  $g_m$  ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ของสัญญาณขนาดเล็กขึ้นอยู่กับค่ากระแสเดรนเป็นเงื่อนไขการทำงานของสัญญาณขนาดใหญ่ และในกรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิมิตัวจะได้

$$g_m = \frac{K'W}{L}V_{DS}(1 + \lambda V_{DS}) \cong \frac{K'W}{L}V_{DS} \quad (2.14)$$

ในกรณีเมื่อฐานรองไม่ได้ต่อกับขาซอลส์ แบบจำลองก็จะเพิ่มรายละเอียดขึ้น แต่สำหรับการวิจัยนี้กำหนดให้ฐานรองต่อกับขาซอลส์ทุกตัว ดังนั้นแบบจำลองดังกล่าวจึงไม่ขอกล่าวถึง นอกจากนี้ยังได้มีการใช้โปรแกรมสำเร็จรูปวิเคราะห์ และเลียนแบบการทำงานของวงจรต่างๆ อย่างกว้างขวางโปรแกรม Spice (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) เป็นโปรแกรมหนึ่งซึ่งถูกใช้มากและเป็นที่ยอมรับ ถูกคิดค้นพัฒนาจากมหาวิทยาลัย Berkley แห่งรัฐแคลิฟอร์เนีย ประเทศสหรัฐอเมริกา ในโปรแกรม Spice ได้แบ่งรูปแบบจำลอง (Mode) การทำงานของมอสเฟตออกเป็น 3 รูปแบบ คือ แบบจำลองระดับหนึ่ง (Level 1 Model) แบบจำลองระดับสอง (Level 2 Model) และแบบจำลองระดับสาม (Level 3 Model)

### 2.3.1 แบบจำลองระดับหนึ่ง (Level 1 Model)

เป็นแบบจำลองแบบพื้นฐาน ที่ใช้อ้างอิงเป็นสมการต่าง ๆ แบบพื้นฐาน เหมาะสำหรับการคำนวณพื้นฐานทั่วไปที่ไม่ต้องการวิเคราะห์ค่าความผิดพลาด (Error) ต่าง ๆ ซึ่งถ้าต้องการการคำนวณวงจรแบบง่าย ๆ หรือแบบไม่ต้องพิจารณาความผิดพลาดแบบจำลองนี้ก็เพียงพอที่จะใช้งานได้ ซึ่งสามารถใช้สำหรับการทำงานของมอสเฟตแบบพื้นฐาน ที่มีความยาวของแชนแนลมากกว่า  $10\mu\text{m}$  โดยใช้โมเดลของ H. Shichman and D. Hodges ซึ่งครอบคลุมการทำงานไปถึงโมเดลของ C.T. Sah ด้วย

### 2.3.2 แบบจำลองระดับสอง (Level 2 Model)

เป็นแบบจำลองที่ต่างจาก (Level 1) อยู่ 2 ส่วน คือ วิธีการคำนวณค่าผลกระทบทางความยาวแชนแนล (Effective Channel Length:  $\lambda$ ) และในส่วนของ การเปลี่ยนแปลง (Transition) ย่านการทำงานระหว่างช่วงอิ่มตัวและช่วงไม่อิ่มตัว ใช้เวลาการคำนวณการเปลี่ยนแปลง (Transition) การทำงานช่วงอิ่มตัวและช่วงไม่อิ่มตัวมาก หมายถึง วิธีคำนวณการเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงการนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region) และช่วงการนำกระแสไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region) ในแบบจำลองระดับสองนี้ยังให้ประโยชน์ทางด้านประสิทธิภาพที่ดีกว่า และสนับสนุนการใช้อุปกรณ์ที่มีแชนแนลแคบ (Short Channel) ซึ่งสามารถใช้สำหรับการทำงานของมอสเฟตที่มีความยาวของแชนแนลน้อยกว่า 10 ไมครอนซึ่งเรียกว่า (Short Channel effect)

### 2.3.3 แบบจำลองระดับสาม (Level 3 Model)

เป็นแบบจำลองที่ผสมผสานตัวแปรจากการสังเกตเข้าไปด้วย (Semi-Empirical Model) โดยตัวแปรต่าง ๆ ที่เพิ่มเข้ามา (จะมีความสัมพันธ์ไม่ชัดเจน ว่าส่งผลมาจากคุณสมบัติทางกายภาพของมอสทรานซิสเตอร์) ทำให้ประสิทธิภาพดีขึ้น ในแบบจำลองระดับสามนี้ ยังสามารถลดเวลาในการคำนวณการเปลี่ยนแปลง (Transition) ย่านการทำงานระหว่างช่วงการนำกระแสอิ่มตัว และช่วงการนำกระแสไม่อิ่มตัวอีกด้วย

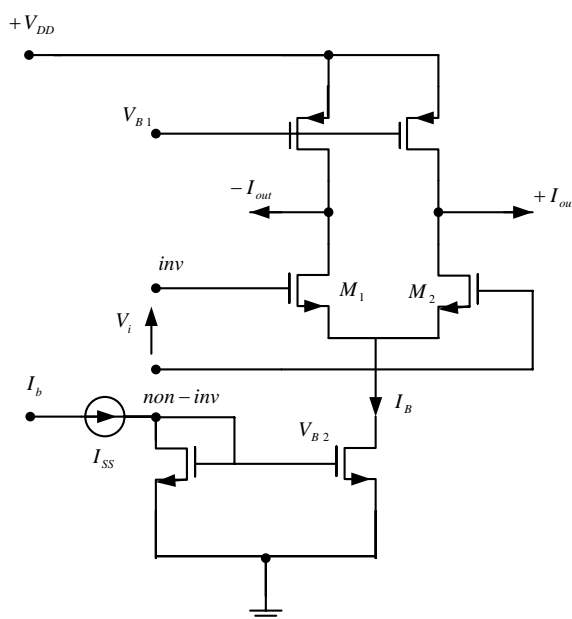
ในการเลือกชนิดของแบบจำลอง สำหรับใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรมานั้น โดยทั่วไปจะต้องคำนึงถึงคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่จะนำไปประยุกต์ใช้งาน ตัวอย่างเช่น แบบจำลองในระดับหนึ่ง เหมาะสมในการใช้วิเคราะห์พื้นฐาน โดยผู้ออกแบบ ให้ผลได้ไม่ถูกต้องนัก โดยเฉพาะอย่างยิ่งกับมอสเฟตที่มีขนาดเล็กเพราะ โมเดลระดับนี้ ไม่รวมผลของปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นกับมอสเฟตขนาดเล็ก และผลของการนำกระแสในย่านที่ต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม

## 2.4 ทฤษฎีและหลักการทำงานของวงจรรขยายความนำ

### 2.4.1 ทฤษฎีการทำงานเบื้องต้นของวงจรรขยายความนำ

โอทีเอ (OTA: Operational Transconductance Amplifier) หรือเรียกอีกอย่างว่า วงจรทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance Circuit) ซึ่งมีคุณสมบัติคล้ายคลึงกับวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส (Voltage - Current Circuit) ซึ่งส่วนใหญ่นิยมใช้ในหน่วยประมวลผลทางอนาล็อก (Analog Signal Processing Units) เช่น วงจรคูณหารสัญญาณ วงจรตรวจจับการต่างเฟสของสัญญาณ เป็นต้น นอกจากนี้ยังสามารถนำไปเป็นส่วนหน้าของวงจรรขยายสัญญาณทั่ว ๆ ไป เช่น วงจรภายในของออปแอมป์ วงจรทรานส์คอนดักแตนซ์ที่ใช้ในงาน เช่น วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแพร์ (Differential Pair) ซึ่งในการวิจัยนี้จะเน้นไปในด้านวงจร OTAs ชนิดหลายเอาต์พุตที่เป็นแบบมอสทรานซิสเตอร์

วงจรรดิฟเฟอเรนเชียลแพร์แบบที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์ (CMOS Differential Pair) เป็นวงจรแบบพื้นฐาน โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ต่อเป็นวงจรรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์ (Differential Amplifier) หรือเรียกสั้น ๆ ว่า ดิฟแอมป์ (Diff. Amp.) ซึ่งเป็นวงจรที่สำคัญวงจรหนึ่ง โดยมีข้อดีและข้อเสีย คือ เป็นวงจรที่มีหลักการทำงานและโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน แต่มีความเป็นเชิงเส้นต่ำ พิจารณาได้ดังภาพที่ 2.8 แสดงวงจรโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ โดยมี  $M_1$  และ  $M_2$  ทำงานเป็นคู่ดิฟแอมป์ และมี  $I_{SS}$  เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่



ภาพที่ 2.8 วงจรคู่ดิฟเฟอเรนเชียลที่เป็นส่วนหน้าของวงจรรขยายความนำ

วงจรคิฟแอมป์ในกรณีที่สัญญาณเข้ามามีระดับสูง (Large Signal) นั้น ทรานซิสเตอร์  $M_1$  และ  $M_2$  ต่อกันแบบคู่คิฟเฟอร์เรนเซียลและทำงานในย่านอิ่มตัว (Saturation Region) โดยจะไม่พิจารณาในส่วนของ Channel Modulation และทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ตัว สมมุติว่า ผลิตขึ้นมามีพร้อมกัน ค่าพารามิเตอร์ภายในเท่ากันทุกประการ จากเงื่อนไขดังกล่าวสามารถเขียน สมการแรงดันอินพุตในเทอมของกระแสเอาต์พุตได้เป็น

$$I_D = \frac{\beta}{2}(V_{GS} - V_T)^2 \quad (2.15)$$

$$V_{ID} = V_{GS1} - V_{GS2} = \left(\frac{2I_{D1}}{\beta_1}\right)^{1/2} - \left(\frac{2I_{D2}}{\beta_2}\right)^{1/2} \quad (2.16)$$

$$I_{SS} = I_{D1} + I_{D2} \quad (2.17)$$

โดยที่  $\beta = K(W/L)$  และ  $\beta_1 = \beta_2 = \beta$  และแทนสมการที่ (2.16) ในสมการที่ (2.15) จะได้สมการ  $I_{D1}$  และ  $I_{D2}$  ในภาพสมการกำลังสอง (Quadratic) ได้เป็น

$$I_{D1} = \frac{I_{SS}}{2} + \frac{I_{SS}}{2} \left[ \frac{\beta V_{ID}^2}{I_{SS}} - \frac{\beta^2 V_{ID}^4}{4I_{SS}^2} \right]^{1/2} \quad (2.18)$$

$$I_{D2} = \frac{I_{SS}}{2} + \frac{I_{SS}}{2} \left[ \frac{\beta V_{ID}^2}{I_{SS}} - \frac{\beta^2 V_{ID}^4}{4I_{SS}^2} \right]^{1/2} \quad (2.19)$$

จากสมการที่ (2.17) และ (2.18) นำมาเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการ Normalize กระแสเดรนกับความแตกต่างแรงดันอินพุตแสดงดังภาพที่ 2.9 และจากสมการที่ (2.17) ค่าของสมการ Differential Amplifier นั้นค่าของ  $I_{D1}$  จะอยู่ในเทอมของ  $V_{ID}$  โดยคิฟเฟอร์เรนเซียล ค่าของ  $I_{D1}$  เทียบกับค่า  $V_{ID}$  ขณะที่กำหนดให้ค่าความนิ่ง (Quiescent Value) ของ  $V_{ID}$  มีค่าเท่ากับ 0 จะได้ค่าคิฟเฟอร์เรนเซียลทรานคอนดักแตนซ์แสดงดังภาพที่ 2.8 เป็นดังสมการที่ (2.20)

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{D1}}{\partial V_{ID}} \right|_{V_{ID}=0} = \left( \frac{\beta I_{SS}}{4} \right)^{1/2} = \left( \frac{KI_{SS}W_1}{4L_1} \right)^{1/2} = \left( \frac{KI_{D1}W_1}{2L_1} \right)^{1/2} \quad (2.20)$$

จากสมการที่ (2.20) ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์มีค่าเป็น Single-End Output Transconductance สามารถหาค่าสมการที่บ่งบอกว่าเป็นค่า Differential Transconductance ( $g_{md}$ ) ได้จากคุณสมบัติ ดังนี้

$$I_{OD} = I_{D1} - I_{D2} \quad (2.21)$$

และในกรณีเดียวกันสามารถเขียนสมการ  $g_{md}$  ได้เป็น

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{D1}}{\partial V_{ID}} \right|_{V_{ID}=0} = (\beta_1 I_{SS})^{1/2} = \left( \frac{K' I_{SS} W_1}{L_1} \right)^{1/2} = \left( \frac{2K' I_{D1} W_1}{L_1} \right)^{1/2} \quad (2.22)$$

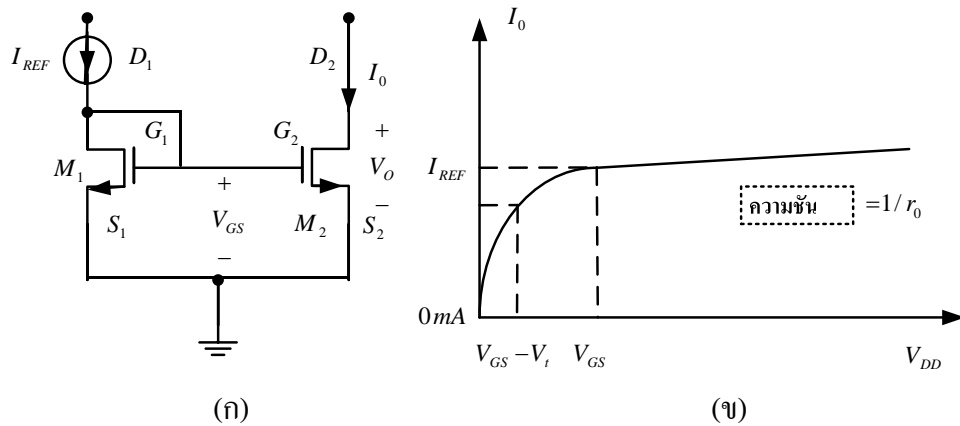
#### 2.4.2 วงจรจ่ายกระแสคงที่และวงจรสะท้อนกระแส

ในวงจรมอนอลอกทั้งชนิดเอ็นมอสและพีมอส สามารถสร้างกระแสที่ให้มีสัดส่วนโดยตรงกับกระแสอ้างอิงเพื่อไบอัสทรานซิสเตอร์ในวงจรได้ ส่วนวงจรสร้างกระแสอ้างอิงและกระแสที่คงที่หลาย ๆ ส่วนให้มีกระแสไหลเท่ากับแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิง วงจรดังกล่าวเรียกว่า วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) แสดงดังภาพที่ 2.9 (ก) วงจรสะท้อนกระแสซึ่งประกอบด้วย มอส  $M_1$  และ  $M_2$  มีแรงดันจิกเริ่มเปลี่ยนแปลง  $V_t$  เท่ากัน แต่อาจมีอัตราส่วนของ  $W/L$  ต่างกัน ป้อนกระแสอ้างอิง  $I_{REF}$  ให้กับทรานซิสเตอร์  $M_1$  และกระแสเอาต์พุต  $I_o$  อยู่ที่ขาเดรนของ  $M_2$  ซึ่งทำงานในบริเวณพินช์ออฟที่  $M_1$

$$I_{REF} = K_1 (V_{GS} - V_t)^2 \quad (2.23)$$

โดยที่  $V_{GS}$  เป็นแรงดันระหว่างขาเกตกับซอร์ส  $V_{GS}$  ของ  $M_1$  ซึ่งสอดคล้องกับกระแสเดรน ( $I_{REF}$ ) เนื่องจาก  $M_2$  ต่อขนานกับ  $M_1$  ทำให้แรงดัน  $V_{GS}$  ตกคร่อมระหว่างขาเกตกับซอร์สของ  $M_2$  และ  $M_1$  เท่ากัน ดังนั้น

$$I_o = K_2 (V_{GS} - V_t)^2 \quad (2.24)$$



ภาพที่ 2.9 (ก) วงจรกระแสคงที่ ( $I_{REF}$ ) สะท้อนกระแสเบื้องต้น (ข) คุณลักษณะทางเอาต์พุตของ วงจรสะท้อนกระแส

เมื่อสมมุติว่าความต้านทานเอาต์พุต  $r_o$  ของ  $M_2$  เป็นอนันต์ (ปกติไม่เป็นอนันต์) ดังนั้นรวมสมการ (2.22) กับสมการ (2.23) จะได้

$$I_o = I_{REF} \left( \frac{K_2}{K_1} \right) \quad (2.25)$$

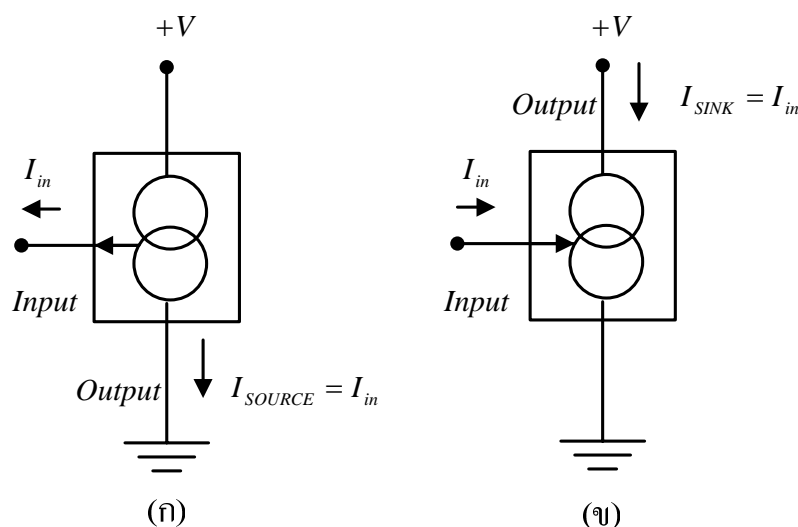
เมื่อ  $K_1$  และ  $K_2$  ในเทอมของอัตราส่วนของ  $W/L$

$$I_o = I_{REF} \frac{\left( \frac{W}{L} \right)_2}{\left( \frac{W}{L} \right)_1} \quad (2.26)$$

นั่นคือ  $I_o$  ในทางอุดมคติมีค่าเท่ากับผลคูณของ  $I_{REF}$  กับค่าอัตราส่วนภาพร่างของทรานซิสเตอร์ คือ  $(W/L)_2 / (W/L)_1$  ในทางปฏิบัติค่าของ  $I_o$  คำนวณจากกรณีเมื่อแรงดันเดรนของ  $M_2$  เท่ากับ  $V_{GS}$  เท่านั้น การเปลี่ยนแปลงแรงดันเดรนทำให้กระแส  $I_o$  เปลี่ยนแปลงด้วย เนื่องจากความต้านทานเอาต์พุต  $r_o$  ของ  $M_2$  มีค่าไม่เท่าอนันต์ จากภาพที่ 2.9 (ข) จะเห็นว่า  $I_o$  กราฟคุณลักษณะ  $i_d - v_{DS}$  ของ  $M_2$  สอดคล้องกับ  $V_{GS}$  ได้จากกระแสอ้างอิง  $I_{REF}$  ไหลผ่าน  $M_1$  เห็นได้ว่าความต้านทานอินพุตของวงจร ขึ้นอยู่กับอัตราขยายค่าความนำของ OTA หรือขึ้นอยู่กับกระแสไปอัสนั่นเอง จากหลักการดังกล่าวจะสามารถนำมาสร้างเป็น OTA ได้โดยมีรายละเอียด



ภายในของวงจรแสดงได้ดังภาพที่ 2.10 และภาพที่ 2.11 วงจรสะท้อนกระแสเป็นกลุ่มวงจรย่อยที่สำคัญอีกวงจรหนึ่งในOTA ทำหน้าที่ส่งผ่านกระแสอินพุตไปยังกระแสเอาต์พุต ภาพที่ 2.10 สัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแสโดยในภาพที่ 2.10 (ก) สัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกทำหน้าที่ในการจ่ายกระแสส่วนภาพที่ 2.10 (ข) สัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกทำหน้าที่ในการดึงกระแส



ภาพที่ 2.10 สัญลักษณ์การสะท้อนกระแส (ก) แบบสะท้อนออก และ (ข) แบบสะท้อนเข้า

### 2.4.3 วงจรสมมูลและโครงสร้างของวงจรขยายความนำ

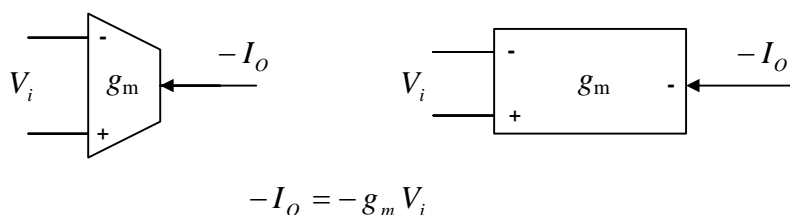
วงจร OTA ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความนำ โดยเปลี่ยนสัญญาณแรงดันอินพุต ออกเป็นกระแสเอาต์พุต ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_m$  ของ OTA สามารถควบคุมได้โดยกระแสไบอัส จากภายนอก และพัฒนาให้สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ จากภาพที่ 2.11 และ ภาพที่ 2.12 แสดงวงจรสมมูลและ โครงสร้างของ OTA

ในภาพที่ 2.12 เป็นวงจรสมมูลของวงจรขยายสัญญาณความนำ (OTA) ซึ่ง ประกอบด้วยวงจรดิฟเฟอเรนเชียลโดยที่  $M_1$  และ  $M_2$  เป็นวงจรอินพุตจะส่งกระแส  $I_A$  และ  $I_B$  ไปยัง วงจรสะท้อนกระแส a และ b ซึ่งวงจรสะท้อน a ส่งกระแสไปยังวงจรสะท้อน d และไปทำงานเป็น วงจรขับกระแสที่แตกต่างกันเนื่องจากการเกิดของกระแสอินพุตเป็นวงจรขยายค่าความนำที่ขา เอาต์พุต ซึ่งกระแสเอาต์พุตที่เกิดขึ้นก็จะมีค่าแตกต่างกันตามวงจรขยายความนำของสัญญาณอินพุต

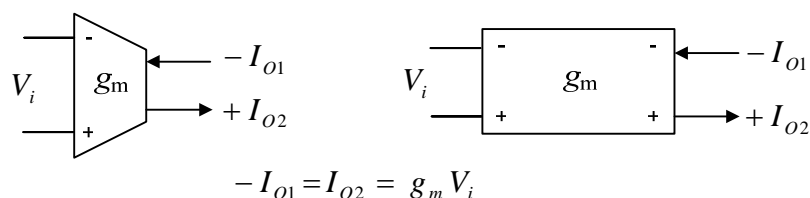


จากภาพที่ 2.12 ทรานซิสเตอร์  $M_3$  และ  $M_4$  เป็นวงจรถะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน ทำหน้าที่ควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอก เพื่อช่วยให้แกว่งจรขยายสัญญาณผลต่าง  $M_1 - M_2$  ที่ขาเดรนของ  $M_4$  โดยทำให้ผลบวกกระแสที่ขาซอร์สของ  $M_1 - M_2$  มีค่าเท่ากับกระแสไบอัส กระแสเดรนจากส่วนขยายผลต่าง ๆ  $M_1 - M_2$  ถูกจ่ายให้แก่วงจรถะท้อนกระแสแบบวิลสัน (Wilson's Source)  $M_5 - M_7, M_{11} - M_{13}$  และ  $M_8 - M_{10}$  ใช้เพื่อส่งผ่านไปเป็นกระแสเอาต์พุตของวงจร ที่มีค่าเท่ากับผลต่างของกระแสที่ขาเดรนของ  $M_1$  และ  $M_2$  และเนื่องจากวงจรถะท้อนกระแสแบบวิลสันทั้ง 3 วงจร ( $M_5 - M_7, M_{11} - M_{13}$  และ  $M_8 - M_{10}$ ) จะทำให้มีค่าอิมพีแดนซ์ของเอาต์พุตมีค่าสูงมาก จึงทำให้ส่วนเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของ OTA มีค่าที่สูงมากเช่นเดียวกัน

จากภาพที่ 2.12 เป็นโครงสร้างของวงจรถขยาย OTA ชนิดหลายเอาต์พุต สามารถแสดงสัญลักษณ์ได้ดังภาพที่ 2.13 โดยมีอินพุตที่รับสัญญาณแรงดันทั้งแบบ Inverting หรือ Non-Inverting ซึ่งจะมีเอาต์พุตเพียงเอาต์พุตเดียวด้วยค่า  $I_o$  ในทำนองเดียวกันการสร้างวงจรถขยาย OTA สามารถจัดทำให้มีเอาต์พุตมีหลาย ๆ เอาต์พุตได้โดยรับสัญญาณจากอินพุตตัวเดียวกันดังแสดงในภาพที่ 2.14



ภาพที่ 2.13 สัญลักษณ์ของ OTA ชนิดเอาต์พุตเดี่ยว

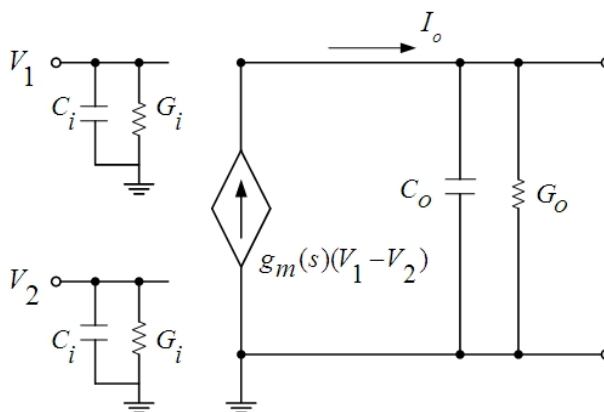


ภาพที่ 2.14 สัญลักษณ์ของ OTA ชนิดหลายเอาต์พุต (MO-OTA)

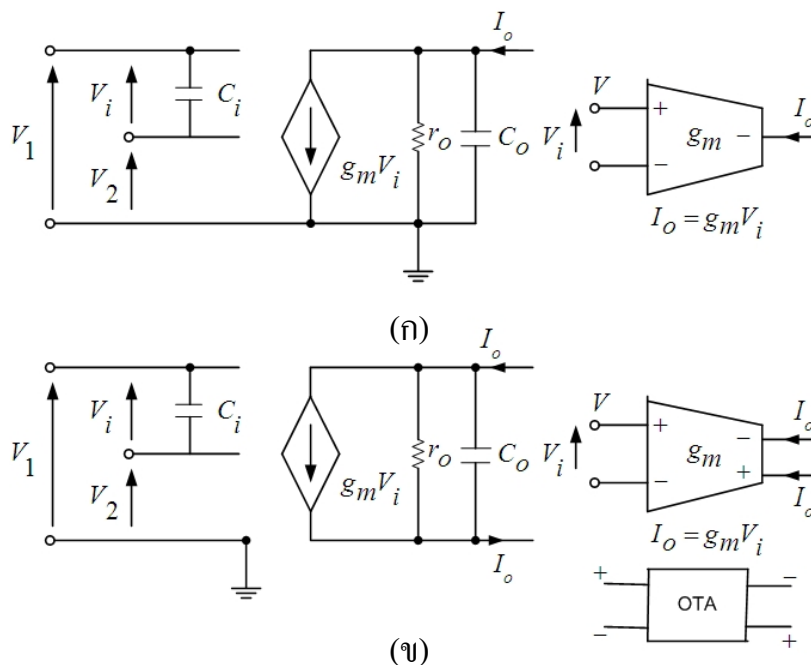
ในทางปฏิบัติจะนิยมใช้ OTA ชนิดหลายเอาต์พุตมากกว่า OTA ชนิดเอาต์พุตเดี่ยว สาเหตุเนื่องจากการประหยัดตัว OTA อีกทั้งยังควบคุมเอาต์พุตได้ปริมาณมากขึ้น

2.4.4 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายความนำ

จากภาพที่ 2.15 และภาพที่ 2.16 (ก) และ (ข) เป็นแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายความนำ (OTA) ทั้งสองชนิด โดยที่  $I_o = g_m V_i$  และมีค่า  $C_i, C_o, r_o$  ตามลำดับ ซึ่งในทางปฏิบัติจะประกอบไปด้วยค่าความต้านทานเอาท์พุทและความจุแฝง โดยจะมีผลต่อการทำงานในเชิงความถี่สูง ๆ ของจุดการทำงานของตัวกรองความถี่ที่จะได้นำเสนอในบทต่อไป



ภาพที่ 2.15 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายความนำ



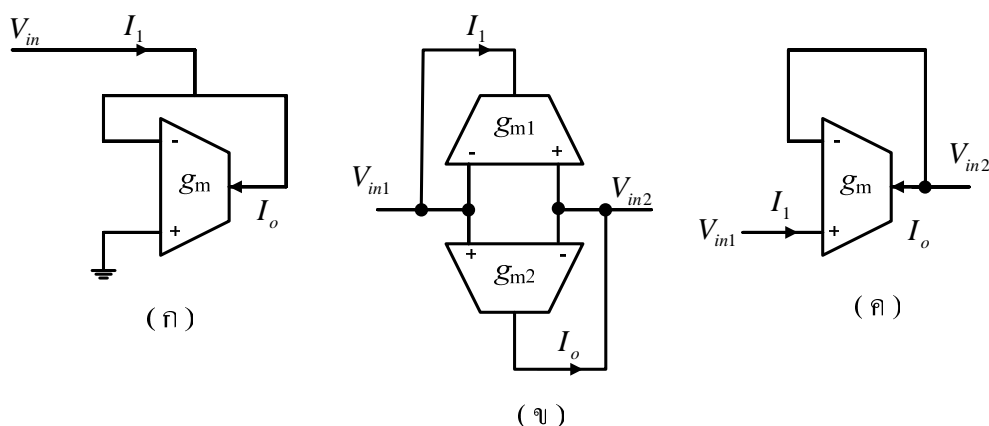
ภาพที่ 2.16 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายความนำ (ก) ชนิดเอาท์พุทเดี่ยว (ข) ชนิดหลายเอาท์พุท

## 2.5 การประยุกต์วงจรขยายความนำ

เนื่องจากวงจรขยายความนำโดยส่วนใหญ่มักจะออกแบบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟ อันเนื่องมาจากการนำวงจรขยายความนำไปออกแบบและประยุกต์ใช้เป็นวงจรต่าง ๆ หลายรูปแบบ เช่น วงจรความต้านทาน วงจรกรองความถี่ เป็นต้น ซึ่งจะทำให้วงจรที่ประยุกต์จากวงจรขยายความนำที่ออกแบบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ง่ายต่อการออกแบบ ทั้งยังไปสร้างเป็นวงจรรวมได้สะดวก

### 2.5.1 การออกแบบวงจรขยายความนำให้มีคุณสมบัติเป็นวงจรความต้านทาน

การออกแบบวงจรขยายความนำให้มีคุณสมบัติเป็นวงจรความต้านทานแสดงได้ดังภาพที่ 2.17 (ก), (ข), (ค) โดยในภาพที่ 2.17 (ก) แสดงคุณสมบัติของวงจรความต้านทานแบบต่อลงกราวด์ ส่วนในภาพที่ 2.17 (ข) แสดงคุณสมบัติของวงจรความต้านทานแบบลอยตัว และในภาพที่ 2.17 (ค) แสดงคุณสมบัติของวงจรความต้านทานที่ต่ออยู่ระหว่างอินพุตกับกราวด์ เป็นต้น



ภาพที่ 2.17 การออกแบบวงจรขยายความนำให้มีคุณสมบัติเป็นวงจรความต้านทานแบบต่าง ๆ

จากภาพที่ 2.17 (ก) และ (ค) สามารถหาค่าสมการฟังก์ชันการถ่ายโอน โดยมีคุณสมบัติเป็นวงจรความต้านทานที่ต่อกราวด์ได้เป็น

$$I_1 = -I_o = g_m E_1 \quad (2.29)$$

$$Z_{in} = \frac{E_1}{I_1} = \frac{1}{g_m} \quad (2.30)$$

สำหรับภาพที่ 2.17 (จ) สามารถหาค่าสมการฟังก์ชันการถ่ายโอน โดยมีคุณสมบัติเป็นวงจรความต้านทานที่ต่อกราวด์ได้เป็น

$$I_1 = g_m (E_1 - E_2) \quad (2.31)$$

$$I_2 = -g_m (E_1 - E_2) \quad (2.32)$$

$$I_1 = -I_2 = \frac{E_1 - E_2}{\frac{1}{g_m}} \quad (2.33)$$

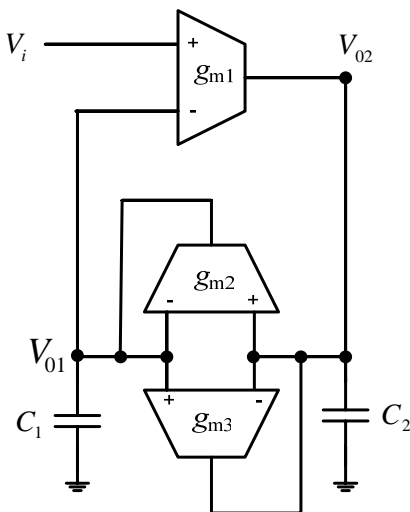
### 2.5.2 การออกแบบวงจรขยายความนำให้มีคุณสมบัติเป็นวงจรกรองความถี่

การออกแบบวงจรขยายความนำให้มีคุณสมบัติเป็นวงจรกรองความถี่ที่ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ แสดงได้ดังภาพที่ 2.18 ซึ่งวงจรกรองความถี่ที่ได้จะเป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High-Pass Filter: HPF) โดยสามารถหาค่าสมการฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่สูงได้เป็น

$$H_1(s) = \frac{V_{o1}}{V_i} = \frac{g_m Y_2}{Y_1 Y_2 + Y_1 Y_3 + Y_2 Y_3 + g_m Y_2} \quad (2.34)$$

$$H_2(s) = \frac{V_{o2}}{V_i} = \frac{g_m (Y_1 + Y_2)}{Y_1 Y_2 + Y_1 Y_3 + Y_2 Y_3 + g_m Y_2} \quad (2.35)$$

เมื่อ  $Y_1 = sC_1$ ,  $Y_2 = g_{m2}$ ,  $Y_3 = sC_3$



ภาพที่ 2.18 การออกแบบวงจรขยายความนำให้มีคุณสมบัติเป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

## 2.6 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงชนิดต่าง ๆ ของมอสทรานซิสเตอร์ โดยแบ่งตามลักษณะของการทำงานได้เป็นมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด และมอสทรานซิสเตอร์ชนิดดีฟลิชันโหมด อธิบายถึงโครงสร้างและลักษณะการทำงาน การเกิดช่องกระแส แบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก การตอบสนองทางความถี่ของมอสทรานซิสเตอร์ แบบจำลองวงจรเสมือนของมอสทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง ซึ่งจะต้องพิจารณาถึงค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจาก โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ด้วยอิทธิพลของอุณหภูมิที่มีต่อมอสทรานซิสเตอร์ แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ใน โปรแกรมจำลองการทำงาน รวมไปถึงทฤษฎีและหลักการการทำงานของวงจรขยายความนำที่ใช้โครงสร้างของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลเพอร์ หลักการของวงจรสะท้อนกระแส เพื่อออกแบบเป็นวงจร OTA (Operational Transconductance Amplifier) ชนิดเอาต์พุตเดี่ยวและชนิดหลายเอาต์พุต รวมไปถึงการประยุกต์ออกแบบวงจรขยายความนำให้มีคุณสมบัติเป็นวงจรความต้านทานประเภทต่าง ๆ และออกแบบให้มีคุณสมบัติเป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่าน ซึ่งทั้งหมดนี้ถูกออกแบบด้วยเทคโนโลยีของซีมอส