

# บทที่ 1

## วงจรขยายพื้นฐาน

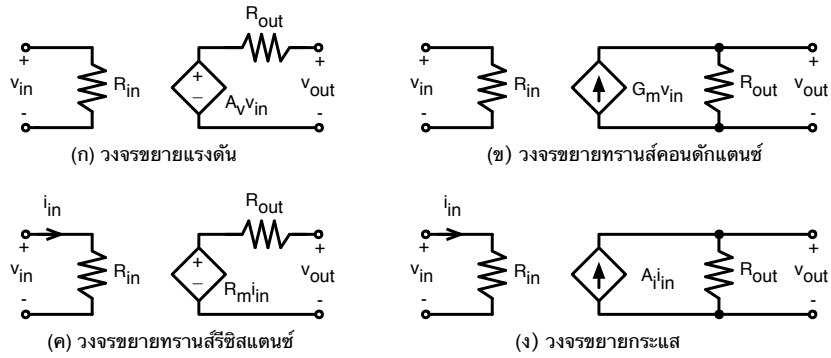
### 1.1 บทนำ

วงจรขยายสัญญาณ (amplifier) เป็นส่วนที่สำคัญมากในวงจรและระบบอิเล็กทรอนิกส์ที่ประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก เนื่องจากสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณที่มีขนาดเล็ก จึงจำเป็นต้องมีการขยายสัญญาณเพื่อให้มีขนาดใหญ่ขึ้น ก่อนที่จะส่งไปยังส่วนวงจรอื่นๆ ต่อไป ในบทนี้เราจะกล่าวถึง ทฤษฎี หลักการวิเคราะห์ และออกแบบวงจรขยายพื้นฐานต่างๆ ที่ความถี่ต่ำ (low frequency) โดยมีหัวข้อที่ 1.2 อธิบายถึงคุณสมบัติต่างๆ ที่สำคัญของวงจรขยาย หัวข้อที่ 1.3 อธิบายถึงวงจรขยายพื้นฐานต่างๆ หัวข้อที่ 1.4 อธิบายถึงวงจรขยายคาสโคด หัวข้อที่ 1.5 อธิบายถึงวงจรตามแรงดันที่ใช้การป้อนกลับแบบลบ และหัวข้อที่ 1.6 อธิบายถึงวงจรขยายผลต่าง

### 1.2 คุณสมบัติพื้นฐานของวงจรขยาย

วงจรขยายสัญญาณทางไฟฟ้าสามารถแบ่งออกได้เป็น 4 ประเภทตามลักษณะของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต ได้แก่ 1) วงจรขยายแรงดัน (voltage amplifier) 2) วงจรขยายกระแส (current amplifier) 3) วงจรขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ (transconductance amplifier) และ 4) วงจรขยายทรานส์รีซิสแตนซ์ (transresistance amplifier) วงจรขยายทั้ง 4 ประเภทสามารถแสดงได้ด้วยแบบจำลองในรูปที่ 1.1 โดยในอุดมคติวงจรขยายแต่ละประเภทมีอัตราขยาย ความต้านทานอินพุต และความต้านทานเอาต์พุต ดังต่อไปนี้

1) วงจรขยายแรงดัน มีอินพุต ( $V_{in}$ ) และเอาต์พุต ( $V_{out}$ ) เป็นแรงดัน มีอัตราขยายแรงดันเท่ากับ  $A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$  มีความต้านทานอินพุตเป็นอนันต์ ( $R_{in} = \infty$ ) และความต้านทานเอาต์พุตเป็นศูนย์ ( $R_{out} = 0$ ) ในทางปฏิบัติ  $R_{in}$  ควรมีค่ามาก และ  $R_{out}$  ควรมีค่าน้อย



รูปที่ 1.1: แบบจำลองของวงจรขยายทั้ง 4 ประเภท

	อินพุต	เอาต์พุต	อัตราขยาย	$R_{in}$	$R_{out}$
วงจรขยายแรงดัน	$V_{in}$	$V_{out}$	$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$	$\infty$	0
วงจรขยายกระแส	$I_{in}$	$I_{out}$	$A_i = \frac{I_{out}}{I_{in}}$	0	$\infty$
วงจรขยายทรานส์คอนดักแตนซ์	$V_{in}$	$I_{out}$	$G_m = \frac{I_{out}}{V_{in}}$	$\infty$	$\infty$
วงจรขยายทรานส์ซิสแตนซ์	$I_{in}$	$V_{out}$	$R_m = \frac{V_{out}}{I_{in}}$	0	0

ตารางที่ 1.1: คุณสมบัติพื้นฐานของวงจรขยาย 4 ประเภทในอุดมคติ

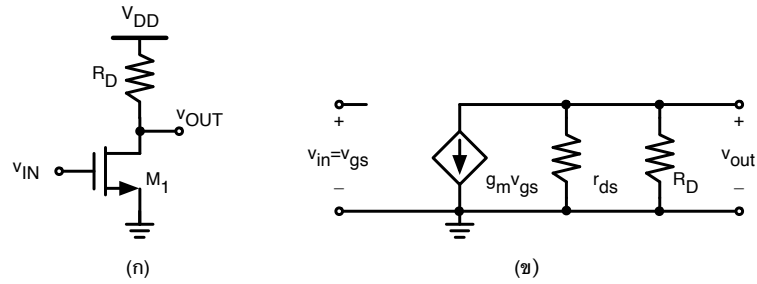
2) วงจรขยายกระแส มีอินพุต ( $I_{in}$ ) และเอาต์พุต ( $I_{out}$ ) เป็นกระแส มีอัตราขยายกระแสเท่ากับ  $A_i = \frac{I_{out}}{I_{in}}$  มีความต้านทานอินพุตเป็นศูนย์ ( $R_{in} = 0$ ) และความต้านทานเอาต์พุตเป็นอนันต์ ( $R_{out} = \infty$ ) ในทางปฏิบัติ  $R_{in}$  ควรมีค่าน้อย และ  $R_{out}$  ควรมีค่ามาก

3) วงจรขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ มีอินพุตเป็นแรงดัน ( $V_{in}$ ) และเอาต์พุตเป็นกระแส ( $I_{out}$ ) มีอัตราขยายทรานส์คอนดักแตนซ์เท่ากับ  $G_m = \frac{I_{out}}{V_{in}}$  มีความต้านทานอินพุตเป็นอนันต์ ( $R_{in} = \infty$ ) และความต้านทานเอาต์พุตเป็นอนันต์ ( $R_{out} = \infty$ ) ในทางปฏิบัติ  $R_{in}$  และ  $R_{out}$  ควรมีค่ามาก

4) วงจรขยายทรานส์ซิสแตนซ์ มีอินพุตเป็นกระแส ( $I_{in}$ ) และเอาต์พุตเป็นแรงดัน ( $V_{out}$ ) มีอัตราขยายทรานส์ซิสแตนซ์เท่ากับ  $R_m = \frac{V_{out}}{I_{in}}$  มีความต้านทานอินพุตเป็นศูนย์ ( $R_{in} = 0$ ) และความต้านทานเอาต์พุตเป็นศูนย์ ( $R_{out} = 0$ ) ในทางปฏิบัติ  $R_{in}$  และ  $R_{out}$  ควรมีค่าน้อย

### 1.3 วงจรขยายพื้นฐาน (Basic amplifiers)

วงจรขยายพื้นฐานในเทคโนโลยีซีมอส ประกอบด้วย วงจรขยายซอร์สร่วม (common-source amplifier) วงจรขยายเกตร่วม (common-gate amplifier) และวงจรขยายเดรนร่วม (common-drain amplifier)



รูปที่ 1.2: (ก) วงจรขยายซอร์สร่วมที่ใช้ NMOS และโหลดตัวต้านทาน และ (ข) วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก

### 1.3.1 วงจรขยายซอร์สร่วม (common-source amplifier)

#### 1.3.1.1 วงจรขยายซอร์สร่วมที่ใช้โหลดตัวต้านทาน

รูปที่ 1.2(ก) แสดงวงจรขยายซอร์สร่วมที่ใช้ NMOS และโหลดตัวต้านทาน โดยป้อนแรงดันอินพุตที่ขาเกต และให้แรงดันเอาต์พุตที่ขาเดรน มอสเฟต  $M_1$  จะทำหน้าที่แปลงแรงดันอินพุตที่ขาเกตเป็นกระแสเดรน และตัวต้านทานโหลดจะแปลงกระแสเดรนเป็นแรงดันเอาต์พุต เราสามารถวิเคราะห์คุณสมบัติสัญญาณขนาดใหญ่และขนาดเล็กของวงจร ได้ดังต่อไปนี้

เมื่อ  $v_{IN} = 0$   $M_1$  จะไม่นำกระแส และ  $v_{OUT} = V_{DD}$  เมื่อ  $v_{IN} \geq V_{TH}$   $M_1$  จะเริ่มมีกระแสเดรน ไหล และ  $v_{OUT}$  จะมีค่าลดลง และถ้าเราเพิ่ม  $v_{IN}$  ขึ้นเรื่อยๆ  $v_{OUT}$  จะค่อยๆลดลง โดยในช่วงแรกที่  $v_{OUT}$  ยังมีค่ามาก หรือ  $v_{OUT} \geq v_{IN} - V_{TH}$  มอสเฟต  $M_1$  จะทำงานอยู่ในย่านอิมิตัว และต่อมาเมื่อ  $v_{OUT} < v_{IN} - V_{TH}$  มอสเฟต  $M_1$  จะอยู่ในย่านไตรโอด รูปที่ 1.3(ก) แสดงคุณลักษณะของฟังก์ชันถ่ายโอนไฟตรงของวงจรขยายซอร์สร่วมที่มีแรงดันไบอัสที่ขาเกตเท่ากับ 0.9 V ใช้แรงดันไฟเลี้ยง 1.8 V และ  $V_{TH} = 0.4$  V เราจะเห็นได้ว่ากราฟมีความชันหรืออัตราขยาย ( $\partial v_{OUT} / \partial v_{IN}$ ) เป็นลบและมีขนาดสูงสุดเมื่อ  $M_1$  ทำงานในย่านอิมิตัว และอัตราขยายจะมีขนาดลดลงเมื่อ  $M_1$  เข้าสู่ย่านย่านไตรโอด  $v_{OUT} < 0.9 - 0.4 = 0.5$  V เนื่องจาก  $M_1$  มีความต้านทานเอาต์พุตลดลง

ถ้าสมมติ  $M_1$  ทำงานอยู่ในย่านอิมิตัว เราจะวิเคราะห์แบบสัญญาณขนาดใหญ่เพื่อหา  $v_{OUT}$  ได้เท่ากับ (โดยไม่คิดผลของการเปลี่ยนแปลงความยาวช่องทาง)

$$\begin{aligned} v_{OUT} &= V_{DD} - i_D R_D \\ &= V_{DD} - \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (v_{IN} - V_{TH})^2 R_D \end{aligned} \quad (1.1)$$

และเราสามารถหาอัตราขยายได้โดยหาอนุพันธ์  $\partial v_{OUT} / \partial v_{IN}$  เท่ากับ

$$A_v = \frac{\partial v_{OUT}}{\partial v_{IN}} = -\mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (v_{IN} - V_{TH}) R_D = -g_{m1} R_D \quad (1.2)$$

ซึ่งมีค่าโดยประมาณเท่ากับความชันของเส้นประในรูปที่ 1.3(ก) และเครื่องหมายลบแสดงถึงการขยายสัญญาณแบบกลับเฟส เราจะเห็นว่าวงจรมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นในช่วงการแกว่งแรงดันอินพุตขนาดเล็กหรือเป็นวงจขยายเชิงเส้นสัญญาณขนาดเล็ก ดังนั้นเราสามารถวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรได้โดยใช้วงจรมุมสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ 1.2(ข) ซึ่งจะได้อัตราขยายแรงดันเท่ากับ

$$A_v = \frac{v_{OUT}}{v_{IN}} = -g_{m1} (R_D \parallel r_{ds1}) = -\mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_{IN} - V_{TH}) \left( \frac{R_D r_{ds1}}{R_D + r_{ds1}} \right) \quad (1.3)$$

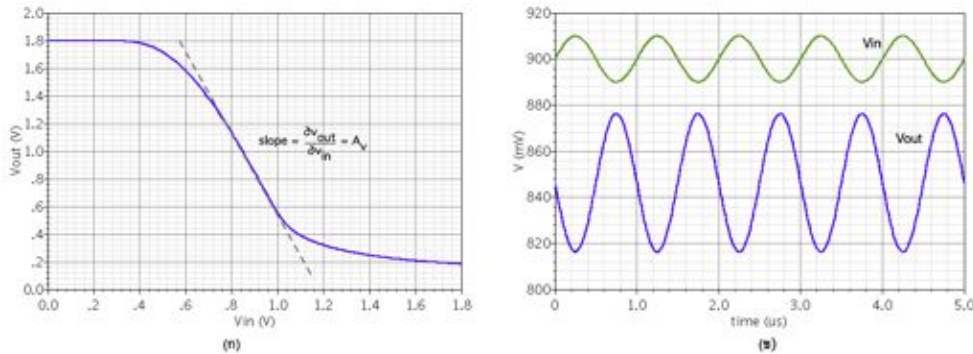
และมีความต้านทานอินพุต  $r_{in} = \infty$  และความต้านทานเอาต์พุต  $r_{out} = (R_D \parallel r_{ds1}) = \left( \frac{R_D r_{ds1}}{R_D + r_{ds1}} \right)$  ดังนั้นเราจะเห็นได้ว่าอัตราขยายแรงดันของวงจรมีขนาดขึ้นอยู่กับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของมอสเฟต และความต้านทานเอาต์พุตของวงจร นอกจากนี้ วงจรควรมีการแกว่งแรงดันเอาต์พุตอยู่ในช่วง  $V_{DS1}(sat)$  ถึง  $V_{DD}$  หรือ  $V_{DS1}(sat) \leq v_{out} \leq V_{DD}$  เพื่อให้  $M_1$  ทำงานอยู่ในย่านอิ่มตัวตลอด

เรายังสามารถวิเคราะห์วงจรมุมสัญญาณได้โดยใช้หลักความเข้าใจ (intuitive analysis) โดยหากพิจารณารูปวงจรที่วาดใหม่ในรูปที่ 1.4 ซึ่งมี  $M_1$  เป็นตัวทรานส์คอนดักเตอร์อินพุต ( $G_{mi}$ ) ทำหน้าที่แปลงแรงดันอินพุต ( $v_{in}$ ) เป็นกระแสเอาต์พุต ( $i_{out}$ ) โดยที่  $i_{out} = G_{mi} v_{in}$  และ  $i_{out}$  ไหลเข้าความต้านทานที่จุดเอาต์พุตเพื่อสร้าง  $v_{out} = i_{out} r_{out} = i_{out} (r_{ds1} \parallel R_D)$  และจากรูปที่ 1.4  $i_{out} = -i_d = -g_{m1} v_{gs1} = -g_{m1} v_{in}$  ดังนั้นเราจะได้  $G_{mi} = -g_{m1}$  ดังนั้นเราสามารถแสดงได้ว่า

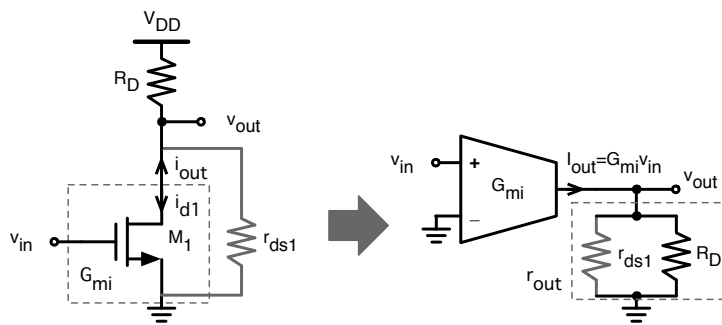
$$A_v = G_{mi} r_{out} = -g_{m1} r_{out} \quad (1.4)$$

ดังนั้นอัตราขยายแรงดันของวงจรมุมสัญญาณจะมีค่าเท่ากับผลคูณของค่าทรานส์คอนดักแตนซ์อินพุต ( $G_{mi}$ ) กับความต้านทานเอาต์พุต ( $r_{out}$ ) ซึ่งมีค่าเท่ากับความต้านทานเอาต์พุตของ  $G_{mi}$  ขนานกับความต้านทานโหลด ( $R_D$ ) การวิเคราะห์ด้วยหลักความเข้าใจจะมีประโยชน์อย่างมากเมื่อวงจรมีจำนวนอุปกรณ์มากขึ้นหรือมีความซับซ้อนมากขึ้น

เราสามารถเพิ่มอัตราขยายได้ด้วยการเพิ่มความต้านทานโหลดหรือทรานส์คอนดักแตนซ์อินพุต โดยทั่วไปในเทคโนโลยีซีมอส เราไม่สามารถสร้างตัวต้านทานที่มีค่ามากได้ เนื่องจากข้อจำกัดในด้านพื้นที่ชิพและตัวต้านทานที่ได้จะมีความแม่นยำต่ำ ทำให้อัตราขยายของวงจรมุมสัญญาณที่ใช้ตัวต้านทานเป็นโหลด มีขนาดและความแม่นยำจำกัด อย่างไรก็ตาม หากเราเพิ่มอัตราขยายโดยการเพิ่มความต้านทานโหลด หรือเพิ่มกระแสเดรนของมอสเฟต จะทำให้ค่าแรงดันเอาต์พุตไฟตรงของวงจรมีค่าลดลง ทำให้วงจรมีช่วงการแกว่งแรงดันเอาต์พุตที่จำกัด ดังนั้นเรามักใช้มอสเฟตเป็นโหลดแทนตัวต้านทาน โดยโหลดมอสเฟตสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ประเภทหลักได้แก่ 1) โหลดตัวต้านทานที่ใช้มอสเฟตที่ต่อแบบไดโอด



รูปที่ 1.3: (ก) คุณลักษณะถ่ายโอนไฟตรง และ (ข) แรงดันอินพุตและเอาต์พุต ของวงจขยายซอร์สร่วมที่มีตัวต้านทานเป็นโหลด



รูปที่ 1.4: หลักการวิเคราะห์ด้วยความเข้าใจของวงจขยายซอร์สร่วม

(diode-connected MOSFET) 2) โหลดตัวต้านทานที่ใช้มอสเฟตในย่านไตรโอด และ 3) โหลดแหล่งจ่ายกระแสโดยใช้มอสเฟตในย่านอิมิตัว (current source load)

### 1.3.1.2 วงจขยายซอร์สร่วมที่ใช้โหลดเป็นมอสเฟตที่ต่อแบบไดโอด

รูปที่ 1.5 แสดงวงจขยายซอร์สร่วมที่ใช้โหลดเป็นมอสเฟตที่ต่อแบบไดโอด โดยมี  $M_1$  เป็นมอสเฟตอินพุต และมี  $M_2$  เป็นโหลดซึ่งมีขาเกตต่อกับขาเดรน หรือเรียกว่าต่อแบบไดโอด (diode-connected) รูปที่ 1.6 แสดงคุณลักษณะถ่ายโอนไฟตรงของวงจที่มีแรงดันไบอัสที่ขาเกตเท่ากับ  $0.5\text{ V}$  ใช้แรงดันไฟเลี้ยง  $1.8\text{ V}$  และ  $V_{TH} = 0.4\text{ V}$  ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเมื่อ  $v_{IN} < V_{TH1}$  มอสเฟต  $M_1$  ไม่นำกระแส และเนื่องจาก  $M_2$  จะหยุดนำกระแสเมื่อ  $V_{GS2} < V_{TH2}$  ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตสูงสุด  $v_{OUT(max)} \approx V_{DD} - V_{TH2}$  และเมื่อ  $v_{IN} \geq V_{TH1}$  ทำให้  $M_1$  ทำงานในย่านอิมิตัว และ  $v_{OUT}$  จะค่อยลดลง และเมื่อ  $v_{OUT} < v_{IN} - V_{TH1}$  มอสเฟต  $M_1$  จะเข้าสู่ย่านไตรโอด และวงจจะมีอัตราขยายลดลง

เราสามารถทำการวิเคราะห์แบบสัญญาณขนาดใหญ่เพื่อให้อัตราขยายได้ดังต่อไปนี้ ถ้า  $M_1$  ทำงานในย่านอิมิตัว และ  $I_{D1} = I_{D2}$  เราจะแสดงได้ว่า

$$\frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (v_{IN} - V_{TH1})^2 = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{DD} - v_{OUT} - V_{TH2})^2 \quad (1.5)$$

$$\sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_1} (v_{IN} - V_{TH1}) = \sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_2} (V_{DD} - v_{OUT} - V_{TH2}) \quad (1.6)$$

เราจะสามารถหาอัตราขยายได้ด้วยการหาอนุพันธ์ของ (1.6) เทียบกับ  $v_{in}$  โดย  $V_{TH1}$  มีค่าคงที่ และ  $V_{TH2}$  จะมีค่าแปรผันกับ  $v_{OUT}$  ( $=v_{SB2}$ ) เนื่องจากผลของขอดีของ  $M_2$  ดังนั้นเราจะได้

$$\sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_1} = \sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_2} \left(-\frac{\partial v_{OUT}}{\partial v_{IN}} - \frac{\partial V_{TH2}}{\partial v_{IN}}\right) \quad (1.7)$$

และใช้การหาอนุพันธ์แบบลูกโซ่ เราจะได้

$$\frac{\partial V_{TH2}}{\partial v_{IN}} = \frac{\partial V_{TH2}}{\partial v_{OUT}} \cdot \frac{\partial v_{OUT}}{\partial v_{IN}} = \eta \cdot \frac{\partial v_{OUT}}{\partial v_{IN}} \quad (1.8)$$

ดังนั้น

$$A_v = \frac{\partial v_{OUT}}{\partial v_{IN}} = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} \cdot \frac{1}{1 + \eta} \quad (1.9)$$

วงจรมีการแกว่งแรงดันเอาต์พุตต่ำสุด  $v_{OUT} (min)$  เมื่อ  $v_{IN} = V_{DD}$  โดยมี  $M_1$  ทำงานในย่านไตรโอด  $M_2$  อยู่ในย่านอิ่มตัว และ  $I_{D1} = I_{D2}$  ซึ่งเราจะได้ว่า

$$\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1 \left((V_{DD} - V_{TH1}) v_{OUT} - \frac{v_{OUT}^2}{2}\right) = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{DD} - v_{OUT} - V_{TH2})^2 \quad (1.10)$$

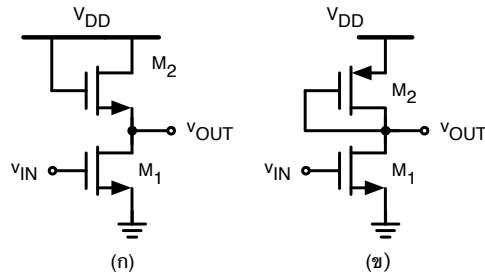
เราสามารถแสดงได้ว่า

$$v_{OUT} (min) = V_{DD} - V_{TH2} - \frac{V_{DD} - V_{TH1}}{\sqrt{1 + \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}}} \quad (1.11)$$

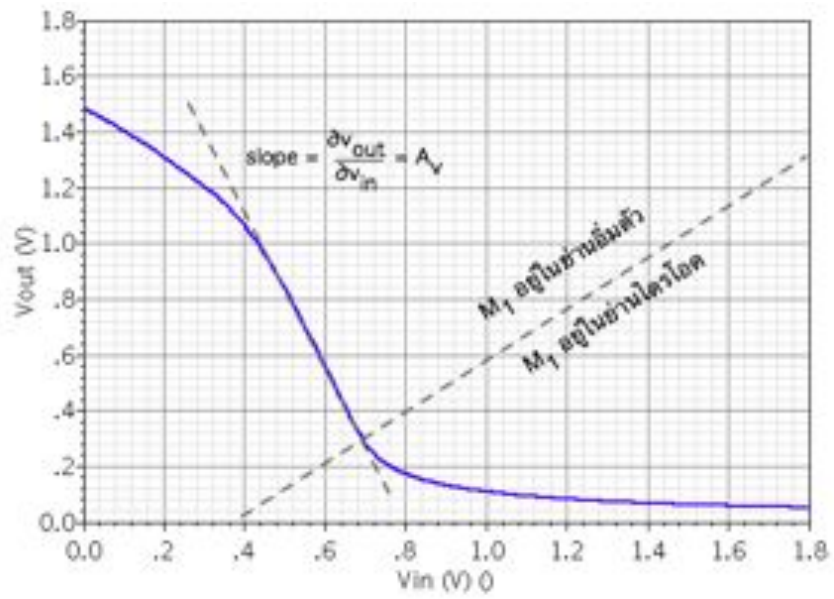
เรายังสามารถหาอัตราขยายของวงจรด้วยการวิเคราะห์แบบสัญญาณขนาดเล็ก ดังแสดงในรูปที่ 1.7(ก) โดยมี  $v_{gs1} = v_{in}$  และ  $v_{gs2} = v_{bs2} = -v_{out}$  และถ้าเรารวมกระแสทั้งหมดที่จุดเอาต์พุตจะได้

$$g_{m1} v_{in} + g_{ds1} v_{out} + g_{m2} v_{out} + g_{ds2} v_{out} + g_{mb2} v_{out} = 0 \quad (1.12)$$

ดังนั้น



รูปที่ 1.5: วงจรขยายอินเวอร์สรวมที่ใช้โหลดเป็นมอสเฟตที่ต่อแบบไดโอด



รูปที่ 1.6: คุณลักษณะถ่ายโอนไฟตรงของวงจรขยายอินเวอร์สรวมในรูปที่ 1.5(ก)

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds2} + g_{m2} + g_{mb2}} \quad (1.13)$$

โดยถ้า  $g_m \gg g_{ds}$  และ  $g_{mb2} = \eta g_{m2}$  เราจะได้

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} \approx -\frac{g_{m1}}{g_{m2} + g_{mb2}} = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} \cdot \frac{1}{1 + \eta} \quad (1.14)$$

และวงจรมีความต้านทานเอาต์พุตเท่ากับ

$$r_{out} = \frac{1}{g_{ds1} + g_{ds2} + g_{m2} + g_{mb2}} \approx \frac{1}{g_{m2}(1 + \eta)} \quad (1.15)$$

ดังนั้นเราสามารถเขียนอัตราขยายของวงจรใน (1.13) ในรูปผลคูณของทรานส์คอนดักแตนซ์อินพุตกับความต้านทานเอาต์พุต

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_{m1}r_{out} \equiv G_{mi}r_{out} \quad (1.16)$$

เรายังสามารถวิเคราะห์วงจรโดยใช้หลักความเข้าใจโดยพิจารณา  $M_2$  เป็นอิมพีแดนซ์โหลดซึ่งแทนที่  $R_D$  ในรูปที่ 1.2 และความต้านทานที่ได้ที่ขาซอร์สของ  $M_2$  สามารถหาได้โดยพิจารณาวงจรในรูปที่ 1.8 โดยป้อนแหล่งจ่ายแรงดันทดสอบ (test voltage source)  $v_x$  และคำนวณหากระแสที่ได้  $i_x$  ซึ่งจะได้ว่า

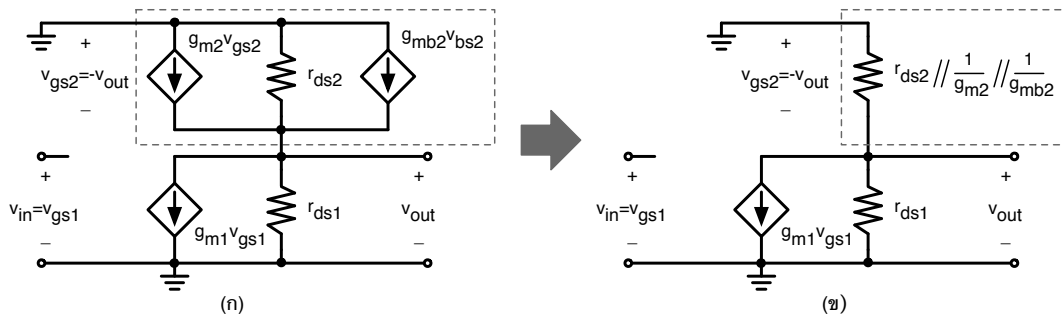
$$i_x + g_{m2}v_x + g_{ds2}v_x + g_{mb2}v_x = 0 \quad (1.17)$$

ดังนั้นจะได้ความต้านทานที่ขาซอร์สของ  $M_2$  มีค่าเท่ากับ

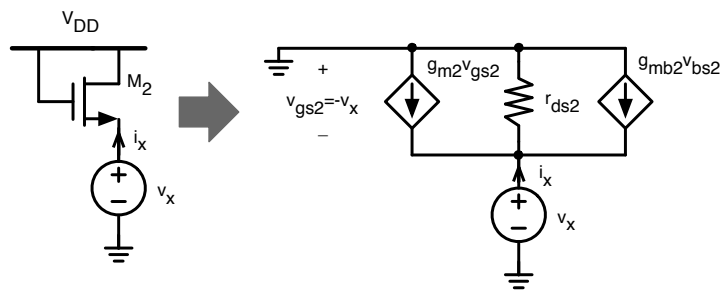
$$r_x = \frac{v_x}{i_x} = \frac{1}{g_{m2} + g_{ds2} + g_{mb2}} \approx \frac{1}{g_{m2} + g_{mb2}} = \frac{1}{g_{m2}(1 + \eta)} \quad (1.18)$$

และเราสามารถเขียนวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กได้ใหม่ดังในรูปที่ 1.7(ข) ซึ่งจากการวิเคราะห์ที่กล่าวข้างบน จะได้ว่าวงจรมี  $G_{mi} = -g_{m1}$  และ  $r_{out} = (r_{ds1} \parallel r_x)$

ในรูปที่ 1.5(ก) ขาบอดีของ  $M_2$  ต้องต่อลงกราวด์ทำให้มีผลของบอดี้ เราสามารถกำจัดผลของแรงดันขาบอดี้ของ  $M_2$  ได้โดยใช้ PMOS ใน n-well และต่อขาซอร์สและบอดี้เข้าด้วยกัน ดังแสดงในรูปที่ 1.5(ข) ข้อดีของวงจรขยายซอร์สร่วมที่ใช้โหลดเป็นมอสเฟตที่ต่อแบบไดโอด คือมีอัตราขยายที่ขึ้นกับอัตราส่วนขนาดของ  $M_1$  และ  $M_2$  ทำให้มีค่าแม่นยำ ไม่แปรผันตามอุณหภูมิ แรงดันไฟเลี้ยง และพารามิเตอร์ในกระบวนการสร้าง ข้อเสียคือมีการแกว่งแรงดันเอาต์พุตสูงสุดที่จำกัด ( $V_{DD} - V_{TH2}$ ) ทำให้ไม่เหมาะสมกับการใช้งานที่  $V_{DD}$  ต่ำ



รูปที่ 1.7: วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายซอร์สร่วมในรูปที่ 1.5(ก)



รูปที่ 1.8: การหาความต้านทานของมอสเฟตที่ต่อแบบไดโอด

### 1.3.1.3 วงจรขยายซอร์สร่วมที่โหลดตัวต้านทานที่ใช้มอสเฟตในย่านไตรโอด

รูปที่ 1.9 แสดงวงจรขยายซอร์สร่วมที่โหลดตัวต้านทานที่ใช้มอสเฟตในย่านไตรโอด โดยมี  $M_1$  เป็นมอสเฟตอินพุตทำงานในย่านอิมิตัว และ  $M_2$  เป็น PMOS โหลดและถูกไบอัสให้ทำงานในย่านไตรโอด ซึ่งจะต้องทำให้

$$V_B < V_{OUT} - |V_{THP}| \quad (1.19)$$

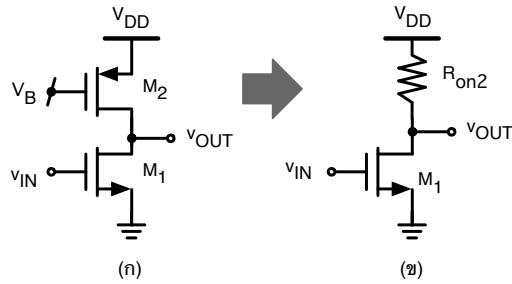
และเมื่อ  $M_2$  ทำงานในย่านไตรโอด จะให้ความต้านทานเท่ากับ

$$R_{ON2} = \frac{1}{\mu_p C_{ox} (W/L)_2 (V_{DD} - V_B - |V_{THP}|)} \quad (1.20)$$

ดังนั้น โดยการวิเคราะห์ด้วยความเข้าใจ เราจะได้อัตราขยายเท่ากับ

$$A_v = -g_{m1} (r_{ds1} \parallel R_{ON2}) \quad (1.21)$$

และวงจรจะมีการแกว่งแรงดันเอาต์พุตสูงสุด  $v_{out}(max) = V_{DD}$  และมี  $v_{out}(min) = V_{DS1}(sat) = V_{IN} - V_{TH1}$  ข้อเสียของวงจรนี้คือ  $R_{ON2}$  มีค่าขึ้นอยู่กับค่า  $\mu_p C_{ox}$  และ  $V_{THP}$  ซึ่งมีค่าแปรปรวนตาม



รูปที่ 1.9: วงจรขยายซอร์สร่วมที่โหลดตัวต้านทานที่ใช้มอสเฟตในย่านไตรโอด

อุณหภูมิต่ำและตัวแปรในกระบวนการสร้าง

### 1.3.1.4 วงจรขยายซอร์สร่วมที่โหลดแหล่งจ่ายกระแสที่ใช้มอสเฟตในย่านอิ่มตัว

รูปที่ 1.10 แสดงวงจรขยายซอร์สร่วมที่โหลดแหล่งจ่ายกระแสที่ใช้มอสเฟตในย่านอิ่มตัว โดยมี  $M_1$  เป็นมอสเฟตอินพุตทำงานในย่านอิ่มตัว และ  $M_2$  เป็น PMOS โหลดซึ่งถูกไบอัสให้ทำงานอยู่ในย่านอิ่มตัว โดยกำหนดให้

$$V_B \geq V_{OUT} - |V_{THP}| \quad (1.22)$$

ดังนั้น  $M_2$  จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่า  $I_{D2} = 0.5\mu_p C_{ox} (W/L)_2 (V_{DD} - V_B - |V_{THP}|)^2$  และมีความต้านทานเอาต์พุตเท่ากับ  $r_{ds2}$  ดังนั้น โดยการวิเคราะห์ด้วยหลักความเข้าใจ เราจะได้อัตราขยายเท่ากับ

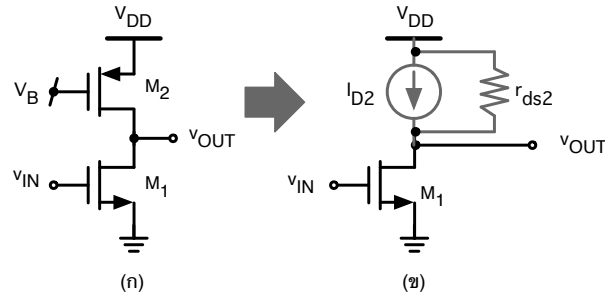
$$A_v = -g_{m1} (r_{ds1} \parallel r_{ds2}) = -\frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds2}} \quad (1.23)$$

$$= -\frac{\sqrt{2\mu_n C_{ox} (W/L)_1 I_{D1}}}{\lambda_N I_{D1} + \lambda_P I_{D2}} \quad (1.24)$$

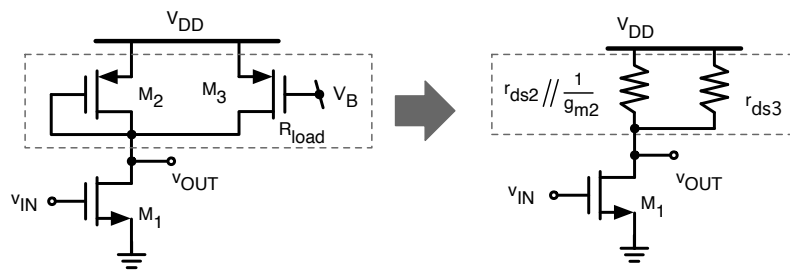
$$= -\sqrt{\frac{2\mu_n C_{ox} (W/L)_1}{I_{D1}}} \frac{1}{(\lambda_N + \lambda_P)} \quad (1.25)$$

โตนวงจรมีความต้านทานเอาต์พุต  $r_{out} = (r_{ds1} \parallel r_{ds2})$  และมี  $v_{out(max)} = V_{DD} - V_{SD2(sat)} = V_B - |V_{THP}|$  และ  $v_{out(min)} = V_{DS1(sat)} = V_{IN} - V_{TH1}$  โดยทั่วไป  $r_{ds} > R_{ON}$  ดังนั้นวงจรจะให้อัตราขยายสูงกว่าการใช้มอสเฟตในย่านไตรโอดเป็นโหลด และเราสามารถเพิ่ม  $A_v$  ได้ด้วยการเพิ่ม  $r_{ds1}$  และ  $r_{ds2}$  ได้โดยการใช้  $L_1$  และ  $L_2$  ที่มีค่ามาก

ในกรณีที่เรามีแหล่งจ่ายกระแสในอุดมคติเป็นโหลด (หรือ  $r_{ds2} \rightarrow \infty$ ) วงจรขยายซอร์สร่วมจะให้อัตราขยายได้สูงสุด ซึ่งมีค่าเท่ากับ



รูปที่ 1.10: วงจรขยายซอร์สรวมที่โหลดแหล่งจ่ายกระแสที่ใช้มอสเฟตในย่านอิมิตัว



รูปที่ 1.11: วงจรขยายซอร์สรวมที่โหลดแอกทีฟ

$$A_v = -g_{m1}r_{ds1} = -\frac{g_{m1}}{g_{ds1}} \quad (1.26)$$

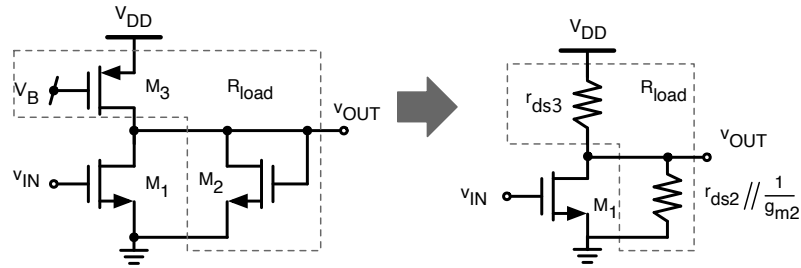
ซึ่งเราเรียกว่าอัตราขยายบริสุทธ์ (intrinsic voltage gain) ของวงจรถ่ายขยายซอร์สรวม ดังนั้น เราอาจสรุปได้ว่าอัตราขยายของวงจรถ่ายขยายซอร์สรวมที่ใช้โหลดใดๆ มีค่าเท่ากับ

$$A_v = -g_{m1}(r_{ds1} \parallel R_{load}) \quad (1.27)$$

เมื่อ  $R_{load}$  คือค่าความต้านทานของโหลดใดๆ ที่ต่อที่ขาเดรนของมอสเฟตอินพุต  $M_1$  ยกตัวอย่างเช่นวงจรถ่ายขยายในรูปที่ 1.11 และ 1.12 ซึ่งใช้  $M_2$  และ  $M_3$  เป็นโหลดแอกทีฟ และใช้  $V_B$  ไบอัส  $M_3$  ให้ทำงานในย่านอิมิตัว และทั้งสองวงจรมี  $R_{load} = r_{ds2} \parallel 1/g_{m2} \parallel r_{ds3}$  และ  $A_v = -g_{m1}(r_{ds2} \parallel 1/g_{m2} \parallel r_{ds3})$  เพราะว่าการวิเคราะห์แบบสัญญาณขนาดเล็ก แหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงจะมีค่าเป็นศูนย์ หรือเป็นกราวด์กระแสสลับ (ac ground)

### 1.3.1.5 วงจรถ่ายขยายซอร์สรวมที่ใช้เทคนิคซอร์สตีเจนเนอร์

วงจรถ่ายขยายซอร์สรวมที่กล่าวมาข้างบนนั้นใช้มอสเฟตตัวเดียวเป็นทรานส์คอนดักเตอร์อินพุต ( $G_{mi}$ ) ทำให้มีความเป็นเชิงเส้นที่จำกัด ซึ่งอาจไม่มีเพียงพอกับการประยุกต์ใช้งานบางประเภท เราสามารถเพิ่มความ



รูปที่ 1.12: วงจรขยายซอร์สรวมที่โหลดแอกทีฟ

เป็นเชิงเส้นของ  $G_{mi}$  ได้ด้วยเทคนิคซอร์สดีเจเนอเรชัน (source degeneration) โดยต่อความต้านทานที่ขาซอร์สของมอสเฟตอินพุต ดังแสดงในรูปที่ 1.13(ก) ทำให้แรงดันอินพุตมีค่าเท่ากับผลรวมของแรงดันเกต-ซอร์สกับแรงดันที่ตกคร่อม  $R_S$  หรือ  $v_{IN} = v_{GS1} + i_{D1}R_S$  และเพื่อให้เข้าใจหลักการของเทคนิคซอร์สดีเจเนอเรชันได้ง่าย เราจะเริ่มวิเคราะห์วงจรโดยไม่พิจารณาผลของการเปลี่ยนแปลงความยาวช่องนำกระแส หรือให้  $\lambda = 0$  ดังในรูปที่ 1.13(ข) และพิจารณา  $M_1$  และ  $R_S$  เป็นตัวทรานส์คอนคอตเตอร์อินพุต  $G_{mi}$  ซึ่งให้  $i_{out} = G_{mi}v_{in}$  และ

$$i_{out} = -i_{d1} = -g_{m1}v_{gs1} = -g_{m1}(v_{in} - i_{d1}R_S) = -g_{m1}(v_{in} + i_{out}R_S) \quad (1.28)$$

ดังนั้น

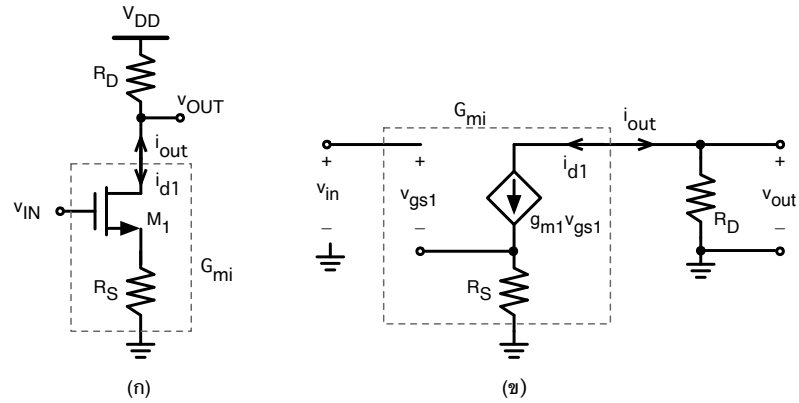
$$G_{mi} = \frac{i_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_{m1}}{1 + g_{m1}R_S} \quad (1.29)$$

และ  $v_{out} = i_{out}R_D$  ดังนั้น

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = G_{mi}R_D = -\frac{g_{m1}}{1 + g_{m1}R_S}R_D \quad (1.30)$$

ซึ่งถ้า  $R_S$  มีค่ามากขึ้น จะทำให้  $i_{out}$  ขึ้นอยู่กับ  $v_{gs1}$  น้อยลง หรือ  $G_{mi}$  จะขึ้นกับ  $g_{m1}$  น้อยลง โดยถ้า  $g_{m1}R_S \gg 1$  หรือ  $R_S \gg 1/g_{m1}$  เราจะได้ว่า  $G_{mi} \approx -1/R_S$  และ  $A_v \approx -R_D/R_S$  ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าทรานส์คอนคอตเตอร์อินพุตและอัตราขยายแรงดันขึ้นอยู่กับตัวต้านทานเท่านั้น ทำให้มีความเป็นเชิงเส้นสูงขึ้น และหากเทียบกับวงจรวจรขยายซอร์สรวมที่ไม่ใช้เทคนิคซอร์สดีเจเนอเรชัน หรือ  $R_S = 0$  ซึ่งมี  $G_{mi} = -g_{m1}$  และ  $A_v = -g_{m1}R_D$  ดังนั้นเนื่องจาก  $R_S \gg 1/g_{m1}$  ดังนั้นวงจรวจรขยายซอร์สรวมที่ใช้เทคนิคซอร์สดีเจเนอเรชันจะให้อัตราขยายที่น้อยกว่าในกรณีที่  $R_S = 0$  หรือเราอาจกล่าวได้ว่าเทคนิคซอร์สดีเจเนอเรชันให้ความเป็นเชิงเส้นที่สูงขึ้นแต่ทำให้อัตราขยายลดลง

ในลำดับต่อไป เราจะวิเคราะห์วงจรโดยพิจารณารวมผลของการเปลี่ยนแปลงความยาวช่องนำกระแส หรือ  $\lambda > 0$  และผลของบอดี้ ดังแสดงในรูปที่ 1.14(ก) และเราจะวิเคราะห์โดยใช้วงจรมูลของนอร์ตัน



รูปที่ 1.13: วงจรขยายซอร์สร่วมที่ใช้เทคนิคซอร์สดีเจเนอเรชัน

(Norton equivalent circuit) ของ  $G_{mi}$  ดังในรูปที่ 1.14(ข) โดย  $G_{mi}$  คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ลัดวงจร (short-circuit transconductance) และ  $r_{oc}$  คือความต้านทานเอาต์พุตของ  $G_{mi}$  ดังนั้นอัตราขยายของวงจรมีค่าเท่ากับ  $A_v = G_{mi}r_{out} = G_{mi}(r_{oc} \parallel R_D)$

เราวิเคราะห์หา  $G_{mi}$  ได้โดยวิเคราะห์หา  $i_{out}$  เมื่อ  $v_{out}$  ลัดวงจร ซึ่งจะได้ว่า

$$i_{out} = -g_{m1}v_{gs1} - g_{ds1}(0 - v_{s1}) - g_{mb1}v_{bs1} \quad (1.31)$$

และเนื่องจาก  $v_{in} = v_{gs1} + v_{s1}$  และ  $v_{s1} = i_{d1}R_S = -i_{out}R_S$  และ  $v_{bs1} = 0 - v_{s1} = -v_{s1}$  ทำให้

$$i_{out} = -g_{m1}(v_{in} + i_{out}R_S) - g_{ds1}i_{out}R_S - g_{mb1}i_{out}R_S \quad (1.32)$$

ดังนั้น

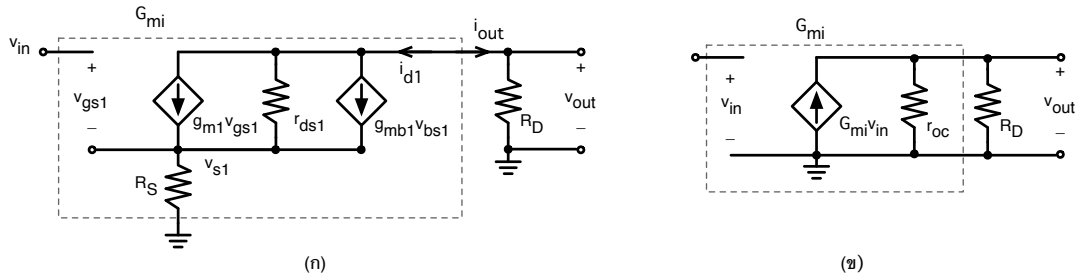
$$G_{mi} = \frac{i_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_{m1}}{1 + (g_{m1} + g_{ds1} + g_{mb1})R_S} \quad (1.33)$$

ซึ่งถ้า  $g_{m1} \gg g_{ds1}$  และ  $R_S \gg 1/g_{m1}$  เราจะได้  $G_{mi} \approx 1/(1+\eta)R_S$

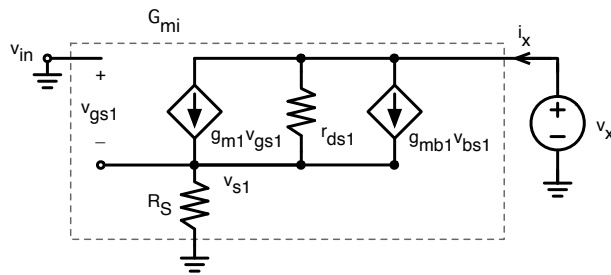
เราสามารถวิเคราะห์หา  $r_{oc}$  ได้โดยลัดวงจรที่  $v_{in}$  และป้อนแรงดันทดสอบ  $v_x$  และวิเคราะห์หา  $v_x/i_x$  ของวงจร ดังในรูปที่ 1.15 ซึ่งจะได้ว่า

$$i_x = g_{m1}v_{gs1} + g_{ds1}(v_x - v_{s1}) + g_{mb1}v_{bs1}$$

โดยที่  $v_{gs1} = 0 - v_{s1} = -v_{s1}$  และ  $v_{s1} = i_x R_S$  และ  $v_{bs1} = 0 - v_{s1} = -v_{s1}$  ทำให้



รูปที่ 1.14: วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายซอร์สร่วมที่ใช้เทคนิคซอร์สตีเจนเนอเรชัน



รูปที่ 1.15: การวิเคราะห์ความต้านทานเอาต์พุตของ  $G_{mi}$  ของวงจรในรูปที่ 1.14(ก)

$$i_x = -g_{m1}i_x R_S + g_{ds1}(v_x - i_x R_S) - g_{mb1}i_x R_S \quad (1.34)$$

ดังนั้น

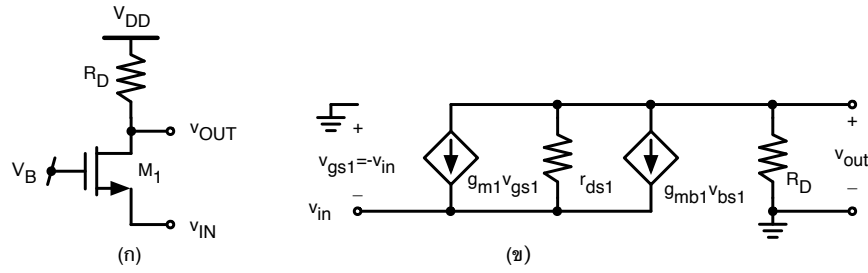
$$r_{oc} = \frac{v_x}{i_x} = r_{ds1} (1 + (g_{m1} + g_{ds1} + g_{mb1}) R_S) \quad (1.35)$$

และถ้า  $g_{m1} \gg g_{ds1}$  และ  $R_S \gg 1/g_{m1}$  เราจะได้  $r_{oc} \approx g_{m1} (1 + \eta) R_S r_{ds1}$  ซึ่งถ้าเทียบกับวงจรที่มี  $R_S = 0$  ซึ่งมี  $r_{oc} = r_{ds1}$  เราจะได้ความต้านทานเอาต์พุตของ  $G_{mi}$  สูงขึ้นประมาณ  $g_{m1} (1 + \eta) R_S$  เท่า ดังนั้นการต่อ  $R_S$  จะทำให้  $G_{mi}$  มีความเป็นเชิงเส้นและมีความต้านทานเอาต์พุตสูงขึ้น

และที่จริง เทคนิคซอร์สตีเจนเนอเรชันคือการป้อนกลับแบบลบในรูปแบบหนึ่ง เพื่อเพิ่มความเป็นเชิงเส้นและความต้านทานเอาต์พุตของ  $G_{mi}$

### 1.3.2 วงจรขยายเกตร่วม (common-gate amplifier)

รูปที่ 1.16 แสดงวงจรขยายเกตร่วมที่ใช้ตัวต้านทานเป็นโหลด ซึ่งมีอินพุตที่ขาซอร์ส และมีเอาต์พุตที่ขาเดรน โดยที่ขาเกตถูกไบอัสด้วยแรงดันไฟตรง  $V_B$  เราสามารถอธิบายคุณลักษณะและการทำงานของวงจรได้ดังต่อไปนี้ พิจารณา  $v_{IN} \geq V_B - V_{TH1}$  มอสเฟต  $M_1$  จะไม่นำกระแส และ  $v_{OUT} = V_{DD}$  และเมื่อ  $v_{IN} < V_B - V_{TH1}$  มอสเฟต  $M_1$  จะเริ่มนำกระแสและทำงานในย่านอิมิตัว เมื่อ  $v_{IN}$  ค่อยๆ มีค่า



รูปที่ 1.16: วงจรขยายเกตร่วมที่ใช้ตัวต้านทานเป็นโหลด

ลดลง  $I_{D1}$  จะมีค่ามากขึ้น ทำให้  $v_{OUT}$  มีค่าลดน้อยลง จนกระทั่ง เมื่อ  $V_{DS1} < V_{GS1} - V_{TH1}$  หรือ  $v_{OUT} - v_{IN} < V_B - v_{IN} - V_{TH1}$  หรือ  $v_{OUT} < V_B - V_{TH1}$  มอสเฟต  $M_1$  จะเข้าสู่ย่านไตรโอด ถ้าพิจารณาให้  $M_1$  อยู่ในย่านอิมิตัวโดยละเลยผลของการเปลี่ยนแปลงความยาวช่องนำกระแส ( $\lambda = 0$ ) เราจะได้  $i_{D1}$  เท่ากับ

$$i_{D1} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_B - v_{IN} - V_{TH1})^2 \quad (1.36)$$

และ  $v_{OUT}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{OUT} = V_{DD} - i_{D1} R_D = V_{DD} - \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_B - v_{IN} - V_{TH1})^2 R_D \quad (1.37)$$

และอัตราขยายของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$A_v = \frac{\partial v_{OUT}}{\partial v_{IN}} = -\mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_B - v_{IN} - V_{TH1}) \left( -1 - \frac{\partial V_{TH1}}{\partial v_{IN}} \right) R_D \quad (1.38)$$

และเนื่องจาก  $\partial v_{TH1} / \partial v_{IN} = \partial v_{TH1} / \partial V_{SB1} = \eta$  ดังนั้น

$$A_v = \frac{\partial v_{OUT}}{\partial v_{IN}} = \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_B - v_{IN} - V_{TH1}) (1 + \eta) R_D \quad (1.39)$$

$$= g_{m1} (1 + \eta) R_D = (g_{m1} + g_{mb1}) R_D \quad (1.40)$$

ซึ่งมีค่าเป็นบวก หรือ  $v_{IN}$  และ  $v_{OUT}$  มีเฟสตรงกัน และวงจรมีค่าทรานส์คอนดักแตนซ์อินพุต  $G_{mi} = g_{m1} + g_{mb1}$  และมีความต้านทานเอาต์พุต  $r_{out} = R_D$  และเราจะเห็นได้ว่าผลของบอดี้ช่วยเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์และอัตราขยายแรงดันของวงจรขยายเกตร่วม

ในลำดับต่อไป เราจะวิเคราะห์วงจรขยายเกตร่วมโดยให้  $\lambda > 0$  หรือ  $r_{ds} < \infty$  และรวมเอาผลของความต้านทานของแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต หรือ  $R_S$  ดังแสดงในรูปที่ 1.17 ซึ่งเราจะหาอัตราขยายและความ

ต้านทานเอาต์พุตโดยใช้วงจรมุมลนอร์ตัน ดังในรูปที่ 1.14(ข) โดยเราสามารถหา  $G_{mi}$  และ  $r_{oc}$  ได้ด้วยการวิเคราะห์วงจรมุมลนอร์ตันในรูปที่ 1.18(ก) และ 1.18(ข) ตามลำดับ จากรูปที่ 1.18(ก) จะได้ว่า

$$i_{out} = -g_{m1}v_{gs1} - g_{ds1}(0 - v_{s1}) - g_{mb1}(0 - v_{s1}) \quad (1.41)$$

และแทนที่  $v_{s1} = -i_{out}R_S + v_{in}$  จะได้

$$i_{out} = -i_{out}(g_{m1} + g_{ds1} + g_{mb1})R_S + (g_{m1} + g_{ds1} + g_{mb1})v_{in} \quad (1.42)$$

ดังนั้น

$$G_{mi} = \frac{i_{out}}{v_{in}} = \frac{g_{m1} + g_{ds1} + g_{mb1}}{1 + (g_{m1} + g_{ds1} + g_{mb1})R_S} \quad (1.43)$$

และถ้า  $g_{m1} \gg g_{ds1}$  และ  $R_S \ll 1/(g_{m1} + g_{mb1})$  เราจะได้  $G_{mi} \approx g_{m1} + g_{mb1} = g_{m1}(1 + \eta)$  เราสามารถวิเคราะห์หา  $r_{oc}$  จากรูปที่ 1.18(ข) โดยมี

$$i_x = g_{m1}v_{gs1} + g_{ds1}(v_x - v_{s1}) + g_{mb1}v_{bs1} \quad (1.44)$$

และแทนที่  $v_{s1} = i_x R_S$  และ  $v_{gs1} = v_{bs1} = 0 - v_{s1} = -v_{s1}$  จะได้

$$i_x = -g_{m1}i_x R_S + g_{ds1}(v_x - i_x R_S) - g_{mb1}i_x R_S \quad (1.45)$$

ดังนั้น

$$r_{oc} = \frac{v_x}{i_x} = r_{ds1}(1 + (g_{m1} + g_{ds1} + g_{mb1})R_S) \quad (1.46)$$

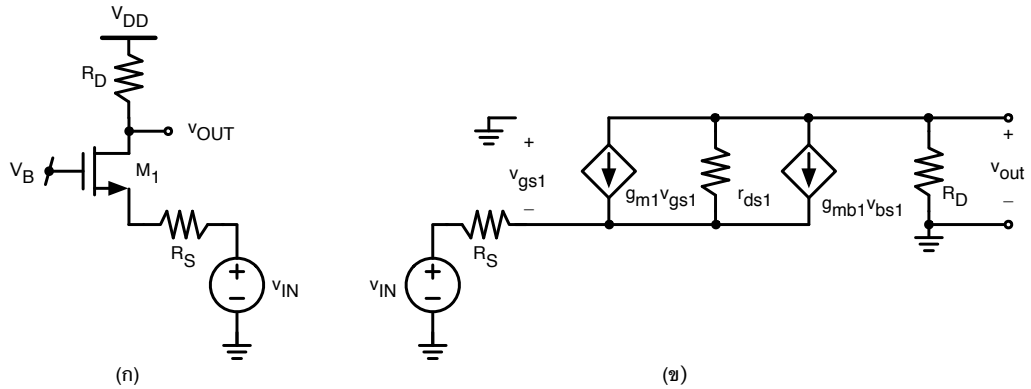
ซึ่งจะสังเกตได้ว่ามีค่าเท่ากับ  $r_{oc}$  ใน (1.35) ของวงจรมุมลนอร์ตันร่วมที่ใช้เทคนิคซอร์สดีเจเนอเรชัน

และถ้า  $g_{m1} \gg g_{ds1}$  และ  $R_S \ll 1/(g_{m1} + g_{mb1})$  เราจะได้  $r_{oc} \approx r_{ds1}$

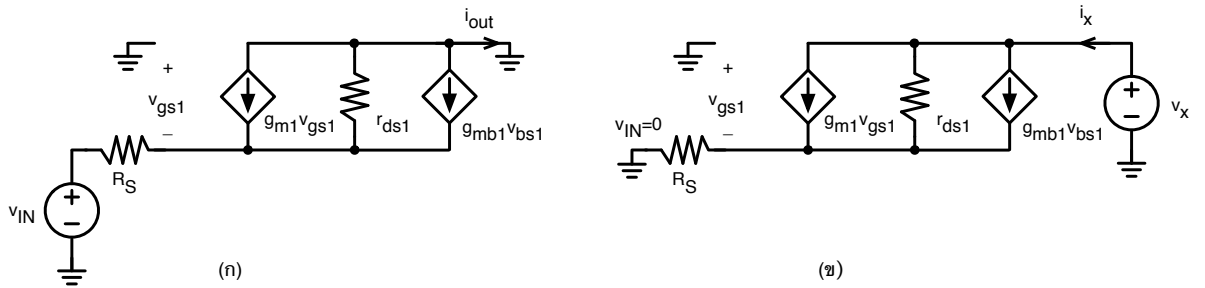
ดังนั้นจาก (1.43) และ (1.46) เราจะได้อัตราขยายแรงดันของวงจรมุมลนอร์ตันเท่ากับ

$$A_v = G_{mi}(r_{oc} \parallel R_D) = \frac{g_{m1} + g_{ds1} + g_{mb1}}{1 + (g_{m1} + g_{ds1} + g_{mb1})R_S} \cdot \frac{r_{ds1}(1 + (g_{m1} + g_{ds1} + g_{mb1})R_S)R_D}{r_{ds1}(1 + (g_{m1} + g_{ds1} + g_{mb1})R_S) + R_D} \quad (1.47)$$

และหาก  $g_{m1} \gg g_{ds1}$  และ  $R_S \ll 1/(g_{m1} + g_{mb1})$  เราจะได้



รูปที่ 1.17: วงจรขยายเกตร่วมที่มีความต้านทานของแหล่งจ่ายอินพุต



รูปที่ 1.18: วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์หา (ก)  $G_{mi}$  และ (ข)  $r_{oc}$  ของวงจรขยายเกตร่วม

$$A_v \approx (g_{m1} + g_{mb1})(r_{ds1} \parallel R_D) = (g_{m1} + g_{mb1}) \left( \frac{r_{ds1} R_D}{r_{ds1} + R_D} \right) \quad (1.48)$$

เราสามารถวิเคราะห์หาความต้านทานอินพุตของวงจรขยายเกตร่วมได้โดยป้อนแรงดันทดสอบ  $v_x$  ที่อินพุต และวิเคราะห์หา  $v_x/i_x$  ดังแสดงในรูปที่ 1.19 โดยมี  $v_{gs1} = v_{bs1} = -v_x$  และ

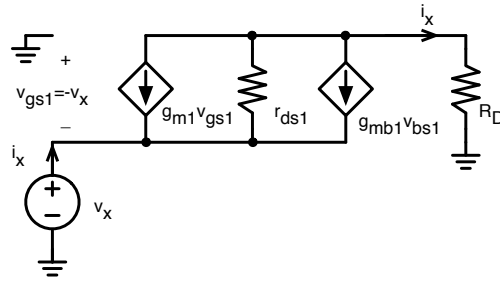
$$i_x = g_{m1}v_x + g_{ds1}(v_x - i_x R_D) + g_{mb1}v_x \quad (1.49)$$

ดังนั้น

$$r_{in} = \frac{v_x}{i_x} = \frac{(1 + g_{ds1} R_D)}{g_{m1} + g_{ds1} + g_{mb1}} \quad (1.50)$$

และหาก  $g_{ds1} \ll 1/R_D$  และ  $g_{ds1} \ll g_{m1}$  เราจะได้  $r_{in} \approx 1/(g_{m1} + g_{mb1})$  ซึ่งมีค่าน้อย

เนื่องจากวงจรถ่ายขยายเกตร่วมมี  $r_{in}$  น้อย และ  $r_{out}$  มาก จึงมีคุณสมบัติเหมาะสมสำหรับใช้เป็นวงจรถ่ายขยายกระแส ซึ่งมี  $i_{in} = -i_{out} = i_D$  หรือ มีอัตราขยายกระแส  $A_V = i_{out}/i_{in} = -1$  หรือเราเรียกได้ว่าเป็นวงจรบัฟเฟอร์กระแส



รูปที่ 1.19: วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์หา  $r_{in}$  ของวงจรขยายเกตร่วม

### 1.3.3 วงจรขยายเดรนร่วม (common-drain amplifier)

รูปที่ 1.21 แสดงวงจรขยายเดรนร่วมที่มีตัวต้านทานเป็นโหลด ซึ่งมีอินพุตที่ขาเกต และมีเอาต์พุตที่ขาซอร์ส โดยมี  $v_{OUT} = v_{IN} - v_{GS1}$  ซึ่งถ้า  $v_{GS1}$  มีค่าคงที่  $v_{OUT}$  จะมีค่าแปรผันตาม  $v_{IN}$  หรือมีอัตราขยายสัญญาณขนาดเล็กเท่ากับหนึ่ง ดังนั้นแรงดันซอร์สจะแปรผันตามแรงดันเกต และเราอาจเรียกวจรว่า วงจรตามแรงดัน (source voltage follower หรือ source follower)

พิจารณาวิเคราะห์วงจรแบบสัญญาณขนาดใหญ่ ถ้าให้  $v_{IN} < V_{TH}$  มอสเฟต  $M_1$  จะไม่นำกระแส และ  $v_{OUT} = 0$  เมื่อ  $v_{IN} > V_{TH}$  มอสเฟตจะเริ่มนำกระแส และทำงานในย่านอิ่มตัว โดยหากละเลยผลของการเปลี่ยนแปลงความยาวช่องนำกระแส ( $\lambda = 0$ ) เราจะได้

$$v_{OUT} = i_{D1}R_S = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (v_{IN} - v_{OUT} - V_{TH})^2 R_S \quad (1.51)$$

และเราสามารถวิเคราะห์หาอัตราขยายได้โดยการหาอนุพันธ์  $\frac{\partial v_{OUT}}{\partial v_{IN}}$  จะได้ว่า

$$\frac{\partial v_{OUT}}{\partial v_{IN}} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1 2(v_{IN} - v_{OUT} - V_{TH}) R_S \left(1 - \frac{\partial V_{TH}}{\partial v_{IN}} - \frac{\partial v_{OUT}}{\partial v_{IN}}\right) \quad (1.52)$$

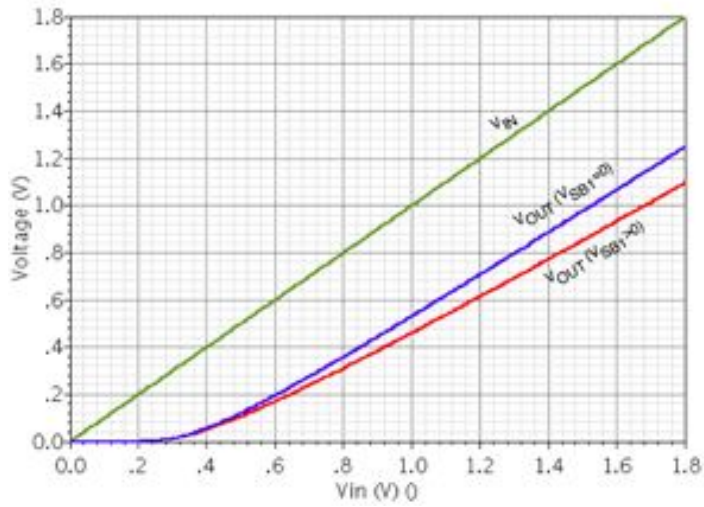
และเนื่องจาก  $\frac{\partial V_{TH}}{\partial v_{IN}} = \eta \frac{\partial v_{OUT}}{\partial v_{IN}}$  ดังนั้น

$$\frac{\partial v_{OUT}}{\partial v_{IN}} = \frac{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (v_{IN} - v_{OUT} - V_{TH}) R_S}{1 + \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (v_{IN} - v_{OUT} - V_{TH}) R_S (1 + \eta)} \quad (1.53)$$

ซึ่ง  $\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (v_{IN} - v_{OUT} - V_{TH}) = g_{m1}$  ดังนั้นเราจะได้อัตราขยายของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$A_v = \frac{\partial v_{OUT}}{\partial v_{IN}} = \frac{g_{m1}R_S}{1 + g_{m1}(1 + \eta)R_S} = \frac{g_{m1}R_S}{1 + (g_{m1} + g_{mb1})R_S} \quad (1.54)$$

ซึ่งหาก  $R_S$  มีค่ามาก เราจะได้



รูปที่ 1.20: คุณลักษณะถ่ายโอนไฟตรงของวงจรขยายเดรนร่วม

$$A_v \approx \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{mb1}} = \frac{1}{1 + \eta} \quad (1.55)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าอัตราขยายของวงจรขยายเดรนร่วมจะมีค่าน้อยกว่าหนึ่งเสมอ ( $A_v < 1$ ) และจะมีค่าเข้าใกล้หนึ่ง ( $A_v \rightarrow 1$ ) ก็ต่อเมื่อ  $\eta \ll 1$  หรือ  $g_{m1} \gg g_{mb1}$

รูปที่ 1.20 แสดงตัวอย่างคุณลักษณะถ่ายโอนไฟตรงของวงจรขยายเดรนร่วม ที่มี  $V_{TH} \approx 0.4V$  โดยกราฟเส้นสีเขียวแสดง  $v_{IN}$  กราฟเส้นสีน้ำเงินแสดง  $v_{OUT}$  เมื่อไม่มีผลของบอดี้ของ  $M_1$  ( $V_{SB1} = 0$ ) ซึ่งจะเห็นได้ว่า  $A_v \sim 1$  และ  $(v_{IN} - v_{OUT}) = v_{GS1}$  มีค่าค่อนข้างคงที่ ในขณะที่กราฟเส้นสีแดงแสดง  $v_{OUT}$  เมื่อมีผลของบอดี้ของ  $M_1$  ( $V_{SB1} > 0$ ) ซึ่งจะเห็นได้ว่า  $A_v < 1$  และ  $(v_{IN} - v_{OUT})$  มีค่าเพิ่มมากขึ้นเมื่อ  $v_{IN}$  มีค่ามากขึ้น เพราะว่าผลของบอดี้ของ  $M_1$  หรือ  $v_{SB1} = v_{OUT} > 0$  มีค่าเพิ่มมากขึ้น ทำให้  $V_{TH}$  มีค่าสูงขึ้น และ  $g_{m1}$  ดังนั้นผลของบอดี้ของ  $M_1$  จะทำให้อัตราขยายมีค่าน้อยลง ตาม(1.55)

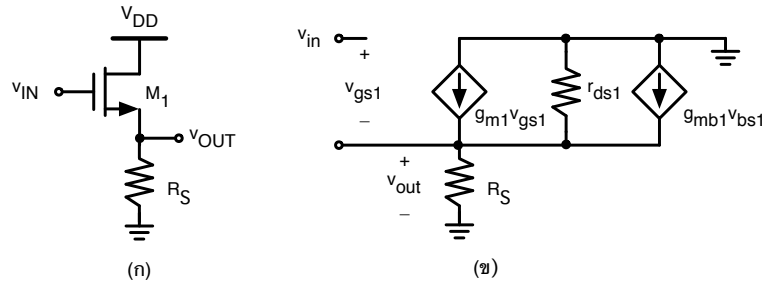
ถัดไปเราจะวิเคราะห์หาอัตราขยายของวงจรโดยรวมผลของ  $\lambda$  โดยพิจารณาจากรวมผลของสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ 1.21(ข) ซึ่งมี  $v_{out} = v_{in} - v_{gs1}$  และ  $v_{bs1} = 0 - v_{out} = -v_{out}$  และจะได้ว่า

$$v_{out}/R_S = g_{m1}(v_{in} - v_{out}) + g_{ds1}(-v_{out}) + g_{mb1}(-v_{out}) \quad (1.56)$$

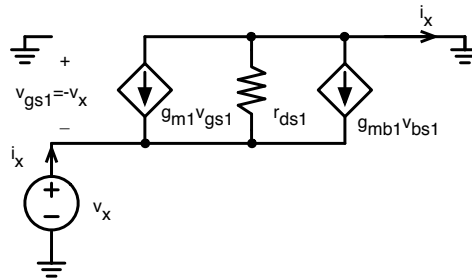
ดังนั้น

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{g_{m1}R_S}{1 + (g_{m1} + g_{mb1} + g_{ds1})R_S} \quad (1.57)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า  $A_v \rightarrow 1$  ก็ต่อเมื่อ  $g_{m1} \gg g_{mb1}, g_{ds1}$



รูปที่ 1.21: วงจรขยายเดรนร่วมที่มีตัวต้านทานเป็นโหลด



รูปที่ 1.22: วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์  $r_{out}$  ของวงจรขยายเดรนร่วม

วงจรขยายเดรนร่วมมี  $r_{in} = \infty$  และสามารถวิเคราะห์หา  $r_{out} = v_x/i_x$  ได้โดยพิจารณาวงจรในรูปที่ 1.22 ซึ่งมี  $v_{gs1} = v_{bs1} = -v_x$  จะได้ว่า

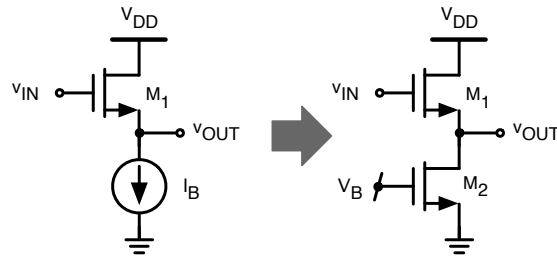
$$i_x = g_{m1}v_x + g_{ds1}v_x + g_{mb1}v_x \quad (1.58)$$

ดังนั้น

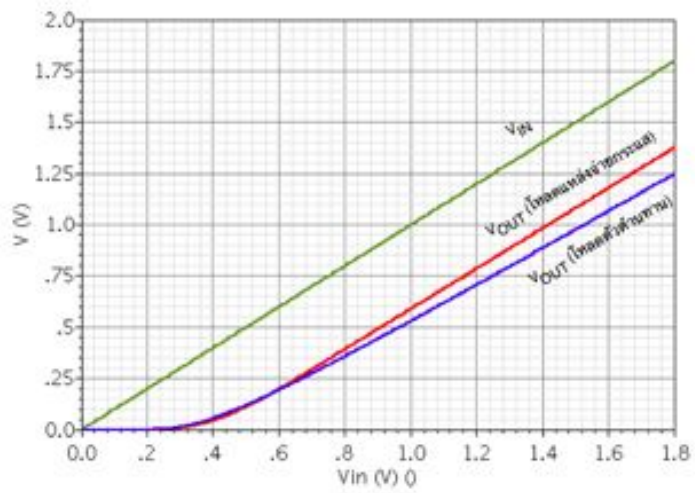
$$r_{out} = \frac{v_x}{i_x} = \frac{1}{g_{m1} + g_{ds1} + g_{mb1}} \approx \frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}} \quad (1.59)$$

ซึ่งมีค่าน้อย ดังนั้นเราสามารถสรุปได้ว่า วงจรขยายเดรนร่วมมี  $r_{in}$  มาก  $r_{out}$  น้อย และมี  $A_v \sim 1$  จึงมีคุณสมบัติเหมาะสมเป็นวงจรบัฟเฟอร์แรงดัน (voltage buffer) เพื่อขับโหลดที่มีความต้านทานต่ำ

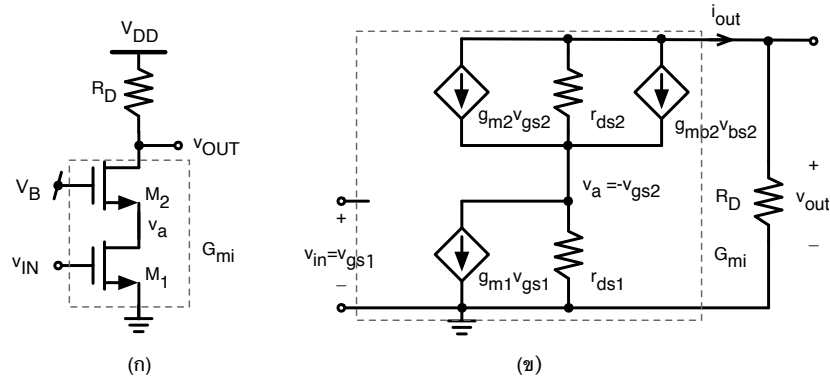
วงจรขยายเดรนร่วมในรูปที่ 1.21 มีกระแสเดรนที่ขึ้นอยู่กับระดับแรงดันไฟตรงของ  $v_{IN}$  ทำให้มีการแปรผันของอัตราขยาย เราสามารถแก้ไขได้โดยใช้โหลดแหล่งจ่ายกระแส ดังในรูปที่ 1.23 ซึ่งมี  $M_2$  ที่ถูกไบอัสให้อยู่ในย่านอิมิตัว ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส ทำให้  $I_{D1} = I_{D2} = 0.5\mu_n C_{ox} (W/L)_2 (V_B - V_{TH})^2$  หรือวงจรมีความต้านทานโหลด  $R_S = r_{ds2}$  ซึ่งมีค่ามาก ดังนั้นวงจรจะให้  $A_v$  ที่มีค่าใกล้เคียงหนึ่งมากกว่าวงจรที่ใช้โหลดตัวต้านทาน ดังแสดงในรูปที่ 1.24



รูปที่ 1.23: วงจรขยายเดรนร่วมที่ใช้โหลดแหล่งจ่ายกระแส



รูปที่ 1.24: คุณลักษณะถ่ายโอนไฟตรงของวงจรขยายเดรนร่วมในรูปที่ 1.21 และ 1.23



รูปที่ 1.25: วงจรขยายคาสโคดที่ใช้โหลดตัวต้านทาน

## 1.4 วงจรขยายคาสโคด (Cascode amplifier)

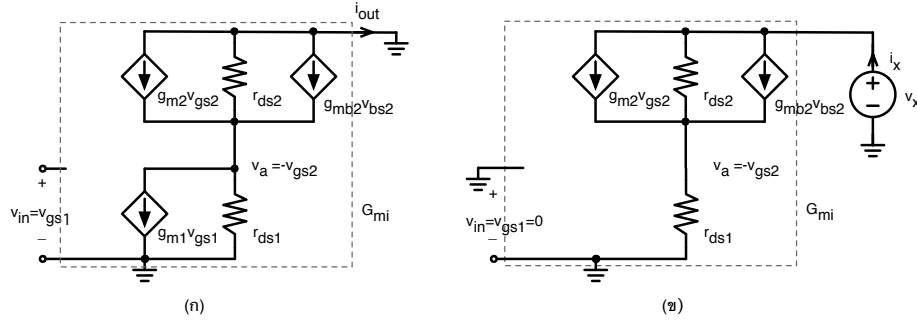
ในหัวข้อที่ผ่านมา เราจะเห็นว่าอัตราขยายแรงดันสูงสุดของวงจรขยายซอร์สร่วมมีค่าขึ้นอยู่กับ  $G_{mi} = -g_{m1}$  และ  $r_{oc} = r_{ds1}$  ดังนั้นเราสามารถเพิ่มอัตราขยายได้ด้วยการเพิ่ม  $g_{m1}$  ด้วยการเพิ่ม  $I_{D1}$  และ  $(W/L)_1$  ซึ่งต้องใช้กำลังงานเพิ่มขึ้น หรือเราสามารถเพิ่ม  $r_{ds1}$  ด้วยการเพิ่ม  $L_1$  ซึ่งมีข้อเสียคือจะทำให้มอสเฟตมีตัวเก็บประจุแอบแฝงเพิ่มขึ้น ทำให้แบนด์วิดท์ของวงจรลดลง ในหัวข้อนี้เราจะอธิบายถึงเทคนิคคาสโคดที่ใช้เพิ่ม  $r_{oc}$  และอัตราขยายได้อย่างมีประสิทธิภาพ

### 1.4.1 วงจรขยายคาสโคด (Cascode amplifier) หรือวงจรขยายคาสโคดแบบต่อซ้อนกัน (Telescopic cascode amplifier)

รูปที่ 1.25 แสดงวงจรขยายคาสโคดที่มีโหลดตัวต้านทาน ซึ่งเป็นการต่อเรียงกันของภาคซอร์สร่วมที่ใช้  $M_1$  และภาคเกตร่วมที่ใช้  $M_2$  โดย  $M_1$  ทำหน้าที่แปลง  $v_{in}$  เป็นกระแส  $i_{d1}$  และ  $M_2$  ทำงานเป็นบัฟเฟอร์กระแสส่งผ่าน  $i_{d1}$  (หรือ  $i_{d2} = i_{d1}$ ) ไปยังโหลดเพื่อสร้าง  $v_{out}$  วงจรควรมีการไบอัสให้  $M_1$  และ  $M_2$  ทำงานในย่านอิมิตัว โดยให้  $V_B - V_{GS2} \geq V_{IN} - V_{TH1}$  และ  $V_{OUT} \geq V_B - V_{TH2}$  ตามลำดับ ดังนั้น  $V_{OUT} \geq (V_{IN} - V_{TH1}) + (V_{GS2} - V_{TH2})$  หรือ  $V_{OUT} \geq V_{DS1}(sat) + V_{DS2}(sat)$  ซึ่งแสดงว่าการต่อ  $M_2$  ทำให้ช่วงการแกว่งแรงดันเอาต์พุตลดลง เมื่อเทียบกับวงจรขยายซอร์สร่วม

เราจะวิเคราะห์หาอัตราขยายของวงจรขยายคาสโคด ด้วยวิธีหลักความเข้าใจ โดยพิจารณา  $M_1$  และ  $M_2$  เป็นส่วนทรานส์คอนดักเตอร์อินพุต และหาค่าทรานส์คอนดักแดนซ์ลัดวงจร ( $G_{mi}$ ) และความต้านทานเอาต์พุต ( $r_{oc}$ ) โดยพิจารณาวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ 1.26 จากรูปที่ 1.26(ก)  $v_{gs1} = v_{in}$  และ  $v_{gs2} = -v_a$  เราจะได้

$$i_{out} = -g_{m1}v_{in} - g_{ds1}v_a = -g_{m1}v_{in} + g_{ds1}v_{gs2} \quad (1.60)$$



รูปที่ 1.26: วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวิเคราะห์ (ก)  $G_{mi}$  และ (ข)  $r_{oc}$  ของวงจรขยายคาสโคด

และ

$$i_{out} = -(g_{m2} + g_{ds2} + g_{mb2}) v_{gs2} \quad (1.61)$$

ดังนั้น

$$G_{mi} = \frac{i_{out}}{v_{in}} = -g_{m1} \frac{1}{1 + \frac{g_{ds1}}{g_{m2} + g_{ds2} + g_{mb2}}} \approx -g_{m1} \quad (1.62)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรขยายคาสโคดมีค่าทรานส์คอนดักแตนซ์อินพุตประมาณเท่ากับวงจรขยายซอร์สร่วม เพราะว่า  $M_2$  ทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์กระแสส่งผ่าน  $i_{d1}$  ไปยังเอาต์พุต

เราจะวิเคราะห์หาความต้านทานเอาต์พุตของ  $G_{mi}$  ( $r_{oc}$ ) ด้วยวงจรในรูปที่ 1.26(ข) ซึ่งมีรูปแบบเดียวกันกับวงจรสมมูลสำหรับหา  $r_{oc}$  ของวงจรขยายซอร์สร่วมที่ใช้เทคนิคซอร์สติเจนเนอเรชันในรูปที่ 1.15 โดยมี  $v_{in} = v_{gs1} = 0$  และ  $v_{gs2} = -v_a = i_x r_{ds1}$  ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$r_{oc} = \frac{v_x}{i_x} = r_{ds2} (1 + (g_{m2} + g_{ds2} + g_{mb2}) r_{ds1}) \quad (1.63)$$

ซึ่งถ้าหาก  $g_{m2} \gg g_{ds2}$  เราจะได้

$$r_{oc} \approx (g_{m2} + g_{mb2}) r_{ds2} r_{ds1} \quad (1.64)$$

ดังนั้นถ้าเปรียบเทียบกับวงจรขยายซอร์สร่วมที่ไม่มี  $M_2$  ซึ่งมี  $r_{oc} = r_{ds1}$  เราจะเห็นว่าเทคนิคคาสโคดทำให้ได้  $r_{oc}$  เพิ่มขึ้น  $(g_{m2} + g_{mb2}) r_{ds2}$  เท่า เพราะว่า  $M_2$  เป็นภาคเกตร่วมที่ช่วยรักษาระดับแรงดันขาเดรนของ  $M_1$  ให้มีค่าค่อนข้างที่ไม่เปลี่ยนแปลงตาม  $v_{out}$  มากนัก เราจึงได้ความต้านทานเอาต์พุตที่เพิ่มขึ้น

ดังนั้นเราสามารถเขียนอัตราขยายแรงดันของวงจรขยายคาสโคดในรูปที่ 1.25 ได้เท่ากับ

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = G_{mi}(r_{oc} \parallel R_D) \quad (1.65)$$

$$= \left( -g_{m1} \frac{1}{1 + \frac{g_{ds1}}{g_{m2} + g_{ds2} + g_{mb2}}} \right) (r_{ds2} (1 + (g_{m2} + g_{ds2} + g_{mb2}) r_{ds1}) \parallel R_D) \quad (1.66)$$

และถ้าหาก  $R_D \ll r_{oc}$  เราจะได้  $A_v \approx -g_{m1}R_D$  ซึ่งมีค่าเท่ากับวงจขยายซอร์สร่วม ดังนั้นจะเห็นได้ว่าถ้าต้องการ  $A_v$  มากขึ้นควรใช้โหลดที่มีความต้านทานสูง เช่น โหลดแหล่งจ่ายกระแส โดยในกรณีโหลดแหล่งจ่ายกระแสในอุดมคติ หรือ  $R_D = \infty$  วงจขยายคาสโค้ดจะให้อัตราขยายแรงดันสูงสุดเท่ากับ

$$A_v = G_{mi}r_{oc} \approx -g_{m1}(g_{m2} + g_{mb2})r_{ds2}r_{ds1} \quad (1.67)$$

ซึ่งมีค่าเป็น  $(g_{m2} + g_{mb2})r_{ds2}$  เท่าของอัตราขยายสูงสุดของวงจขยายซอร์สร่วมใน (1.26) อันเป็นผลจากที่  $r_{oc}$  มีค่าเพิ่มขึ้น และถ้าสมมติให้  $g_m \gg g_{mb}$  และ  $g_m$  และ  $g_{ds}$  ของมอสเฟตทุกตัวมีค่าเท่ากันโดยประมาณ เราจะได้ว่า

$$A_v \approx -(g_m r_{ds})^2 \quad (1.68)$$

ซึ่งแสดงว่า วงจขยายคาสโค้ดมีอัตราขยายสูงสุดโดยประมาณเท่ากับอัตราขยายของวงจขยายซอร์สร่วม ยกกำลังสอง ดังนั้นวงจขยายคาสโค้ดควรใช้โหลดที่มีความต้านทานมาก เพื่อให้ได้อัตราขยายที่สูง

รูปที่ 1.27 แสดงวงจขยายคาสโค้ดที่ใช้โหลดแหล่งจ่ายกระแสคาสโค้ด โดยมี  $M_3$  และ  $M_4$  ถูกไบอัสให้ทำงานในย่านอิมิตัวเป็นโหลดแหล่งจ่ายกระแสคาสโค้ด โดยเพื่อให้  $M_4$  ทำงานในย่านอิมิตัว เราต้องให้  $V_{SD4} \geq V_{SG4} - |V_{TH34}|$  หรือ  $V_{B2} \geq V_{OUT} - |V_{TH4}|$  และเพื่อให้  $M_3$  ทำงานในย่านอิมิตัว เราต้องให้  $V_{SD3} \geq V_{SG3} - |V_{TH3}|$  หรือ

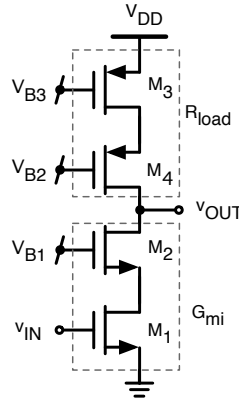
$$V_{DD} - (V_{B2} - V_{SG4}) \geq V_{DD} - V_{B3} - |V_{TH3}| \quad (1.69)$$

$$V_{B3} \geq V_{B2} - V_{SG4} - |V_{TH3}| \quad (1.70)$$

ดังนั้น เราจะได้

$$V_{B3} \geq V_{OUT} - |V_{TH4}| - V_{SG4} - |V_{TH3}| \quad (1.71)$$

แหล่งจ่ายกระแสคาสโค้ด  $M_3$  และ  $M_4$  จะให้ความต้านทานโหลดประมาณเท่ากับ  $r_{load} \approx (g_{m4} + g_{mb4})r_{ds4}r_{ds3}$  ดังนั้นเราจะได้อัตราขยายแรงดันเท่ากับ



รูปที่ 1.27: วงจรขยายคาสโคดที่ใช้โหลดแหล่งจ่ายกระแสคาสโคด

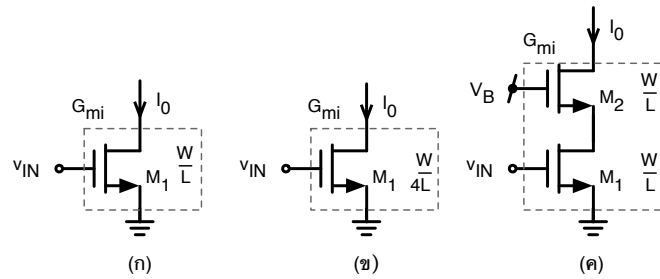
$$A_v = G_{mi} (r_{oc} \parallel r_{load}) \approx -g_{m1} ((g_{m2} + g_{mb2}) r_{ds2} r_{ds1} \parallel (g_{m4} + g_{mb4}) r_{ds4} r_{ds3}) \quad (1.72)$$

ถ้าสมมติให้  $g_m \gg g_{mb}$  และ  $g_m$  และ  $g_{ds}$  ของมอสเฟตทุกตัวมีค่าเท่ากันโดยประมาณ เราจะได้

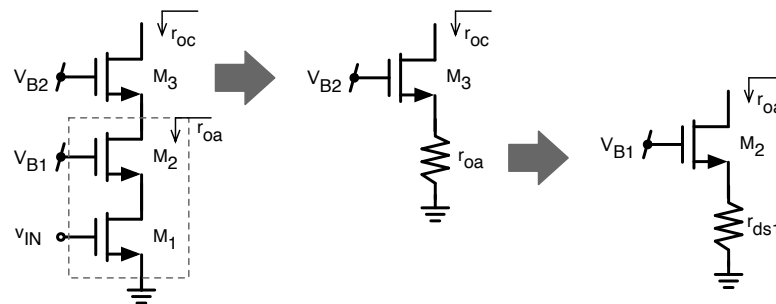
$$A_v \approx \frac{(g_m r_{ds})^2}{2} \quad (1.73)$$

วงจรขยายคาสโคดที่ใช้โหลดแหล่งจ่ายกระแสคาสโคด มีมอสเฟตต่อเรียงกัน 4 ตัวระหว่างกราวด์กับ  $V_{DD}$  และเพื่อให้มอสเฟตทุกตัวทำงานในย่านอิมิตัว วงจรจะมีช่วงการแกว่ง  $v_{out}$  ลดลงเท่ากับ  $V_{DD} - V_{DS1}(sat) - V_{DS2}(sat) - V_{DS3}(sat) - V_{DS4}(sat)$

หากเราลองเปรียบเทียบการเพิ่ม  $r_{oc}$  ระหว่างการเพิ่ม  $L$  ของ  $M_1$  และการใช้เทคนิคคาสโคดด้วยการต่อ  $M_2$  ดังแสดงในรูปที่ 1.28 โดยพิจารณาที่ใช้กระแสเดรนเท่ากัน ในรูปที่ 1.28(ก) มี  $G_{mi} = -g_{m1}$  และ  $r_{oc} = r_{ds1}$  และให้  $A_v = -g_{m1} r_{ds1}$  ในรูปที่ 1.28(ข)  $M_1$  มี  $L$  เพิ่มขึ้นเป็น 4 เท่า ทำให้มี  $G_{mi} = -g'_{m1} = -0.5g_{m1}$  และ  $r_{oc} = r'_{ds1} = 4r_{ds1}$  และ  $A'_v = -g'_{m1} r'_{ds1} = -2g_{m1} r_{ds1} = 2A_v$  ในรูปที่ 1.28(ค) มี  $G_{mi} \approx -g_{m1}$  และ  $r_{oc} \approx g_{m2} r_{ds2} r_{ds1} = g_{m1} r_{ds1}^2$  และ  $A''_v = -(g_{m1} r_{ds1})^2 = A_v^2$  ดังนั้นจะเห็นว่าเทคนิคคาสโคดให้  $A_v$  เป็นกำลังสองเท่า โดยที่ใช้กระแสไฟเท่าเดิม และเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรในรูปที่ 1.28(ก) ในด้านการใช้พื้นที่ชิพ จะเห็นได้ว่าวงจรในรูปที่ 1.28(ข) ใช้พื้นที่เกิดเป็น 4 เท่า หรือ  $4WL$  ในขณะที่วงจรในรูปที่ 1.28(ค) ใช้พื้นที่เกิดเพิ่มขึ้นแค่ 2 เท่า หรือ  $2WL$  และในด้านแรงดันตกคร่อม (voltage headroom) วงจรในรูปที่ 1.28(ก) ใช้  $V_{DS1}(sat)$  วงจรในรูปที่ 1.28(ข) ใช้  $V'_{DS1}(sat) = 2V_{DS1}(sat)$  เพราะว่ามี  $(w/L)$  ลดลง 4 เท่า และในรูปที่ 1.28(ค) ใช้เท่ากับ  $V_{DS1}(sat) + V_{DS2}(sat) = 2V_{DS1}(sat)$  ดังนั้นวงจรคาสโคดต้องการแรงดันตกคร่อมเท่ากับกับวงจรในรูปที่ 1.28(ข) ทำให้เราสามารถสรุปได้ว่าเทคนิคคาสโคดเป็นวิธีที่ใช้ในการเพิ่มความต้านทานเอาต์พุตและอัตราขยายที่ดี



รูปที่ 1.28: เปรียบเทียบการเพิ่ม  $r_{oc}$  ด้วยการเพิ่ม  $L$  ของ  $M_1$  หรือการเพิ่มมอสเฟตคาสโคด  $M_2$



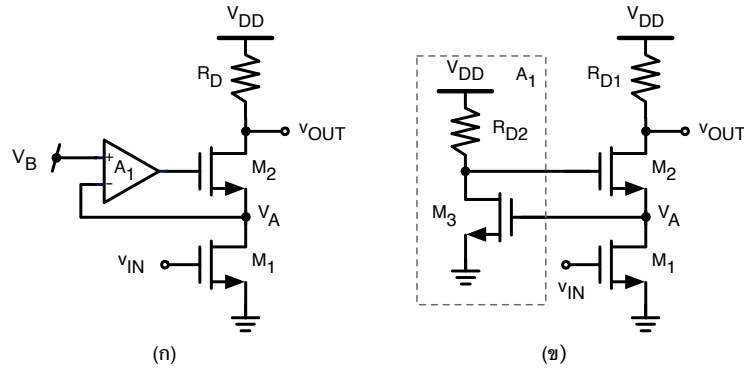
รูปที่ 1.29: วงจรขยายคาสโคด 3 ชั้น

เราสามารถเพิ่ม  $r_{oc}$  ให้มากขึ้นอีกได้โดยการเพิ่มจำนวนมอสเฟตคาสโคด เช่นวงจรขยายคาสโคด 3 ชั้น (triple cascode) ในรูปที่ 1.29 ซึ่งจะได้  $r_{oc} \approx g_{m3}r_{ds3}r_{oa} = g_{m3}r_{ds3}(g_{m2}r_{ds2}r_{ds1})$  แต่มีข้อเสียคือวงจรต้องการมีแรงดันตกคร่อมมากขึ้น ( $\sim 3V_{DS}(sat)$ ) ทำให้มีช่วงการแกว่ง  $v_{out}$  น้อย ไม่เหมาะสมสำหรับการทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ

### 1.4.2 วงจรขยายคาสโคดแอคทีฟ (Active cascode amplifier)

เราสามารถเพิ่ม  $r_{oc}$  และอัตราขยาย ของวงจรขยายคาสโคดได้ด้วยการใช้วงจรขยายในรูปการป้อนกลับแบบลบระหว่างขาเกตและขาซอร์สของ  $M_2$  ดังแสดงในรูปที่ 1.30(ก) ซึ่งเราเรียกว่า วงจรขยายคาสโคดแอคทีฟ (active cascode) หรือวงจรขยายคาสโคดเรกูเลต (regulated cascode) โดยใช้วงจรขยาย  $A_1$  ในรูปป้อนกลับแบบลบเพื่อควบคุม  $V_{DS1}$  ให้มีค่าคงที่ โดยถ้า  $A_1$  มีอัตราขยายเป็นอนันต์ แรงดันขาบวกและขาลบของ  $A_1$  จะมีค่าเท่ากับ หรือ  $V_{DS1}$  ( $V_A$ ) จะมีค่าเท่ากับ  $V_B$  ทำให้  $V_{DS1}$  และ  $i_{DS1}$  มีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตาม  $v_{OUT}$  ทำให้ความต้านทาน  $r_{oc}$  มีค่าเป็นอนันต์ ในทางปฏิบัติ  $A_1$  มีอัตราขยายจำกัด ทำให้  $V_{DS1}$  มีค่าไม่คงที่และแปรผันตาม  $v_{OUT}$  เล็กน้อย ทำให้  $r_{oc}$  มีค่าน้อยกว่าอนันต์

วงจรขยายคาสโคดแอคทีฟมีรูปการป้อนกลับแบบลบที่อธิบายได้ดังต่อไปนี้ สมมติให้  $v_{OUT}$  มีค่าเพิ่มขึ้น จะทำให้  $i_{OUT}$  และ  $i_{D2}$  เพิ่มขึ้น ทำให้  $i_{D1}$  และ  $v_{DS1}$  เพิ่มขึ้น แรงดัน  $v_{DS1}$  ที่เพิ่มขึ้นจะถูกขยายด้วยอัตราขยาย  $-A_1$  ทำให้แรงดันเกตของ  $M_2$  มีค่าลดลง ซึ่งจะทำให้  $i_{D2}$  และ  $i_{OUT}$  ลดลง ไปลดผลการเพิ่ม



รูปที่ 1.30: วงจรขยายคาสโคดแอกทีฟ หรือ คาสโคดเรกูเลต

ชั้นของ  $i_{OUT}$  ในตอนแรก ดังนั้นรูปการป้อนกลับแบบลบจะควบคุมและรักษา  $i_{OUT}$  ให้มีค่าค่อนข้างคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตาม  $v_{OUT}$  มากนัก หรือวงจรมีความต้านทานเอาต์พุตเพิ่มขึ้นนั่นเอง เราสามารถวิเคราะห์หา  $r_{oc}$  ได้โดยพิจารณาวงจรสมมูลของวงจรขยายคาสโคดในรูปที่ 1.25(ข) และใช้ค่า  $v_{gs2}$  เท่ากับ

$$v_{gs2} = v_{g2} - v_{s2} = v_{g2} - v_{ds1} = (0 - v_{ds1}) A_1 - v_{ds1} = -(A_1 + 1) v_{ds1} \quad (1.74)$$

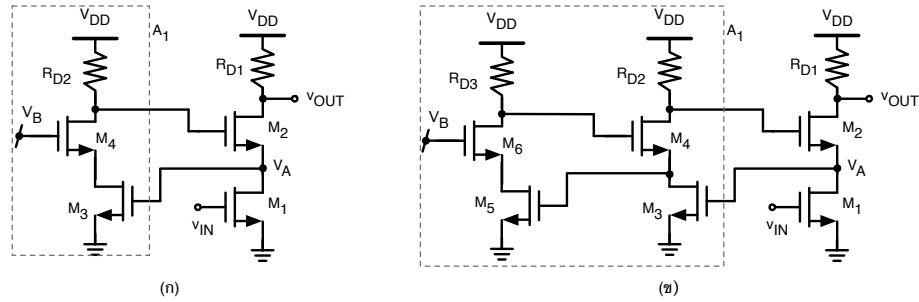
ซึ่งเมื่อเทียบกับวงจรขยายคาสโคดในรูปที่ 1.25(ข) ซึ่งมี  $v_{gs2} = -v_{ds1}$  วงจรขยายคาสโคดแอกทีฟจะมี  $v_{gs2}$  เพิ่มขึ้น  $(A_1 + 1)$  เท่า ดังนั้นเราสามารถวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรขยายคาสโคดแอกทีฟได้โดยใช้ผลการวิเคราะห์ของวงจรขยายคาสโคด แล้วแทนที่  $v_{gs2}$  ด้วย  $v_{gs2} (A_1 + 1)$  หรือแทนที่  $g_{m2}$  ด้วย  $g_{m2} (A_1 + 1)$  หรือเราอาจกล่าวได้ว่าวงจรขยายคาสโคดแอกทีฟมีคุณลักษณะเหมือนวงจรขยายคาสโคดที่มีค่า  $g_{m2}$  เพิ่มขึ้น  $(A_1 + 1)$  เท่า ดังนั้นจาก (1.62) และ (1.63) เราจะได้  $G_{mi}$  และ  $r_{oc}$  ของวงจรขยายคาสโคดแอกทีฟเท่ากับ

$$G_{mi} = \frac{i_{out}}{v_{in}} = -g_{m1} \frac{1}{1 + \frac{g_{ds1}}{g_{m2}(A_1+1)+g_{ds2}+g_{mb2}}} \approx -g_{m1} \quad (1.75)$$

$$r_{oc} = r_{ds2} (1 + (g_{m2} (A_1 + 1) + g_{ds2} + g_{mb2}) r_{ds1}) \approx (A_1 + 1) g_{m2} r_{ds2} r_{ds1} \quad (1.76)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรขยายคาสโคดแอกทีฟให้ค่า  $G_{mi}$  โดยประมาณเท่าเดิม และมี  $r_{oc}$  เพิ่มขึ้น  $(A_1 + 1)$  เท่า เมื่อเทียบกับวงจรขยายคาสโคด

รูปที่ 1.30(ก) แสดงตัวอย่างวงจรขยายคาสโคดแอกทีฟอย่างง่าย ที่ใช้วงจรขยายซอร์สร่วม ( $M_3$  และ  $R_{D2}$ ) เป็น  $A_1$  โดยมี  $v_{g2} = -A_1 v_{ds1}$  เมื่อ  $A_1 = g_{m3} (r_{ds3} \parallel R_{D2}) \approx g_{m3} R_{D2}$  ดังนั้นวงจรจะมี  $r_{oc} \approx (g_{m3} R_{D2} + 1) g_{m2} r_{ds2} r_{ds1}$  และถ้า  $R_{D2} \rightarrow \infty$  หรือมีแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติเป็นโหลด เราจะได้  $r_{oc} \approx (g_{m3} r_{ds3} + 1) g_{m2} r_{ds2} r_{ds1}$  เราสามารถเพิ่ม  $A_1$  ได้ด้วยการใช้เทคนิคคาสโคด และวงจรขยายหลายภาค



รูปที่ 1.31: วงจรขยายคาสโคดแอกทีฟหลายภาค (multi-stage regulated cascode)

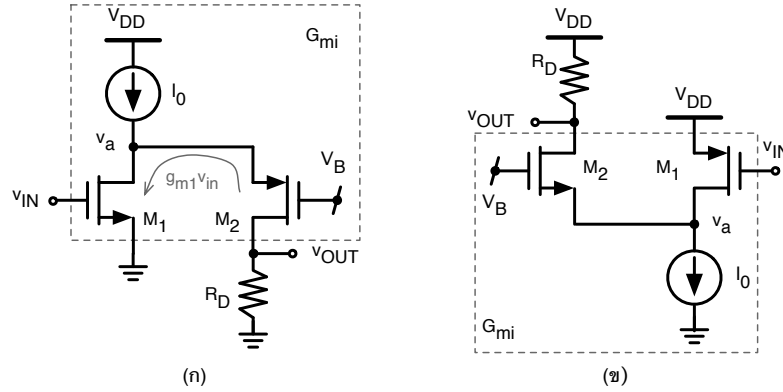
(multi-stage regulated cascode) ดังในรูปที่ 1.31(ก) และ (ข) ตามลำดับ โดยในรูปที่ 1.31(ก) มี  $A_1 \approx g_{m3} (g_{m4} r_{ds4} r_{ds3} \parallel R_{D2})$  และในรูปที่ 1.31(ข) มี  $A_1 \approx g_{m3} (g_{m4} r_{ds4} r_{ds3} \parallel R_{D2}) \cdot g_{m5} (g_{m6} r_{ds6} r_{ds5} \parallel R_{D3})$

ข้อจำกัดของวงจรขยายคาสโคดแอกทีฟ คือ  $r_{oc}$  จะมีค่าเพิ่มมากขึ้นเมื่อ  $A_1$  มีค่ามาก ในทางปฏิบัติ  $A_1$  จะมีค่าลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น ทำให้วงจรมีประสิทธิภาพการทำงานลดลงที่ความถี่สูง และเนื่องจากมีอุปกรณ์ป้อนกลับแบบลบ วงจรอาจไม่มีเสถียรภาพได้ถ้าหากเราออกแบบไม่เหมาะสม

### 1.4.3 วงจรขยายคาสโคดแบบพับ (Folded cascode amplifier)

วงจรขยายคาสโคดมีหลักการการทำงานโดยใช้ภาคซอร์สรวมแปลงแรงดันอินพุตเป็นกระแสที่ถูกป้อนเข้าภาคเกตร่วมไปยังเอาต์พุต วงจรขยายคาสโคดที่กล่าวมาข้างต้นใช้มอสเฟตชนิดเดียวกันในการสร้างภาคซอร์สรวมและภาคเกตร่วม ซึ่งเราอาจเรียกว่า วงจรคาสโคดแบบต่อซ้อนกัน (telescopic cascode) โดยหลักการ เราสามารถใช้มอสเฟตคนละชนิดกันเป็นภาคซอร์สรวมและภาคเกตร่วมได้ ดังแสดงในรูปที่ 1.32 เราเรียกว่า วงจรขยายคาสโคดแบบพับ ซึ่งสามารถให้การแกว่งแรงดันเอาต์พุตได้มากกว่าวงจรขยายคาสโคดแบบต่อซ้อนกัน แต่มีข้อเสียคือต้องใช้กระแสไฟมากกว่าเพราะว่า  $M_1$  และ  $M_2$  ต้องใช้กระแสไบอัสแยกกัน ในขณะที่ในวงจรขยายคาสโคดแบบต่อซ้อนกัน  $M_1$  และ  $M_2$  ใช้กระแสไบอัสร่วมกัน วงจรขยายคาสโคดแบบพับ ในรูปที่ 1.32(ก) ควรมีการไบอัสโดยให้  $V_B + V_{SG2} \geq V_{IN} - V_{TH1}$  เพื่อให้  $M_1$  ทำงานในย่านอิมิตัว และ  $V_B \geq V_{OUT} - |V_{TH2}|$  เพื่อให้  $M_2$  ทำงานในย่านอิมิตัว

เราจะวิเคราะห์วงจรขยายคาสโคดแบบพับด้วยหลักความเข้าใจ โดยพิจารณาในรูปที่ 1.32(ก) ภาคซอร์สรวมโดยมอสเฟต  $M_1$  จะแปลง  $v_{in}$  เป็นกระแส  $i_{d1} = g_{m1} v_{in}$  ส่งผ่านไปยังภาคเกตร่วม  $M_2$  และหากแหล่งจ่ายกระแส  $I_0$  มีความต้านทานเอาต์พุตเป็นอนันต์ กระแส  $i_{d1}$  ทั้งหมดจะถูกส่งผ่าน  $M_2$  ไปยังเอาต์พุต ดังนั้นวงจรจะมี  $G_{mi} \approx -g_{m1}$  และถ้าเราให้  $I_0$  มีความต้านทานเอาต์พุต  $r_0$  เราสามารถจะวิเคราะห์หา  $G_{mi}$  ได้โดยพิจารณาวงจรในรูปที่ 1.33(ก) ซึ่งแสดงให้เห็นว่า  $i_{d1} = g_{m1} v_{in}$  จะไหลไปยัง  $r_0$  และ  $M_2$  โดยถูกแบ่งกระแสระหว่าง  $r_0$  และค่าความต้านทานที่ขาซอร์สของ  $M_2$  ซึ่งมีค่าประมาณ  $1/(g_{m2} + g_{mb2})$  ดังนั้นเราจะได้ว่า



รูปที่ 1.32: วงจรขยายคาสโค้ดแบบพับ (ก) ใช้ NMOS อินพุต และ (ข) ใช้ PMOS อินพุต

$$i_{out} = -i_1 = -i_{d1} \frac{r_0}{r_0 + 1/(g_{m2} + g_{mb2})} = \left[ -g_{m1} \frac{r_0}{r_0 + 1/(g_{m2} + g_{mb2})} \right] v_{in} \quad (1.77)$$

และ

$$G_{mi} = -g_{m1} \frac{r_0}{r_0 + 1/(g_{m2} + g_{mb2})} \quad (1.78)$$

โดยถ้าหาก  $r_0 \gg 1/(g_{m2} + g_{mb2})$  เราจะได้  $G_{mi} \approx -g_{m1}$  ดังนั้นวงจรขยายคาสโค้ดแบบพับจะมีค่า  $G_{mi}$  เท่ากับวงจรขยายคาสโค้ดแบบต่อซ้อนกัน

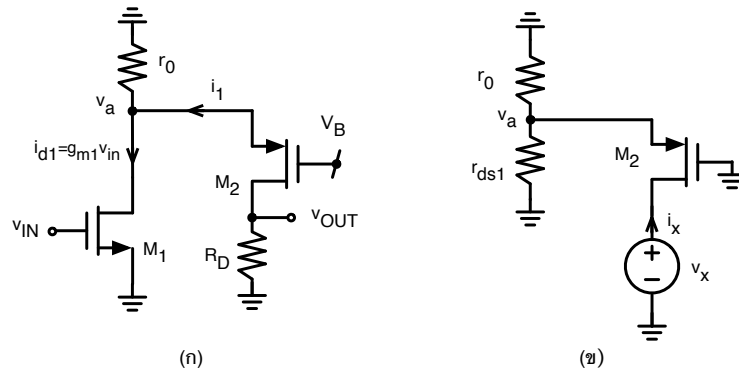
ถัดไป เราสามารถหา  $r_{oc}$  ของ  $G_{mi}$  ได้โดยพิจารณาวงจรในรูปที่ 1.33(ข) ที่มี  $v_{in} = V_B = 0$  เราจะเห็นว่าที่จุด  $v_a$  จะมีความต้านทาน  $r_0$  และ  $r_{ds1}$  ต่อขนานกัน และวงจรมีรูปแบบเดียวกันกับวงจรที่ใช้วิเคราะห์ความต้านทาน  $r_{oc}$  ของวงจรขยายซอร์สรวมที่ใช้เทคนิคซอร์สตีเจนเนอเรชันในรูปที่ 1.15 โดยมี  $R_S = (r_0 \parallel r_{ds1})$  และเราจะเขียนได้ว่า

$$r_{oc} = r_{ds2} (1 + (g_{m2} + g_{ds2} + g_{mb2}) (r_0 \parallel r_{ds1})) \quad (1.79)$$

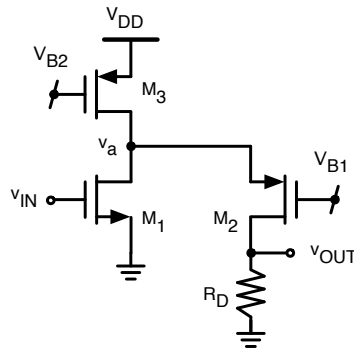
ดังนั้นเราจะได้อัตราขยายเท่ากับ  $A_v = G_{mi} (r_{oc} \parallel R_D)$  และถ้าให้  $r_0 \gg 1/(g_{m2} + g_{mb2})$  และ  $g_{m2} \gg g_{ds2}$  เราจะได้

$$A_v \approx -g_{m1} (g_{m2} + g_{mb2}) r_{ds2} (r_0 \parallel r_{ds1}) \quad (1.80)$$

ถ้าเราสร้าง  $I_0$  ด้วยมอสเฟต  $M_3$  ที่ทำงานในย่านอิมิตัว ดังในรูปที่ 1.34 เราจะมี  $r_0 = r_{ds3}$  และถ้าสมมติให้  $r_{ds3} = r_{ds1}$  เราจะได้  $(r_0 \parallel r_{ds1}) = 0.5r_{ds1}$  และ



รูปที่ 1.33: การวิเคราะห์ (ก)  $G_{mi}$  และ (ข)  $r_{oc}$  ของวงจรคาสโคดแบบพับ



รูปที่ 1.34: วงจรขยายคาสโคดแบบพับที่ใช้มอสเฟตเป็นแหล่งจ่ายกระแส

$$r_{oc} \approx \frac{(g_{m2} + g_{mb2}) r_{ds2} r_{ds1}}{2} \quad (1.81)$$

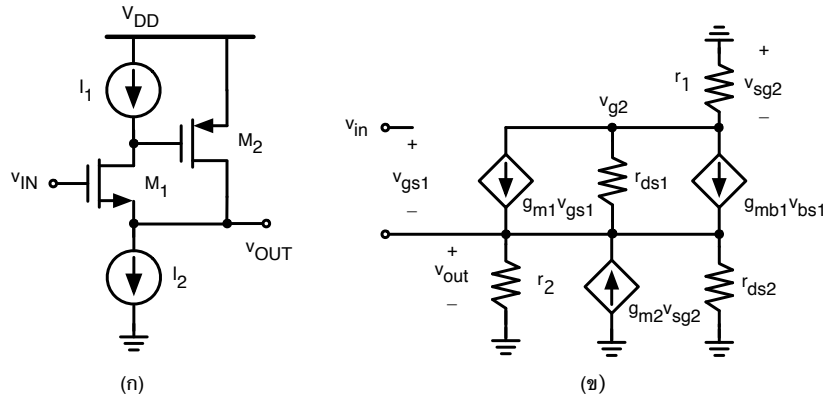
ซึ่งมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของ  $r_{oc}$  ของวงจรขยายคาสโคดแบบต่อซ้อนกัน ใน (1.64) ดังนั้น

$$A_v \approx -g_{m1} \frac{(g_{m2} + g_{mb2}) r_{ds2} r_{ds1}}{2} \quad (1.82)$$

ซึ่งมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของอัตราขยายสูงสุดของวงจรขยายคาสโคดแบบต่อซ้อนกัน ใน (1.67)

## 1.5 วงจรตามแรงดันที่ใช้การป้อนกลับแบบลบ (feedback source-follower circuit)

ในหัวข้อ 1.3.3 เราได้อธิบายถึงวงจรขยายเดรนร่วมที่ทำหน้าที่เป็นวงจรตามแรงดัน (voltage follower) ซึ่งต้องการ  $r_{out}$  ที่มีค่าต่ำ และ (1.59) แสดงให้เห็นว่าวงจรขยายเดรนร่วมมี  $r_{out} \sim 1/(g_m + g_{mb})$  ซึ่งอาจ



รูปที่ 1.35: วงจรตามแรงดันที่ใช้การป้อนกลับแบบลบ

มีค่ามากเกินไปในการประยุกต์ใช้งานบางอย่าง โดยเฉพาะในกรณีที่ต้องการขับโหลดตัวต้านทานต่ำๆ เราสามารถลด  $r_{out}$  ได้ด้วยการเพิ่ม  $g_m$  ด้วยการเพิ่ม  $(W/L)$  หรือ  $I_D$  ของมอสเฟต ซึ่งต้องใช้พื้นที่ชิพและกำลังงานมากขึ้น ในหัวข้อนี้เราจะอธิบายถึงเทคนิคการลด  $r_{out}$  ของวงจรตามแรงดันด้วยการใช้การป้อนกลับแบบลบ เพื่อประหยัดการสิ้นเปลืองพื้นที่ชิพและกำลังงาน

รูปที่ 1.35 แสดงตัวอย่างวงจรตามแรงดันที่ใช้การป้อนกลับแบบลบด้วย  $M_2$  และมีกระแสไบอัสไฟตรง  $I_{D1} = I_2$  และ  $I_{D2} = I_2 - I_1$  วงจรมีการป้อนกลับแบบลบที่อธิบายได้ดังนี้ ถ้าสมมติให้  $v_{in}$  มีค่าคงที่ แต่  $v_{out}$  มีค่าเพิ่มขึ้น จะทำให้  $v_{gs1}$  และ  $i_{D1}$  มีค่าลดลง ทำให้  $v_{g2}$  มีค่าเพิ่มขึ้น และ  $v_{sg2}$  มีค่าน้อยลง ทำให้  $i_{D2}$  มีค่าน้อยลง ทำให้  $v_{out}$  มีค่าลดลงและหักล้างกับการเพิ่มขึ้นในตอนแรก ซึ่งจะเห็นได้ว่าการป้อนกลับแบบลบจะช่วยรักษา  $v_{out}$  ให้มีค่าค่อนข้างคงที่ หรือวงจรมีความต้านทานเอาต์พุตลดน้อยลง

รูปที่ 1.35(ข) แสดงวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 1.35(ก) โดยมี  $r_1$  และ  $r_2$  คือความต้านทานเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  ตามลำดับ  $v_{gs1} = v_{in} - v_{out}$  และ  $v_{bs1} = 0 - v_{out} = -v_{out}$  และ  $v_{sg2} = 0 - v_{g2} = -v_{g2}$  และ  $v_{bs2} = 0$  และใช้  $KCL$  ที่จุด  $v_{out}$  เราจะได้

$$\frac{v_{out}}{r_2} + g_{ds2}v_{out} = g_{m1}(v_{in} - v_{out}) + g_{ds1}(v_{g2} - v_{out}) - g_{mb1}v_{out} - g_{m2}v_{g2} \quad (1.83)$$

และใช้  $KCL$  ที่จุด  $v_{g2}$  เราจะได้

$$0 = \frac{v_{g2}}{r_1} + g_{m1}(v_{in} - v_{out}) + g_{ds1}(v_{g2} - v_{out}) - g_{mb1}v_{out} \quad (1.84)$$

จาก (1.83) และ (1.84) เราสามารถแสดงได้ว่า

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{g_{m1}r_{ds1}}{1 + (g_{m1} + g_{mb1})r_{ds1} + \frac{(r_1+r_{ds1})}{(r_2||r_{ds2})(1+g_{m2}r_1)}} \quad (1.85)$$

ถ้า  $r_1$  และ  $r_2$  มีค่ามาก เราจะได้

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} \approx \frac{g_{m1}r_{ds1}}{1 + (g_{m1} + g_{mb1})r_{ds1} + \left(\frac{1}{g_{m2}r_{ds2}}\right)} \quad (1.86)$$

ซึ่งมีค่าน้อยกว่าอัตราขยายของวงจรขยายเดรนร่วมใน (1.55) แต่ถ้า  $g_{m2}r_{ds2} \gg 1$  ผลต่างของอัตราขยายจะมีค่าน้อยมาก ดังนั้นเราสามารถสรุปได้ว่า วงจรตามแรงดันที่ใช้การป้อนกลับแบบลบมีผลกระทบน้อยมากกับอัตราขยาย

เราจะวิเคราะห์หาความต้านทานเอาต์พุตของวงจร โดยพิจารณาวงจรสมมูลในรูปที่ 1.36 ที่มี  $v_{in} = 0$  และป้อนแรงดันทดสอบ  $v_x$  ที่เอาต์พุต หรือ  $v_x = v_{out}$  และมี  $v_{gs1} = 0 - v_{out} = -v_{out} = -v_x$  และ  $v_{bs1} = 0 - v_{out} = -v_{out} = -v_x$  และใช้ KCL ที่จุด  $v_{out}$  เราจะได้

$$i_x = \frac{v_x}{r_2} + g_{ds2}v_x + g_{m2}v_{g2} + g_{m1}v_x + g_{mb1}v_x - g_{ds1}(v_{g2} - v_x) \quad (1.87)$$

และใช้ KCL ที่จุด  $v_{g2}$  เราจะได้

$$-g_{m1}v_x - g_{mb1}v_x + g_{ds1}(v_{g2} - v_x) + \frac{v_{g2}}{r_1} = 0 \quad (1.88)$$

จาก (1.87) และ (1.88) เราสามารถแสดงได้ว่า

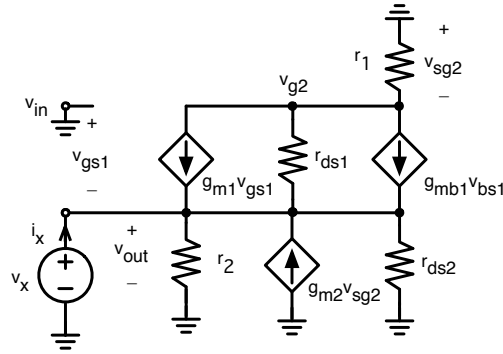
$$r_{out} = \frac{v_x}{i_x} = r_2 \parallel r_{ds2} \parallel \left( \frac{r_{ds1} + r_1}{[1 + (g_{m1} + g_{mb1})r_{ds1}](1 + g_{m2}r_1)} \right) \quad (1.89)$$

ถ้า  $r_1$  และ  $r_2$  มีค่ามาก และ  $r_{ds2}$  มีค่ามาก และ  $(g_{m1} + g_{mb1})r_{ds1} \gg 1$  เราจะได้

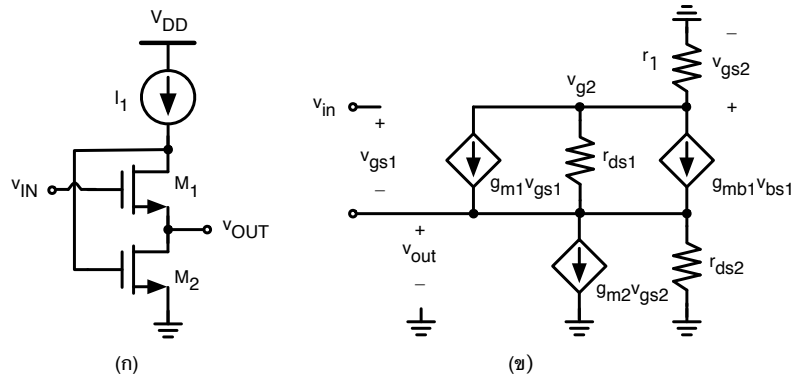
$$r_{out} \approx \frac{1}{(g_{m1} + g_{mb1})} \cdot \left( \frac{1}{g_{m2}r_{ds1}} \right) \quad (1.90)$$

ซึ่งถ้าเปรียบเทียบกับ  $r_{out}$  ของวงจรขยายเดรนร่วมใน (1.59) จะเห็นได้ว่าการป้อนกลับแบบลบผ่าน  $M_2$  ทำให้  $r_{out}$  มีค่าลดลงไป  $g_{m2}r_{ds1}$  เท่า

รูปที่ 1.37 แสดงตัวอย่างวงจรตามแรงดันที่ใช้การป้อนกลับแบบลบอีกหนึ่งวงจร ซึ่งมักถูกเรียกว่า วงจรตามแรงดันแบบพลิกกลับ (Flipped voltage follower: FVF) โดยมีการป้อนกลับแบบลบผ่าน  $M_2$  ข้อดีของวงจร FVF เมื่อเทียบกับวงจรในรูปที่ 1.35 คือ ใช้กำลังงานน้อยกว่า เพราะ  $M_1$  และ  $M_2$  ใช้กระแสไบอัสไฟตรงร่วมกัน วงจร FVF มี  $v_{GS1} = v_{IN} - v_{OUT}$  และ  $v_{D1} = v_{GS2}$  และ  $v_{DS2} = v_{OUT}$  ดังนั้นเราควรกำหนดให้  $V_{GS2} - V_{OUT} \geq V_{IN} - V_{OUT} - V_{TH1}$  หรือ  $V_{GS2} \geq V_{IN} - V_{TH1}$  เพื่อให้  $M_1$  ทำงานในย่านอิ่มตัว และให้  $V_{OUT} \geq V_{GS2} - V_{TH2}$  หรือ  $V_{GS2} \leq V_{OUT} + V_{TH2}$  เพื่อให้  $M_2$  ทำงานในย่านอิ่มตัว ดังนั้นเราควรกำหนดให้



รูปที่ 1.36: การวิเคราะห์  $r_{out}$  ของวงจรตามแรงดันที่ในรูปที่ 1.35



รูปที่ 1.37: วงจรตามแรงดันแบบพลิกกลับ (Flipped voltage follower: FVF)

$$V_{IN} - V_{TH1} \leq V_{GS2} \leq V_{OUT} + V_{TH2} \quad (1.91)$$

และวงจรจะมีช่วงการแกว่ง  $v_{OUT(max)} \leq V_{DD} - V_{TH1}$  เมื่อ  $v_{IN} = V_{DD}$  และมี  $v_{OUT(min)} \geq V_{DS2(sat)}$

เราจะวิเคราะห์หาอัตราขยายของวงจร FVF ได้โดยพิจารณาวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ 1.37(ข) โดยมี  $r_1$  คือความต้านทานเอาท์พุทของแหล่งจ่ายกระแส  $I_1$  ถ้าพิจารณาใช้  $KCL$  ที่จุด  $v_{out}$  เราจะได้

$$g_{m1}(v_{in} - v_{out}) + g_{ds1}(v_{g2} - v_{out}) + g_{mb1}(0 - v_{out}) = g_{m2}v_{g2} + g_{ds2}v_{out} \quad (1.92)$$

และใช้  $KCL$  ที่จุด  $v_{g2}$  เราจะได้

$$g_{m1}(v_{in} - v_{out}) + g_{ds1}(v_{g2} - v_{out}) + g_{mb1}(0 - v_{out}) + \frac{v_{g2}}{r_1} = 0 \quad (1.93)$$

จาก (1.92) และ (1.93) เราสามารถแสดงได้ว่า

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{g_{m1}r_{ds1}}{1 + (g_{m1} + g_{mb1})r_{ds1} + \frac{(r_1 + r_{ds1})}{r_{ds2}(1 + g_{m2}r_1)}} \quad (1.94)$$

ถ้า  $r_1$  มีค่ามาก เราจะได้  $A_v$  มีค่าเท่ากับ (1.86) เหมือนกับ  $A_v$  วงจรในรูปที่ 1.35 ซึ่งจะมีค่าน้อยกว่า  $A_v$  ของวงจรขยายเดรนร่วมใน (1.55) แต่ถ้า  $g_{m2}r_{ds2} \gg 1$  ผลต่างของ  $A_v$  จะมีค่าน้อยมาก ดังนั้นวงจร FVF จะมีอัตราขยายเหมือนกันกับวงจรตามแรงดันที่ใช้การป้อนกลับแบบลบในรูปที่ 1.35

เราจะวิเคราะห์หาความต้านทานเอาต์พุตของวงจร โดยพิจารณาวงจรสมมูลในรูปที่ 1.38 ที่มี  $v_{in} = 0$  และป้อนแรงดันทดสอบ  $v_x$  ที่เอาต์พุต หรือ  $v_x = v_{out}$  และมี  $v_{gs1} = 0 - v_{out} = -v_{out} = -v_x$  และ  $v_{bs1} = 0 - v_{out} = -v_{out} = -v_x$  และใช้ KCL ที่จุด  $v_{out}$  เราจะได้

$$i_x = g_{ds2}v_x + g_{m2}v_{g2} + g_{m1}v_x + g_{mb1}v_x + g_{ds1}(v_x - v_{g2}) \quad (1.95)$$

และใช้ KCL ที่จุด  $v_{g2}$  จะได้

$$-g_{m1}v_x - g_{mb1}v_x + g_{ds1}(v_{g2} - v_x) + \frac{v_{g2}}{r_1} = 0 \quad (1.96)$$

จาก (1.95) และ (1.96) เราสามารถแสดงได้ว่า

$$r_{out} = \frac{v_x}{i_x} = r_{ds2} \parallel \left( \frac{r_{ds1} + r_1}{[1 + (g_{m1} + g_{mb1})r_{ds1}](1 + g_{m2}r_1)} \right) \quad (1.97)$$

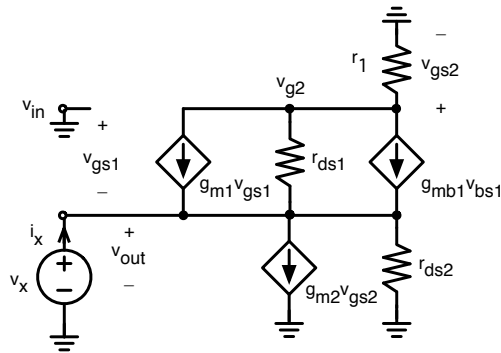
ถ้า  $r_1$  มีค่ามาก และ  $r_{ds2}$  มีค่ามาก และ  $(g_{m1} + g_{mb1})r_{ds1} \gg 1$  เราจะได้

$$r_{out} \approx \frac{1}{(g_{m1} + g_{mb1})} \cdot \left( \frac{1}{g_{m2}r_{ds1}} \right) \quad (1.98)$$

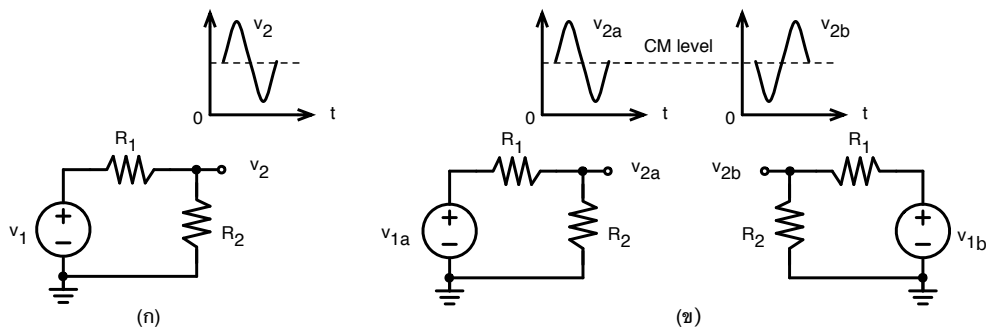
ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $r_{out}$  ใน (1.90) ของวงจรตามแรงดันในรูปที่ 1.35 ซึ่งจะมีค่าน้อยกว่า  $r_{out}$  ของวงจรขยายเดรนร่วมใน (1.59) อยู่  $g_{m2}r_{ds1}$  เท่า

## 1.6 วงจรขยายผลต่าง (Differential amplifier)

วงจรขยายผลต่างเป็นหนึ่งในวงจรที่สำคัญมากในระบบและวงจรแอนะล็อก เพราะมีคุณสมบัติที่สำคัญหลายประการ เช่น มีช่วงการแกว่งสัญญาณมากขึ้น กำจัดหรือลดทอนผลของสัญญาณรบกวนไม่ตรงกันได้ ลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ เราจะทำความเข้าใจหลักการทำงานในโหมดสัญญาณผลต่าง โดยพิจารณา รูปที่ ซึ่งแสดงสัญญาณข้างเดียว (single-ended signal) และสัญญาณผลต่าง (differential signal) โดย



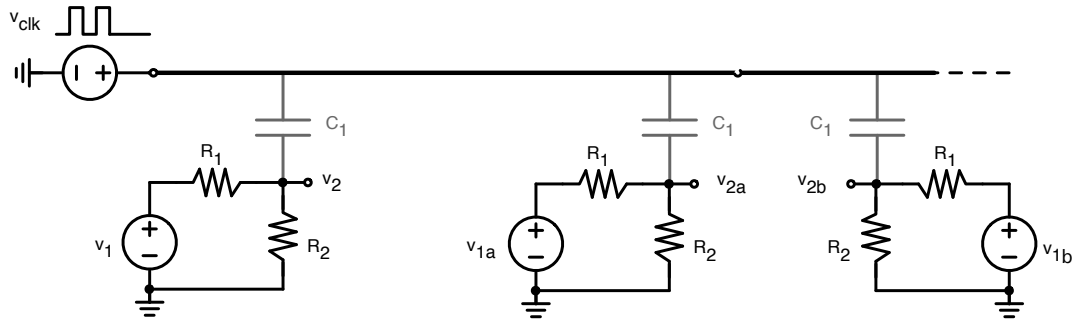
รูปที่ 1.38: การวิเคราะห์  $r_{out}$  ของวงจรตามแรงดันที่ในรูปที่ 1.37



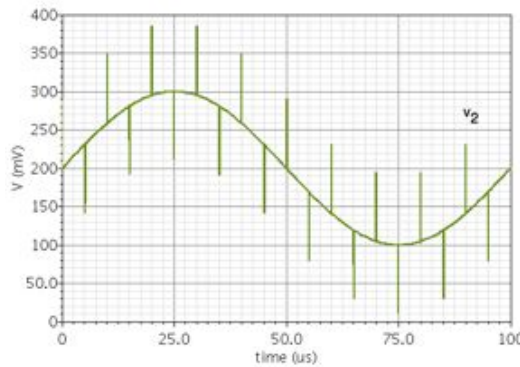
รูปที่ 1.39: (ก) สัญญาณข้างเดียว (single-ended signal) และ (ข) สัญญาณผลต่าง (differential signals)

สัญญาณข้างเดียว ( $v_2$ ) จะมีค่าที่อ้างอิงกับศักย์ไฟฟ้าคงที่ซึ่งส่วนมากคือกราวด์ ในขณะที่สัญญาณผลต่าง คือ ผลต่างของสัญญาณสองจุด ( $v_{2a}$  และ  $v_{2b}$ ) ที่มีขนาดเท่ากัน (equal amplitude) แต่มีเฟสกันข้าม (opposite phase) โดย  $v_{2a}$  และ  $v_{2b}$  มีแรงดันไฟตรงหรือแรงดันโหมตร่วม (common-mode: CM) เท่ากัน

คุณสมบัติที่สำคัญของการทำงานโหมตสัญญาณผลต่าง คือ ความสามารถในการกำจัดหรือลดทอนสัญญาณรบกวนโหมตร่วม เช่น สัญญาณนาฬิกาดิจิตอล หรือสัญญาณรบกวนที่เชื่อมโยงผ่านทางแรงดันไฟเลี้ยง หรือ กราวด์ ยกตัวอย่างเช่นในรูปที่ 1.40 ซึ่งสมมติว่ามีสัญญาณนาฬิกาดิจิตอลที่มีขนาดใหญ่วิ่งผ่านใกล้กับสัญญาณแอนะล็อกที่มีขนาดเล็ก และมีการเชื่อมโยงแบบสนามไฟฟ้าหรือผ่านตัวเก็บประจุ  $C_1$  (capacitive coupling) ระหว่างเส้นที่นำสัญญาณนาฬิกาดิจิตอล ( $v_{clk}$ ) และ เส้นที่นำสัญญาณแอนะล็อก ( $v_2$ ,  $v_{2a}$  และ  $v_{2b}$ ) รูปที่ 1.41 และ 1.42 แสดงรูปสัญญาณของแรงดัน  $v_2$ ,  $v_{2a}$  และ  $v_{2b}$  ที่ถูกรบกวนด้วย  $v_{clk}$  ตามลำดับ จะเห็นได้ว่า  $v_2$ ,  $v_{2a}$  และ  $v_{2b}$  เกิดการกระตุกแหลมตามจังหวะของ  $v_{clk}$  แต่สำหรับสัญญาณผลต่าง ( $v_{2a} - v_{2b}$ ) ในรูปที่ 1.42 จะเห็นว่าสามารถหักล้างและกำจัดสัญญาณรบกวนจาก  $v_{clk}$  ออกไปได้หมด ดังนั้นเราสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนโหมตร่วมได้ด้วยการทำงานในโหมตสัญญาณผลต่าง อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติ ความไม่สมพงษ์ต่างๆ ของวงจร ทำให้การหักล้างไม่สมบูรณ์และอาจยังคงมีสัญญาณรบกวน



รูปที่ 1.40: แบบจำลองการเชื่อมโยงของสัญญาณนาฬิกาติดต่อกับ (ก) สัญญาณข้างเดียว และ (ข) สัญญาณผลต่าง

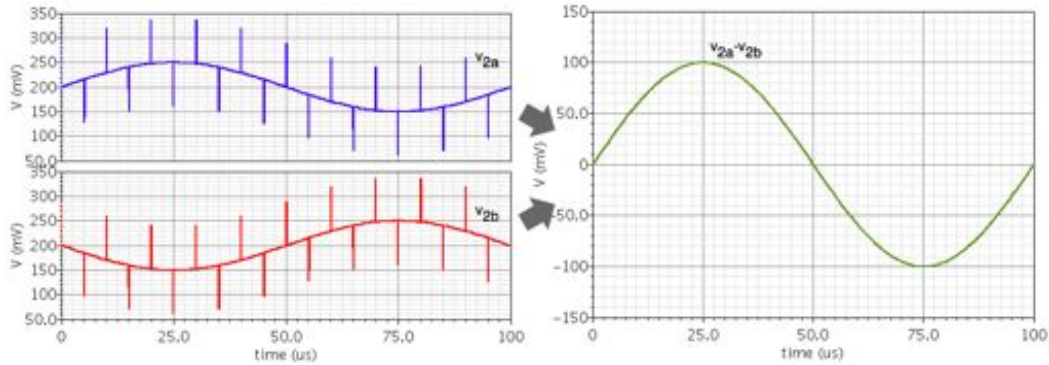


รูปที่ 1.41: รูปสัญญาณข้างเดียว  $v_2$  ในสภาวะถูกรบกวนด้วยสัญญาณนาฬิกาติดต่อกับ

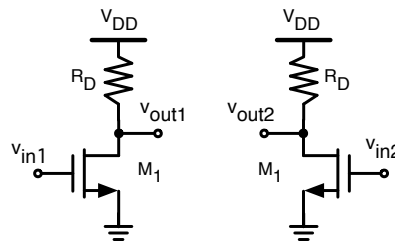
เหลืออยู่บ้าง

### 1.6.1 วงจรขยายผลต่างพื้นฐาน

เราสามารถสร้างวงจรขยายผลต่างอย่างง่ายได้โดยใช้วงจรขยายซอร์สร่วมที่เหมือนกันทุกประการ 2 วงจร ดังแสดงในรูปที่ 1.43 โดยป้อนแรงดันอินพุต  $v_{ina}$  และ  $v_{inb}$  ที่เป็นสัญญาณผลต่าง (differential) และ สมมาตร (balanced) ดังในรูปที่ 1.44(ก) และเราจะได้แรงดันเอาต์พุต  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  ดังในรูปที่ 1.44(ข) อย่างไรก็ตามถ้าหากแรงดันอินพุตไฟตรง หรืออินพุตโหมตร่วม (common-mode input voltage,  $V_{IC}$ ) มีการแปรปรวนหรือเปลี่ยนแปลงไป จะทำให้กระทบต่อการไบอัสไฟตรงของวงจร และทำให้ คุณสมบัติสัญญาณขนาดเล็กเปลี่ยนแปลงไป ทำให้อัตราขยายเปลี่ยนแปลงไป ส่งผลให้เกิดความผิดเพี้ยนต่อแรงดันเอาต์พุต ดังแสดงตัวอย่างในรูปที่ 1.44(ค)-(ง) เมื่อระดับแรงดันอินพุตโหมตร่วมมีค่าลดลง ทำให้  $I_D$  ของ  $M_{1a}$  และ  $M_{1b}$  ลดลง ระดับแรงดันไฟตรงของ  $v_{outa}$  และ  $v_{outb}$  เพิ่มขึ้นเข้าใกล้แรงดันไฟเลี้ยง ทำให้การแกว่งแรงดันเอาต์พุตด้านบนถูกจำกัดและเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ ดังนั้นจะเห็นได้ว่าการทำงานของวงจรขยายผลต่างอย่างง่ายในรูปที่ 1.43 ขึ้นอยู่กับระดับแรงดันอินพุตโหมตร่วมค่อนข้างมาก ซึ่งจำเป็น



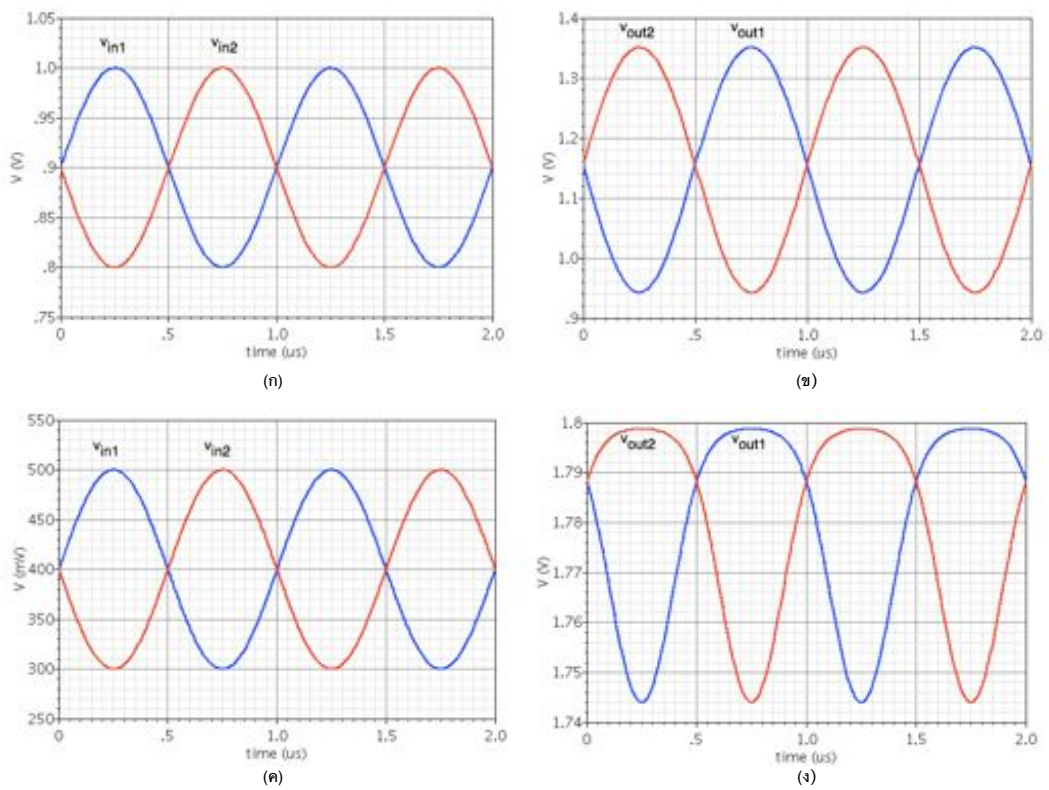
รูปที่ 1.42: รูปสัญญาณในสถานะถูกรบกวนด้วยสัญญาณนาฬิกาดิจิทัล (ก) แรงดันที่จุด  $v_{2a}$  และ  $v_{2b}$  (ข) แรงดันผลต่าง  $v_{2a} - v_{2b}$



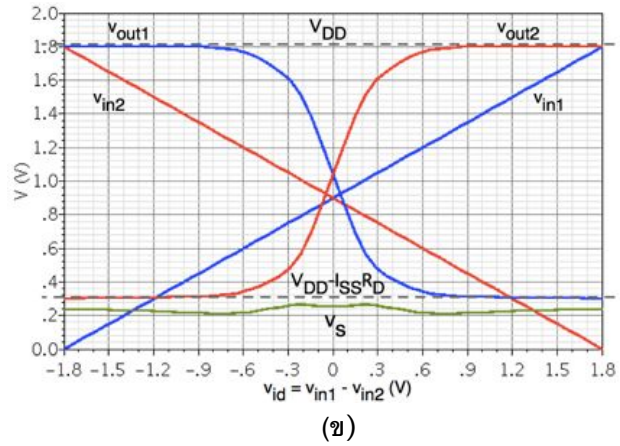
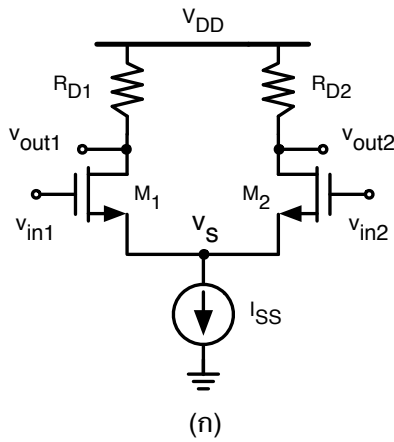
รูปที่ 1.43: วงจรขยายผลต่างอย่างง่าย หรือวงจรขยายพื้นฐานเทียม (pseudo-differential)

ต้องมีส่วนวงจรที่ควบคุมระดับแรงดันอินพุตโหมตร่วม (input common-mode voltage control) เราอาจเรียกวงจรในรูปที่ 1.43 ว่า วงจรขยายผลต่างเทียม (pseudo-differential amplifier)

เราสามารถแก้ไขปัญหของระดับแรงดันอินพุตโหมตร่วมที่กล่าวมาได้ โดยการต่อขาซอร์สของคู่มอสเฟตอินพุตเข้าด้วยกันแล้วไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสไฟตรง ( $I_{SS}$ ) ลงกราวด์ ดังแสดงในรูปที่ 1.45(ก) ซึ่งเป็นวงจรขยายผลต่างพื้นฐาน (basic differential amplifier) และเราเรียกโครงสร้างมอสเฟตอินพุตคู่นี้ในลักษณะนี้ว่า คูผลต่าง (differential pair) หรือ คูซอร์สร่วม (source-coupled pair) การใช้แหล่งจ่ายกระแสทาง (tail current source)  $I_{SS}$  ทำให้ผลรวม  $i_{D1} + i_{D2} = I_{SS}$  มีค่าเป็นอิสระกับแรงดันอินพุตโหมตร่วม ( $V_{IC}$ ) ดังนั้นถ้า  $V_{IN1} = V_{IN2}$  และมอสเฟตทั้งคู่มีความสมมาตรกันทุกประการ เราจะได้กระแสไฟตรง  $I_{D1} = I_{D2} = 0.5I_{SS}$  ดังนั้นถ้า  $R_{D1} = R_{D2} = R_D$  ระดับแรงดันไฟตรงที่เอาท์พุตจะมีค่าเท่ากับ  $V_{OC1} = V_{OC2} = V_{DD} - 0.5I_{SS}R_D$  ซึ่งมีค่าเป็นอิสระกับ  $V_{IC}$  รูปที่ 1.45(ข) แสดงคุณลักษณะไฟตรงของวงจรขยายผลต่างพื้นฐานที่มี  $V_{DD} = 1.8V$  โดยมีแรงดันอินพุตผลต่าง  $v_{id} = v_{in1} - v_{in2}$  เพิ่มขึ้นจาก  $-1.8V$  เป็น  $+1.8V$  เมื่อ  $v_{id}$  มีค่าลบมากๆ  $M_1$  จะปิด (OFF) และ  $M_2$  จะเปิด (ON) ทำให้  $i_{D1} = 0$  และ  $i_{D2} = I_{SS}$  ดังนั้น  $v_{out1} = V_{DD}$  และ  $v_{out2} = V_{DD} - I_{SS}R_D$  และเมื่อ  $v_{id}$  มีค่าบวกมากๆ  $M_1$  จะเปิด (ON) และ  $M_2$  จะปิด (OFF) ทำให้  $i_{D1} = I_{SS}$  และ  $i_{D2} = 0$  ดังนั้น  $v_{out1} = V_{DD} - I_{SS}R_D$  และ  $v_{out2} = V_{DD}$  ดังนั้นแรงดันเอาท์พุตผลต่าง  $v_{od} = v_{out1} - v_{out2}$  จะมีค่าเท่ากับ  $+I_{SS}R_D$  และ  $-I_{SS}R_D$  ตามลำดับ ซึ่งจะ



รูปที่ 1.44: ผลของแรงดันอินพุตโหมตรง่วมต่อการแกว่งแรงดันเอาต์พุตของวงจรขยายผลต่างแบบเพียม

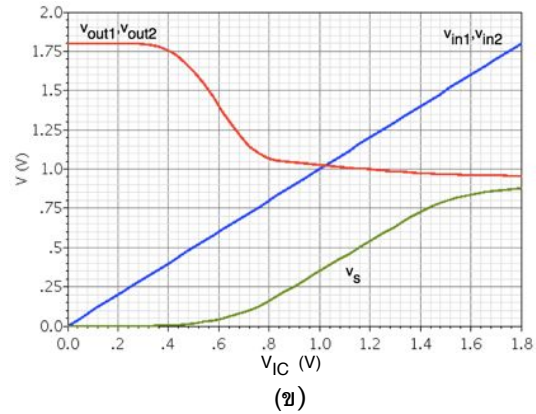
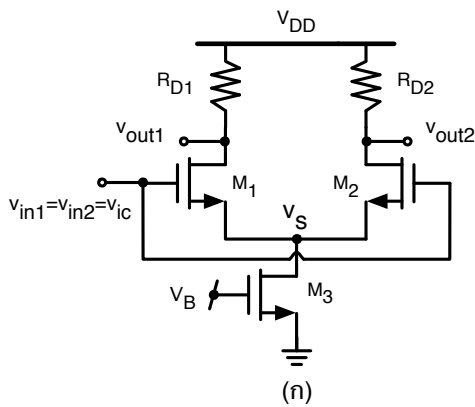


รูปที่ 1.45: (ก) วงจรขยายผลต่างพื้นฐาน และ (ข) คุณลักษณะไฟตรง

เห็นได้ว่าระดับแรงดันเอาต์พุตเป็นอิสระกับ  $V_{IC}$  นอกจากนี้เราจะเห็นได้ว่าอัตราขยาย ( $\partial v_{OUT}/\partial v_{IN}$ ) ของวงจรมีค่าสูงสุด เมื่อ  $v_{id} \approx 0$  และมีค่าลดลงเมื่อ  $|v_{id}|$  มีค่ามากขึ้น และคุณลักษณะของ  $v_{OUT}$  มีความเป็นเชิงเส้นดีที่สุดในเมื่อ  $v_{id} \approx 0$  และมีความไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้นเมื่อ  $|v_{id}|$  มีค่ามากขึ้น

การใช้แหล่งจ่ายกระแส  $I_{SS}$  ทำให้วงจรสามารถทำงานได้ถูกต้องเมื่อ  $V_{IC}$  เปลี่ยนแปลงไป ในปฏิบัติจะมีช่วงของ  $V_{IC}$  ที่สามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยที่วงจรยังคงสามารถทำงานได้ถูกต้อง เราจะอธิบายการตอบสนองของวงจรต่อการแกว่งแรงดันอินพุตโหมดร่วมโดยพิจารณาวงจรในรูปที่ 1.46(ก) เมื่อ  $v_{IN1} = v_{IN2} = v_{IC}$  และ  $M_3$  เป็นแหล่งจ่ายกระแส  $I_{SS}$  หากเราเพิ่ม  $v_{IC}$  จาก 0 ไปถึง  $V_{DD}$  (1.8 V) เราจะได้การตอบสนองของ  $v_{OUT1}$   $v_{OUT2}$  และ  $v_S$  ดังแสดงในรูปที่ 1.46(ข) เมื่อ  $v_{IC} < V_{TH}$  มอสเฟต  $M_1$  และ  $M_2$  จะไม่นำกระแส ทำให้  $v_{OUT1}$  และ  $v_{OUT2}$  มีค่าเท่ากับ  $V_{DD}$  และ  $v_S = 0$  เมื่อ  $V_{IC} \geq V_{TH}$  มอสเฟต  $M_1$  และ  $M_2$  จะเริ่มนำกระแส โดย  $M_3$  จะอยู่ในย่านไตรโอดและมีคุณลักษณะเป็นตัวต้านทาน เมื่อ  $v_{IC}$  เพิ่มขึ้น จะทำให้  $i_{D1}$   $i_{D2}$  และ  $i_{D3} = (i_{D1} + i_{D2})$  มีค่ามากขึ้น และ  $v_{OUT1}$  และ  $v_{OUT2}$  มีค่าลดลง เมื่อ  $V_{IC} \geq V_{GS1} + V_{DS3}(sat) = V_{GS1} + (V_B - V_{TH3})$  มอสเฟต  $M_3$  จะเข้าสู่ย่านอิ่มตัวและทำงานเป็นแหล่งจ่ายกระแส  $I_{SS} = I_{D3} = 0.5\mu_n C_{ox} (W/L)_3 (V_B - V_{TH3})^2$  ซึ่งมีค่าเป็นอิสระกับ  $V_{IC}$  และจะทำให้  $V_{OUT1}$  และ  $V_{OUT2}$  จะเริ่มมีค่าค่อนข้างคงที่ โดยประมาณเท่ากับ  $V_{OUT1} = V_{OUT2} = V_{DD} - 0.5I_{SS}R_D$  เมื่อ  $V_{IC}$  มีค่าเพิ่มขึ้นไปอีก แต่เนื่องจาก  $I_{SS}$  มีค่าคงที่ ทำให้  $V_{GS1}$  และ  $V_{GS2}$  มีค่าไม่เปลี่ยนแปลง ดังนั้น  $v_S$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นตาม  $V_{IC}$  และ  $V_{OUT1}$  และ  $V_{OUT2}$  จะไม่เปลี่ยนแปลงค่า และเมื่อ  $V_{IC} \geq V_{DD} - 0.5I_{SS}R_D - V_{DS1}(sat) + V_{GS1} = V_{DD} - 0.5I_{SS}R_D - V_{TH1}$  ทำให้  $M_1$  เข้าสู่ย่านไตรโอด และวงจรมีอัตราขยายลดลงมาก ดังนั้นเราสรุปได้ว่าช่วงของแรงดันอินพุตโหมดร่วม (input common-mode voltage range) ที่วงจรขยายผลต่างสามารถทำงานได้ดีคือ

$$V_{GS1} + (V_B - V_{TH3}) \leq V_{IC} \leq V_{DD} - 0.5I_{SS}R_D - V_{TH1} \quad (1.99)$$



รูปที่ 1.46: การตอบสนองไฟตรงของวงจรขยายผลต่างต่อแรงดันอินพุตโหมคร่วม

จากที่กล่าวมาข้างต้น  $M_1$  และ  $M_2$  ควรทำงานในย่านอิมิตัวตลอดช่วงการแกว่งของ  $v_{out1}$  และ  $v_{out2}$  ดังนั้น  $V_{DS1,2} \geq V_{GS1,2} - V_{TH1,2}$  หรือ  $V_{OUT} \geq V_{IC} - V_{TH1,2}$  ในขณะที่  $v_{out1,2}$  สามารถแกว่งขึ้นไปได้ถึง  $V_{DD}$  ดังนั้นวงจรมีช่วงการแกว่งแรงดันเอาท์พุตเท่ากับ

$$V_{IC} - V_{TH1,2} \leq v_{OUT1,2} \leq V_{DD} \quad (1.100)$$

ซึ่งแสดงว่าถ้าวงจรมี  $V_{IC}$  มาก จะทำให้การแกว่ง  $v_{out}$  ลดต่ำลงถูกจำกัด ทำให้วงจรมีช่วงการแกว่ง  $v_{out}$  ทั้งหมดลดน้อยลง

ในลำดับถัดไป เราจะศึกษาและวิเคราะห์คุณลักษณะของวงจรขยายผลต่างด้วยวิธีการวิเคราะห์แบบสัญญาณขนาดใหญ่ โดยพิจารณาจากรูปที่ 1.45(ก) และสมมติให้  $M_1$  และ  $M_2$  ทำงานในย่านอิมิตัว และ  $\lambda = 0$  ถ้าใช้ KVL ที่มอสเฟตคู่อินพุต เราจะแสดงได้ว่า

$$v_{IN1} - v_{IN2} = v_{GS1} - v_{GS2} \quad (1.101)$$

และเนื่องจาก  $v_{GS} = \sqrt{2i_D/\mu_n C_{ox}(W/L)} + V_{TH}$  ดังนั้น

$$v_{IN1} - v_{IN2} = \sqrt{\frac{2i_{D1}}{\mu_n C_{ox}(W/L)_1}} + V_{TH1} + \sqrt{\frac{2i_{D2}}{\mu_n C_{ox}(W/L)_2}} + V_{TH2} \quad (1.102)$$

ถ้า  $(W/L)_1 = (W/L)_2 = (W/L)$  และ  $V_{TH1} = V_{TH2}$  ทำการยกกำลังสองทั้งสองข้างของ (1.102) และเนื่องจาก  $i_{D1} + i_{D2} = I_{SS}$  เราจะได้

$$\frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) (v_{IN1} - v_{IN2})^2 - I_{SS} = -2\sqrt{i_{D1}i_{D2}} \quad (1.103)$$

ทำการยกกำลังสองทั้งสองข้างอีกครั้ง และใช้  $4i_{D1}i_{D2} = (i_{D1} + i_{D2})^2 - (i_{D1} - i_{D2})^2 = I_{SS}^2 - (i_{D1} - i_{D2})^2$  เราจะได้

$$(i_{D1} - i_{D2})^2 = -\left(\frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)\right)^2 (v_{IN1} - v_{IN2})^4 + I_{SS}\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) (v_{IN1} - v_{IN2})^2 \quad (1.104)$$

$$i_{D1} - i_{D2} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) (v_{IN1} - v_{IN2}) \sqrt{\frac{4I_{SS}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)} - (v_{IN1} - v_{IN2})^2} \quad (1.105)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุตผลต่าง (differential output current)  $i_{od} = (i_{D1} - i_{D2})$  เป็นฟังก์ชันคี่ของแรงดันอินพุตผลต่าง (differential input voltage)  $v_{id} = (v_{IN1} - v_{IN2})$  และ  $i_{od} = 0$  เมื่อ  $v_{id} = 0$  หรือ  $v_{IN1} = v_{IN2}$  ดังแสดงในรูปที่ 1.47(ก)

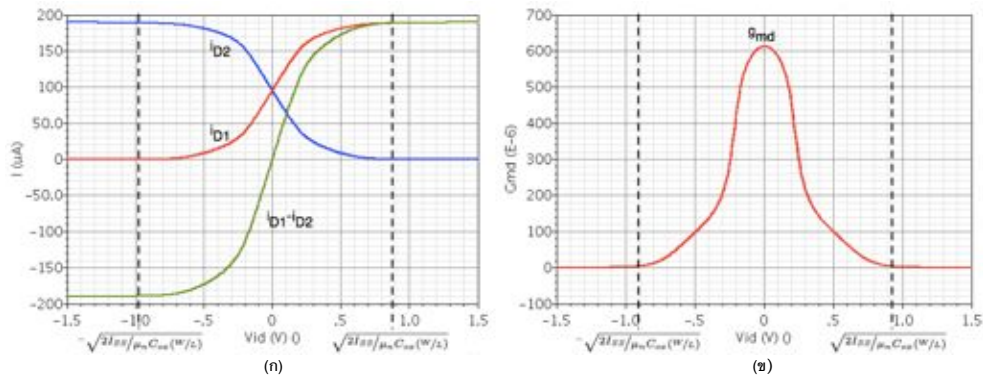
เราสามารถหาค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ผลต่าง (differential transconductance:  $g_{md}$ ) ของวงจรได้โดยหาอนุพันธ์  $\partial i_{od}/\partial v_{id}$  ของ (1.105) จะได้

$$g_{md} = \frac{\partial i_{od}}{\partial v_{id}} = \frac{\partial (i_{D1} - i_{D2})}{\partial (v_{IN1} - v_{IN2})} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) \left(\frac{\frac{4I_{SS}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)} - 2v_{id}^2}{\sqrt{\frac{4I_{SS}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)} - v_{id}^2}}\right) \quad (1.106)$$

และเมื่อ  $v_{id} = 0$  เราจะได้

$$g_{md} = \sqrt{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) I_{SS}} \quad (1.107)$$

จาก (1.106) เราจะเห็นได้ว่า  $g_{md}$  จะมีค่าลดลงเมื่อ  $|v_{id}|$  มีค่าเพิ่มขึ้น รูปที่ 1.47(ข) แสดงกราฟการแปรผันของ  $g_{md}$  ที่เป็นฟังก์ชันของ  $v_{id}$  และ  $g_{md} = 0$  เมื่อ  $v_{id} \geq v_{id,max} = \sqrt{2I_{SS}/\mu_n C_{ox}(W/L)}$  ซึ่งมอสเฟต  $M_2$  จะปิดการทำงาน ( $i_{D2} = 0$ ) และ  $M_1$  จะมี  $i_{D1} = I_{SS}$  และถ้า  $v_{id} \leq -v_{id,max} = -\sqrt{2I_{SS}/\mu_n C_{ox}(W/L)}$  มอสเฟต  $M_1$  จะปิดการทำงาน ( $i_{D1} = 0$ ) และ  $M_2$  จะมี  $i_{D2} = I_{SS}$  ดังนั้นวงจรจะมีช่วงแรงดันอินพุตผลต่าง  $|v_{id}| \leq v_{id,max} = \sqrt{2I_{SS}/\mu_n C_{ox}(W/L)}$  เพื่อให้  $M_1$  และ  $M_2$  ทำงานได้พร้อมกัน และเนื่องจากที่  $v_{id} = 0$  วงจรมี  $i_{D1} = i_{D2} = 0.5I_{SS}$  และ  $V_{DS1,2}(sat) = \sqrt{I_{SS}/\mu_n C_{ox}(W/L)}$  ดังนั้นเราจะแสดงได้ว่า  $|v_{id}| \leq \sqrt{2} V_{DS1,2}(sat)|_{v_{id}=0}$  หรือช่วงแรงดันอินพุตผลต่างสูงสุดของวงจรมีค่าแปรผันตรงกับ  $V_{DS}(sat)$  ของ  $M_1$  และ  $M_2$  ถ้าเราให้  $I_{SS}$  มีค่าคงที่ เราสามารถเพิ่มช่วงแรงดันอินพุตสูงสุดของวงจรได้ด้วยการลดค่า  $(W/L)$  แต่จะทำให้  $g_{md}$  มีค่าลดลง และถ้าเราพิจารณา (1.105) จะเห็นได้ว่าเราสามารถประมาณ  $i_{od}$  ให้เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นของ  $v_{id}$  ได้เมื่อ  $|v_{id}| \ll 2\sqrt{I_{SS}/\mu_n C_{ox}(W/L)} = 2V_{DS1,2}(sat)$  ซึ่งเป็นช่วงแรงดันอินพุตผลต่างเชิงเส้น (linear differential input voltage range) และวงจรจะมีคุณลักษณะถ่ายโอนที่เป็นเชิงเส้นที่ดี และมีค่า  $g_{md}$  ก่อนข้างคงที่



รูปที่ 1.47: คุณสมบัติ (ก) กระแสเอาต์พุต และ (ข) ทรานส์คอนดักแตนซ์ผลต่าง ของวงจขยายผลต่าง

เราสามารถเขียนแรงดันเอาต์พุตผลต่างของวงจรได้เท่ากับ  $v_{od} = v_{OUT1} - v_{OUT2} = V_{DD} - i_{D1}R_D - (V_{DD} - i_{D2}R_D) = -(i_{D1} - i_{D2})R_D = -i_{od}R_D$  และเมื่อ  $v_{id} = 0$  วงจรมี  $i_{od} = g_{mD}v_{id}$  ดังนั้นอัตราขยายแรงดันผลต่าง (differential voltage gain) มีค่าเท่ากับ

$$A_{vd} = \frac{v_{od}}{v_{id}} = -g_{mD}R_D = -\sqrt{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) I_{SS}} R_D \quad (1.108)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า  $A_{vd}$  ของวงจขยายผลต่างมีขนาดเท่ากับอัตราขยายแรงดันของวงจขยายซอร์สร่วมที่ใช้มอสเฟตขนาด  $(W/L)$  และมี  $I_D = 0.5I_{SS}$  ซึ่งเราอาจเห็นว่าวงจขยายผลต่างใช้กระแสเป็น 2 เท่าของวงจขยายซอร์สร่วม แต่ให้อัตราขยายเท่ากัน แต่คุณสมบัติที่สำคัญของวงจขยายผลต่าง คือ การทำงานในโหมดผลต่างทำให้กำจัดหรือลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดร่วมได้ ซึ่งมีความสำคัญและจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับวงจรรวมที่มีทั้งส่วนวงจรแอนะล็อกและดิจิตอลรวมกันอยู่บนชิพเดียวกัน

แรงดันอินพุตของวงจขยายผลต่างประกอบด้วยแรงดันอินพุตโหมดร่วม (common-mode input voltage,  $v_{IC}$ ) และแรงดันอินพุตผลต่าง (differential-mode input voltage,  $v_{id}$ ) ดังนี้

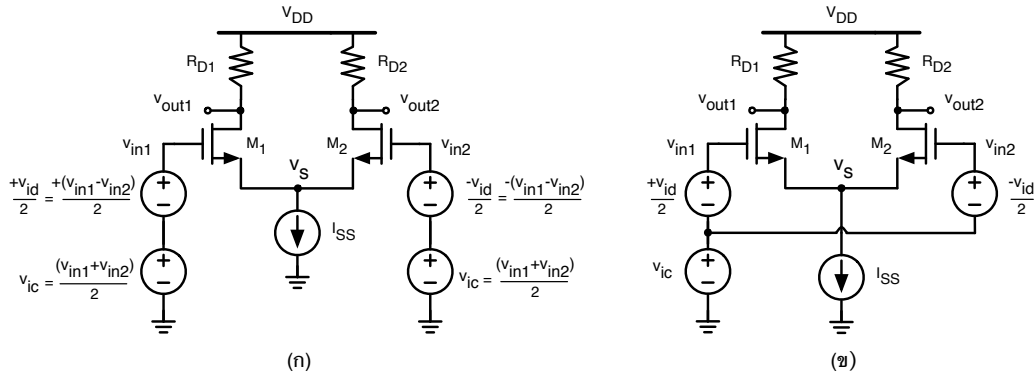
$$v_{IC} = 0.5(v_{IN1} + v_{IN2}) \quad (1.109)$$

$$v_{id} = v_{IN1} - v_{IN2} \quad (1.110)$$

ดังนั้นเราสามารถเขียนแรงดันอินพุตทั้งสองข้างของวงจขยายผลต่างได้เท่ากับ

$$v_{IN1} = v_{IC} + 0.5v_{id} \quad (1.111)$$

$$v_{IN2} = v_{IC} - 0.5v_{id} \quad (1.112)$$



รูปที่ 1.48: แรงดันอินพุตวงจรถ่ายผลต่างในรูปสัญญาณโหมดผลต่างและโหมดร่วม

รูปที่ 1.48 แสดงแรงดันอินพุตวงจรถ่ายผลต่างในรูปสัญญาณโหมดผลต่างและโหมดร่วม และเราสามารถเขียนแรงดันเอาต์พุตได้ในลักษณะเดียวกันโดยประกอบด้วยแรงดันเอาต์พุตโหมดร่วม ( $v_{OC}$ ) และแรงดันเอาต์พุตผลต่าง ( $v_{od}$ ) โดย

$$v_{OC} = 0.5(v_{OUT1} + v_{OUT2}) \quad (1.113)$$

$$v_{od} = v_{OUT1} - v_{OUT2} \quad (1.114)$$

ดังนั้นเราสามารถเขียนแรงดันเอาต์พุตทั้งสองข้างของวงจรถ่ายผลต่างได้เท่ากับ

$$v_{OUT1} = v_{OC} + 0.5v_{od} \quad (1.115)$$

$$v_{OUT2} = v_{OC} - 0.5v_{od} \quad (1.116)$$

เราสามารถวิเคราะห์คุณสมบัติลักษณะของวงจรถ่ายผลต่างได้โดยพิจารณาการตอบสนองของวงจรต่อ  $v_{id}$  และ  $v_{IC}$  ได้โดยใช้ทฤษฎีการทับซ้อน (superposition theorem) ทำให้เราสามารถเขียน  $v_{OC}$  และ  $v_{od}$  ได้ดังนี้

$$v_{od} = A_{vd}v_{id} + A_{cd}v_{IC} \quad (1.117)$$

$$v_{OC} = A_{d2c}v_{id} + A_{vc}v_{IC} \quad (1.118)$$

โดยที่  $A_{vd}$  คืออัตราขยายผลต่าง (differential-mode voltage gain) หรือ อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลง

ของแรงดันเอาต์พุตผลต่างกับแรงดันอินพุตผลต่าง

$$A_{vd} = \left. \frac{v_{od}}{v_{id}} \right|_{v_{IC}=0} \quad (1.119)$$

$A_{vc}$  คืออัตราขยายโหมตร่วม (common-mode voltage gain) หรืออัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโหมตร่วมต่อแรงดันอินพุตโหมตร่วม

$$A_{vc} = \left. \frac{v_{OC}}{v_{IC}} \right|_{v_{id}=0} \quad (1.120)$$

$A_{c2d}$  คืออัตราขยายระหว่างแรงดันอินพุตโหมตร่วมกับแรงดันเอาต์พุตผลต่าง (common-mode to differential-mode voltage gain)

$$A_{c2d} = \left. \frac{v_{od}}{v_{IC}} \right|_{v_{id}=0} \quad (1.121)$$

และ  $A_{d2c}$  คืออัตราขยายระหว่างแรงดันอินพุตผลต่างกับแรงดันเอาต์พุตโหมตร่วม (differential-mode to common-mode voltage gain)

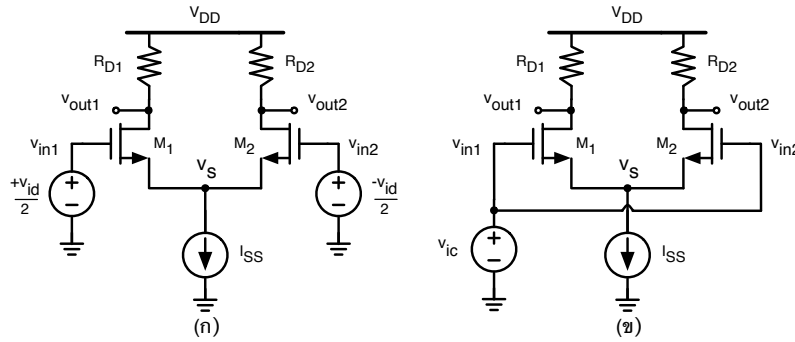
$$A_{d2c} = \left. \frac{v_{OC}}{v_{id}} \right|_{v_{IC}=0} \quad (1.122)$$

โดยปกติวงจรขยายผลต่างจะขยายเฉพาะแรงดันอินพุตผลต่างและไม่ขยายแรงดันอินพุตโหมตร่วม ดังนั้น  $A_{vd}$  จะมีค่ามาก  $A_{vc}$   $A_{c2d}$  และ  $A_{d2c}$  จะมีค่าน้อยมาก และโดยทั่วไปวงจรขยายผลต่างจะมีโครงสร้างวงจรถูกสมดุลและแรงดันผลต่างแบบสมมาตร (balanced and differential input voltage) หรือ  $v_{IN1} = -v_{IN2}$  และ  $v_{OUT1} = -v_{OUT2}$  ทำให้  $v_{od}$  เปลี่ยนแปลงตาม  $v_{id}$  เท่านั้น และ  $v_{OC}$  เปลี่ยนแปลงตาม  $v_{IC}$  เท่านั้น หรือ  $A_{c2d} = A_{d2c} = 0$  อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติ  $A_{c2d}$  และ  $A_{d2c}$  อาจมีค่ามากกว่าศูนย์ได้ เนื่องจากความไม่สมมาตรของวงจร เราสามารถแสดงความสามารถของวงจรในการขยายแรงดันอินพุตผลต่างที่ต้องการและกำจัดแรงดันอินพุตโหมตร่วมที่ไม่ต้องการ ได้โดยใช้อัตราส่วนของ  $A_{vd}$  กับ  $A_{vc}$  ที่เรียกว่า อัตรากำจัดโหมตร่วม (common-mode rejection ratio, CMRR)

$$CMRR = \left| \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right| \quad (1.123)$$

โดยวงจรขยายผลต่างที่ดีควรมี  $A_{vd}$  มาก และ  $A_{vc}$  น้อย ดังนั้น  $CMRR$  ควรมีค่ามาก

ด้วยทฤษฎีการทับซ้อน เราสามารถวิเคราะห์คุณลักษณะของวงจรขยายผลต่างต่อแรงดันอินพุตผลต่างและแรงดันอินพุตโหมตร่วม ได้โดยพิจารณาวงจรในรูปที่ 1.49(ก) และ 1.49(ข) ตามลำดับ



รูปที่ 1.49: วงจรขยายผลต่างกับ (ก) แรงดันอินพุตผลต่าง และ (ข) แรงดันอินพุตโหมตร่วม

### 1.6.1.1 คุณลักษณะและผลตอบสนองโหมตผลต่าง

เราสามารถวิเคราะห์คุณลักษณะและผลตอบสนองโหมตผลต่าง ได้โดยพิจารณาวงจรในรูปที่ 1.49(ก) ที่มี  $v_{in1} = -v_{in2} = 0.5v_{id}$  เนื่องจาก  $v_{in1}$  และ  $v_{in2}$  มีขนาดเท่ากันและมีเฟสตรงกันข้าม และวงจรมีความสมมาตร ( $(W/L)_1 = (W/L)_2 = (W/L)$  และ  $R_{D1} = R_{D2} = R_D$ ) ทำให้แรงดัน  $v_s$  จะมีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามการแกว่งของ  $v_{in1}$  และ  $v_{in2}$  ดังนั้นเราสามารถพิจารณาจุด  $v_s$  เป็น “กราวด์ของสัญญาณ (signal ground)” หรือ “กราวด์เสมือน (virtual ground)” ของวงจรได้ และเราสามารถแสดงวงจรได้เป็นสองข้าง ดังในรูปที่ 1.50 และเราสามารถวิเคราะห์คุณลักษณะโหมตผลต่างได้โดยพิจารณา “ครึ่งวงจร (half-circuit)” หรือ เรียกว่า การวิเคราะห์ด้วยหลักการครึ่งวงจร (half-circuit concept)

พิจารณาวงจรในรูปที่ 1.50(ข) ซึ่งคือวงจรขยายซอร์สร่วมนั่นเอง และจากผลการวิเคราะห์ในหัวข้อที่ 1.3.1.1 เราสามารถแสดงได้ว่า

$$\frac{v_{out1}}{v_{in1}} = \frac{v_{out1}}{v_{id}/2} = -g_{m1} (r_{ds1} \parallel R_D) \quad (1.124)$$

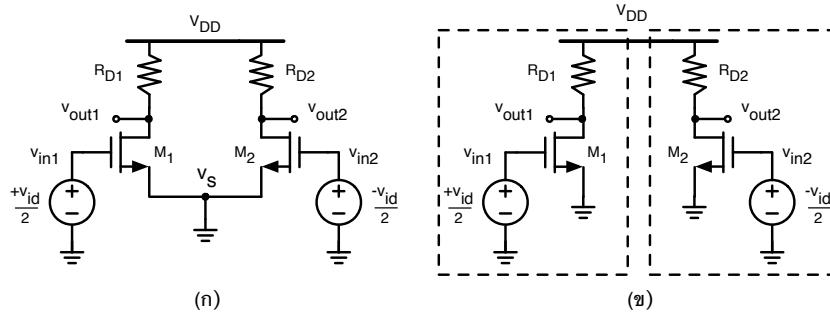
$$\frac{v_{out2}}{v_{in2}} = \frac{v_{out2}}{-v_{id}/2} = -g_{m2} (r_{ds2} \parallel R_D) \quad (1.125)$$

และเนื่องจากความสมมาตรของวงจร ทำให้  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  และ  $r_{ds1} = r_{ds2} = r_{ds}$  ดังนั้นเราสามารถแสดงอัตราขยายผลต่างของวงจรได้เท่ากับ

$$A_{vd} = \frac{v_{od}}{v_{id}} = \frac{v_{out1}}{v_{id}} - \frac{v_{out2}}{v_{id}} = -\frac{g_m}{2} (r_{ds} \parallel R_D) - \frac{g_m}{2} (r_{ds} \parallel R_D) = -g_m (r_{ds} \parallel R_D) \quad (1.126)$$

โดยที่  $g_m = \sqrt{\mu_n C_{ox} (W/L) I_{SS}}$  และ  $r_{ds} = (\lambda_N I_{SS}/2)^{-1}$

เราจะเห็นได้ว่าหลักการครึ่งวงจรมีประโยชน์มากและทำให้การวิเคราะห์วงจขยายผลต่างนั้นง่ายขึ้น



รูปที่ 1.50: การวิเคราะห์คุณสมบัติโหมดผลต่างด้วยหลักการครึ่งวงจร (half-circuit concept)

มาก ในลำดับต่อไป เราจะใช้หลักการครึ่งวงจรในการวิเคราะห์คุณสมบัติโหมดรวมของวงจรขยายผลต่าง

### 1.6.1.2 คุณสมบัติและผลตอบสนองโหมดรวม

พิจารณาวงจรในรูปที่ 1.49(ข) เมื่อแรงดันอินพุตโหมดรวม  $v_{ic}$  มีการเพิ่มขึ้น (หรือลดลง) จะทำให้  $v_S$  มีค่าเพิ่มขึ้น (หรือลดลง) ตาม  $v_{ic}$  เพราะว่า  $V_{GS1}$  และ  $V_{GS2}$  มีค่าคงที่ เนื่องจาก  $I_{SS}$  มีค่าคงที่ ดังเช่นในรูปที่ 1.46 ถ้าสมมติให้วงจรมีความสมมาตร และให้แหล่งจ่ายกระแส  $I_{SS}$  มีความต้านทานทานเอาท์พุต  $R_{SS}$  ดังแสดงในรูปที่ 1.51(ก) ดังนั้นเราสามารถแสดงวงจรสมมูลครึ่งวงจรได้ดังในรูปที่ 1.51(ข) ซึ่งเป็นวงจรขยายขอร์สรวมที่มีความต้านทานที่ขอร์ส หรือ ขอร์สดีเจเนอเรชัน ดังนั้นจากผลการวิเคราะห์ในหัวข้อที่ 1.3.1.5 และถ้าสมมติให้  $\lambda = 0$  เราสามารถแสดงได้ว่า

$$\frac{v_{out1}}{v_{in1}} = \frac{v_{out1}}{v_{ic}} \approx -\frac{g_{m1}R_{D1}}{1 + g_{m1}(2R_{SS})} \quad (1.127)$$

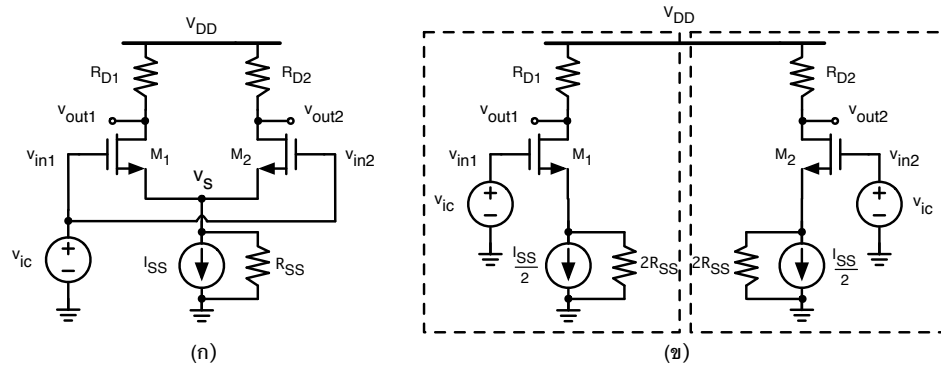
$$\frac{v_{out2}}{v_{in2}} = \frac{v_{out2}}{v_{ic}} \approx -\frac{g_{m2}R_{D2}}{1 + g_{m2}(2R_{SS})} \quad (1.128)$$

และเมื่อวงจรมีความสมมาตร เราจะมี  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  และ  $R_{D1} = R_{D2} = R_D$  ดังนั้นเราสามารถหาอัตราขยายโหมดรวมได้เท่ากับ

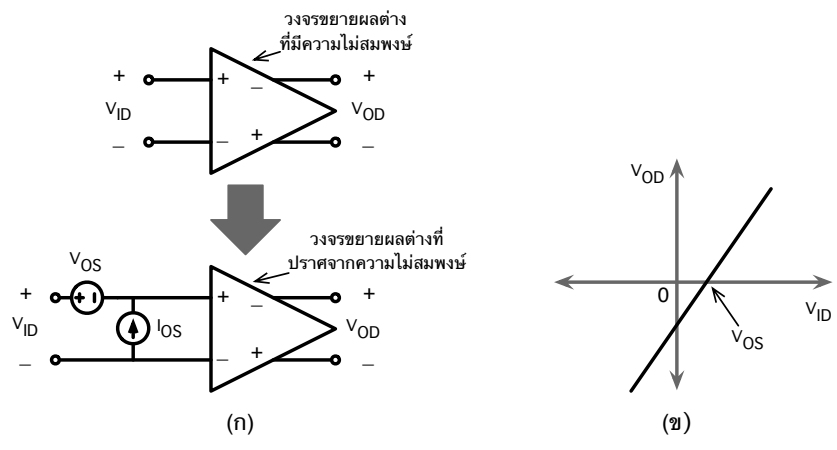
$$A_{vc} = \frac{v_{oc}}{v_{ic}} = \frac{1}{2} \left( \frac{v_{out1}}{v_{ic}} + \frac{v_{out2}}{v_{ic}} \right) = -\frac{g_m R_D}{1 + g_m(2R_{SS})} \quad (1.129)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่า วงจรขยายผลต่างที่มีความสมมาตรจะมีอัตราขยายโหมดรวม ( $A_{vc}$ ) ที่แปรผกผันกับความต้านทานเอาท์พุต ( $R_{SS}$ ) ของแหล่งจ่ายกระแส  $I_{SS}$  ดังนั้นถ้าต้องการให้  $A_{vc}$  มีค่าน้อย เราต้องใช้แหล่งจ่ายกระแสที่มีความต้านทานเอาท์พุตสูง

จาก (1.126) และ (1.129) ถ้าสมมติให้  $\lambda = 0$  เราจะคำนวณค่า  $CMRR$  ได้เท่ากับ



รูปที่ 1.51: การวิเคราะห์คุณสมบัติโหมดร่วมด้วยหลักการครึ่งวงจร (half-circuit concept)



รูปที่ 1.52: แรงดันและกระแสออฟเซ็ทอินพุตของวงจรขยายผลต่าง

$$CMRR = \frac{A_{vd}}{A_{vc}} = 1 + 2g_m R_{SS} \tag{1.130}$$

ดังนั้นถ้าต้องการให้  $CMRR$  มีค่าน้อย เราต้องให้  $R_{SS}$  มีค่ามาก หรือใช้แหล่งจ่ายกระแส  $I_{SS}$  ที่มีความต้านทานเอาต์พุตสูง

**1.6.1.3 แรงดันและกระแสออฟเซ็ทอินพุต (input offset voltage and current)**

ในทางปฏิบัติ ความไม่สมพงษ์ (mismatch) ของมอสเฟตและอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจร ส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติและการทำงานของวงจรขยายผลต่าง โดยที่ความถี่ไฟตรง เราสามารถแสดงผลกระทบของความไม่สมพงษ์ของมอสเฟตและอุปกรณ์ต่างๆ ด้วย ค่าแรงดันและกระแสออฟเซ็ทที่อินพุต โดยเราสามารถแทนวงจรขยายผลต่างที่มีผลของความไม่สมพงษ์ ได้ด้วยวงจรขยายผลต่างในอุดมคติที่มีแหล่งจ่ายแรงดัน ( $V_{OS}$ ) และกระแสออฟเซ็ทอินพุต ( $I_{OS}$ ) ดังแสดงในรูปที่ 1.52(ก)

เราจะพิจารณาวงจรขยายผลต่างพื้นฐานในรูปที่ 1.45 ที่มีสัญญาณอินพุตไฟตรง และเนื่องจากกระแสไฟตรงที่ไหลเข้าเกิดของมอสเฟตมีค่าเป็นศูนย์ ทำให้วงจรจะมี  $I_{OS} = 0$  และเราจะวิเคราะห์หา  $V_{OS}$  โดยสมมติให้  $R_{D1} \neq R_{D2}$  ดังนั้น  $V_{OS}$  คือแรงดันผลต่างอินพุต ( $V_{ID} = V_{IN1} - V_{IN2}$ ) ที่ต้องป้อนให้กับวงจรเพื่อทำให้ได้แรงดันผลต่างเอาต์พุตเป็นศูนย์ หรือ  $V_{OD} = V_{OUT1} - V_{OUT2} = 0$  ดังแสดงในรูปที่ 1.52(ข) และจากรูปที่ 1.45 พิจารณาใช้  $KVL$  ที่อินพุต เราจะได้ว่า

$$V_{ID} = V_{IN1} - V_{IN2} = V_{GS1} - V_{GS2} \quad (1.131)$$

$$V_{ID} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\mu_n C_{ox} (W/L)_1} + V_{TH1}} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\mu_n C_{ox} (W/L)_2} + V_{TH2}} \quad (1.132)$$

ดังนั้น  $V_{OS} = V_{ID}$  ที่ทำให้  $V_{OD} = 0$  หรือ  $I_{D1}R_{D1} = I_{D2}R_{D2}$  ถ้าพิจารณาความไม่สมพงษ์ดังต่อไปนี้  $R_{D1} \neq R_{D2}$   $I_{D1} \neq I_{D2}$   $V_{TH1} \neq V_{TH2}$  และ  $(W/L)_1 \neq (W/L)_2$  และโดยทั่วไปค่าความไม่สมพงษ์จะมีค่าน้อยกว่าค่าสัมบูรณ์ และเราจะใช้นิยามดังต่อไปนี้

$$\Delta I_D = I_{D1} - I_{D2} \quad (1.133)$$

$$I_D = 0.5 (I_{D1} + I_{D2}) \quad (1.134)$$

$$\Delta (W/L) = (W/L)_1 - (W/L)_2 \quad (1.135)$$

$$(W/L) = 0.5 ((W/L)_1 + (W/L)_2) \quad (1.136)$$

$$\Delta V_{TH} = V_{TH1} - V_{TH2} \quad (1.137)$$

$$V_{TH} = 0.5 (V_{TH1} + V_{TH2}) \quad (1.138)$$

$$\Delta R_D = R_{D1} - R_{D2} \quad (1.139)$$

$$R_D = 0.5 (R_{D1} + R_{D2}) \quad (1.140)$$

ดังนั้นเราจะได้

$$I_{D1} = I_D + 0.5\Delta I_D \quad (1.141)$$

$$I_{D2} = I_D - 0.5\Delta I_D \quad (1.142)$$

$$(W/L)_1 = (W/L) + 0.5\Delta (W/L) \quad (1.143)$$

$$(W/L)_2 = (W/L) - 0.5\Delta (W/L) \quad (1.144)$$

ทำการแทนค่าลงใน (1.132) เราจะได้

$$V_{ID} = \sqrt{\frac{2(I_D + 0.5\Delta I_D)}{\mu_n C_{ox} [(W/L) + 0.5\Delta(W/L)]}} - \sqrt{\frac{2(I_D - 0.5\Delta I_D)}{\mu_n C_{ox} [(W/L) - 0.5\Delta(W/L)]}} + \Delta V_{TH} \quad (1.145)$$

$$= (V_{GS} - V_{TH}) \left[ \sqrt{\frac{1 + \frac{\Delta I_D}{2I_D}}{1 + \frac{\Delta(W/L)}{2(W/L)}}} - \sqrt{\frac{1 - \frac{\Delta I_D}{2I_D}}{1 - \frac{\Delta(W/L)}{2(W/L)}}} \right] + \Delta V_{TH} \quad (1.146)$$

ถ้าค่าความสมพงษ์ ( $\Delta$ ) มีขนาดเล็ก เราสามารถจะประมาณได้ว่า  $\sqrt{x} \approx (1+x)/2$  ดังนั้น

$$V_{ID} = \frac{(V_{GS} - V_{TH})}{2} \left[ \frac{1 + \frac{\Delta I_D}{2I_D}}{1 + \frac{\Delta(W/L)}{2(W/L)}} - \frac{1 - \frac{\Delta I_D}{2I_D}}{1 - \frac{\Delta(W/L)}{2(W/L)}} \right] + \Delta V_{TH} \quad (1.147)$$

และทำการหารยาว เราจะได้

$$V_{ID} \approx \frac{(V_{GS} - V_{TH})}{2} \left[ \frac{\Delta I_D}{I_D} - \frac{\Delta(W/L)}{(W/L)} \right] + \Delta V_{TH} \quad (1.148)$$

และ  $V_{ID} = V_{OS}$  เมื่อ  $V_{OD} = 0$  หรือ  $I_{D1}R_{D1} = I_{D2}R_{D2}$  หรือ

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = -\frac{\Delta R_D}{R_D} \quad (1.149)$$

ซึ่งแสดงว่าความไม่สมพงษ์ของ  $I_D$  จะต้องมีขนาดเท่ากับ และมีทิศตรงกันข้ามกับความไม่สมพงษ์ของ  $R_D$  เพื่อจะทำให้  $V_{OD} = 0$  ดังนั้น

$$V_{OS} \approx \frac{(V_{GS} - V_{TH})}{2} \left[ -\frac{\Delta R_D}{R_D} - \frac{\Delta(W/L)}{(W/L)} \right] + \Delta V_{TH} \quad (1.150)$$

โดย  $V_{OS}$  มีพจน์แรกแสดงถึงความไม่สมพงษ์ของ  $R_D$  และ  $(W/L)$  และมีขนาดแปรผันตรงกับ  $(V_{GS} - V_{TH})$  และเนื่องจาก  $(V_{GS} - V_{TH})/2 = I_D/g_m$  ดังนั้นเราควรออกแบบวงจรให้มีค่า  $(g_m/I_D)$  มาก เพื่อลด  $V_{OS}$  ของวงจร

พจน์ที่สองของ (1.150) แสดงถึงความไม่สมพงษ์ของ  $V_{TH}$  มีค่าขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ในกระบวนการสร้างวงจรรวม และไม่แปรผันตามการไปอัสวงจร โดยทั่วไป  $\Delta V_{TH}$  จะมีค่าน้อยลงเมื่อใช้มอสเฟตที่มีพื้นที่เกต หรือ  $(WL)$  มากขึ้น



รูปที่ 1.53: วงจรขยายผลต่างที่มีโหลดเป็นมอสเฟตต่อแบบไดโอด

### 1.6.2 วงจรขยายผลต่างที่ใช้แอกทีฟโหลด

วงจรขยายผลต่างสามารถใช้มอสเฟตเป็นแอกทีฟโหลดได้เช่นเดียวกันกับในกรณีของวงจรขยายซอร์สร่วม รูปที่ 1.53 แสดงวงจรขยายผลต่างที่มีโหลดเป็นมอสเฟตต่อแบบไดโอด โดยถ้าวงจรมีความสมมาตร หรือ  $(W/L)_1 = (W/L)_2$  และ  $(W/L)_3 = (W/L)_4$  เราสามารถวิเคราะห์หา  $A_{vd}$  ได้ด้วยหลักการครึ่งวงจrdังแสดงในรูปที่ 1.53(ข) ซึ่งเราจะหาได้ว่า

$$A_{vd} = \frac{v_{od}}{v_{id}} = -g_{m1} \left( \frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{ds3} \parallel r_{ds1} \right) \approx -\frac{g_{m1}}{g_{m3}} \quad (1.151)$$

โดยที่  $g_{m1} = \sqrt{\mu_n C_{ox} (W/L)_1 I_{SS}}$  และ  $g_{m3} = \sqrt{\mu_p C_{ox} (W/L)_3 I_{SS}}$  ดังนั้น

$$A_{vd} \approx -\sqrt{\frac{\mu_n (W/L)_1}{\mu_p (W/L)_3}} \quad (1.152)$$

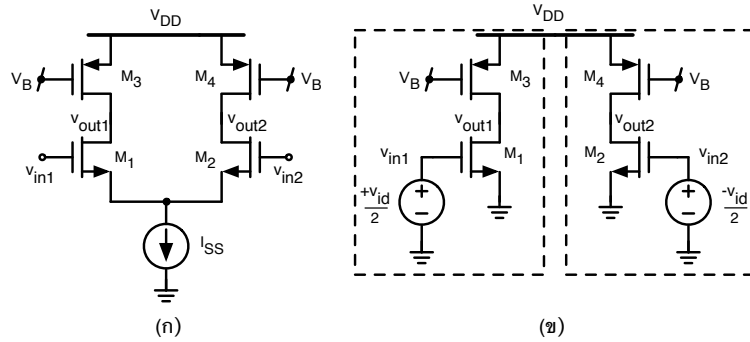
ซึ่งมีค่าเท่ากับอัตราขยายของวงจรขยายซอร์สร่วมในรูปที่ 1.5 ที่ใช้กระแสไบอัส  $0.5I_{SS}$

รูปที่ 1.54 แสดงวงจรขยายผลต่างที่มีโหลดแหล่งจ่ายกระแส โดยมี  $M_3$  และ  $M_4$  ทำงานที่ย่านอิมิตัวเป็นแหล่งจ่ายกระแส ถ้าวงจรมีความสมมาตร หรือ  $(W/L)_1 = (W/L)_2$  และ  $(W/L)_3 = (W/L)_4$  เราสามารถวิเคราะห์หา  $A_{vd}$  ได้ด้วยหลักการครึ่งวงจrdังแสดงในรูปที่ 1.53(ข) ซึ่งเราจะได้ว่า

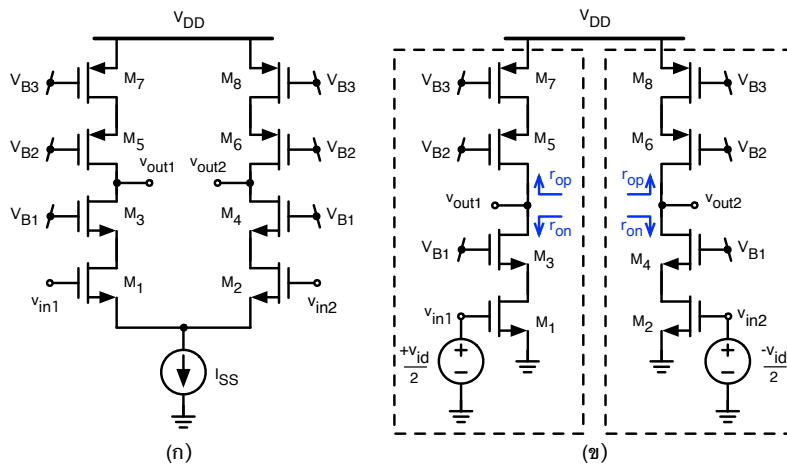
$$A_{vd} = \frac{v_{od}}{v_{id}} = -g_{m1} (r_{ds1} \parallel r_{ds3}) = -\frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds3}} \quad (1.153)$$

ซึ่งมีค่าเท่ากับอัตราขยายของวงจรขยายซอร์สร่วมในรูปที่ 1.10 ที่ใช้กระแสไบอัสเท่ากับ  $0.5I_{SS}$

เราสามารถใช้นิเทศนาคาสโคดเพื่อเพิ่มอัตราขยายของวงจรขยายผลต่างได้เช่นเดียวกัน ดังแสดงในรูปที่ 1.55 โดยมี  $M_3$  และ  $M_4$  เป็นคาสโคดทรานซิสเตอร์สำหรับ  $M_1$  และ  $M_2$  ตามลำดับ และมี  $M_5 - M_8$  เป็นโหลดแหล่งจ่ายกระแสคาสโคด จากหัวข้อที่ 1.4.1 และหลักการครึ่งวงจrdังแสดงในรูปที่ 1.55(ข) ถ้าวงจรมีความสมมาตร เราสามารถหาอัตราขยายผลต่างของวงจrdได้เท่ากับ



รูปที่ 1.54: วงจรขยายผลต่างที่มีโหลดเป็นแหล่งจ่ายกระแส



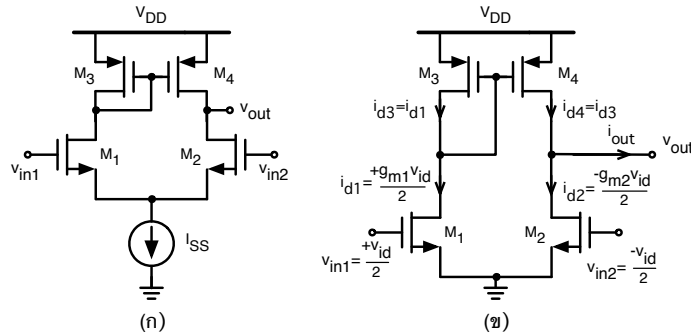
รูปที่ 1.55: วงจรขยายผลต่างที่ใช้เทคนิคคาสโคด

$$A_{vd} = -g_{m1} (r_{on} \parallel r_{op}) \approx -g_{m1} (g_{m3} r_{ds3} r_{ds1} \parallel g_{m5} r_{ds5} r_{ds7}) \quad (1.154)$$

ดังนั้นเทคนิคคาสโคดสามารถเพิ่มอัตราขยายให้กับวงจรขยายผลต่าง แต่จะทำให้วงจรต้องการแรงดันตกคร่อมและแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงสูงขึ้น

### 1.6.3 วงจรขยายผลต่างที่ใช้โหลดวงจรสะท้อนกระแส (differential amplifier with current mirror load)

รูปที่ 1.56(ก) แสดงวงจรขยายผลต่างที่ใช้โหลดวงจรสะท้อนกระแส และให้แรงดันเอาต์พุตข้างเดียว (single-ended output) ซึ่งเป็นวงจรที่มีประโยชน์และนิยมใช้กันมาก วงจรประกอบด้วย  $M_1$  และ  $M_2$  เป็นคู่มอสเฟตอินพุตผลต่างที่ไบแอสด้วยแหล่งจ่ายกระแสไฟตรง  $I_{SS}$  และมี  $M_3$  และ  $M_4$  เป็นโหลดวงจรสะท้อนกระแส ถ้าคู่มอสเฟตอินพุตมี  $(W/L)_1 = (W/L)_2$  และส่วนวงจรสะท้อนกระแสมี  $(W/L)_3 = (W/L)_4$



รูปที่ 1.56: (ก) วงจรขยายผลต่างที่ใช้โหนดวงจรสะท้อนกระแส และ (ข) วงจรสมมูลในโหมดสัญญาณผลต่าง

วงจรจะมีการไบอัสไฟตรงที่สมมาตร หรือ  $I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = 0.5I_{SS}$

เราจะวิเคราะห์หาอัตราขยายผลต่างของวงจรด้วยหลักความเข้าใจ (intuitive approach) แทนการวิเคราะห์ด้วยวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก เพื่อให้เข้าใจการทำงานวงจรได้ง่าย โดยพิจารณาการทำงานของวงจรภายใต้แรงดันอินพุตผลต่าง  $v_{id}$  และเมื่อ  $v_{in1} = -v_{in2} = 0.5v_{id}$  ซึ่งในโหมดผลต่างแรงดันที่ขาซอร์สร่วมของ  $M_1$  และ  $M_2$  จะมีค่าคงที่ หรือเป็นกราวด์เสมือน (virtual ground) ดังนั้นเราสามารถแสดงวงจรสมมูลได้ดังในรูปที่ 1.56(ข) โดยเราสามารถหาอัตราขยาย  $A_{vd}$  ได้เท่ากับผลคูณ  $G_{md}r_{out}$  เมื่อ  $G_{md} = i_{out}/v_{id}$  คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ผลต่างเมื่อลัดวงจรที่เอาท์พุต (short-circuit small-signal transconductance) และ  $r_{out}$  คือความต้านทานเอาท์พุตสัญญาณขนาดเล็กของวงจร

จากวงจรในรูปที่ 1.56(ข) เรามี  $i_{d1} = +0.5g_{m1}v_{id}$  และ  $i_{d2} = -0.5g_{m2}v_{id}$  และ  $i_{d3} = i_{d1}$  และวงจรสะท้อนกระแสทำให้  $i_{d4} = i_{d3}$  ดังนั้น  $i_{d4} = i_{d1} = +0.5g_{m1}v_{id}$  และเนื่องจาก  $(W/L)_1 = (W/L)_2$  และ  $I_{D1} = I_{D2} = 0.5I_{SS}$  ทำให้  $g_{m1} = g_{m2}$  ดังนั้นเราจะได้กระแสเอาท์พุต

$$i_{out} = i_{d4} - i_{d2} = +0.5g_{m1}v_{id} - (-0.5g_{m2}v_{id}) = g_{m1}v_{id} \quad (1.155)$$

ดังนั้นค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ผลต่างเมื่อลัดวงจรที่เอาท์พุตมีค่าเท่ากับ

$$G_{md} = \frac{i_{out}}{v_{id}} = g_{m1} = \sqrt{\mu_n C_{ox} (W/L)_1 I_{SS}} \quad (1.156)$$

และเราสามารถประมาณค่าความต้านทานทานเอาท์พุตได้เท่ากับ

$$r_{out} \approx (r_{ds2} \parallel r_{ds4}) = \frac{1}{g_{ds2} + g_{ds4}} \quad (1.157)$$

ดังนั้นอัตราขยายของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$A_{vd} = G_{md}r_{out} = \frac{g_{m1}}{g_{ds2} + g_{ds4}} \quad (1.158)$$

โดยที่  $g_{m1} = \sqrt{\mu_n C_{ox} (W/L)_1 I_{SS}}$  และ  $g_{ds2} = \lambda_N I_{D2} = 0.5\lambda_N I_{SS}$  และ  $g_{ds4} = \lambda_P I_{D4} = 0.5\lambda_P I_{SS}$  ดังนั้น

$$A_{vd} = \frac{\sqrt{\mu_n C_{ox} (W/L)_1 I_{SS}}}{0.5I_{SS}(\lambda_N + \lambda_P)} = \frac{2}{(\lambda_N + \lambda_P)} \sqrt{\frac{\mu_n C_{ox} (W/L)_1}{I_{SS}}} \quad (1.159)$$

สำหรับการวิเคราะห์หาอัตราขยายโหมตร่วม เราจะพิจารณาวงจรในรูปที่ 1.57(ก) โดยสมมติให้วงจรมีความสมมาตร หรือ  $(W/L)_1 = (W/L)_2$  และ  $(W/L)_3 = (W/L)_4$  และให้แหล่งจ่ายกระแส  $I_{SS}$  มีความต้านทานเอาต์พุต  $R_{SS}$  และเมื่อวงจรมีแรงดันอินพุตโหมตร่วม หรือ  $v_{in1} = v_{in2} = v_{ic}$  จะทำให้แรงดันที่จุดซอร์สร่วม  $v_s$  มีการเปลี่ยนแปลงตาม  $v_{ic}$  และความสมมาตรของวงจรจะทำให้  $v_x = v_{out}$  ดังนั้นเราสามารถจะวิเคราะห์วงจรได้ด้วยการลัดวงจรระหว่างจุด  $v_x$  และ  $v_{out}$  ดังในรูปที่ 1.57(ข) ซึ่งทำให้มี  $M_1$  และ  $M_2$  ต่อขนานกัน และมี  $M_3$  และ  $M_4$  ต่อขนานกัน ดังนั้นเราสามารถจะเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 1.57(ค) ซึ่งอยู่ในรูปแบบของวงจรขยายซอร์สร่วมที่ใช้เทคนิคซอร์สตีเจนเนอเรชั่น ที่มีค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เท่ากับ  $2g_{m1}$  ความต้านทานโหลดประมาณ  $(\frac{1}{2g_{m3}} \parallel r_{ds3})$  และมีความต้านทานที่ซอร์สเท่ากับ  $R_{SS}$  ดังนั้นจากหัวข้อที่ 1.3.1.5 ถ้าหากเราละเลยผลของ  $r_{ds1}$  และ  $r_{ds2}$  เราจะหาค่าอัตราขยายโหมตร่วมได้เท่ากับ

$$A_{vc} = \frac{v_{out}}{v_{ic}} \approx -\frac{\left(\frac{1}{2g_{m3}} \parallel r_{ds3}\right)}{\left(\frac{1}{2g_{m1}} + R_{SS}\right)} \quad (1.160)$$

และหากสมมติให้  $\frac{1}{2g_{m3}} \ll r_{ds3}$  เราจะได้

$$A_{vc} \approx \frac{-1}{1 + 2g_{m1}R_{SS}} \left(\frac{g_{m1}}{g_{m3}}\right) \quad (1.161)$$

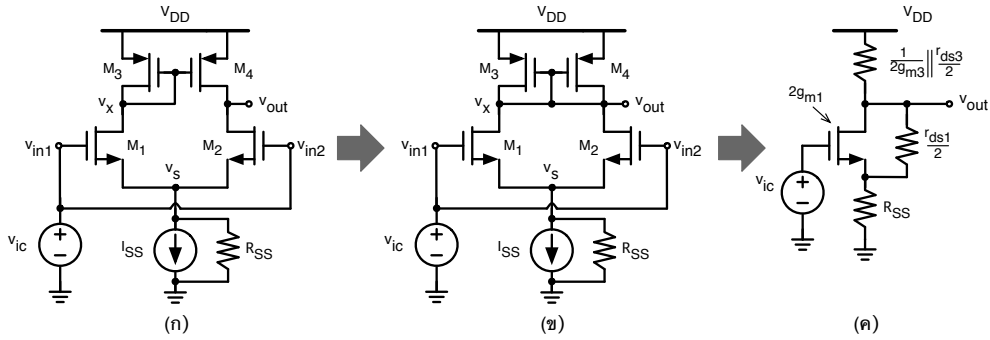
ดังนั้นจาก (1.158) และ (1.161) เราจะได้อัตราจัดโหมตร่วม (CMRR) เท่ากับ

$$CMRR = \left|\frac{A_{vd}}{A_{vc}}\right| = \frac{g_{m1}}{g_{ds2} + g_{ds4}} \cdot (1 + 2g_{m1}R_{SS}) \left(\frac{g_{m3}}{g_{m1}}\right) \quad (1.162)$$

$$= \frac{g_{m3}}{g_{ds2} + g_{ds4}} \cdot (1 + 2g_{m1}R_{SS}) \quad (1.163)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ถึงแม้ว่าวงจรจะมีความสมมาตรที่สมบูรณ์ แต่วงจรก็ยังคงขยายสัญญาณโหมตร่วม ดังนั้นเพื่อให้วงจรมีค่า  $CMRR$  มาก เราควรให้  $g_{m3}$  มีค่ามากและใช้แหล่งจ่ายกระแสที่มีค่า  $R_{SS}$  สูง

นอกจากนี้ วงจรจะมีช่วงของแรงดันอินพุตโหมตร่วมที่วงจรสามารถทำงานได้ โดยถ้าเราพิจารณาวงจร



รูปที่ 1.57: การวิเคราะห์ห้อัตราขยายโหมตรง้าวมของวงจขยายผลต่างที่ใช้โหลดวจรสะท้อนกระแส

ในรูปที่ 1.58(ก) ที่มีมอสเฟด  $M_5$  ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส  $I_{SS}$  โดยถ้าสมมติให้  $V_{IN1} = V_{IN2} = V_{IC}$  มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน  $V_S$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นตาม ในขณะที่แรงดัน  $V_X$  มีค่าคงที่เนื่องจาก  $I_{SS}$  มีค่าคงที่ ซึ่งจะ ทำให้  $V_{DS1}$  มีค่าน้อยลง ดังนั้นค่าแรงดันอินพุตโหมตรง้าวมสูงสุด หรือ  $V_{IC} (max)$  คือ ค่า  $V_{IC}$  สูงสุดที่ทำให้ มอสเฟด  $M_1$  ยังคงทำงานในย่านอิมิตัว หรือ  $V_{DS1} = V_{DS1} (sat)$  ดังนั้นเราจะได้

$$V_{IC} (max) = V_{DD} - V_{SG3} - V_{DS1} (sat) + V_{GS1} \quad (1.164)$$

$$= V_{DD} - V_{SG3} - V_{TH1} \quad (1.165)$$

$$= V_{DD} - \left( \sqrt{\frac{2I_{D3}}{\mu_p C_{ox} (W/L)_3}} + |V_{TH3}| \right) - V_{TH1} \quad (1.166)$$

$$\therefore V_{IC} (max) = V_{DD} - \sqrt{\frac{I_{SS}}{\mu_p C_{ox} (W/L)_3}} - |V_{TH3}| - V_{TH1} \quad (1.167)$$

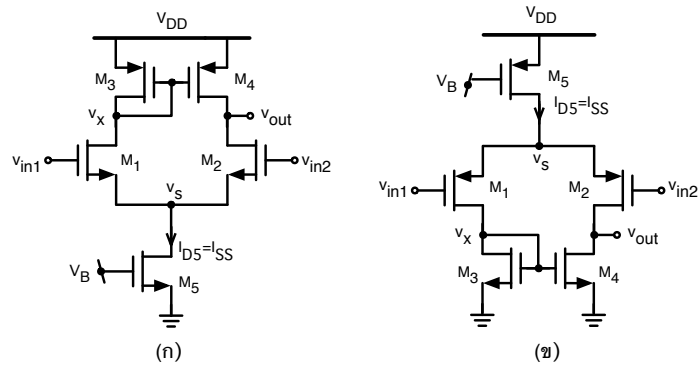
ในขณะที่ถ้า  $V_{IC}$  มีค่าลดลง แรงดัน  $V_S$  จะมีค่าลดลงตาม ทำให้  $V_{DS5}$  มีค่าน้อยลง ดังนั้นค่าแรงดันอินพุต โหมตรง้าวมต่ำสุด หรือ  $V_{IC} (min)$  คือ ค่า  $V_{IC}$  น้อยที่สุดที่ทำให้มอสเฟด  $M_5$  ยังคงทำงานในย่านอิมิตัว หรือ  $V_{DS5} = V_{DS5} (sat)$  ดังนั้นเราจะได้

$$V_{IC} (min) = V_{DS5} (sat) + V_{GS1} \quad (1.168)$$

$$= \sqrt{\frac{2I_{D5}}{\mu_n C_{ox} (W/L)_5}} + \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\mu_n C_{ox} (W/L)_1}} + V_{TH1} \quad (1.169)$$

$$\therefore V_{IC} (min) = \sqrt{\frac{2I_{SS}}{\mu_n C_{ox} (W/L)_5}} + \sqrt{\frac{I_{SS}}{\mu_n C_{ox} (W/L)_1}} + V_{TH1} \quad (1.170)$$

ดังนั้นวงจขยายผลต่างในรูปที่ 1.58(ก) ควรมีแรงดันอินพุตโหมตรง้าวมอยู่ระหว่าง  $V_{IC} (max)$  และ  $V_{IC} (min)$



รูปที่ 1.58: การวิเคราะห์ช่วงแรงดันอินพุตโหมตร่วมของวงจรขยายผลต่างที่ใช้โหลดวงจรสะท้อนกระแส

รูปที่ 1.58(ข) แสดงตัวอย่างวงจรขยายผลต่างที่ใช้โหลดวงจรสะท้อนกระแส และใช้มอสเฟตอินพุตแบบ PMOS ซึ่งเราสามารถวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรได้ในลักษณะเดียวกัน