

บทที่ 1

การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (Frequency response of integrated circuits)

1.1 บทนำ

บทนี้จะอธิบายถึงผลการตอบสนองของวงจรรวมเมื่อสัญญาณมีความถี่สูงขึ้น

1.2 การตอบสนองความถี่ของระบบเชิงเส้น (Frequency response of linear systems)

โดยทั่วไป วงจรและระบบเชิงเส้นที่ไม่แปรผันตามเวลา (linear time-invariant system) มีฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ในรูป $H(s) = Y(s)/X(s)$ เมื่อ $s = j\omega$ คือความถี่เชิงซ้อน (complex frequency) และ $j = \sqrt{-1}$ คือจำนวนจินตภาพที่มีขนาดเท่ากับหนึ่ง $X(s)$ และ $Y(s)$ คือ สัญญาณอินพุตและเอาต์พุต ในโดเมนของ s ตามลำดับ และ เราสามารถจะแสดง $H(s)$ ของวงจรรวมเชิงเส้น (linear circuits) ได้ในรูปของอัตราส่วนของโพลีโนเมียล

$$H(s) = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_ms^m}{1 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_ns^n} \quad (1.1)$$

บทที่ 1. การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (FREQUENCY RESPONSE OF INTEGRATED CIRCUITS)2

เมื่อ a_i และ b_i คือสัมประสิทธิ์ที่เป็นจำนวนจริง (real) และโดยทั่วไป $H(s)$ ที่มีเสถียรภาพจะมี $m < n$ และเราสามารถแสดง $H(s)$ ในรูปแบบของอัตราส่วนของผลคูณพจน์อันดับหนึ่ง ดังนี้

$$H(s) = K \frac{(s + \omega_{z1})(s + \omega_{z2}) \cdots (s + \omega_{zm})}{(s + \omega_{p1})(s + \omega_{p2}) \cdots (s + \omega_{pn})} \quad (1.2)$$

$$= a_0 \frac{(1 + s/\omega_{z1})(1 + s/\omega_{z2}) \cdots (1 + s/\omega_{zm})}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2}) \cdots (1 + s/\omega_{pn})} \quad (1.3)$$

เมื่อ $K = a_m/b_n$ และ ω_{zi} คือ ราก (root) ของโพลีโนเมียลเศษ (nominator) เราเรียกว่า ซีโร่ (zero) หรือ ความถี่ซีโร่ (zero frequency) และ ω_{pi} คือ รากของโพลีโนเมียลส่วน (denominator) เราเรียกว่า โพล (pole) หรือ ความถี่โพล (pole frequency)

เราสามารถแสดงผลการตอบสนองความถี่ของ $H(s)$ ได้โดยพิจารณา $H(j\omega)$ ในรูปแบบดังนี้

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| e^{j\phi(\omega)} \quad (1.4)$$

เมื่อ $|H(j\omega)|$ คือ ผลการตอบสนองเชิงขนาด (magnitude response) และ $\phi(\omega) = \angle H(j\omega)$ คือ ผลการตอบสนองเชิงเฟส (phase response) ดังนั้นเราสามารถแสดงผลการตอบสนองความถี่ได้โดยพิจารณา $|H(j\omega)|$ และ $\phi(\omega) = \angle H(j\omega)$ โดยทั่วไปเรามักจะแสดง $|H(j\omega)|$ ในหน่วยเดซิเบล (dB) หรือ $|H(j\omega)| (dB) = 20 \log_{10} |H(j\omega)|$

1.2.1 ฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับหนึ่ง (first-order system)

ฟังก์ชันถ่ายโอน $H(s)$ ที่มีโพลีโนเมียลอันดับหนึ่ง เรียกว่า ฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับหนึ่ง ยกตัวอย่างเช่นฟังก์ชันถ่ายโอนต่ำผ่านอันดับหนึ่ง

$$H(s) = \frac{1}{1 + s/\omega_{p1}} \quad (1.5)$$

โดยมีโพลเดียวที่ความถี่ ω_{p1} เราสามารถแสดงผลการตอบสนองถี่ได้โดยพิจารณา

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_{p1}} \quad (1.6)$$

ซึ่งมีฟังก์ชันการตอบสนองเชิงขนาดเท่ากับ

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_{p1})^2}} \quad (1.7)$$

บทที่ 1. การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (FREQUENCY RESPONSE OF INTEGRATED CIRCUITS) 3

หรือในหน่วย dB

$$20 \log_{10} (|H(\omega)|) = -10 \log_{10} \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{p1}} \right)^2 \right) \quad (1.8)$$

และฟังก์ชันการตอบสนองเชิงเฟสเท่ากับ

$$\phi(\omega) = \angle H(j\omega) = -\tan^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_{p1}} \right) \quad (1.9)$$

จาก (1.8) และ (1.9) เราสามารถแสดงได้ว่าที่ความถี่โพตรง ($\omega = 0$) จะมี $20 \log_{10} (|H(\omega)|) = 0$ dB และ $\phi(\omega) = -\tan^{-1}(0) = 0^\circ$

ที่ความถี่ $\omega = \omega_{p1}$ เราจะมี $20 \log_{10} (|H(\omega)|) = -10 \log_{10} (1 + (1)^2) = -3$ dB และ $\phi(\omega) = -\tan^{-1}(1) = -45^\circ$ ซึ่งแสดงว่าที่ความถี่โพล $|H(\omega)|$ จะมีค่าลดลง 3 dB เมื่อเทียบกับค่าที่โพตรง และมีการเลื่อนเฟสไป -45° หรือสัญญาณเอาท์พุทมีเฟสตาม (phase lag) สัญญาณอินพุตอยู่ 45° เราเรียกความถี่นี้ว่า ความถี่ -3 dB (ω_{-3dB}) ซึ่งสำหรับฟังก์ชันที่มีโพลเดียว $\omega_{-3dB} = \omega_{p1}$

ที่ความถี่สูง $\omega \gg \omega_{p1}$ เราจะมี $20 \log_{10} (|H(\omega)|) \approx -20 \log_{10} \left(\frac{\omega}{\omega_{p1}} \right)$ และ $\phi(\omega) = -\tan^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_{p1}} \right) \rightarrow -90^\circ$ ซึ่งแสดงว่าเมื่อความถี่สูง $|H(\omega)|$ จะมีขนาดลดลง 20 dB เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น 10 เท่า หรือมีอัตราการลดลงเท่ากับ -20 dB/decade รูปที่ 1.1 แสดงตัวอย่างคุณลักษณะของ $20 \log_{10} (|H(\omega)|)$ และ $\phi(\omega)$ ที่มี $\omega_{p1} = 10^5$ rad/s หรือ $f_{p1} = 1.59 \times 10^4$ Hz

เรามาลองพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีซีโรตัวเดียวบ้าง หรือ

$$H(s) = 1 + \frac{s}{\omega_{z1}} \quad (1.10)$$

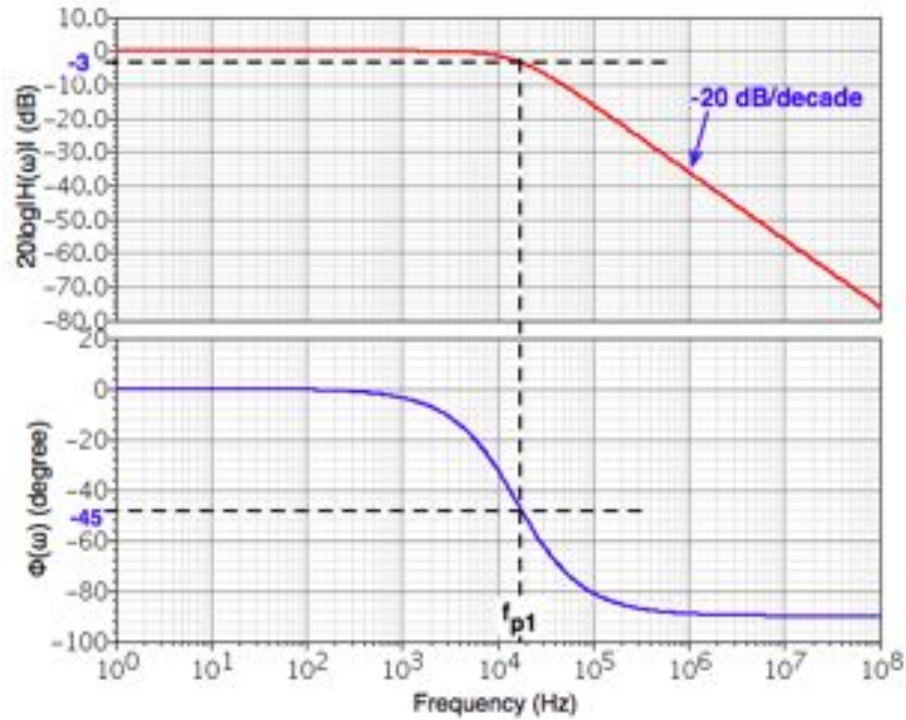
ซึ่งเราสามารถแสดงฟังก์ชันการตอบสนองเชิงขนาดและเฟสได้เท่ากับ

$$20 \log_{10} (|H(\omega)|) = 10 \log_{10} \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{z1}} \right)^2 \right) \quad (1.11)$$

$$\phi(\omega) = \angle H(j\omega) = +\tan^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_{z1}} \right) \quad (1.12)$$

ดังนั้นที่ความถี่โพตรง ($\omega = 0$) $20 \log_{10} (|H(\omega)|) = 0$ dB และ $\phi(\omega) = -\tan^{-1}(0) = 0^\circ$ ที่ความถี่ $\omega = \omega_{z1}$ เราจะมี $20 \log_{10} (|H(\omega)|) = +10 \log_{10} (1 + (1)^2) = +3$ dB และ $\phi(\omega) = +\tan^{-1}(1) = +45^\circ$ ซึ่งแสดงว่าที่ความถี่โพล $|H(\omega)|$ จะมีค่าเพิ่มขึ้น 3 dB เมื่อเทียบกับค่าที่โพตรง และมีการเลื่อนเฟสไป $+45^\circ$ หรือสัญญาณเอาท์พุทมีเฟสนำ (phase lead) สัญญาณอินพุตอยู่ 45° ที่ความถี่สูง $\omega \gg \omega_{z1}$ เราจะมี $20 \log_{10} (|H(\omega)|) \approx +20 \log_{10} \left(\frac{\omega}{\omega_{z1}} \right)$ และ $\phi(\omega) = +\tan^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_{z1}} \right) \rightarrow +90^\circ$ ซึ่งแสดงว่าเมื่อความถี่สูง

บทที่ 1. การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (FREQUENCY RESPONSE OF INTEGRATED CIRCUITS) 4



รูปที่ 1.1: การตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับที่หนึ่งที่มีหนึ่งโพล

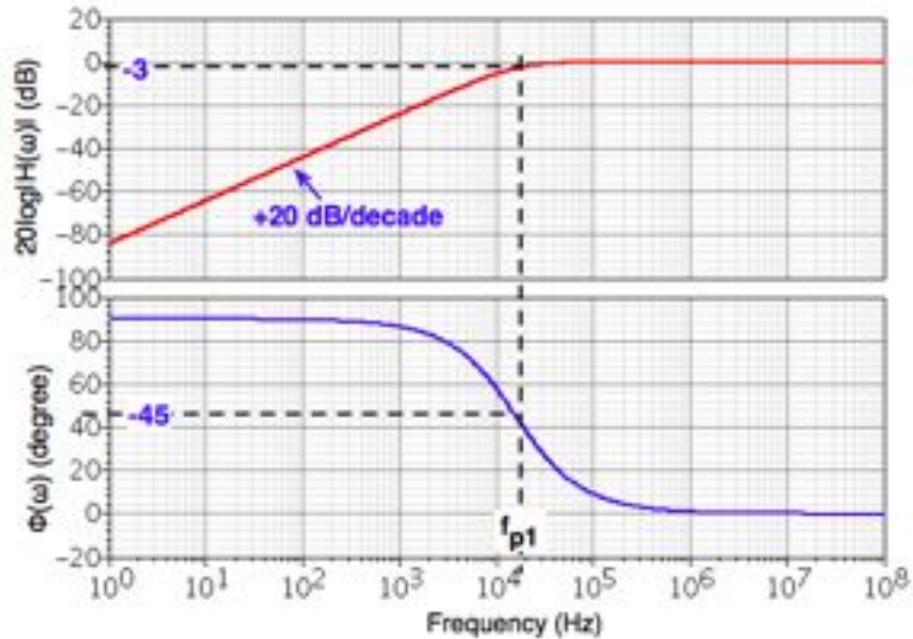
$|H(\omega)|$ จะมีขนาดเพิ่มขึ้น 20 dB เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น 10 เท่า หรือมีอัตราการลดลงเท่ากับ $+20 \text{ dB/decade}$
 รูปที่ 1.2 แสดงตัวอย่างคุณลักษณะของ $20 \log_{10}(|H(\omega)|)$ และ $\phi(\omega)$ ที่มี $\omega_{z1} = 10^5 \text{ rad/s}$ หรือ $f_{z1} = 1.59 \times 10^4 \text{ Hz}$

1.2.2 การประมาณของโบเด (Bode's approximation)

เราสามารถประมาณการตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนได้ด้วยวิธีการประมาณของโบเด (Bode's approximation) ซึ่งมีหลักการว่า ผลการตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน $H(s)$ สามารถแสดงได้โดยผลรวมของการตอบสนองความถี่ของโพลและซีโรแต่ละตัวของ $H(s)$ เราจะอธิบายวิธีของโบเด โดยเริ่มพิจารณาการประมาณผลการตอบสนองความถี่ของโพล และซีโรที่อยู่ในด้านซ้าย และด้านขวาของระนาบ s ($s - plane$)

พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีหนึ่งโพลใน (1.5) ซึ่งเป็นโพลอยู่ด้านซ้ายของระนาบ s (Left-half plane: LHP) และมีการตอบสนองความถี่ดังในรูปที่ 1.1 เราสามารถใช้วิธีของโบเดเพื่อประมาณผลการตอบสนองความถี่ได้ดังในรูปที่ 1.3(ก) ซึ่งเป็นการแสดงกราฟของขนาด $20 \log_{10} |H(j\omega)|$ และเฟส $\angle H(j\omega)$ ของฟังก์ชันถ่ายโอนในแกนเชิงเส้น-ล็อก (linear-log) โดยฟังก์ชันของขนาด $20 \log_{10} |H(j\omega)|$ จะมีค่าเป็น 0 dB ที่ความถี่ต่ำ และเริ่มมีค่าลดลงที่ความถี่โพล ω_{p1} และมีอัตราการลดลงเท่ากับ -20 dB/dec และฟังก์ชันของ

บทที่ 1. การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (FREQUENCY RESPONSE OF INTEGRATED CIRCUITS) 5



รูปที่ 1.2: การตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับที่หนึ่งที่มีหนึ่งซีโร

เฟส $\angle H(j\omega)$ มีค่าเป็น 0° ที่ความถี่ต่ำ ($\omega < 0.1\omega_{p1}$) และเริ่มมีค่าลดลงแบบเชิงเส้นเมื่อความถี่ $\omega \geq 0.1\omega_{p1}$ และ $\angle H(j\omega) = -45^\circ$ เมื่อ $\omega = \omega_{p1}$ และมีค่าเท่ากับ $\angle H(j\omega) = -90^\circ$ เมื่อ $\omega \geq 10\omega_{p1}$

พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีหนึ่งโพล ซึ่งเป็นโพลอยู่ด้านขวาของระนาบ s (Right-half plane: RHP) ดังนี้

$$H(s) = \frac{1}{1 - (s/\omega_{p1})} \quad (1.13)$$

ซึ่งมีฟังก์ชันการตอบสนองเชิงขนาดเหมือนกับใน (1.8) และมีฟังก์ชันการตอบสนองเชิงเฟสเท่ากับ

$$\phi(\omega) = \angle H(j\omega) = +\tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right) \quad (1.14)$$

ดังนั้นเราสามารถแสดงผลการตอบสนองความถี่ของ (1.13) ด้วยวิธีการประมาณของโบเดได้ดังในรูปที่ 1.3(ข) โดยมีการตอบสนองเชิงขนาดเหมือนกับฟังก์ชันใน (1.5) แต่มีการตอบสนองเชิงเฟสที่เป็นบวก โดย $\angle H(j\omega) = 0^\circ$ เมื่อ $\omega < 0.1\omega_{p1}$ และ $\angle H(j\omega) = +45^\circ$ เมื่อ $\omega = \omega_{p1}$ และ $\angle H(j\omega) = +90^\circ$ เมื่อ $\omega \geq 10\omega_{p1}$

พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีหนึ่งซีโรใน (1.10) ซึ่งเป็นซีโรแบบ LHP โดยมีผลการตอบสนองความถี่ด้วยวิธีการประมาณของโบเดได้ดังในรูปที่ 1.3(ค) โดยมีการตอบสนองเชิงขนาด $20 \log_{10} |H(j\omega)| = 0 \text{ dB}$ ที่ความถี่ต่ำ ($\omega < 0.1\omega_{z1}$) และเริ่มมีค่าเพิ่มขึ้นที่ความถี่ซีโร ω_{z1} และมีอัตราการเพิ่มขึ้นเท่ากับ $+20 \text{ dB/dec}$

บทที่ 1. การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (FREQUENCY RESPONSE OF INTEGRATED CIRCUITS)6

และมีการตอบสนองเชิงเฟสที่เป็นบวก โดย $\angle H(j\omega) = 0^\circ$ เมื่อ $\omega < 0.1\omega_{z1}$ และ $\angle H(j\omega) = +45^\circ$ เมื่อ $\omega = \omega_{z1}$ และ $\angle H(j\omega) = +90^\circ$ เมื่อ $\omega \geq 10\omega_{z1}$

พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีซีโรแบบ RHP ดังนี้

$$H(s) = 1 + \frac{s}{\omega_{z1}} \quad (1.15)$$

ซึ่งมีฟังก์ชันการตอบสนองเชิงขนาดเหมือนกับใน (1.11) และมีฟังก์ชันการตอบสนองเชิงเฟสเท่ากับ

$$\phi(\omega) = \angle H(j\omega) = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_{z1}}\right) \quad (1.16)$$

ดังนั้นเราสามารถแสดงผลการตอบสนองความถี่ของ (1.15) ด้วยวิธีการประมาณของโบเดได้ดังในรูปที่ 1.3(ง) โดยมีการตอบสนองเชิงขนาดเหมือนกับฟังก์ชันใน (1.10) แต่มีการตอบสนองเชิงเฟสที่เป็นลบ โดย $\angle H(j\omega) = 0^\circ$ เมื่อ $\omega < 0.1\omega_{p1}$ และ $\angle H(j\omega) = -45^\circ$ เมื่อ $\omega = \omega_{p1}$ และ $\angle H(j\omega) = -90^\circ$ เมื่อ $\omega \geq 10\omega_{p1}$

ตัวอย่างที่ 1.1. จงใช้วิธีของโบเดในการประมาณการตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนใน (1.17) โดยสมมติให้ $\omega_{p1} \ll \omega_{p2} \ll \omega_{z1}$

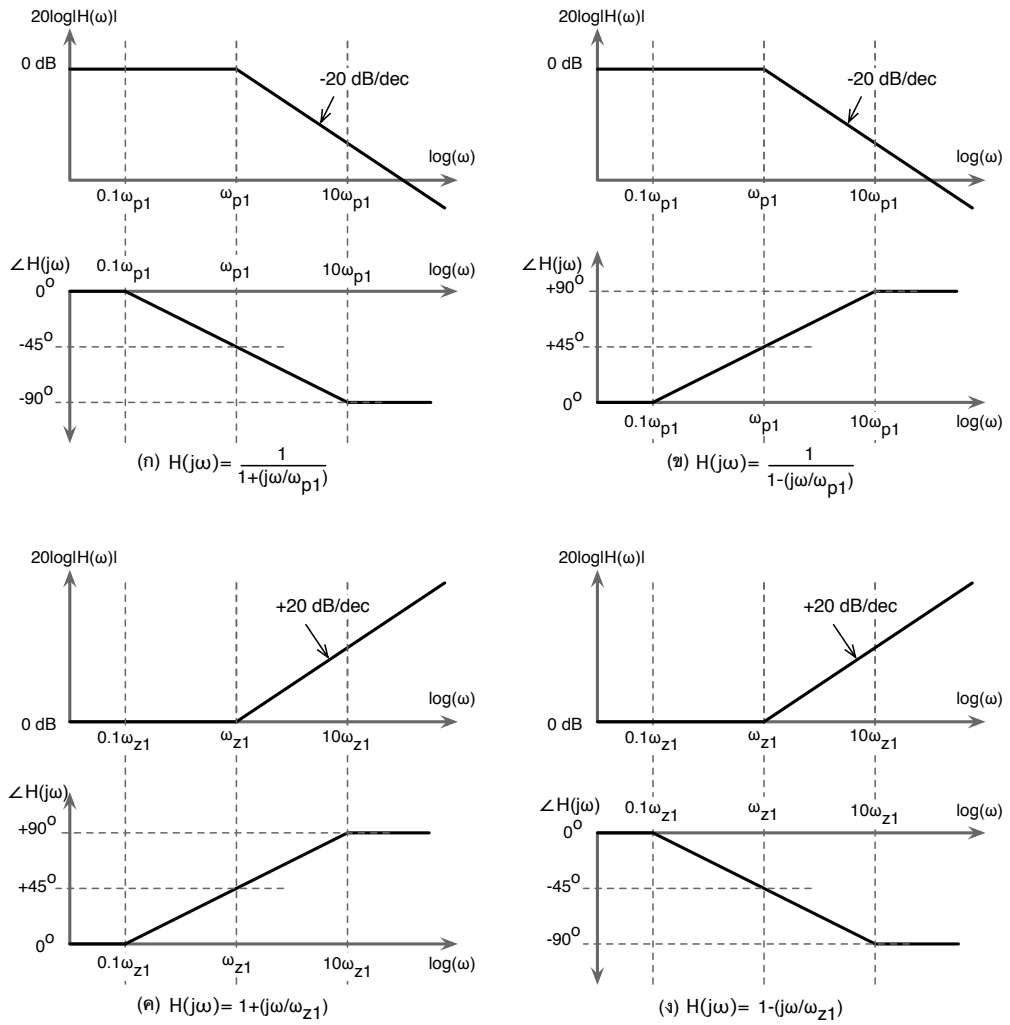
$$A(s) = A_0 \frac{(1 + s/\omega_{z1})}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})} \quad (1.17)$$

ฟังก์ชัน $A(s)$ มีโพลที่อยู่ด้านซ้ายของระนาบ s 2 โพล และซีโรที่อยู่ด้านซ้ายของระนาบ s 1 ซีโร จากวิธีการประมาณของโบเด เราสามารถประมาณผลการตอบสนองความถี่ของ $A(s)$ ได้ด้วยการรวมผลของการตอบสนองความถี่ของโพลและซีโรทั้งหมด โดยโพลด้านซ้ายของระนาบ s หนึ่งตัว จะทำให้ขนาดของ $A(j\omega)$ ลดลง -20 dB/dec และมีการเลื่อนเฟส $\angle A(j\omega)$ ไป -90° ในขณะที่ซีโรด้านซ้ายของระนาบ s หนึ่งตัว จะทำให้ขนาดของ $A(j\omega)$ เพิ่มขึ้น $+20 \text{ dB/dec}$ และมีการเลื่อนเฟส $\angle A(j\omega)$ ไป $+90^\circ$ ดังนั้นเราสามารถประมาณผลการตอบสนองความถี่ของ $A(s)$ ได้ตามเส้นกราฟที่บสีดำในรูปที่ 1.4 โดยมีกราฟเส้นประสีแดง สีเขียว และสีน้ำเงิน เป็นผลการตอบสนองความถี่ที่เกิดจาก ω_{p1} ω_{p2} และ ω_{z1} ตามลำดับ

1.3 เทคนิคการวิเคราะห์ผลการตอบสนองความถี่ของวงจร

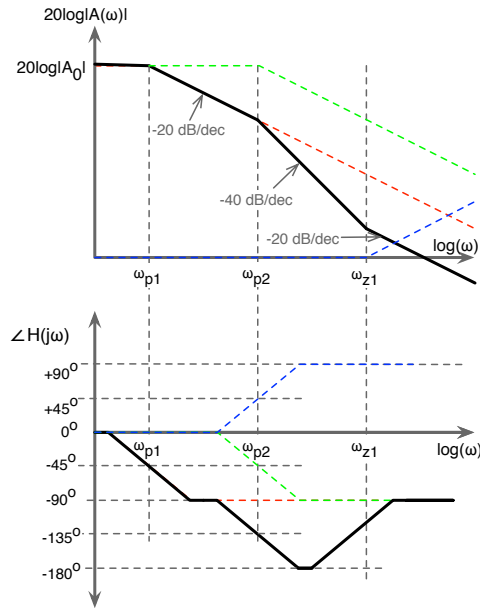
ในหัวข้อนี้ เราจะอธิบายเทคนิคที่ช่วยให้การวิเคราะห์ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรรายง่ายขึ้น และสร้างความเข้าใจกับผู้ออกแบบวงจรได้ดี

บทที่ 1. การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (FREQUENCY RESPONSE OF INTEGRATED CIRCUITS) 7



รูปที่ 1.3: ผลการตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันที่มีหนึ่งโพลหรือหนึ่งซีโรด้วยวิธีการประมาณของโบเด

บทที่ 1. การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (FREQUENCY RESPONSE OF INTEGRATED CIRCUITS) 8



รูปที่ 1.4: ผลการตอบสนองความถี่ของ $A(s)$ ใน (1.17) ด้วยวิธีการประมาณของโบเด

1.3.1 ความสัมพันธ์ของความถี่โพลกับโหนดในวงจร

พิจารณาวงจรในรูปที่ 1.5 โดยที่ A_1 และ A_2 เป็นวงจรถยายในอุดมคติ r_{o1} และ r_{o2} เป็นความต้านทานเอาต์พุตของวงจรถยายแต่ละภาค C_1 และ C_2 เป็นตัวเก็บประจุอินพุตของภาคขยายแต่ละภาค และ C_L เป็นตัวเก็บประจุโหลด R_s เป็นตัวต้านทานของแหล่งจ่าย เราสามารถแสดงได้ว่า

$$\frac{v_{out}}{v_{in}}(s) = \frac{A_1}{1 + sR_sC_1} \cdot \frac{A_2}{1 + sr_{o1}C_2} \cdot \frac{1}{1 + sr_{o2}C_L} \quad (1.18)$$

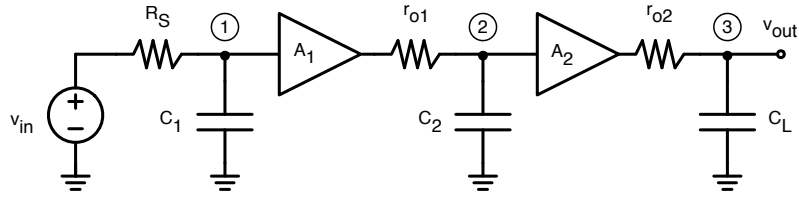
$$= \frac{A_1}{1 + s/\omega_{p1}} \cdot \frac{A_2}{1 + s/\omega_{p2}} \cdot \frac{1}{1 + s/\omega_{p3}} \quad (1.19)$$

ซึ่งแสดงว่าวงจรมีความถี่โพล 3 โพล ที่ $\omega_{p1} = 1/R_sC_1$, $\omega_{p2} = 1/r_{o1}C_2$ และ $\omega_{p3} = 1/r_{o2}C_L$ โดยค่าความถี่โพล ถูกกำหนดด้วยผลคูณของความต้านทานและตัวเก็บประจุที่แต่ละโหนด ดังนั้นเราสามารถสรุปได้ว่า แต่ละโหนดในวงจรจะทำให้เกิดความถี่โพลที่มีค่าเท่ากับ $\omega_{pi} = 1/R_iC_i$ โดยที่ R_i และ C_i คือค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุที่ต่อระหว่างโหนด i ของวงจรรีบกราวด์ตามลำดับ

1.3.2 ทฤษฎีของมิลเลอร์ (Miller's Theorem)

เราสามารถประมาณค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่อลอย (floating impedance) ได้ด้วยอิมพีแดนซ์ที่ต่อลงกราวด์ (ground impedance) โดยใช้ ทฤษฎีของมิลเลอร์ ซึ่งกล่าวไว้ว่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ออยู่ระหว่าง 2 จุดในวงจร

บทที่ 1. การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (FREQUENCY RESPONSE OF INTEGRATED CIRCUITS)9



รูปที่ 1.5: ความถี่โพลที่เกิดจากแต่โหนดวงจรขยายหลายภาค

เชิงเส้น สามารถถูกแทนที่ได้ด้วยอิมพีแดนซ์ที่ต่อลงกราวด์ที่ 2 จุดนั้น พิจารณาวงจรในรูปที่ 1.6 ที่มีอิมพีแดนซ์ Z ต่ออยู่ระหว่างโหนด 1 และ 2 เราสามารถแทนที่ Z ด้วย Z_1 และ Z_2 ที่ต่อลงกราวด์ได้ ถ้าหากจุด 1 และ 2 ยังคงมีความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันเหมือนกันทุกประการ

ในรูปที่ 1.6(ก)

$$I = \frac{V_1 - V_2}{Z} \quad (1.20)$$

และในรูปที่ 1.6(ข)

$$I = \frac{V_1}{Z_1} \quad (1.21)$$

$$I = \frac{-V_2}{Z_2} \quad (1.22)$$

ดังนั้น ถ้าวงจรในรูปที่ 1.6(ก) และ 1.6(ข) มีคุณสมบัติเหมือนกัน จาก (1.20) และ (1.21) เราจะได้

$$\frac{V_1 - V_2}{Z} = \frac{V_1}{Z_1} \quad (1.23)$$

ดังนั้น

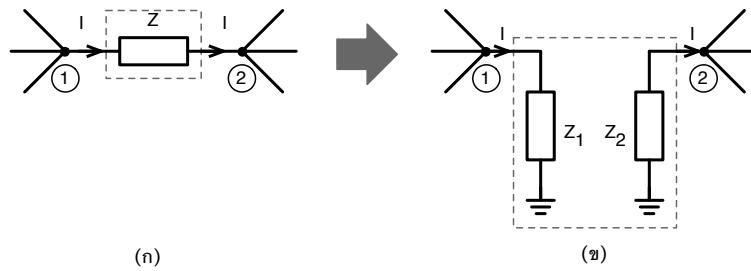
$$Z_1 = \frac{Z}{1 - (V_2/V_1)} \equiv \frac{Z}{1 - A_V} \quad (1.24)$$

โดยที่ $A_V = V_2/V_1$ คืออัตราขยายแรงดันระหว่างจุด 1 และ 2 และจาก (1.20) และ (1.22) เราจะได้

$$\frac{V_1 - V_2}{Z} = -\frac{V_2}{Z_2} \quad (1.25)$$

ดังนั้น

บทที่ 1. การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (FREQUENCY RESPONSE OF INTEGRATED CIRCUITS) 10



รูปที่ 1.6: ทฤษฎีของมิลเลอร์

$$Z_2 = \frac{Z}{1 - (V_1/V_2)} \equiv \frac{Z}{1 - (1/A_v)} \quad (1.26)$$

รูปที่ 1.7 แสดงตัวอย่างการใช้งานทฤษฎีของมิลเลอร์กับวงจรขยายที่มีตัวเก็บประจุลอย (floating capacitor) ซึ่งต่อคร่อมระหว่างอินพุตและเอาต์พุต ถ้าวงจรมีอัตราขยายแรงดันเท่ากับ $A_v = -A_0$ จากทฤษฎีของมิลเลอร์ $Z = 1/sC_F$ เราจะได้ว่า

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - A_v} = \frac{1}{sC_F(1 + A_0)} \quad (1.27)$$

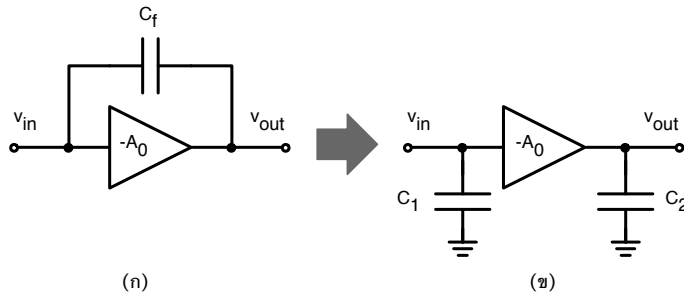
$$Z_2 = \frac{Z}{1 - A_v^{-1}} = \frac{1}{sC_F(1 + A_0^{-1})} \quad (1.28)$$

ดังนั้น Z_1 คือ ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_F(1 + A_0)$ และ Z_2 คือ ตัวเก็บประจุ $C_2 = C_F(1 + A_0^{-1})$ ถ้า $A_0 \gg 1$ เราจะได้ $C_1 \approx A_0 C_F$ และ $C_2 \approx C_F$ ซึ่งแสดงถึงข้อสรุปที่สำคัญว่า เมื่อมีตัวเก็บประจุ C_F ต่อคร่อมระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยาย จะให้มีค่าตัวเก็บประจุที่อินพุตเท่ากับอัตราขยายคูณกับตัวเก็บประจุ C_F นั้น และตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตมีค่าเท่ากับ C_F ผลของการคูณตัวเก็บประจุที่ต่อคร่อมวงจรขยาย เราเรียกว่า ผลของมิลเลอร์ (Miller effect) และเราเรียกตัวเก็บประจุว่า ตัวเก็บประจุมิลเลอร์ (Miller capacitance) และเรานิยมนำทฤษฎีของมิลเลอร์มาใช้ในการประมาณสำหรับวิเคราะห์ความถี่โพลของวงจรขยาย

1.3.3 เทคนิคการประมาณโพลเด่น (dominant-pole approximation)

โดยทั่วไป ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรอเล็กทรอนิกส์สามารถถูกแสดงในรูปตาม (1.1) ได้ และโดยทั่วไปในวงจรส่วนใหญ่ โพลโนเมียลที่เป็นส่วนของฟังก์ชันถ่ายโอนจะมีผลเป็นนัยสำคัญต่อการตอบสนองความถี่ของวงจร (หรือ ความถี่ซีโรไม่ค่อยมีนัยสำคัญมากนัก) ดังนั้นเราอาจแสดงฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้

บทที่ 1. การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (FREQUENCY RESPONSE OF INTEGRATED CIRCUITS) 11



รูปที่ 1.7: การใช้ทฤษฎีของมิลเลอร์กับตัวเก็บประจุลอย

$$H(s) = \frac{H_0}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2}) \cdots (1 + s/\omega_{pn})} \quad (1.29)$$

โดยที่ H_0 คือขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนที่ความถี่ไฟตรง และ $\omega_{p1}, \omega_{p2}, \dots, \omega_{pn}$ คือความถี่โพลของฟังก์ชันถ่ายโอน ดังนั้นจาก (1.1) และ (1.29) เราจะได้

$$b_1 = \sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{\omega_{pi}} \right) \quad (1.30)$$

ในทางปฏิบัติ วงจรส่วนใหญ่จะมีโพลหนึ่งตัวที่ความถี่ต่ำกว่าโพลอื่นๆ มาก เราเรียกว่า โพลเด่น (dominant pole) ซึ่งเป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของวงจร หรือ $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}, \omega_{p3}, \dots, \omega_{pn}$ จนทำให้

$$\frac{1}{\omega_{p1}} \gg \sum_{i=2}^n \left(\frac{1}{\omega_{pi}} \right) \quad (1.31)$$

ดังนั้นเราสามารถประมาณได้ว่า

$$b_1 \simeq \frac{1}{\omega_{p1}} \quad (1.32)$$

และเราสามารถประมาณขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนในย่านความถี่ $\omega \leq \omega_{p1}$ ได้เท่ากับ

$$|H(j\omega)| \simeq \frac{K}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_{p1})^2}} \quad (1.33)$$

ซึ่งจะได้ว่าความถี่ -3 dB หรือ $\omega_{-3\text{dB}} = \omega_{p1} = 1/b_1$ และเราเรียกวิธีนี้ว่า เทคนิคการประมาณแบบโพลเด่น (dominant-pole approximation) ซึ่งจะมีความถูกต้องมากที่สุดเมื่อวงจรมีโพลเด่น

1.3.4 การประมาณค่าแบนด์วิดท์ด้วยวิธีการหาค่าคงที่เวลาวงจรเปิด (Open-circuit time constant method)

วิธีการหาค่าคงที่เวลาวงจรเปิด (open-circuit time constant: OCT) หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า วิธีหาค่าคงที่เวลาค่าศูนย์ (zero-value time constant: ZVT) ที่ถูกนำเสนอโดย Adler และคณะในปี ค.ศ. □ 1965 [?] เป็นเทคนิคการวิเคราะห์เพื่อประมาณค่าแบนด์วิดท์ของวงจรได้อย่างง่าย รวดเร็ว และให้ผลลัพธ์ที่ค่อนข้างถูกต้อง ข้อดีที่สำคัญที่สุดของวิธี OCT คือ ทำให้เราเข้าใจได้ว่าจุดใดในวงจรเป็นจุดที่จำกัดแบนด์วิดท์ของวงจร เราสามารถอธิบายหลักการของวิธี OCT ได้ด้วยการพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีแต่ความถี่โพลใน (1.29) และแสดงให้อยู่ในรูปฟังก์ชันของค่าคงที่เวลา (time constants) $\tau_i = 1/\omega_{pi}$

$$H(s) = \frac{H_0}{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2) \cdots (1 + s\tau_n)} \quad (1.34)$$

และถ้าสมมติว่าพจน์อันดับที่หนึ่งของ s มีค่ามากกว่าพจน์อันดับอื่นๆ และเราสามารถละทิ้งพจน์อื่นๆ ของ s ที่มีอันดับมากกว่าหนึ่งได้ เราจะได้

$$H(s) \approx \frac{H_0}{1 + s \left(\sum_{i=1}^n \tau_i \right)} \quad (1.35)$$

ดังนั้นเราจะได้ค่าความถี่ -3 dB หรือ แบนด์วิดท์ เท่ากับส่วนกลับของผลรวมค่าคงที่เวลา หรือ

$$\omega_{-3dB} \approx \frac{1}{\sum_{i=1}^n \tau_i} \quad (1.36)$$

ตัวอย่างที่ 1.2. พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับ 2

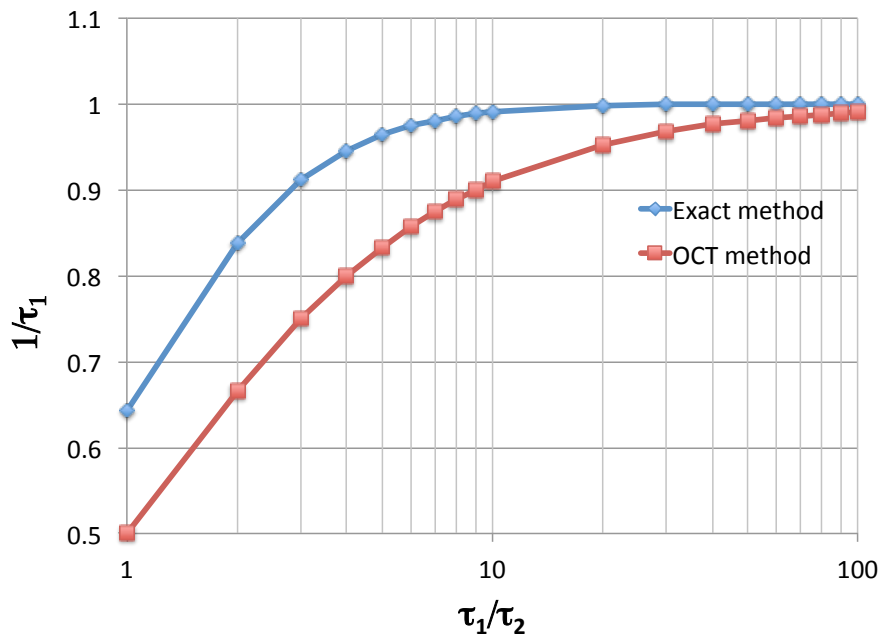
$$H(s) = \frac{1}{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)} \quad (1.37)$$

ซึ่งด้วยวิธีการวิเคราะห์โดยตรง (exact analysis) เราสามารถแสดงได้ว่า

$$\omega_{-3dB, exact} = \left[-\frac{(\tau_1^2 + \tau_2^2)}{2\tau_1^2\tau_2^2} \pm \sqrt{\frac{(\tau_1^2 + \tau_2^2)^2 + 4\tau_1^2\tau_2^2}{2\tau_1^2\tau_2^2}} \right]^{1/2} \quad (1.38)$$

และจากวิธี OCT เราจะได้

$$\omega_{-3dB, oct} \approx \frac{1}{\tau_1 + \tau_2} \quad (1.39)$$



รูปที่ 1.8: การเปรียบเทียบค่า ω_{-3dB} ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยตรงและการประมาณแบบ OCT

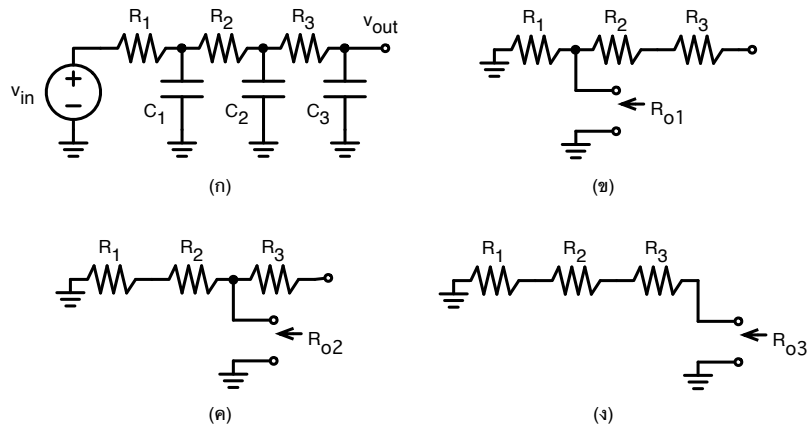
ถ้าสมมติให้ $\tau_1 = n\tau_2 = \tau$ และให้ n มีค่าเพิ่มขึ้นตั้งแต่ 1 ถึง 100 เราสามารถแสดงกราฟของ $\omega_{-3dB,exact}$ และ $\omega_{-3dB,oct}$ ได้ดังในรูปที่ 1.8 โดยเมื่อ $\tau_1 = \tau_2$ หรือ $n = 1$ ค่า $\omega_{-3dB,exact} = 0.63/\tau_1$ และ $\omega_{-3dB,oct} = 0.5/\tau_1$ หรือเมื่อ $n = 10$ ค่า $\omega_{-3dB,exact} = 0.99/\tau$ และ $\omega_{-3dB,oct} = 0.909/\tau$ ดังนั้นจะเห็นได้ว่า เมื่อ $n \gg 1$ หรือ $\tau_1 \gg \tau_2$ เราจะได้ $\omega_{-3dB,oct} \approx \omega_{-3dB,exact}$ และมีค่าเข้าใกล้ $1/\tau_1$ ซึ่งคือค่าความถี่โพลเด่นนั่นเอง

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าวิธี OCT จะให้ค่า ω_{-3dB} ที่มีความถูกต้องสูง เมื่อฟังก์ชันถ่ายโอนมีโพลเด่น 1 ตัวที่อยู่ที่มีความถี่ต่ำกว่าโพลและซีโรตัวอื่นๆ มาก อย่างไรก็ตาม แม้ว่า $\omega_{-3dB,oct}$ จะมีค่าผิดพลาด เมื่อ n มีค่าน้อย แต่ $\omega_{-3dB,oct} < \omega_{-3dB,exact}$ ซึ่งเป็นการประมาณค่าแบนด์วิดท์ที่น้อยกว่าค่าจริง และที่สำคัญที่สุดคือวิธี OCT ทำให้เราสามารถว่าแบนด์วิดท์ขึ้นอยู่กับค่าคงที่เวลาของจุดใดในวงจร

วิธี OCT มีขั้นตอนการวิเคราะห์โดยทั่วไป ดังต่อไปนี้

- เขียนวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก และให้แหล่งจ่ายแรงดันและกระแสอิสระ (independent voltage and current sources) ทุกตัวมีค่าเป็นศูนย์ โดยลัดวงจรแหล่งจ่ายแรงดัน และเปิดวงจรแหล่งจ่ายกระแส
- พิจารณาตัวเก็บประจุในวงจรทีละตัว (C_i) โดยให้ตัวเก็บประจุนั้นมีค่าเป็นศูนย์ (เป็นวงจรเปิดนั่นเอง) และคำนวณค่าคงที่เวลาของ C_i ด้วยการคำนวณหาความต้านทาน R_i ที่ปรากฏขนานอยู่กับ C_i นั้น ซึ่งทำได้โดยแทนที่ C_i ด้วยแหล่งจ่ายแรงดันสมมติ v_x และวิเคราะห์หาค่ากระแส i_x ที่ไหลจาก v_x ดัง

บทที่ 1. การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (FREQUENCY RESPONSE OF INTEGRATED CIRCUITS) 14



รูปที่ 1.9: ตัวอย่างการวิเคราะห์ OCT ของวงจรโครงข่าย RC

นั้น ค่าคงที่เวลาของตัวเก็บประจุ C_i มีค่าเท่ากับ $\tau_i = R_i C_i$

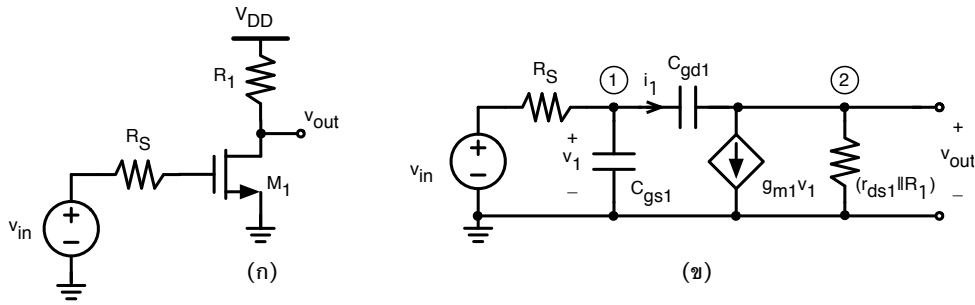
3. แบนด์วิดท์ หรือความถี่ -3 dB ของวงจรรวม จะมีค่าโดยประมาณเท่ากับ ส่วนกลับของผลรวมค่าคงที่เวลาที่เกิดขึ้นจากตัวเก็บประจุแต่ละตัวในวงจร หรือ

$$\omega_{-3\text{ dB}} \approx \frac{1}{\sum \tau_i} = \frac{1}{\sum R_i C_i} \quad (1.40)$$

ตัวอย่างที่ 1.3. จงคำนวณค่าแบนด์วิดท์ของวงจรรวมโครงข่าย RC ในรูปที่ 1.9(ก) ด้วยวิธี OCT

พิจารณาวงจรรวมโครงข่าย RC ที่มีตัวเก็บประจุ 3 ตัว ในรูปที่ 1.9(ก) เราใช้วิธี OCT ด้วยการให้ $v_{in} = 0$ และพิจารณาค่าคงที่เวลาของตัวเก็บประจุแต่ละตัว ในรูปที่ 1.9(ข) เราให้ $C_2 = C_3 = 0$ และหาค่าคงที่เวลาของ C_1 ด้วยการคำนวณหาความต้านทาน (R_{o1}) ที่ตกคร่อม C_1 ซึ่งจะได้ $R_{o1} = R_1$ ดังนั้น $\tau_1 = C_1 R_{o1} = C_1 R_1$ และเราสามารถคำนวณหาค่าคงที่เวลาของ C_2 (ให้ $C_1 = C_3 = 0$) และ C_3 (ให้ $C_1 = C_2 = 0$) ได้ในลักษณะเดียวกัน โดยพิจารณาในรูปที่ 1.9(ค) และ (ง) โดยที่ $R_{o2} = R_1 + R_2$ และ $R_{o3} = R_1 + R_2 + R_3$ ดังนั้น $\tau_2 = C_2 R_{o2} = C_2 (R_1 + R_2)$ และ $\tau_3 = C_3 R_{o3} = C_3 (R_1 + R_2 + R_3)$ ดังนั้นเราจะได้

$$\omega_{-3\text{ dB}} = \frac{1}{\tau_1 + \tau_2 + \tau_3} = \frac{1}{C_1 R_1 + C_2 (R_1 + R_2) + C_3 (R_1 + R_2 + R_3)} \quad (1.41)$$



รูปที่ 1.10: วงจรขยายซอร์สร่วม

1.4 การตอบสนองความถี่ของวงจรขยายพื้นฐาน

1.4.1 วงจรขยายซอร์สร่วม

รูปที่ 1.10 แสดงวงจรขยายซอร์สร่วมที่มีตัวต้านทานเป็นโหลด และวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก โดยพิจารณาเฉพาะตัวเก็บประจุ C_{gs} และ C_{gd} เท่านั้น เราสามารถวิเคราะห์ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรได้โดยการคำนวณหาฟังก์ชันถ่ายโอน v_{out}/v_{in} ได้ดังต่อไปนี้

พิจารณาใช้ KCL ที่จุด 1 เราจะได้

$$\frac{v_{in} - v_1}{R_S} = sC_{gs1}v_1 + sC_{gd1}(v_1 - v_{out}) \quad (1.42)$$

ให้ $r_{out} \triangleq (r_{ds1} \parallel R_1)$ พิจารณาใช้ KCL ที่จุด 2 เราจะได้

$$sC_{gd1}(v_1 - v_{out}) = g_{m1}v_1 + \frac{v_{out}}{r_{out}} \quad (1.43)$$

$$v_1 = \frac{\left[sC_{gd1} + \frac{1}{r_{out}} \right] v_{out}}{(sC_{gd1} - g_{m1})} \quad (1.44)$$

แทนค่า v_1 จาก (1.44) ลงใน (1.42) เราจะได้

$$\frac{v_{in}}{R_S} = v_{out} \left[sC_{gd1} + \left(sC_{gs1} + sC_{gd1} + \frac{1}{R_S} \right) \cdot \frac{\left(sC_{gd1} + \frac{1}{r_{out}} \right)}{(sC_{gd1} - g_{m1})} \right] \quad (1.45)$$

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{(-g_{m1}r_{out}) \left(1 - s \frac{C_{gd1}}{g_{m1}} \right)}{1 + s(R_S C_{gs1} + C_{gd1}(r_{out} + R_S + g_{m1}r_{out}R_S)) + s^2 r_{out} R_S C_{gs1} C_{gd1}} \quad (1.46)$$

บทที่ 1. การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (FREQUENCY RESPONSE OF INTEGRATED CIRCUITS) 16

หรืออัตราขยายแรงดันของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$A_v(s) = \frac{v_{out}}{v_{in}}(s) = A_{v0} \cdot K(s) = A_{v0} \cdot \frac{N(s)}{D(s)} \quad (1.47)$$

โดยที่ $A_{v0} = -g_{m1}r_{out}$ คืออัตราขยายไฟตรง และ $K(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$ คือ พจน์ที่แปรผันกับความถี่เชิงซ้อน s และ

$$N(s) = \left(1 - s \frac{C_{gd1}}{g_{m1}}\right) \quad (1.48)$$

$$D(s) = 1 + s(R_S C_{gs1} + C_{gd1}(r_{out} + R_S + g_{m1}r_{out}R_S)) + s^2 r_{out} R_S C_{gs1} C_{gd1} \quad (1.49)$$

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรวมใน (1.46) มีซีโรด้านขวาของระนาบ s ที่ความถี่ $\omega_z = +g_{m1}/C_{gd1}$ และมีโพลด้านซ้ายของระนาบ s อยู่ 2 โพล และโดยทั่วไป โพลทั้ง 2 จะมีค่าต่างกันอย่างมาก ดังนั้นเราสามารถใช้ในการประมาณแบบโพลเด่น เพื่อหาความถี่โพลทั้งสองได้ โดยพิจารณาเขียน $D(s)$ ในรูปแบบดังนี้

$$D(s) = \left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right) \quad (1.50)$$

$$= 1 + s \left(\frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}}\right) + \frac{s^2}{\omega_{p1}\omega_{p2}} \quad (1.51)$$

ถ้าสมมติให้ $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$ หรือ ω_{p1} เป็นโพลเด่น (dominant pole) สมการ (1.51) จะมีค่าประมาณเท่ากับ

$$D(s) \simeq 1 + s \frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{s^2}{\omega_{p1}\omega_{p2}} \quad (1.52)$$

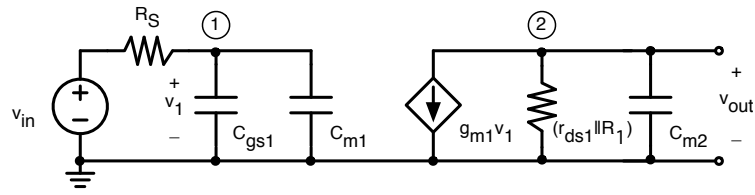
และทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ของ (1.48) และ (1.52) เราจะได้ความถี่โพลทั้งสองเท่ากับ

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_S \left(C_{gs1} + C_{gd1} \left(1 + g_{m1}r_{out} + \frac{r_{out}}{R_S}\right)\right)} \quad (1.53)$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{\omega_{p1}} \cdot \frac{1}{r_{out}R_S C_{gs1} C_{gd1}} = \frac{1}{r_{out}C_{gd1}} + \frac{1}{R_S C_{gs1}} + \frac{1}{r_{out}C_{gs1}} + \frac{g_{m1}}{C_{gs1}} \quad (1.54)$$

โดยในพจน์สุดท้ายของ (1.54) $g_{m1}/C_{gs1} > \omega_T$ (ความถี่ทรานซิสชันของมอสเฟต) ทำให้ $\omega_{p2} > \omega_T$ ดังนั้น ω_{p2} จึงเป็นความถี่ที่สูงและมีค่ามากกว่า ω_{p1} อย่างมาก ดังนั้น $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$ เป็นไปตามข้อสมมติฐานที่กล่าวไว้ข้างต้น

เราสามารถวิเคราะห์ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรรวมในรูปที่ (1.10)(ข) ได้ง่ายขึ้นโดยใช้ทฤษฎีของมิล



รูปที่ 1.11: วงจรสมมูลของวงจรในรูปที่ 1.10(ข) ด้วยวิธีการประมาณตามทฤษฎีของมิลเลอร์

เลออร์ ซึ่งจะเห็นได้ว่า C_{gd1} ต่อยู่ระหว่างจุด 1 และ 2 ของวงจร ซึ่งมีอัตราขยายแรงดันที่ความถี่ไฟตรงเท่ากับ $A_{v21} = -g_{m1}r_{out}$ ดังนั้นจากทฤษฎีของมิลเลอร์ เราสามารถแทน C_{gd1} ได้ด้วย C_{m1} และ C_{m2} ดังแสดงในรูปที่ 1.11 โดยที่

$$C_{m1} = (1 - A_{v21}) C_{gd1} = (1 + g_{m1}r_{out}) C_{gd1} \quad (1.55)$$

$$C_{m2} = (1 - 1/A_{v21}) C_{gd1} = (1 + 1/g_{m1}r_{out}) C_{gd1} \quad (1.56)$$

ดังนั้นเราจะได้ความถี่โพลที่เกิดจากจุด 1 และ 2 ของวงจรเท่ากับ

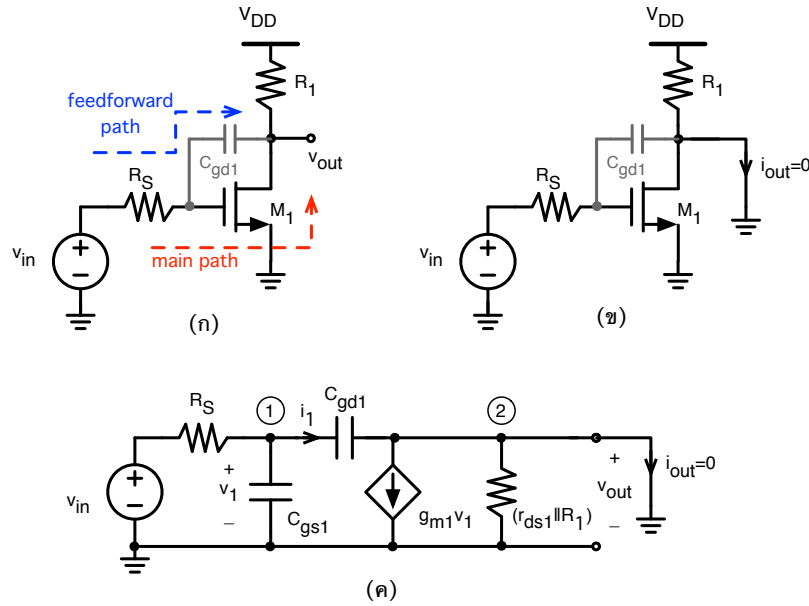
$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_S (C_{gs1} + C_{m1})} = \frac{1}{R_S (C_{gs1} + C_{gd1} (1 + g_{m1}r_{out}))} \quad (1.57)$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{r_{out} C_{m2}} = \frac{1}{r_{out} (1 + 1/g_{m1}r_{out}) C_{gd1}} \quad (1.58)$$

ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบ ω_{p1} ใน (1.57) ที่ได้จากการประมาณของมิลเลอร์ กับ ω_{p1} ใน (1.53) ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยตรง เราจะเห็นว่า ทั้งสองสมการมีค่าใกล้เคียงกัน และมีข้อแตกต่างกันที่พจน์ r_{out}/R_S เท่านั้น และถ้า $r_{out}/R_S \ll (1 + g_{m1}r_{out})$ ค่า ω_{p1} จากทั้งสองสมการจะมีค่าเท่ากัน ในขณะที่ ω_{p2} ใน (1.58) มีค่าค่อนข้างแตกต่างจาก ω_{p2} ใน (1.54) ดังนั้นวิธีของมิลเลอร์เป็นเทคนิคที่มีประโยชน์มากสำหรับการประมาณหาความถี่โพลเด่น อย่างไรก็ตามวิธีของมิลเลอร์ไม่สามารถใช้หาค่าความถี่ซีโรได้

จาก (1.46) จะเห็นว่าวงจรขยายซอร์สรว่มมีซีโรแบบ RHP ที่ $\omega_z = +g_{m1}/C_{gd1}$ ซึ่งเกิดขึ้นเพราะว่ามีการส่งผ่านสัญญาณตรงจากอินพุตไปเอาต์พุตโดยผ่าน C_{gd1} (feedforward path) ดังแสดงในรูปที่ 1.12(ก) ซึ่งเมื่อความถี่สูงขึ้น C_{gd1} มีอิมพีแดนซ์น้อยลง ทำให้สัญญาณอินพุตที่ส่งผ่าน C_{gd1} จะมีขนาดมากขึ้น โดยที่ความถี่ซีโร $s = j\omega_z$ ฟังก์ชันถ่ายโอน $v_{out}(s)/v_{in}(s)$ มีขนาดเป็นศูนย์ ซึ่งหมายถึง $v_{out}(s_z) = 0$ และเราสามารถแสดงได้ด้วยวงจรสมมูลที่มีเอาต์พุตต่อลงกราวด์ได้ และมีกระแสเอาต์พุตเป็นศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 1.12(ข) และ (ค) ดังนั้นกระแสที่ผ่าน C_{gd1} จะมีค่าเท่ากับกระแสเดรนของ M_1 และมีทิศทางตรงกันข้ามกัน หรือ

บทที่ 1. การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (FREQUENCY RESPONSE OF INTEGRATED CIRCUITS) 18



รูปที่ 1.12: การคำนวณหาความถี่ซีโรของวงจรรขยายซอร์สร่วมด้วยวิธีการวิเคราะห์ด้วยหลักความเข้าใจ

$$s_z C_{gd1} V_1 = g_{m1} V_1$$

ซึ่งจะได้ $s_z = +g_{m1}/C_{gd1}$ หรือ $\omega_z = +g_{m1}/C_{gd1}$

ตัวอย่างที่ 1.4. จงคำนวณหาค่าแบนด์วิดท์ของวงจรรขยายซอร์สร่วมในรูปที่ 1.14 ด้วยวิธี OCT

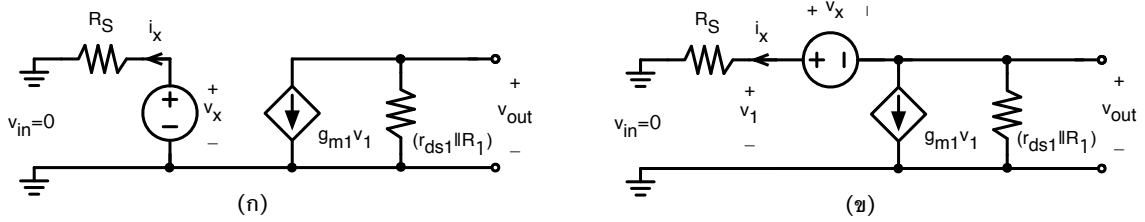
พิจารณาวจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ 1.10(ข) ซึ่งมีตัวเก็บประจุ C_{gs1} และ C_{gd1} ดังนั้นเราต้องวิเคราะห์หาผลรวมของค่าคงที่เวลาของตัวเก็บประจุทั้งสองตัว รูปที่ 1.13(ก) แสดงวงจรรสมูลสำหรับคำนวณค่าความต้านทานที่เห็นโดย C_{gs1} โดยให้ $v_{in} = 0$ และ $C_{gd1} = 0$ หรือเป็นวงจรเปิด และแทนที่ C_{gs1} ด้วยแหล่งจ่ายแรงดันทดสอบ v_x ซึ่งค่าความต้านทานที่เห็นโดย C_{gs1} มีค่าเท่ากับ $r_x = v_x/i_x = R_S$ ดังนั้นค่าคงที่เวลาของ C_{gs1} มีค่าเท่ากับ $\tau_1 = C_{gs1} R_S$

รูปที่ 1.13(ข) แสดงวงจรรสมูลสำหรับคำนวณค่าความต้านทานที่เห็นโดย C_{gd1} หรือ $r_x = v_x/i_x$ โดยให้ $v_{in} = 0$ และ $C_{gs1} = 0$ หรือเป็นวงจรเปิด และแทนที่ C_{gd1} ด้วยแหล่งจ่ายแรงดันทดสอบ v_x ดังรูปที่ 1.13(ข) ซึ่งมี $v_1 = i_x R_S$ และ

$$v_x = v_1 - (-i_x - g_{m1} v_1) r_{out} \tag{1.59}$$

$$= i_x R_S + i_x r_{out} + i_x R_S g_{m1} r_{out} \tag{1.60}$$

$$\therefore r_x = \frac{v_x}{i_x} = R_S (1 + g_{m1} r_{out}) + r_{out} \tag{1.61}$$



รูปที่ 1.13: วงจรสมมูลของวงจรรขยายขอร์สร่วมสำหรับการคำนวณค่าคงที่เวลาด้วยวิธี OCT

ดังนั้นค่าคงที่เวลาของ C_{gd1} มีค่าเท่ากับ $\tau_2 = C_{gd1} [R_S (1 + g_{m1}r_{out}) + r_{out}]$ ดังนั้นเราจะได้ผลรวมของค่าคงที่เวลาเท่ากับ

$$\tau_t = \tau_1 + \tau_2 = C_{gs1}R_S + C_{gd1} [R_S (1 + g_{m1}r_{out}) + r_{out}] \quad (1.62)$$

และความถี่ -3 dB มีค่าเท่ากับส่วนกลับของ τ_t หรือ

$$\omega_{-3\text{dB}} \cong \frac{1}{\tau_t} = \frac{1}{C_{gs1}R_S + C_{gd1} [R_S (1 + g_{m1}r_{out}) + r_{out}]} \quad (1.63)$$

ซึ่งมีค่าเท่ากับผลลัพธ์ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยตรงจากวงจรมูลสัญญาณขนาดเล็กใน (1.53)

1.4.2 วงจรรขยายเกตร่วม

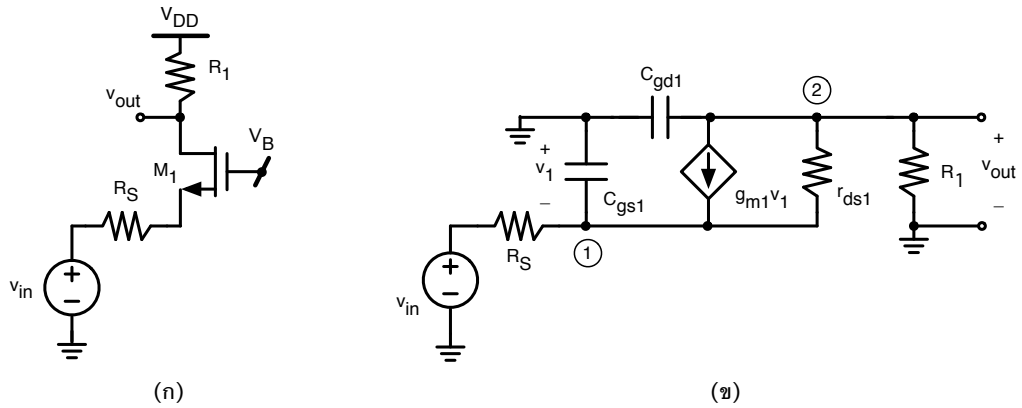
รูปที่ 1.14 แสดงวงจรรขยายเกตร่วมที่มีโหนดตัวต้านทาน และวงจรมูลสัญญาณขนาดเล็ก ที่พิจารณาเฉพาะ C_{gs} และ C_{gd} ของมอสเฟต ซึ่งตัวเก็บประจุทั้งคู่ต่อลงกราวด์ ถ้าสมมติให้ $\lambda = 0$ หรือ $r_{ds1} = \infty$ วงจรจะไม่มีอิมพีแดนซ์ลอยระหว่างจุด 1 และ 2 ทำให้เราสามารถคำนวณความถี่โพลได้ง่ายด้วยการพิจารณาค่าคงที่เวลาของแต่ละจุด โดยที่จุด 1 มีค่าตัวเก็บประจุ C_{gs1} และความต้านทาน ($R_S \parallel r_{in}$) โดยที่ r_{in} คือความต้านทานอินพุตที่ขาขอร์สของวงจรรขยายเกตร่วม ซึ่ง $r_{in} \approx 1/(g_{m1} + g_{mb1})$ เมื่อ $r_{ds1} = \infty$ ดังนั้น

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_{gs1} (R_S \parallel 1/(g_{m1} + g_{mb1}))} \quad (1.64)$$

และที่จุด 2 มีค่าตัวเก็บประจุ C_{gd1} และความต้านทาน ($R_1 \parallel r_{out}$) โดยที่ r_{out} คือความต้านทานเอาต์พุตที่ขาเดรนของวงจรรขยายเกตร่วม ซึ่ง $r_{out} \approx \infty$ เมื่อ $r_{ds1} = \infty$ ดังนั้น

$$\omega_{p2} = \frac{1}{C_{gd1}R_1} \quad (1.65)$$

ดังนั้นเราสามารถแสดงฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรขยายเกตร่วมได้เท่ากับ



รูปที่ 1.14: วงจรขยายเกตร่วม

$$A_v(s) = \frac{v_{out}}{v_{in}}(s) = \frac{(g_m + g_{mb}) R_L}{1 + (g_m + g_{mb}) R_S} \cdot \frac{1}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})} \quad (1.66)$$

โดยที่พจน์แรกคืออัตราขยายแรงดันไฟตรงของวงจร คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรขยายเกตร่วมคือ ไม่มีผลการคูณตัวเก็บประจุตามทฤษฎีของมิลเลอร์ ทำให้วงจรมีศักยภาพที่สามารถให้แบนด์วิดท์ที่กว้างมากได้

ถ้าพิจารณา $\lambda > 0$ หรือ $r_{ds1} < \infty$ ซึ่งต่อระหว่างจุด 1 และ 2 ทำให้

$$r_{in} \approx \frac{1}{g_m + g_{mb}} \left(1 + \frac{R_L}{r_{ds1}} \right) \quad (1.67)$$

$$r_{out} \approx (g_m + g_{mb}) r_{ds1} R_S \quad (1.68)$$

ดังนั้นเราสามารถประมาณค่าความถี่โพลที่จุด 1 และ 2 ได้เท่ากับ

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_{gs1} \left(R_S \parallel \frac{1}{g_m + g_{mb}} \left(1 + \frac{R_L}{r_{ds1}} \right) \right)} \quad (1.69)$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{C_{gd1} (R_L \parallel (g_m + g_{mb}) r_{ds1} R_S)} \quad (1.70)$$

1.4.3 วงจรขยายเตรนร่วม

รูปที่ 1.15 แสดงวงจรขยายเตรนร่วมที่มีโหนดตัวต้านทาน และวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก ที่พิจารณาเฉพาะ C_{gs} และ C_{gd} ของมอสเฟต ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรมี C_{gs1} ต่อลอยอยู่ระหว่างจุด 1 และ 2 ทำให้มีสัญญาณที่ความถี่สูงป้อนผ่าน C_{gs1} ตรงไปที่จุด v_{out} และมีความถี่ซีโรในฟังก์ชัน ดังนั้นเราจะทำการวิเคราะห์วงจรสมมูลขนาดเล็กในรูปที่ 1.15(ข) โดยมี $v_{bs1} = -v_{out}$ ซึ่งจะได้ว่า

บทที่ 1. การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (FREQUENCY RESPONSE OF INTEGRATED CIRCUITS) 21

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{g_{m1}r_L}{1 + g_{m1}r_L} \cdot \frac{1 + s \left(\frac{C_{gs1}}{g_{m1} + g_{mb1}} \right)}{1 + as + bs^2} \quad (1.71)$$

โดยที่พจน์แรกคืออัตราขยายแรงดันไฟตรงของวงจร และ $r_L = (R_1 \parallel r_{ds1} \parallel 1/g_{mb1})$ และ

$$a = \frac{r_L C_{gs1} + R_S (C_{gs1} + C_{gd1}) + R_S r_L g_{m1} C_{gd1}}{1 + g_{m1} r_L}$$

$$b = \frac{R_S r_L C_{gs1} C_{gd1}}{1 + g_{m1} r_L}$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรมีความถี่ซีโรที่ด้านซ้ายของระนาบ s ที่ $\omega_z = g_{m1}/C_{gs1}$ และมีความถี่โพล 2 โพล โดยถ้าเราใช้วิธีการประมาณแบบโพลเด่น และสมมติให้ $g_{m1}r_L \gg 1$ เราจะได้ความถี่โพลเด่น

$$\omega_{p1} = \frac{1}{a} \approx \frac{1}{R_S C_{gd1} + C_{gs1} \frac{(r_L + R_S)}{g_{m1} r_L}} \quad (1.72)$$

ถ้า $r_L \ll R_S$ เราจะได้

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{R_S \left(C_{gd1} + \frac{C_{gs1}}{g_{m1} r_L} \right)} \quad (1.73)$$

และจาก (1.71) เราจะได้

$$\omega_{p2} = \frac{1}{b\omega_{p1}} = \frac{(r_L + R_S)}{R_S r_L C_{gd1}} + \frac{(1 + r_L g_{m1})}{r_L C_{gs1}} \quad (1.74)$$

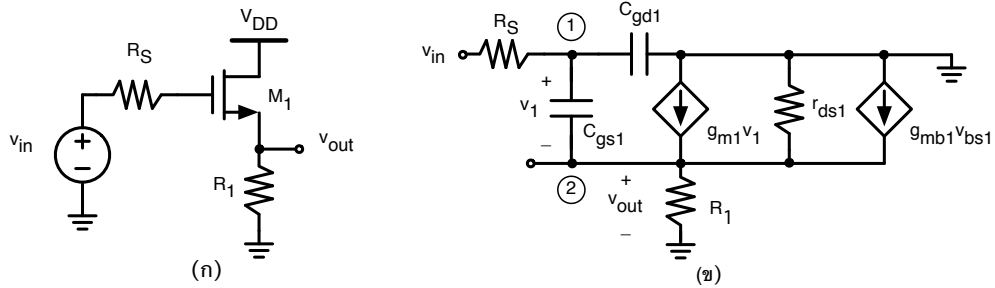
$$\approx \frac{1}{(R_S \parallel r_L) C_{gd1}} + \frac{g_{m1}}{C_{gs1}} \quad (1.75)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า $\omega_{p2} > \frac{g_{m1}}{C_{gs1}}$ หรือมากกว่า ω_T ของมอสเฟต ดังนั้น $\omega_{p2} \gg \omega_{p1}$ และเป็นความถี่สูง

เราสามารถใช้อุทฤษฏีของมิลเลอร์ในการประมาณหาค่าความถี่โพลเด่น (ω_{p1}) ของวงจรได้ โดยพิจารณา C_{gs1} ที่ต่ออยู่ระหว่างจุด 1 และ 2 ที่มีค่าอัตราขยายแรงดันไฟตรงเท่ากับ $A_{v0} = \frac{g_{m1}r_L}{1 + g_{m1}r_L}$ ดังนั้นตัวเก็บประจุที่จุด 1 จะมีค่าเท่ากับ

$$C_{m1} = C_{gs1} (1 - A_{v0}) = \frac{C_{gs1}}{1 + g_{m1}r_L} \quad (1.76)$$

ซึ่งจะต่อขนานกับ C_{gd1} ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุที่จุด 1 ทั้งหมดมีค่าเท่ากับ $(C_{gd1} + C_{m1})$ และเนื่องจากความต้านทานที่จุด 1 เท่ากับ R_S ดังนั้นเราจะประมาณได้ว่า



รูปที่ 1.15: วงจรขยายเดรนร่วม

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_S (C_{gd1} + C_{m1})} = \frac{1}{R_S \left(C_{gd1} + \frac{C_{gs1}}{g_{m1}r_L} \right)} \quad (1.77)$$

ซึ่งมีค่าเท่ากับค่าใน (1.73) ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยตรง

วงจรรขยายเดรนร่วมยังมีคุณสมบัติของอิมพีแดนซ์อินพุตและเอาต์พุตที่น่าสนใจที่ความถี่สูง พิจารณา วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรรขยายเดรนร่วมที่มีตัวเก็บประจุโหลด C_L ในรูปที่ 1.16(ก) เพื่อหาอิมพีแดนซ์อินพุต Z_{in} โดยที่จุด 1 เรามี C_{gd1} ต่อลงกราวด์ ทำให้เราแสดงวงจรได้ดังในรูปที่ 1.16(ข) ซึ่งมี

$$\frac{1}{Z_{in}} = \frac{i_x}{v_x} = \frac{i_{x0}}{v_x} + \frac{i_{x1}}{v_x} = \frac{1}{sC_{gd1}} + \frac{i_{x1}}{v_x} \quad (1.78)$$

ดังนั้นจาก (1.78) Z_{in} ของวงจรรขยายเดรนร่วมประกอบด้วย C_{gd1} ต่อขนานกับ $Z_{in1} = \frac{v_x}{i_{x1}}$ และจากรูปที่ 1.16(ก) เนื่องจากแหล่งจ่ายกระแส $g_{mb}v_{bs1} = -g_{mb}v_{out}$ ดังนั้นในรูปที่ 1.16(ข) เราจึงมีแหล่งจ่ายกระแส $g_{mb1}v_{out}$ ต่อจากจุด v_{out} ลงกราวด์ ซึ่งมีค่าเท่ากับความต้านทาน $1/g_{mb1}$ และเราสามารถลดรูปวงจรได้ดังในรูปที่ 1.16(ข) ดังนั้น $i_{x1} = sC_{gs1}v_1$ หรือ

$$v_1 = \frac{i_{x1}}{sC_{gs1}} \quad (1.79)$$

และใช้ KCL ที่จุด 2 เราจะได้

$$i_{x1} + g_{m1}v_1 = (v_x - v_1)(sC_L + G_L) \quad (1.80)$$

ทำการแทนค่า v_1 และให้ $G_L = 1/r_L = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{r_{ds1}} + g_{mb1} \right)$ เราจะได้

$$i_{x1} \left(1 + \frac{g_{m1}}{sC_{gs1}} + \frac{sC_L + G_L}{sC_{gs1}} \right) = (sC_L + G_L) v_x \quad (1.81)$$

และ

บทที่ 1. การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (FREQUENCY RESPONSE OF INTEGRATED CIRCUITS) 23

$$Z_{in1} = \frac{v_x}{i_{x1}} = \frac{1 + \frac{g_{m1}}{sC_{gs1}} + \frac{(sC_L + G_L)}{sC_{gs1}}}{sC_L + G_L} \quad (1.82)$$

$$= \frac{1}{sC_{gs1}} + \left(\frac{1}{sC_L + G_L} \right) \left(1 + \frac{g_{m1}}{sC_{gs1}} \right) \quad (1.83)$$

ถ้าพิจารณาที่ความถี่ $s \ll G_L/C_L$ เราจะได้

$$Z_{in1} \approx \frac{1}{G_L} + \frac{1}{sC_{gs1}} \left(1 + \frac{g_{m1}}{G_L} \right) \quad (1.84)$$

$$= r_L + \frac{1}{s \frac{C_{gs1}}{(1+g_{m1}r_L)}} \quad (1.85)$$

ซึ่งคือความต้าน r_L ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ मिलเลอร์ C_{m1} ใน (1.76) ถ้าพิจารณาที่ความถี่ $s \gg G_L/C_L$ เราจะได้

$$Z_{in1} \approx \frac{1}{sC_{gs1}} + \frac{1}{sC_L} + \frac{g_{m1}}{s^2 C_{gs1} C_L} \quad (1.86)$$

$$= \frac{1}{sC_{gs1}} + \frac{1}{sC_L} - \frac{g_{m1}}{\omega^2 C_{gs1} C_L} \quad (1.87)$$

ซึ่งคือการต่ออนุกรมของ C_{gs1} และ C_L และความต้านทานลบ $R_N = -\frac{g_{m1}}{\omega^2 C_{gs1} C_L}$ ที่มีค่าแปรผกผันกับ ω^2 ที่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ในการสร้างวงจรรอสซิลเลเตอร์ได้

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 1.16(ค) เราสามารถแสดงวงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์ Z_{out} ได้ดังรูปที่ 1.17(ก) โดยป้อนแรงดันทดสอบ v_x ที่จุด 2 และให้แรงดันอินพุตที่ขาเกตของมอสเฟตเป็นศูนย์ ดังนั้นเราจะได้

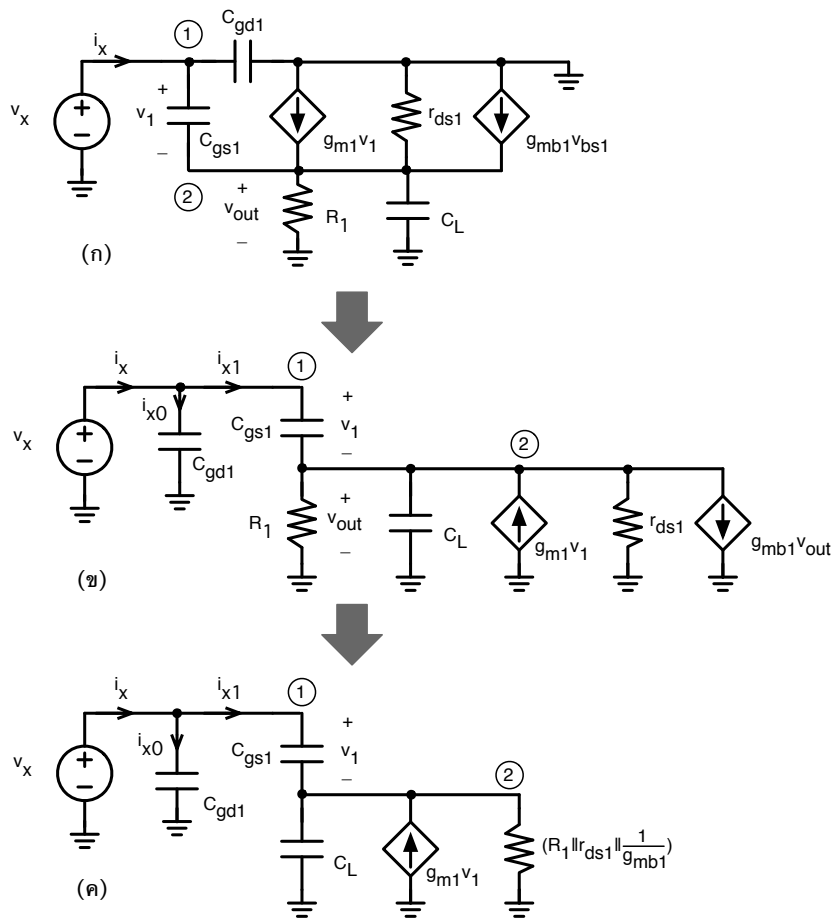
$$\frac{1}{Z_{out}} = \frac{i_x}{v_x} = \frac{i_{x1}}{v_x} + \frac{1}{sC_L} + \frac{1}{(R_1 \parallel r_{ds1} \parallel 1/g_{mb1})} \quad (1.88)$$

หรือ Z_{out} เป็นการต่อขนานกันของ C_L และ $R_L = (R_1 \parallel r_{ds1} \parallel 1/g_{mb1})$ และอิมพีแดนซ์ $Z_{x1} = v_x/i_{x1}$ โดยพิจารณาใช้ KCL เพื่อหา i_{x1} เราจะได้

$$i_{x1} + (sC_{gs1} + g_{m1}) v_1 = 0 \quad (1.89)$$

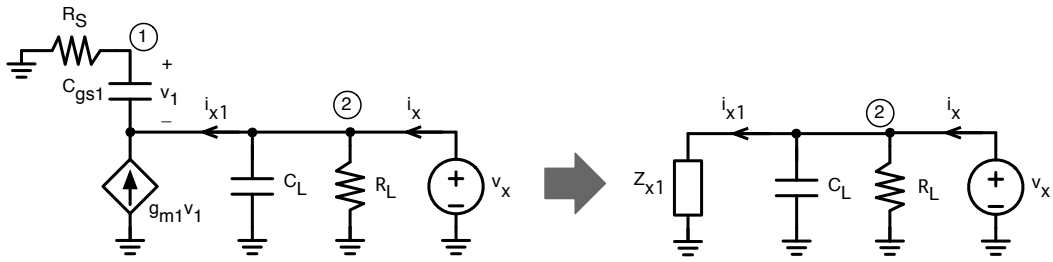
และ

บทที่ 1. การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (FREQUENCY RESPONSE OF INTEGRATED CIRCUITS) 24

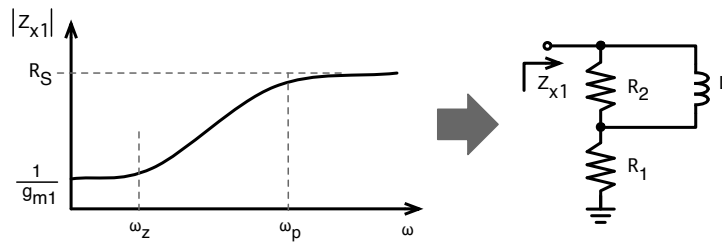


รูปที่ 1.16: วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์ Z_{in} ของวงจรขยายเดรนร่วม

บทที่ 1. การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (FREQUENCY RESPONSE OF INTEGRATED CIRCUITS) 25



รูปที่ 1.17: วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์ Z_{out} ของวงจรรวมทรานซิสเตอร์



รูปที่ 1.18: คุณลักษณะการตอบสนองความถี่และแบบจำลองของ Z_{x1}

$$-v_1 = \left(\frac{1}{sC_{gs1}} \right) \frac{v_x}{(R_S + 1/sC_{gs1})} = \frac{v_x}{1 + sR_S C_{gs1}} \quad (1.90)$$

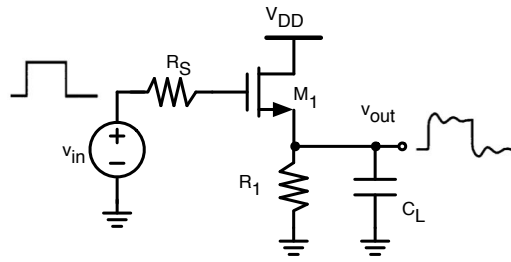
ดังนั้นจาก (1.89) และ (1.90) เราจะได้

$$Z_{x1} = \frac{v_x}{i_{x1}} = \frac{1}{g_{m1}} \left(\frac{1 + sR_S C_{gs1}}{1 + s \frac{C_{gs1}}{g_{m1}}} \right) \quad (1.91)$$

โดย Z_{x1} มีโพลที่ความถี่ $\omega_p = g_{m1}/C_{gs1}$ และซีโรที่ความถี่ $\omega_z = (R_S C_{gs1})^{-1}$ และโดยทั่วไปวงจรรวมทรานซิสเตอร์จะมีความต้านทานอินพุตสูงกว่าความต้านทานเอาต์พุต หรือ $R_S > 1/g_{m1}$ ดังนั้น $\omega_z < \omega_p$ และที่ความถี่ต่ำ $\omega < \omega_z$ เราจะได้ $Z_{x1} = 1/g_{m1}$ และที่ความถี่สูง $\omega > \omega_p$ เราจะได้ $Z_{x1} = R_S$ และในย่านความถี่ $\omega_z < \omega < \omega_p$ อิมพีแดนซ์ Z_{x1} มีขนาดเพิ่มขึ้นจาก $1/g_{m1}$ เป็น R_S ซึ่ง Z_{x1} มีคุณลักษณะการตอบสนองความถี่เชิงขนาดคล้ายกับตัวเหนี่ยวนำ (inductive behaviour) ในรูปที่ 1.18 โดยเราสามารถแสดง Z_{x1} ได้ด้วยแบบจำลองโครงข่าย RL ในรูปที่ 1.18 โดยที่ $R_1 = 1/g_{m1}$ และ $R_2 = R_S - 1/g_{m1}$

$$L = C_{gs1} R_2 R_1 = \frac{C_{gs1}}{g_{m1}} \left(R_S - \frac{1}{g_{m1}} \right) \quad (1.92)$$

และอินดักแตนซ์นี้จะปรากฏนานกว่าตัวเก็บประจุโหลด C_L ทำให้อิมพีแดนซ์เอาต์พุตของวงจรมีคุณลักษณะแบบโครงข่าย LC เรโซเนเตอร์ ดังนั้นถ้าวงจรมีค่า R_S มาก (หรือ L มีค่ามาก) และมี C_L มาก อาจทำให้แรงดันเอาต์พุตเกิดการสั่นไหว (ringing) เมื่อป้อนแรงดันอินพุตแบบขั้นบันได ดังในรูปที่ 1.19



รูปที่ 1.19: การสั้นของ v_{out} ของวงจรรขยายเดรนร่วมที่อาจเกิดขึ้นเมื่อ C_L มีค่ามาก

1.4.4 วงจรรขยายคาสโคด

รูปที่ 1.20(ก) แสดงวงจรรขยายคาสโคดที่มีตัวเก็บประจุโหลด C_L และตัวเก็บประจุภายในวงจรโดยพิจารณาเฉพาะ C_{gs} และ C_{gd} ของมอสเฟต เราสามารถวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรได้ด้วยการวิเคราะห์โดยตรงจากวงจรมูลสัญญาณขนาดเล็ก แต่ผลลัพธ์ที่ได้เป็นฟังก์ชันของโพลีโนเมียลอันดับ 3 ที่ค่อนข้างซับซ้อน และไม่สร้างให้เกิดความเข้าใจวงจรมากนัก ดังนั้นเราจะใช้วิธีประมาณค่าความถี่โพลจากค่าคงที่เวลาในแต่ละจุดของวงจร โดยในจุดที่ 1 มีค่าความต้านทานเท่ากับ R_S (เนื่องจากความต้านทานที่ขาเกตของมอสเฟตเป็นอนันต์) และมีค่าตัวเก็บประจุเท่ากับ

$$C_1 = C_{gs1} + C_{gd1}(1 - A_{v12}) = C_{gs1} + C_{gd1} \left(1 + \frac{g_{m1}}{g_{m2} + g_{mb2}} \right)$$

ซึ่งคือผลรวมของ C_{gs1} กับตัวเก็บประจุ मिलเลอร์ที่เกิดจาก C_{gd1} โดยที่ $A_{v12} \approx -g_{m1}/(g_{m2} + g_{mb2})$ คือค่าอัตราขยายแรงดันระหว่างจุด 1 กับจุด 2 ดังนั้นความถี่โพลที่จุด 1 มีค่าเท่ากับ

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_S \left[C_{gs1} + C_{gd1} \left(1 + \frac{g_{m1}}{g_{m2} + g_{mb2}} \right) \right]} \quad (1.93)$$

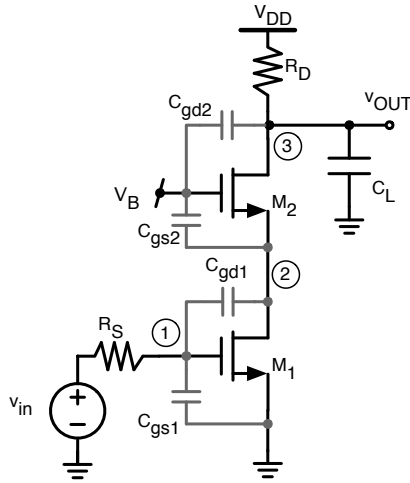
ซึ่งถ้าสมมติ M_1 และ M_2 มีขนาดใกล้เคียงจะทำให้ $g_{m1} \approx g_{m2}$ และ $A_{v12} \approx -2$ ดังนั้น

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{R_S [C_{gs1} + 2C_{gd1}]} \quad (1.94)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าผลของตัวเก็บประจุของ मिलเลอร์ในวงจรรขยายคาสโคดมีผลกระทบกับความถี่โพลน้อยกว่าในวงจรรขยายซอร์สร่วม เนื่องจาก A_{v12} มีค่าน้อย (หรือจุด 2 มีค่าความต้านทานน้อยนั่นเอง)

พิจารณาที่จุด 2 ซึ่งมีค่าความต้านทานเท่ากับค่าความต้านทานที่ขาซอร์สของ M_2 ขนานกับความต้านทานที่ขาเดรนของ M_1 หรือ

$$r_2 = \left(\frac{1}{g_{m2} + g_{mb2}} \right) \parallel r_{ds1} \approx \frac{1}{g_{m2} + g_{mb2}} \quad (1.95)$$



รูปที่ 1.20: วงจรขยายคาสโคดและตัวเก็บประจุภายในวงจร

และมีค่าตัวเก็บประจุเท่ากับ

$$C_2 = C_{gs2} + C_{gd1} \left(1 - \frac{1}{A_{v12}}\right) = C_{gs2} + C_{gd1} \left(1 + \frac{g_{m2} + g_{mb2}}{g_{m1}}\right) \quad (1.96)$$

ดังนั้นความถี่โพลที่จุด 2 มีค่าเท่ากับ

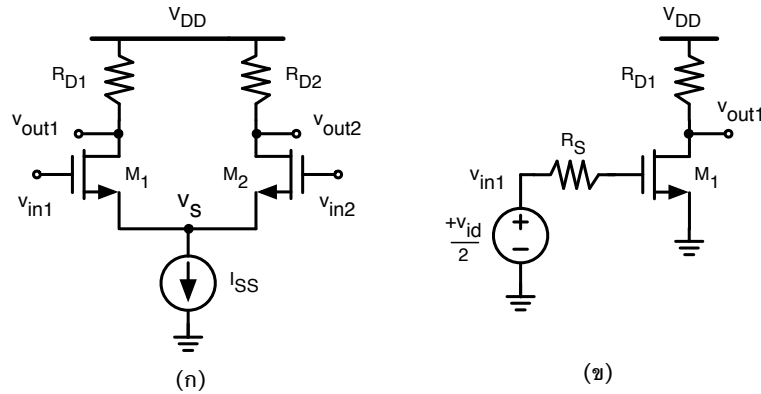
$$\omega_{p2} = \frac{g_{m2} + g_{mb2}}{C_{gs2} + C_{gd1} \left(1 + \frac{g_{m2} + g_{mb2}}{g_{m1}}\right)} \quad (1.97)$$

พิจารณาที่จุด 3 ซึ่งมีค่าความต้านทานเท่ากับ R_D หนานกับความต้านทานเอาต์พุตของวงจรรคาสโคด หรือ $r_3 = R_D \parallel [(g_{m2} + g_{mb2}) r_{ds2} r_{ds1}]$ ซึ่งถ้าสมมติให้ $R_D \ll (g_{m2} + g_{mb2}) r_{ds2} r_{ds1}$ เราจะได้ $r_3 \approx R_D$ และที่จุด 3 มีค่าตัวเก็บประจุ $C_3 = C_L + C_{gd2} \approx C_L$ (สมมติให้ $C_{gd2} \ll C_L$) ดังนั้นความถี่โพลที่จุด 3 มีค่าเท่ากับ

$$\omega_{p3} = \frac{1}{R_D C_L} \quad (1.98)$$

1.4.5 วงจรขยายผลต่าง

รูปที่ 1.21(ก) แสดงวงจรรขยายผลต่างที่มีตัวต้านทานเป็นโหลด ซึ่งเราสามารถใช้วิธีครื่องวงจร ในรูปที่ 1.21(ข) เพื่อวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ในโหมดสัญญาณผลต่าง ซึ่งเป็นวงจรรขยายซอร์สร่วมนั่นเอง ดังนั้นวงจรรขยายผลต่างจะมีผลตอบสนองความถี่ของอัตราขยายโหมดผลต่างของเหมือนกับวงจรรขยายซอร์สร่วม ดังที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 1.4.1



รูปที่ 1.21: (ก) วงจรขยายผลต่าง และ (ข) ครึ่งวงจรสำหรับวิเคราะห์โหมดสัญญาณผลต่าง

คุณสมบัติการกำจัดสัญญาณโหมคร่วมเป็นสิ่งสำคัญสำหรับวงจขยายผลต่าง เราสามารถวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ในโหมคร่วมได้โดยพิจารณาครึ่งวงจรในรูปที่ 1.22 โดยสมมติให้แหล่งจ่ายกระแส I_{SS} มีความต้านทานเอาต์พุต R_{SS} และตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_{SS} ดังนั้นเมื่อแยกครึ่งวงจรจะได้ความต้านทานและตัวเก็บประจุเท่ากับ $2R_{SS}$ และ $0.5C_{SS}$ ตามลำดับ การวิเคราะห์ห้วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ 1.22(ข) ค่อนข้างซับซ้อน แต่เราสามารถจะศึกษาคุณลักษณะที่สำคัญของผลตอบสนองความถี่ในโหมคร่วมได้ง่ายขึ้น ถ้าเราสมมติให้ค่าคงที่เวลา $\tau_{SS} = (2R_{SS})(0.5C_{SS}) = R_{SS}C_{SS}$ มีค่ามากกว่าค่าคงที่เวลาอื่นๆ หลายเท่าตัว ดังนั้นความถี่โพลหรือซีโรที่เกิดขึ้นจาก τ_{SS} จะมีผลกระทบต่อผลตอบสนองความถี่ในโหมคร่วมมากที่สุด จากหัวข้อที่ xx ในบทที่ cxx เราสามารถแสดงได้ว่าอัตราขยายโหมคร่วมของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$A_{vc} = \frac{v_{oc}}{v_{ic}} = -\frac{R_{D1}}{(1/g_{m1}) + Z_{SS}} \quad (1.99)$$

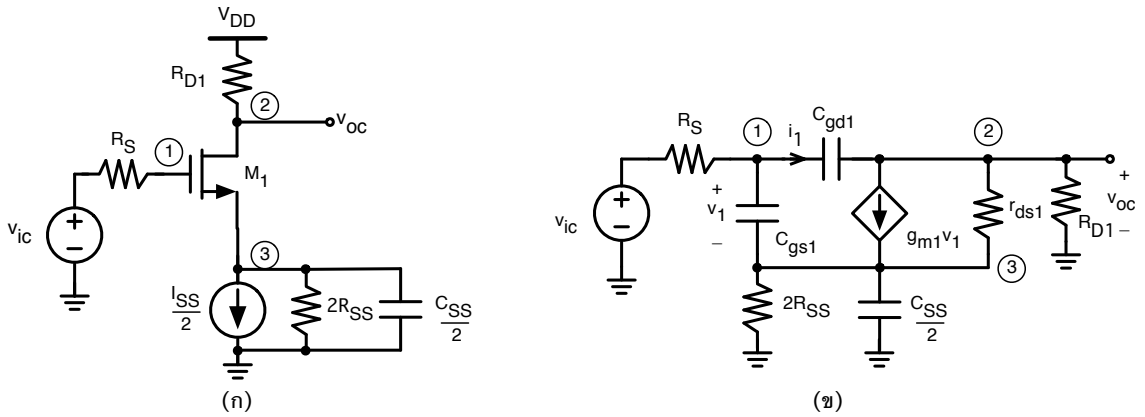
โดยที่

$$Z_{SS} = \left(2R_{SS} \parallel \frac{1}{s(0.5C_{SS})} \right) = \frac{2R_{SS}}{1 + sC_{SS}R_{SS}} \quad (1.100)$$

ดังนั้น

$$A_{vc}(s) = \frac{v_{oc}}{v_{ic}}(s) = -\frac{R_{D1}(1 + sC_{SS}R_{SS})}{\left(\frac{1}{g_{m1}} + 2R_{SS}\right) + s\frac{C_{SS}R_{SS}}{g_{m1}}} \quad (1.101)$$

ซึ่งแสดงว่าอัตราขยายโหมคร่วมของวงจรมีฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีซีโรที่ $\omega_z = 1/\tau_{SS} = 1/R_{SS}C_{SS}$ ซึ่งมีค่าน้อยกว่าความถี่โพลต่างๆ ในวงจร ดังนั้นที่ความถี่ต่ำ $A_{vc}(s)$ จะมีค่าน้อย และเริ่มมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยอัตรา $+20 \text{ dB/dec}$ เมื่อ $\omega > \omega_z$ อย่างไรก็ตามความถี่โพลอื่นๆ ในวงจรจะทำให้ $A_{vc}(s)$ จะมีขนาดลดลงเมื่อความถี่

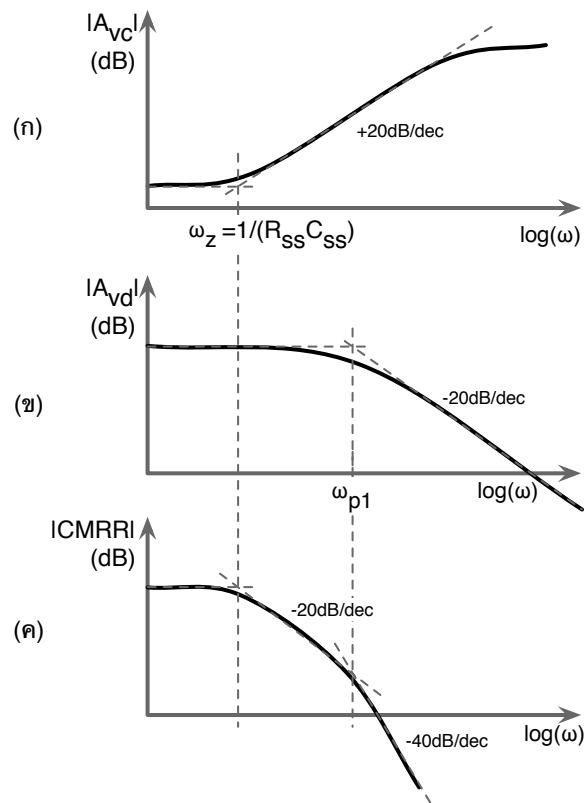


รูปที่ 1.22: ครึ่งวงจรของวงจรขยายผลต่างในโหมดร่วม

สูงขึ้นมาก

รูปที่ 1.23 แสดงตัวอย่างผลตอบสนองความถี่ของอัตราขยายโหมดร่วม $A_{vc}(s)$ อัตราขยายโหมดผลต่าง $A_{vd}(s)$ และอัตราจัดโหมดร่วม ($CMRR = |A_{vd}(s)|/|A_{vc}(s)|$) ของวงจรขยายผลต่าง โดยสมมติให้ความถี่ซีโร (ω_z) ของ $A_{vc}(s)$ มีค่าน้อยกว่าความถี่โพลเด่น (ω_{p1}) ของ $A_{vd}(s)$ ซึ่งจะเห็นว่าค่า $CMRR$ จะเริ่มมีค่าลดลงด้วยอัตรา -20 dB/dec เมื่อ $\omega > \omega_z$ เพราะว่า $A_{vc}(s)$ มีค่าเพิ่มขึ้น และเมื่อ $\omega > \omega_{p1}$ ค่า $CMRR$ จะลดลงด้วยอัตรา -40 dB/dec เนื่องจาก $A_{vd}(s)$ มีค่าลดลง ดังนั้น วงจรขยายผลต่างจะมีความสามารถในการกำจัดสัญญาณโหมดร่วมน้อยลง เมื่อความถี่ของสัญญาณโหมดร่วมมีค่ามากขึ้น

บทที่ 1. การตอบสนองความถี่ของวงจรรวม (FREQUENCY RESPONSE OF INTEGRATED CIRCUITS) 30



รูปที่ 1.23: ผลตอบสนองความถี่วงจรรวมต่าง (ก) อัตราขยายโหมตรง่วม (ข) อัตราขยายโหมดผลต่าง และ (ค) อัตราจัดโหมตรง่วม (CMRR)