

- โดย
1. นายประเสริฐ วิบูลย์ชัยสิทธิ์ 291120
 2. นายศร้าวุธ ออมทรัพย์ 291211

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. ดร. สิทธิชัย โภคไทยอุดม

026930

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรื่อง CMOS Tunable Sinusoidal Oscillator

ผู้จัดทำ

- | | | | |
|---|-------------|---------------|--------|
| 1 | นายประเสริฐ | วิบูลย์ชัยชีพ | 291120 |
| 2 | นายศรารุท | ศิรินรกุล | 291211 |



บทคัดย่อ

วงจรซีมอส ออสซิลเลเตอร์ สัญญาณชาวยน์ แบบปรับความถี่ได้ เป็นการ ออกแบบทาง Mos Analog Circuit โดยการเปลี่ยนความถี่สัญญาณของวงจร ออสซิลเลท อาศัยหลักการในการเปลี่ยนค่า Transconductance ของ Mosfet โดยใช้ โวลเตจเป็นตัวปรับ ทำให้ได้ความถี่ในช่วงกว้างพอสมควร วงจรที่ออกแบบ สามารถที่จะนำไปใช้ในการสร้างเป็นวงจรรวมปน Chip ได้โดยสะดวกและกินเนื้อ ที่ ซิลิคอนไม่มากนัก



สารบัญ

<u>เรื่อง</u>	<u>หน้า</u>
บทคัดย่อ	ก
สารบัญ	ข
บทที่ ๑ บทนำ	1
บทที่ ๒ ทฤษฎีของการออสซิลเลทรูปชายน	2
บทที่ ๓ การคำนวณและการสร้างวงจรมอส	11
บทที่ ๔ การทดลองและผลการทดลองวงจรมอส	21
บทที่ ๕ บทวิจารณ์และสรุปวงจรมอสออสซิลเลเตอร์	28
บทที่ ๖ โอเพอร์เรชันแนล เคอร์เรนท แอมพลีฟายเออร์	30
กิตติกรรมประกาศ	50
หนังสืออ้างอิง	51

บทนำ

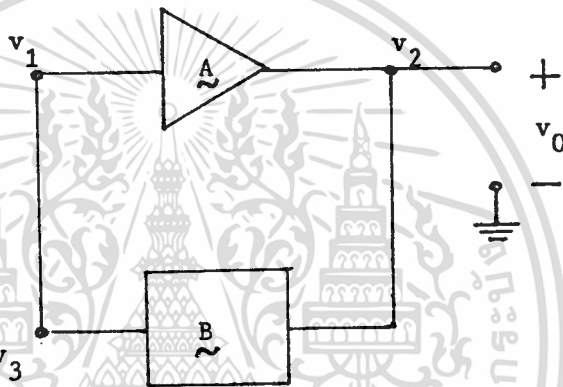
วงจรทางานอิเล็กทรอนิกส์ที่มีความสำคัญมากกลุ่มหนึ่ง คือ ออสซิลเลเตอร์
แบบมีสัญญาณออกเป็นรูปไซน์ ซึ่งโดยทั่วไปวงจรอิเล็กทรอนิกส์จะแบ่งได้เป็น ๒
ประเภท คือ (๑) วงจรพวกรับส่งสัญญาณ (signal-processing circuit) ซึ่งทำงานด้วยสัญญาณที่มีค่า ๆ หนึ่งที่เปลี่ยนแปลงไปตามคุณสมบัติของวงจร (๒) วงจร
กำเนิดสัญญาณ (signal-generating circuit) ซึ่งผลิตหรือกำเนิดสัญญาณราย-
คาบออกมา ซึ่งออสซิลเลเตอร์ก็เป็นวงจรประเภทที่ ๒ และสัญญาณเอาต์พุตของออสซิล
เลเตอร์สามารถเป็นทั้ง สัญญาณไซน์, สามเหลี่ยม, สี่เหลี่ยม, สัญญาณพัลส์, สัญญาณ
แรมที่เป็นเอกิปโปเนนเชียลและอื่น ๆ และวงจรออสซิลเลเตอร์เองยังแบ่งได้เป็น ๒ แบบ
คือ (๑) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ผลิตสัญญาณรูปไซน์ออกมา และ (๒) วงจรมัลติไวเบ-
เรเตอร์ ซึ่งมักจะเรียกรวมกันว่าออสซิลเลเตอร์ ซึ่งทำงานโดยการชาร์จ และกิสชาร์จ
พลังงานที่เก็บในอุปกรณ์ L,C โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้เสนองจรออสซิลเลเตอร์
แบบ R,C โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์แทนความต้านทานและเป็นความต้านทานที่ปรับ
ค่าได้โดยใช้กระแสหรือปรับค่าโดยใช้โวลเทจ (Vgs, gate-source) ซึ่งวงจร
ออสซิลเลเตอร์แบบ R,C โดยทั่วไปมักจะต้องการค่าความแน่นอนของความถี่ไม่สูง
มากนัก และความถี่ที่ผลิตได้มักจะไม่สูงเกินหนึ่ง เมกกะเฮิรตซ์ ซึ่งผลที่ได้ก็อยู่ในระดับที่
น่าพอใจ ในบทนี้เราจะกล่าวถึงทฤษฎีการออสซิลเลชันเบื้องต้น รวมทั้งหลักการคำนวณ
ในการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์แบบปรับค่าความถี่โดยใช้
กระแส รวมทั้งเสนองจรโลพาสและไฮพาส โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งสามารถ
นำไปสร้างเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์เพื่อใช้ในส่วนป้อนกลับสำหรับวงจร RC ออสซิลเลเตอร์
แบบส่วนป้อนกลับเป็นออสซิลเลเตอร์

ทฤษฎีของการออสซิลเลทรูปชาน

๒.๑ หลักการออสซิลเลชันทั่วไป

วงจรจะออสซิลเลทโคกคือเมื่อมีการป้อนสัญญาณป้อนกลับแบบบวก

(positive feed-back) เสมอ



รูปที่ ๒.๑ บล็อกโอะแกรมของออสซิลเลเตอร์แบบพื้นฐาน

จากรูปจะเห็นว่า ทราנסเฟอร์ฟังก์ชันของอัตรารวมกลับเท่ากับ

$$\underline{A} = A \exp(j\theta_A) \quad (๒.๑)$$

และวงจรป้อนสัญญาณกลับมีทราנסเฟอร์ฟังก์ชันเท่ากับ

$$\underline{B} = B \exp(j\theta_B) \quad (๒.๒)$$

ดังนั้น

$$v_2 = \underline{A}v_1 \quad (๒.๓)$$

$$v_3 = \underline{B}v_2 \quad (๒.๔)$$

$$v_3 = \underline{A}\underline{B}v_1 = AB \exp(j(\theta_A + \theta_B))v_1 \quad (๒.๕)$$

เราเรียกอัตราส่วน v_3/v_1 ว่ากาขยายสัญญาณวงวน (Loop Gain) -

$$\text{Loop Gain} = AB \exp(j(\theta_A + \theta_B)) \quad (2.6)$$

เมื่อระบับของการออสซิลเลชันอยู่ในสภาวะคงตัว (steady state - oscillation) ระบับ v_3 คงเท่ากับ v_1 พอดี นั่นคือ รูปเกนต้องเท่ากับหนึ่งพอดี

$$AB \exp(j(\theta_A + \theta_B)) = 1 \quad (2.7)$$

$$AB \cos(\theta_A + \theta_B) + j(AB \sin(\theta_A + \theta_B)) = 1 \quad (2.8)$$

$$AB \cos(\theta_A + \theta_B) = 1 \quad (2.9)$$

$$AB \sin(\theta_A + \theta_B) = 0 \quad (2.10)$$

ดังนั้น $\theta_A + \theta_B = 2n\pi \quad (2.11)$

และ $AB = 1 \quad (2.12)$

โดยสมการที่ (2.11) และ (2.12) เป็นสมการแบ่งเงื่อนไขของการออสซิลเลชันแบบสภาวะคงตัว

ข้อพิจารณาในการออกแบบวงจรควบคุมระบับสัญญาณ

๒.๒ ความแน่นอนของควมถี่

ในการออกแบบออสซิลเลเตอร์ เราย่อมต้องการที่จะได้ออสซิลเลเตอร์ที่มีความแน่นอนของควมถี่สูงนั่นคือควมถี่ไม่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา หรือกรณีที่ควมถี่เปลี่ยนไป ก็ให้เปลี่ยนไปตามวิธีการหรือแบบอย่างแน่นอน กำหนดล่วงหน้าได้ การพิจารณาถึงคุณสมบัติของควมถี่แน่นอนของควมถี่ แบ่งออกได้เป็น ๓ ประเภทด้วยกันคือ

๒.๒.๑ ความแน่นอนของความถี่ในระยะยาว (Long Term Frequency-

Stability) หมายถึงการเปลี่ยนแปลงความถี่ของออสซิลเลเตอร์ในระยะเวลาเป็นเดือนเป็นปี มักจะเกิดจากการเปลี่ยนแปลงตามกาลเวลาของค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ในส่วนต่าง ๆ ของวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยการเปลี่ยนแปลงนี้มักจะเปลี่ยนแปลงไปในทิศทางเดียว

เรามักจะเรียกปรากฏการณ์ดังกล่าวนี้ว่า เอจจิง (Aging) ซึ่งโดยทั่วไปยิ่งเวลานานไปมากขึ้น อัตราการเอจจิงก็ควรจะยิ่งลดลงแต่ไม่ลดลงเท่ากับศูนย์ วิธีลดเอจจิงโดยการเลือกใช้อุปกรณ์ที่มีคุณภาพสูง โดยให้มีการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์ตามเวลาต่ำ

๒.๒.๒ ความแน่นอนของความถี่ในระยะเวลายานกลาง (Intermediate Frequency Stability)

หมายถึง การเปลี่ยนแปลงของความถี่ของออสซิลเลเตอร์ในระยะเวลาเป็นนาที่จนกระทั่งเป็นวัน ซึ่งมักจะเกิดการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ตามอุณหภูมิของสถานะแวดล้อม หลักการออกแบบออสซิลเลเตอร์ให้มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ตามอุณหภูมิของสถานะแวดล้อมน้อยคือ ควรจะเลือกอุปกรณ์เพื่อให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์บางอย่างที่มีผลต่อการกำหนดความถี่อยู่หักล้างโดยการเปลี่ยนแปลงของอุปกรณ์อื่นซึ่งมีทิศทางตรงกันข้ามกัน เช่นใน LC ออสซิลเลเตอร์หลายแบบ ความถี่จะถูกกำหนดโดย

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (๒.๑๓)$$

$$\frac{1}{\omega_0} \frac{d\omega_0}{dT} = -\frac{1}{2} \left[\frac{1}{L} \frac{dL}{dT} + \frac{1}{C} \frac{dC}{dT} \right] \quad (๒.๑๔)$$

โดยควรเลือกให้ $\frac{1}{L} \frac{dL}{dT} + \frac{1}{C} \frac{dC}{dT} = 0 \quad (๒.๑๕)$

โดยปกติอินทกัเตอร์จะมีค่าสัมประสิทธิ์ของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิในทางบวก ดังนั้น จึงต้องเลือกชนิดของคาปาซิเตอร์ซึ่งมีสัมประสิทธิ์ของการเปลี่ยนแปลงคามอุณหภูมิในทางลบ

๕.๕.๓ ความแน่นอนของความถี่ในระยะเวลาดสั้น
(Short Term Frequency Stability)

ในที่นี้หมายถึงการเปลี่ยนแปลงความถี่ของออสซิลเลเตอร์ ในช่วงเวลา ค่ำกว่าวินาที มักจะเกิดจากผลของนอยซ์ (Noise) ในวงจรออสซิลเลเตอร์เท่านั้น โดยจะพิจารณาว่าถ้ามีการเปลี่ยนแปลงความถี่ในการออสซิลเลทย่อมต้องมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์อื่น ๆ ในรูปเกนควย ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$\frac{\partial(\underline{AB})}{\partial w} = \sum_{i=1}^m \frac{\partial(\underline{AB})}{\partial a_i} \frac{\partial a_i}{\partial w} + \frac{\partial(\underline{AB})}{\partial w} \frac{\partial w}{\partial w} \quad (๕.๑๖)$$

โดย a_1, a_2, \dots, a_m เป็นพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของรูปเกน ซึ่งทำให้รูปเกนเปลี่ยนค่าได้

$$(\underline{AB})|_{\text{new}} = (\underline{AB})|_{\text{old}} \pm \frac{\partial(\underline{AB})}{\partial w} \Delta w \quad (๕.๑๗)$$

เนื่องจากการให้

$$\frac{\partial(\underline{AB})}{\partial w} = 0 \quad (๕.๑๘)$$

ดังนั้น

$$\left| \frac{\partial w}{w_0} \right| = \frac{\left| - \sum_{i=1}^m \frac{\partial(\underline{AB})}{\partial a_i} \Delta a_i \right|}{\left| w_0 \frac{\partial(\underline{AB})}{\partial w} \right|} \quad (๕.๑๙)$$

โดย $\frac{\partial(\underline{AB})}{\partial w} = \frac{B \partial A}{\partial w} + \frac{A \partial B}{\partial w} \quad (๕.๒๐)$

$$\frac{\partial A}{\partial \omega} = \left(\frac{\partial A}{\partial \omega} \right) \exp(j\theta_A) + jA \exp(j\theta_A) \left(\frac{\partial \theta_A}{\partial \omega} \right) \quad (๒.๕๑)$$

โดยทั่วไป $\frac{\partial A}{\partial \omega}$ และ $\frac{\partial \theta_A}{\partial \omega} \cong 0$ (๒.๕๒)

ดังนั้นจะได้ว่า $\frac{\partial (AB)}{\partial \omega} = A \frac{\partial B}{\partial \omega}$ (๒.๕๓)

และความสัมพันธ์ของ B ตามความถี่เชิงมุมใดเป็น

$$\frac{\partial B}{\partial \omega} = \left(\frac{\partial B}{\partial \omega} \right) \exp(j\theta_B) + jB \exp(j\theta_B) \left(\frac{\partial \theta_B}{\partial \omega} \right) \quad (๕.๕๔)$$

ในกรณีที่วงจรเป็นแบบ แบนพาสและอลพาส (Bandpass and All-pass)

$$\left(\frac{\partial B}{\partial \omega} \right) \Big|_{\omega_0} \cong 0 \quad (๒.๕๕)$$

$$\omega_0 \left| \frac{\partial (AB)}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} = \omega_0 AB(\omega_0) \left| \frac{\partial \theta_B}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} \quad (๕.๒๖)$$

ดังนั้น ณ จุด $\omega = \omega_0$, $AB(\omega_0) = 1$ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าค่าที่ให้ความ
แน่นอนของความถี่ในระยาศ้นมีค่าสูงสุดควรจะออกแบบออสซิลเลเตอร์เพื่อให้

$$\omega_0 \left| \frac{\partial \theta_B}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} \text{ มีค่าสูงสุด}$$

นั่นคือ ออกออสซิลเลชัน วงจรที่ออกแบบจะต้องมีอัตราการเปลี่ยนแปลงของมุมแปร ความ
ความถี่สูง

๒.๓ ออสซิลเลเตอร์สัญญาณรูปขายน

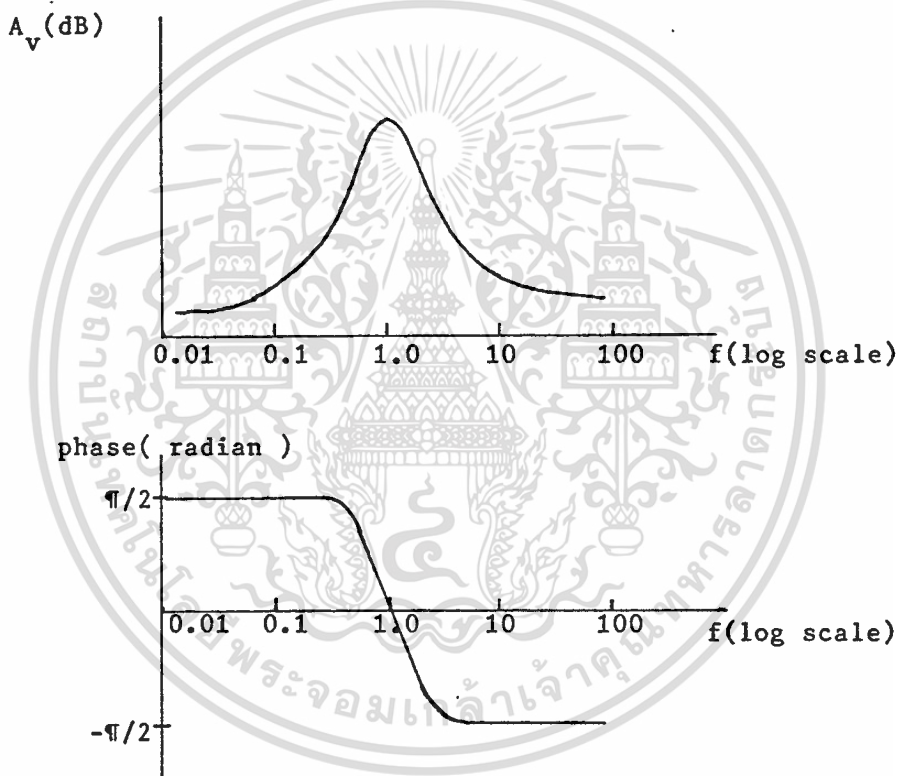
โดยในการออกแบบวงจรในวิทยานพชนนี้ใช้หลักการออสซิลเลทแบบหลัก ๆ

๒ แบบ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๒.๓.๑ RC ออสซิลเลเตอร์แบบวงจรมีคุณสมบัติแบบค้ำฟ้าส

RC ออสซิลเลเตอร์ มักจะใช้แพร่หลายในกรณีที่ไม่ต้องการความแน่นอนของความถี่ในระยะสั้นสูงมากนักและความถี่ต้องไม่สูงมากด้วยโดยทั่วไปอยู่ที่ระดับต่ำกว่า 1MHz ลักษณะของวงจรมีค้ำฟ้าสแบบค้ำฟ้าส คือให้ความถี่ผ่านไคหนึ่งช่วงเท่านั้น และในจุดกลางของช่วงความถี่ผ่านไคนี้ เฟสของสัญญาณเข้าและออกจะเท่ากัน นั่นคือ เฟสชิฟเท่ากับศูนย์



รูปที่ ๒.๒ แสดงคุณสมบัติของวงจรมีค้ำฟ้าสแบบค้ำฟ้าส

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรมีค้ำฟ้าสแบบค้ำฟ้าสจะเขียนไคดังนี้

$$\underline{B}(s) = \frac{b (\omega_0/Q)s}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2} \quad (๒.๒๗)$$

ถ้าสัญญาณเข้ามีความถี่คงตัวเท่ากับ ω เราจะแทน s โดย $j\omega$ ดังนั้นสมการ (๒.๒๗) จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$B(\omega) = |B(j\omega)| = \frac{b(\omega_0/Q)\omega}{[(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (\omega_0/Q)^2\omega^2]^{\frac{1}{2}}} \quad (๒.๒๘)$$

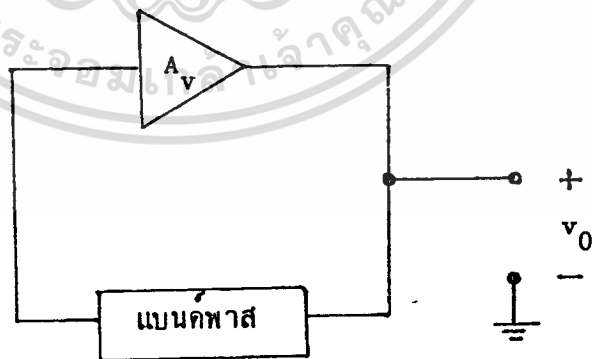
และ
$$\theta_B(\omega) = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left[\frac{(\omega_0/Q)\omega}{\omega_0^2 - \omega^2} \right] \quad (๒.๒๙)$$

ซึ่งจะเห็นว่า: จุดความถี่ $\omega = \omega_0$ เราจะได้

$$B(\omega_0) = b \quad (๒.๓๐)$$

$$\theta_B(\omega_0) = 0 \quad (๒.๓๑)$$

ดังนั้น ถ้าวงจรแบบคพาส ทำหน้าที่เป็นวงจรป้อนกลับของออสซิลเลเตอร์ เราจะสรุปได้ว่า การออสซิลเลชัน สภาวะระบับสัญญาณคงตัว จะเกิดขึ้นได้เมื่อวงจรขยายสัญญาณมีค่าขยายเท่ากับ $1/b$ และมีเฟสเท่ากับศูนย์ ส่วนความถี่ของการออสซิลเลชันจะเท่ากับ ω_0



รูปที่ ๒.๓ แสดงวงจรป้อนกลับแบบแบบคพาส

วงจรมีคุณสมบัติกลับเป็นแบบออสซิลเลเตอร์ คือมีระดับอัตราส่วนของสัญญาณออกต่อสัญญาณเข้าคงที่ ไม่ขึ้นกับความถี่ แต่เฟสของสัญญาณออกเมื่อเทียบกับสัญญาณเข้าจะเปลี่ยนไปตามความถี่

สมการ (๒.๓๒) และ (๒.๓๓) แสดงทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบแบบโลพาสและไฮพาสตามลำดับ

$$H_{LP}(s) = \frac{1}{1+s\tau} \tag{๒.๓๒}$$

$$H_{HP}(s) = \frac{s\tau}{1+s\tau} \tag{๒.๓๓}$$

เมื่อลองพิจารณาลักษณะของสมการทั้งสองปรากฏว่าจะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันแบบออสซิลเลเตอร์ หรือ บางครั้งจะเรียกว่า เฟสชิฟเตอร์ (phase shifter)

$$H_{AP}(s) = H_{\phi}^{\pm}(s) = \pm \frac{(1-s\tau)}{(1+s\tau)} \tag{๒.๓๔}$$

โดย H_{ϕ}^{+} แสดงกรณีเครื่องหมาย + อยู่หน้าวงเล็บและ H_{ϕ}^{-} แสดงกรณีเครื่องหมายลบอยู่หน้าวงเล็บ เมื่อพิจารณาเฉพาะกรณีสัญญาณเข้าออกเป็นรูปไซน์บริสุทธิ์ ความถี่เชิงมุมเท่ากับ ω เราจะแทนค่า s ในสมการ (๒.๓๔) โดย $j\omega$ จะได้

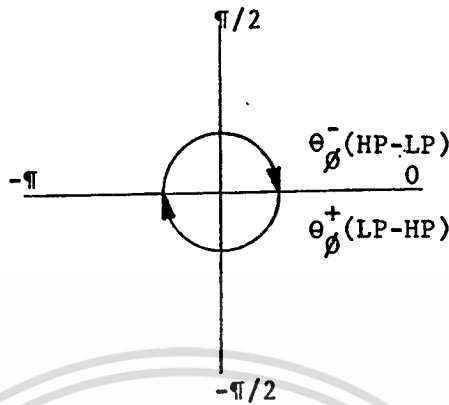
$$|H_{\phi}^{\pm}(j\omega)| = 1 \tag{๒.๓๕}$$

$$\theta_{\phi}^{+}(\omega) = -2 \tan^{-1}(\omega\tau) \tag{๒.๓๖}$$

$$\theta_{\phi}^{-}(\omega) = -\pi + 2 \tan^{-1}(\omega\tau) \tag{๒.๓๗}$$

โดยค่า θ_{ϕ}^{+} แสดงมุมหรือเฟสของ $H_{\phi}^{+}(j\omega)$ และ θ_{ϕ}^{-} แสดง

เฟสของ $H_{\phi}^{-}(j\omega)$ ดังนั้นจะเป็นไปได้อย่างไร ในกรณีของสมการ (๒.๓๖ และ ๒.๓๗)



รูปที่ ๒.๘ แสดงบริเวณเฟสของ θ_{δ}^{+} และ θ_{δ}^{-}

จากทั้งสมการ (๒.๓๖) และ (๒.๓๗) เราจะเห็นได้ว่าเมื่อ $\theta_{\delta}^{+} = -\pi/2$ หรือเมื่อ $\theta_{\delta}^{-} = +\pi/2$ ค่า wc จะเท่ากับ

$$(wc)_{\pm\pi/2} = 1 \quad (๒.๓๘)$$

หรือ $w = 1/c$

โดยวงจรจะออสซิลเลทที่ความถี่เชิงมุมเท่ากับ $w = 1/c$ โดยในการใช้เฟสชิฟเตอร์ เพื่อเป็นวงจรป้อนกลับของออสซิลเลเตอร์มักจะต้องใช้สองชุดคอนนักรวมกัน เพื่อจะได้เฟสชิฟเท่ากับ $\pm\pi$ และวงจรขยายสัญญาณที่ใช้ก็จะมีเฟสชิฟเท่ากับ π นั่นคือค่าขยายมีค่าเป็นลบ ยังผลให้เฟสชิฟในลักษณะครบวงจรเท่ากับ 2π วงจรจึงจะออสซิลเลทที่ความถี่เชิงมุมเท่ากับ w

การคำนวณและการสร้างวงจรมอส

3.1 ทรานซิสเตอร์แบบมอสเฟต (MOSFET Transistor)

มอสเฟต เป็นเฟตแบบที่มีชั้นออกไซด์ (Oxide) บาง ๆ กั้นระหว่างชาเกตกับสารกึ่งตัวนำ ซึ่งบางที่เราจะเรียกว่า TGFET หรือ Insulated-Gate

Field - Effect Transistor หรืออาจจะเรียกว่า มอสทรานซิสเตอร์ก็ได้

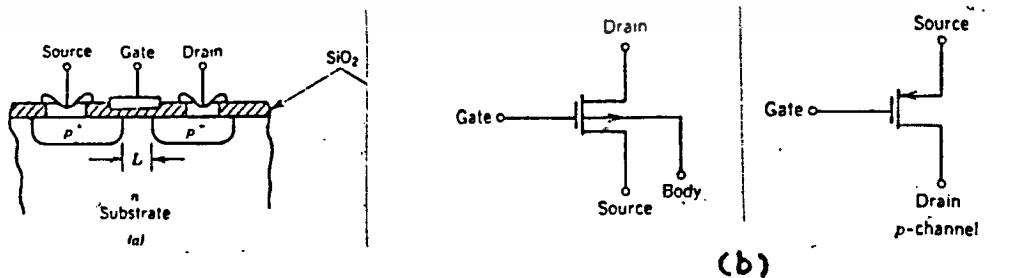
มอสทรานซิสเตอร์อาจจะแบ่งออกได้เป็นแบบ เอ็น-แชนแนล และพี-แชนแนลและทั้งสองยังแบ่งออกได้ตามลักษณะการทำงาน เป็นแบบ เอ็นฮานซ์เมนต์ (Enhancement) และแบบคิพลิตชัน (Depletion)

สำหรับมอสทรานซิสเตอร์ แบบคิพลิตชัน จะมีการสร้างช่องทางนำกระแส (Channel) ไว้แล้ว ณ บริเวณที่ออกไซด์ ทำให้สามารถนำกระแสได้ แม้ไม่ได้อนโวลเตจเข้าขั้วเกต-ซอร์ส ส่วนกรณีมอสทรานซิสเตอร์ แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ ขณะที่โวลเตจระหว่างขั้วเกต-ซอร์ส เป็นศูนย์จะไม่มีช่องทางนำกระแสอยู่ที่เกต ทำให้ไม่สามารถนำกระแสได้ เราต้องให้โวลเตจเข้าเกตอย่างถูกต้อง และมีค่าสูงพอจึงจะเกิดช่องทางนำกระแส

3.1.1 เอ็นฮานซ์เมนต์โมสเฟต

โดยทั่วไปมักจะนิยมใช้มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์มากกว่า เนื่องจากสร้างง่ายและมีขั้นตอนในการแพร่สารน้อย และข้อที่ใดเปรียบมาก คือ สามารถไอโซเลทตัวเองได้

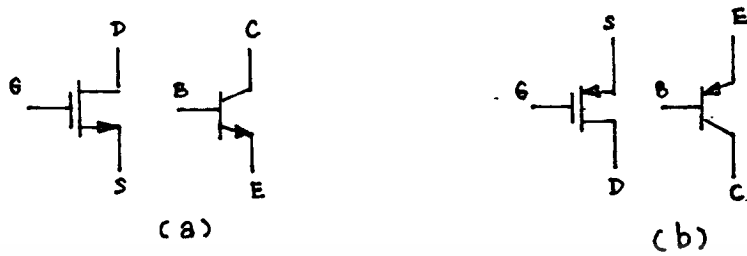
ภาพที่ 3.1.1 แสดงภาพตัดขวางของเอ็นฮานซ์เมนต์ มอสทรานซิสเตอร์ พร้อมทั้งสัญลักษณ์ แบบ พี-แชนแนล ซึ่งมีสองแบบ ดังกล่าวจะมีหัวลูกศรทิศทางสลับกัน



ภาพที่ 3.1.1 (a) ภาพตัดขวางของมอสเฟต พี-แชนแนล

(b) สัญลักษณ์ของมอสเฟต พี-แชนแนล

โดยทั่วไปเรานิยมใช้สัญลักษณ์ที่สอนมากกว่า เพราะง่ายและมีลักษณะคล้าย npn
 ทรานซิสเตอร์ สำหรับ เอ็น-แชนแนล มอส และคล้ายกับ pnp ทรานซิสเตอร์ สำหรับ
 พี-แชนแนล มอส และทิศทางโวลเตจก็เหมือนกัน ดังแสดงการเปรียบเทียบในภาพที่ 3.1.2

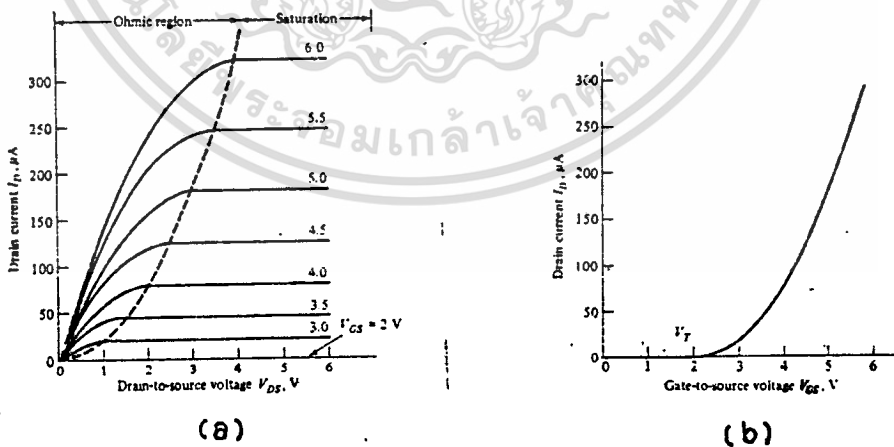


ภาพที่ 3.1.2 แสดงการเปรียบเทียบสัญลักษณ์ของมอสกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

(a) แบบ เอ็น-แชนแนล (b) แบบ พี-แชนแนล

3.2 คุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์

ทรานซิสเตอร์ มอสเฟต แบบเอ็นแชนแนล จะแบ่งการทำงานได้เป็นสองบริเวณ
 ดังที่แสดงในภาพที่ 3.2.1 (a) ซึ่งเป็นกราฟคุณสมบัติขาออกของมอสเฟต แบบเอ็น-แชนแนล
 ส่วนภาพที่ 3.2.1 (b) เป็นกราฟคุณสมบัติขาเข้าของมอสเฟต แบบเอ็น-แชนแนล จะเห็นว่า
 มอสทรานซิสเตอร์ จะไม่นำกระแสจนกว่าจะถึงโวลเตจค่าหนึ่งที่ป้อนให้กับ ชั้นเกต-ซอร์ส เรียกว่า
 เธรชโฮลด์ โวลเตจ (Threshold Voltage : V_{TH})



ภาพที่ 3.2.1 กราฟคุณสมบัติของมอสเฟต (a) ด้านเอาต์พุต (b) ด้านอินพุต

1. บริเวณไตรโอด (Triode Region) คือ การทำงานของมอสเฟต ในขณะที่ได้รับเกต-ซอร์ส โวลเทจมีค่าต่ำมาก นั่นคือ $V_{DS} < (V_{GS} - V_{TH})$ ที่บริเวณนี้ มอสเฟตจะมีลักษณะเหมือนกับเป็นความต้านทานที่ควบคุมโดยโวลเทจ (voltage-controlled resistor)

2. บริเวณพินช์ (Pinched Region) คือ การทำงานของอุปกรณ์ ขณะที่ได้รับ เกต-ซอร์ส โวลเทจอย่างเพียงพอ นั่นคือ $V_{DS} > (V_{GS} - V_{TH})$ ในบริเวณนี้ ลักษณะคุณสมบัติทาง กรแส-โวลเทจ ของมอสเฟต จะมีลักษณะเหมือนกับเป็นเคอร์เรนท์ ซอร์สควบคุมโดยโวลเทจ (voltage - controlled current source) บริเวณนี้สามารถเรียกได้อีกชื่อหนึ่งว่า บริเวณอิ่มตัว (saturated Region) เพราะกระแสเกต I_D อิ่มตัว ไม่แปรตามเกต-ซอร์ส โวลเทจ V_{DS}

สมการความสัมพันธ์ระหว่าง I_D และ V_{GS} ในช่วงบริเวณไตรโอด คือ

$$I_D = K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH} - \frac{V_{DS}}{2}) V_{DS} \dots (3.2.1)$$

ส่วนความสัมพันธ์ระหว่าง I_D และ V_{GS} ในช่วงบริเวณอิ่มตัว คือ

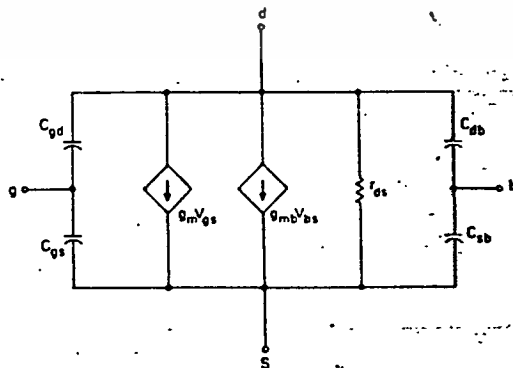
$$I_{DO} = \frac{k'}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \dots (3.2.2)$$

โดย W คือ ความกว้างของแชนแนล ส่วน L คือ ความยาวของแชนแนล

I_{DO} คือ กระแสเกตอิ่มตัว I_D มีค่าคงที่ ไม่ขึ้นกับระดับ V_{DS}

3.2.1 วงจรเสมือนสำหรับสัญญาณระดับต่ำ

โดยทั่วไป มอสทรานซิสเตอร์จะทำงานอยู่ในช่วงบริเวณอิ่มตัว ดังนั้นวงจรเสมือนจึงทำอยู่ในช่วงบริเวณนี้ ดังแสดงในภาพที่ 3.2.2



ภาพที่ 3.2.2 วงจรเสมือนสัญญาณระดับต่ำของมอสทรานซิสเตอร์

ค่าทรานสดักแทน (Transconductance) g_m ในบริเวณอิ่มตัว

สามารถหาได้จากสมการ (3.2.2) คือ

$$g_m = \frac{\partial I_{D0}}{\partial V_{GS}} = k' \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{TH}) \quad \dots (3.2.3)$$

หรือ

$$g_m = \sqrt{2 k' \left(\frac{W}{L} \right) I_{D0}} \quad \dots (3.2.4)$$

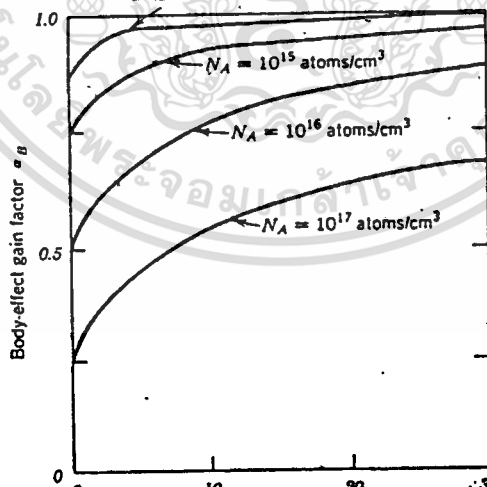
อาจเขียนได้อีกแบบคือ

$$g_m = \frac{2 I_{D0}}{V_{GS} - V_{TH}} \quad \dots (3.2.5)$$

เอาทพรี่ซิสแทน r_{ds} คือ ความต้านทานที่เกิดจากปรากฏการณ์ มอคูเลทของ ความยาวแชนแนล โดยโวลเตจระหว่าง เทรนกับซอร์ส โดยทั่วไป r_{ds} จะมีค่าสูง ถลความยาว ของแชนแนลมีค่าสูง

ค่าทรานสดักแทน g_{mb} เป็นค่าที่เกิดขึ้นเนื่องจากผลของบอดี้แอฟเฟค (body effect) ซึ่งเกิดจากโวลเตจที่ตกคร่อมระหว่าง บอดี้ กับบริเวณซอร์ส มีค่าประมาณด้วย พารามิเตอร์ γ ดังแสดงในภาพที่ 3.2.3 ดังนั้นจะได้ค่าทรานสดักแทน g_{mb} คือ

$$g_{mb} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} = \gamma g_m \quad \dots (3.2.6)$$



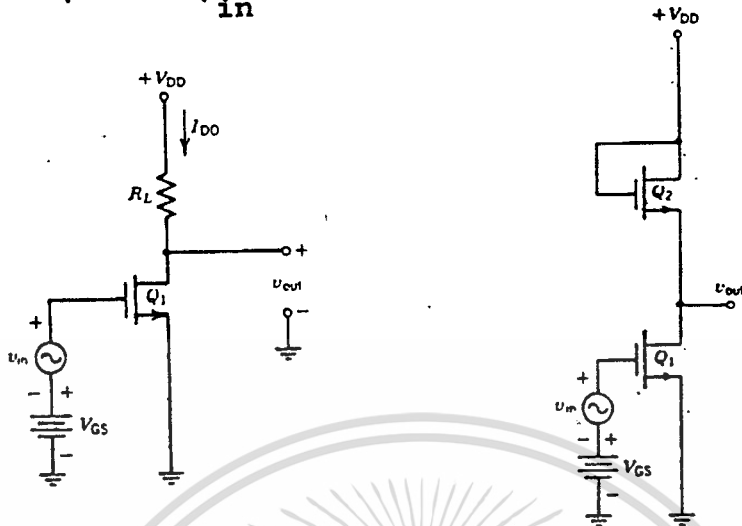
ภาพที่ 3.2.3 แสดงพารามิเตอร์ γ ในบริเวณอิ่มตัว ซึ่งเป็นฟังก์ชันของ V_{BS}

3.2.2 วงจรมอดุสทรานซิสเตอร์และการคำนวณ

จากภาพที่ 3.2.4 (a) สามารถคำนวณได้ โดยใช้วงจรเสมือน โดยจะถือว่าวงจร

มีความถี่ปานกลาง ทำให้ละเลยค่าขัณฑนได้ ดังนั้นจะได

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_m (R_L // r_{ds}) \quad \dots (3.2.7)$$



ภาพที่ 3.2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ เมื่อโหลดเป็น (a) ความต้านทาน (b) แอคทีฟโหลด

จากภาพที่ 3.2.4 (b) ซึ่งใช้มอดเป็นแอคทีฟโหลด จะสามารถหาได้ว่าโวลเทจเกน

คือ

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{\epsilon_{m1}}{\epsilon_{m2}} \quad \dots (3.2.8)$$

ซึ่งหาก k' ของ Q_1 และ Q_2 มีค่าเท่ากัน จะสามารถเขียนได้ว่า

$$A_V = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} \quad \dots (3.2.9)$$

หากออกแบบมอดสทรานซิสเตอร์ ให้ $W/L = 100$ สำหรับ Q_1 และ $W/L=1$

สำหรับ Q_2 จะได้อาโวลเทจเกนสูงสุดเท่ากับ 10 (ซึ่งอาจไม่ถึงเนื่องจากผลของบอดี้

แอฟเฟค)

กำหนดให้ a_B คือ บอดี้แอฟเฟคเกนแฟคเตอร์ (Body-Effect gain factor)

โดย

$$a_B = \frac{1}{1 + \gamma} \quad \dots (3.2.10)$$

ดังนั้น เมื่อคิดผลของบอดี้แอฟเฟค จะได้อัตราขยายโวลเทจของภาพที่ 3.2.4 (b)

เป็น

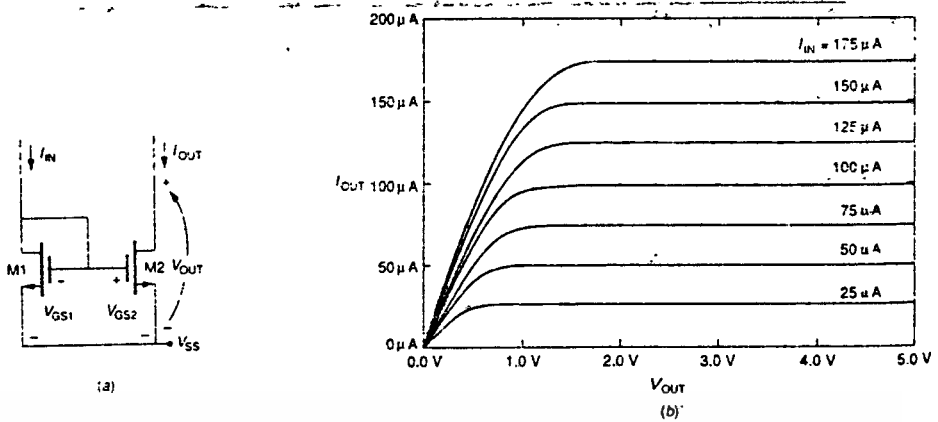
$$A_V = -a_B \frac{\epsilon_{m1}}{\epsilon_{m2}} = -a_B \sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} \quad \dots (3.2.11)$$

ซึ่งโดยมาก ค่า a_B จะมีค่าต่ำกว่าหนึ่ง ทำให้เกนของวงจรลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำออกไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอดูเลทเรเฟอเรนซ์แอมป์ แสดงถึงในภาพที่ 3.2.5



ภาพที่ 3.2.5 (a) วงจรเคอร์เรนต์มิเรอร์ (b) กราฟจากการวิเคราะห์โดย PSPICE

จากสมการ (3.2.2) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง V_{GS} กับ I_{ref}

ได้เป็น

$$I_{ref} = \frac{k'}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS} - V_{TH})^2 \dots (3.2.12)$$

โดยลักษณะเดียวกัน สามารถเขียน I_{out} กับ V_{GS} ได้เป็น

$$I_{out} = \frac{k'}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS} - V_{TH})^2 \dots (3.2.13)$$

กำหนดให้ k' ของ Q_1 เท่ากับ Q_2 และจากวงจร $V_{GS1} = V_{GS2}$

ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่าง I_{out} กับ I_{ref} จะเป็น

$$\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{(W/L)_1}{(W/L)_2} \dots (3.2.14)$$

โดยจะมีพหุคูณที่แทนที่เท่ากับ $1/\epsilon m_1$ และเอาที่พหุคูณที่แทนที่เท่ากับ r_{ds}
มอดูเลทเรเฟอเรนซ์แอมป์ แสดงถึงในภาพที่ 3.2.6 เป็น NMOS คู่ที่เฟอ-

เรนเซียด ที่ไบอัสโดยเคอร์เรนต์ซอร์ส I_{SS} และสมมติให้ Q_1 และ Q_2 แยกกัน จะได้ กระแสเคอร์เรนต์ I_{D1} และ I_{D2} เป็น

$$I_{D1} = \frac{k'}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{GS1} - V_{TH})^2 \dots (3.2.15)$$

$$I_{D2} = \frac{k'}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{GS2} - V_{TH})^2 \quad \dots (3.2.16)$$

โวลเทจเฟอเรนเชียลอินพุตโวลเทจ ΔV_I คือ

$$\Delta V_I = V_{GS1} - V_{GS2} \quad \dots (3.2.17)$$

และผลของ ΔV_I ทำให้โวลเทจเฟอเรนเชียลเอาต์พุต ΔI_D คือ

$$\Delta I_D = I_{D1} - I_{D2} \quad \dots (3.2.18)$$

จาก (3.2.15) จนถึง (3.2.18) เราประมาณได้ว่า

$$\Delta I_D = K \Delta V_I \sqrt{\frac{2I_{SS}}{K} - (\Delta V_I)^2} \quad \dots (3.2.19)$$

เมื่อ K คือ

$$K = \frac{k'}{2} \left(\frac{W}{L}\right) \quad \dots (3.2.20)$$

สมการ (3.2.20) จะเป็นจริงตราบเท่าที่

$$|\Delta V_I| \leq \sqrt{\frac{I_{SS}}{K}} \quad \dots (3.2.21)$$

ค่าทรานสดักชัน G_m ของวงจรสามารถหาได้จากกราฟเฟอเรนเชียลอินพุต-เอาต์พุต สมการ (3.2.19)

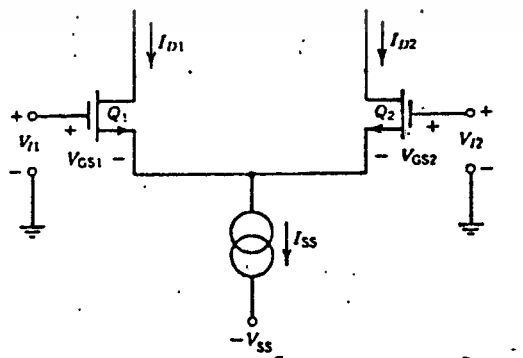
นั่นคือ

$$G_m = \frac{\partial (\Delta I_D)}{\partial (\Delta V_I)} = I_{SS} k' \left(\frac{W}{L}\right) \quad \dots (3.2.22)$$

หรือ

$$G_m = g_{m1} = g_{m2} \quad \dots (3.2.23)$$

ดังนั้น ค่าทรานสดักชันของ MOS คู่ที่แมช มีค่าเท่ากับทรานสดักชันของ Q_1 หรือ Q_2

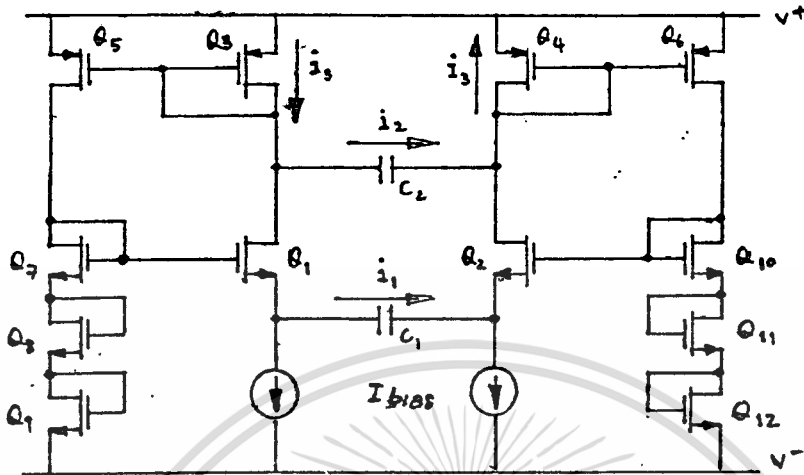


ภาพที่ 3.2.6 MOS คู่เฟอเรนเชียลแมช

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรมีขดลวดซิลิเกตอร์



ภาพที่ 3.3.1 วงจรมีขดลวดซิลิเกตอร์

การทำงานของวงจร Q_1 และ Q_2 utoอยู่ในลักษณะคิฟแฉมบี โดยมี C_1 ขนอยุ่ทำใหักระแส i_1 ที่ไหลเป็นกระแสไฮ้พาส 1st order เมื่อกระแสไหลผ่าน C_2 และ Q_3 หรือ Q_4 กระแส i_1 จะแยกไหลเป็น i_2 และ i_3 โดย i_2 ก็ือกระแสไฮ้พาส 2nd order และ i_3 ก็ือ กระแสแบนค้พาส ที่ใช้ที่ค้แบคกลับมามาอินพุท โดยผ่านวงจรเคอร์เรมึเรอ Q_3 กับ Q_5 และ Q_4 กับ Q_6 โหลดที่มารับกระแสจะตองทำให้ลู่เกนของวงจรเป็นหนึ่ง จึงจะเกิคการออสซิลเลท

การคำนวณ กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมี β_m เท่ากัน และ $C_1 = C_2 = C$

$$\frac{i_1}{V_1} = \frac{sc}{1 + sc} \dots (3.3.1)$$

โดย

$$\tau = C/\beta_m \dots (3.3.2)$$

เนื่องจาก $i_1 = i_2 + i_3$, $i_2 = 2s\tau i_3$... (3.3.3)

$$i_1 = i_3 (1 + 2s\tau) \dots (3.3.4)$$

$$\frac{i_3}{V_1} = \frac{\beta_m s / 2\tau}{s^2 + \frac{3s}{2\tau} + \frac{1}{2\tau^2}} \dots (3.3.5)$$

ความถี่ของการตอบสนองคือ

$$f = \frac{\epsilon_m}{2\sqrt{2}\pi C} \dots (3.3.6)$$

เมื่อเทียบกับสมการของแบบจำลองมาตรฐาน

$$B(s) = \frac{K \left(\frac{W_p}{Q_p}\right) s}{s^2 + \left(\frac{W_p}{Q_p}\right) s + W_p^2} \dots (3.3.7)$$

กับสมการ (3.3.5) จะได้

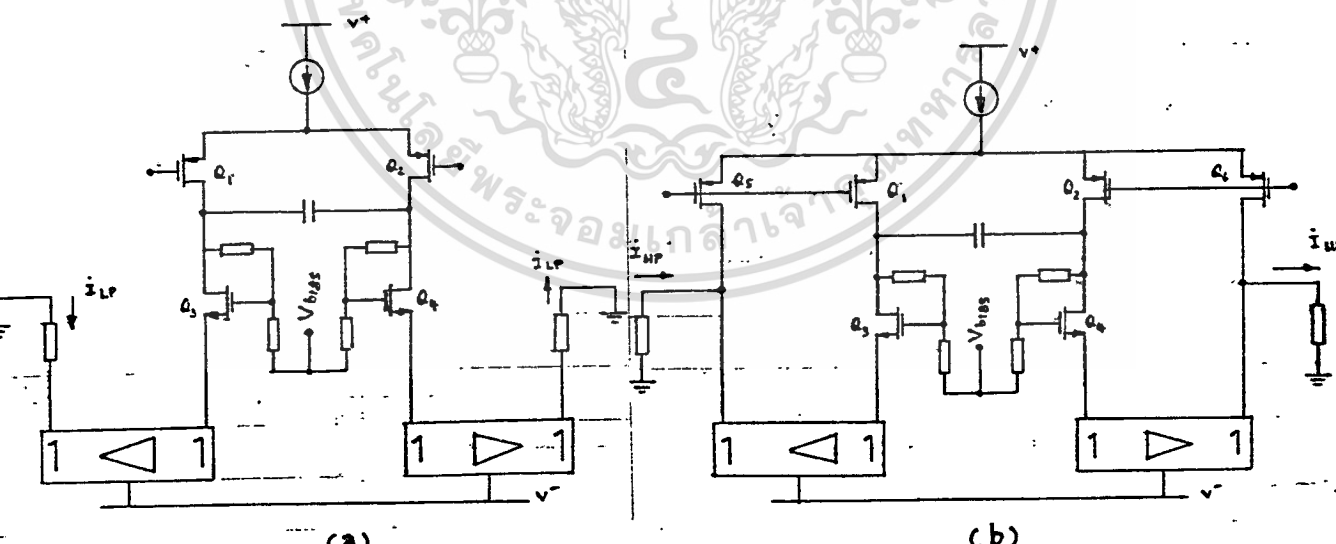
$$K = \epsilon_m/3 \dots (3.3.8)$$

เพื่อให้รูปแบบของวงจรเท่ากับหนึ่ง โพลที่มีารับกระแสจาก Q_5 และ Q_6 จะต้องมีค่าความต้านทาน

$$R = 3/\epsilon_m \dots (3.3.9)$$

ในที่นี้ใช้ มอดูลารวมซิสเทอม ท่อในลักษณะโคโอด ของกรุปโมโซลา อนุกรมกันสามตัวในการทำงานจริงจะต้องมีกรอกเซยทาง ๆ เนื่องจากมีผลของบอดแอฟเฟค และ ϵ_m ของ PMOS กับ NMOS อาจคลาดเคลื่อนกันไปบ้าง

3.4 วงจรซิมอส แบบไฮสาด และ โลฟาส



ภาพที่ 3.4.1

(a) วงจรโลฟาส

(b) วงจรไฮสาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจร กระแสไหลผ่านที่ขั้วอินพุต Q_1, Q_2 จะไหลผ่าน C และวงจรปรับค่าทรานสดักแทน Q_3 และ Q_4 ทำให้ได้กระแสโวลทาจโวลตาจเซอร์เรนทิมิเรอร์ กระแสโวลทาจจะทำการส่งกระแสโวลทาจไปลบออกจากกระแสโวลทาจ ทำให้ได้กระแสโวลทาจ ดังแสดงในภาพ 3.4.1 (b)

จากวงจร ทรานสดักแทน กระแสโวลทาจ มีค่าดังนี้

$$i_1 = g_m V_1 \quad \dots (3.3.10)$$

ให้วงจรเปลี่ยนค่าทรานสดักแทน มีค่าเท่ากับ

$$i_{LP} = \frac{g_m V_1}{1 + 2\left(\frac{1}{G_m} + r_{in}\right)SC} \quad \dots (3.3.11)$$

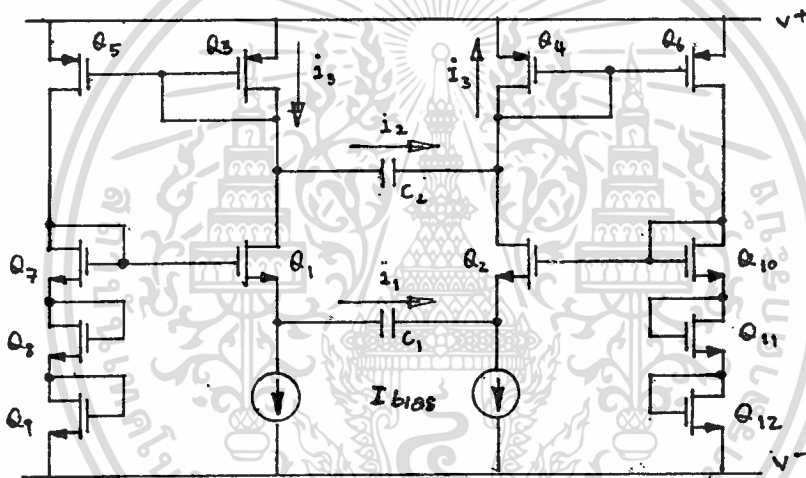
$$i_{HP} = \frac{2\left(\frac{1}{G_m} + r_{in}\right)SC}{1 + 2\left(\frac{1}{G_m} + r_{in}\right)SC} g_m V_1 \quad \dots (3.3.12)$$

r_{in} คือ ค่าอินพุตซีดแทนของเคอร์เรนทิมิเรอร์ ซึ่งมีค่าสำหรับ G_m สามารถปรับค่าได้โดยการปรับค่า V_{BIAS} ทำให้ได้จุดคัทออฟที่เปลี่ยนไป โดยการปรับโวลเตจ V_{BIAS}

การทดลองและผลการทดลองวงจรมอส

4.1 วงจรมอสสออสซิลเลเตอร์

จากการทดลองทำการปรับช่วงกระแสที่สามารถออสซิลเลตได้ โดยทำการเลือกค่า คาปาซิเตอร์ 5 ช่วง วงจรที่ทดลองแสดงในภาพที่ 4.1



ภาพที่ 4.1 วงจรมอสสออสซิลเลเตอร์

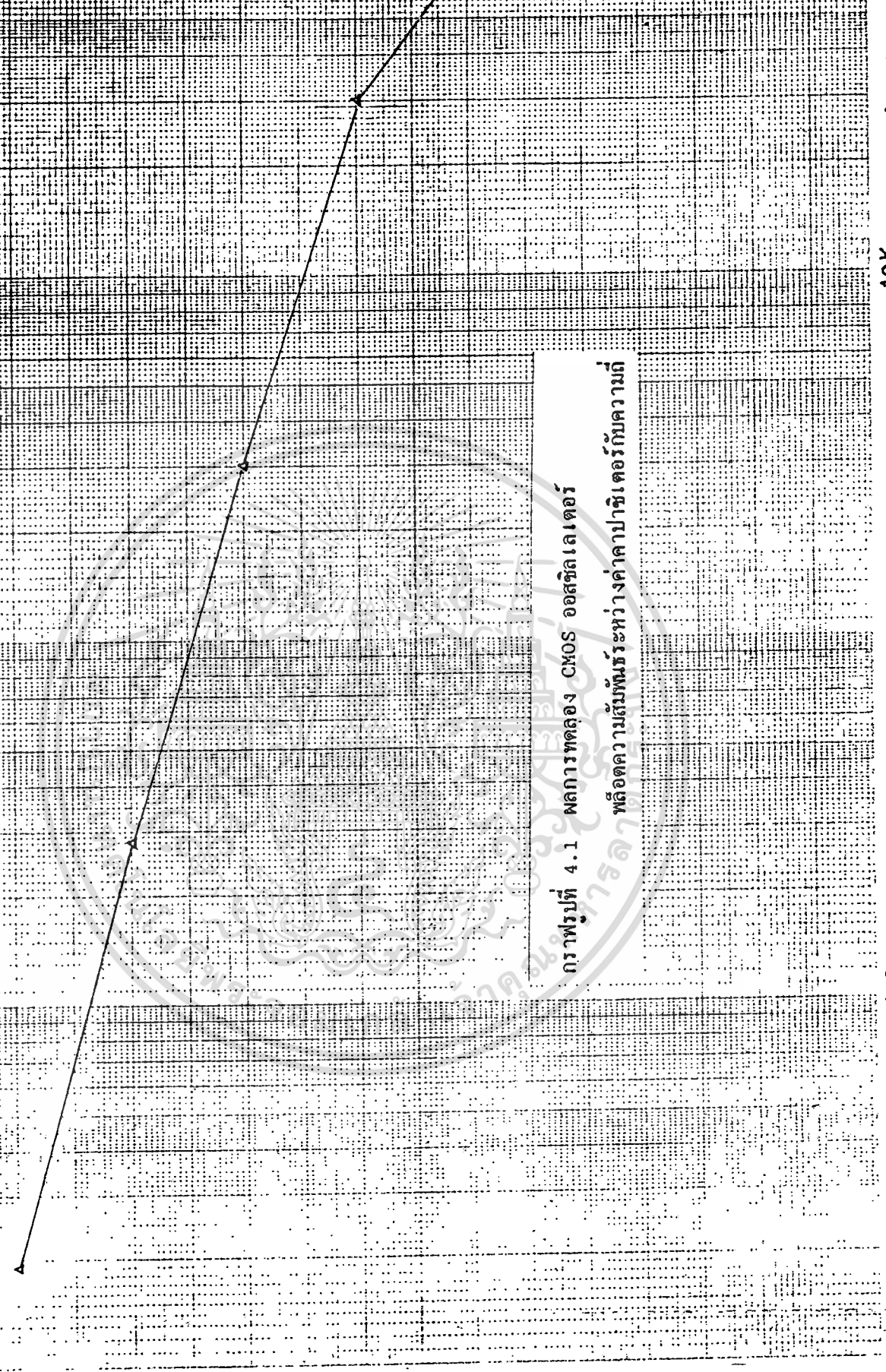
ผลการทดลองแสดงดังกราฟที่ 4.1 จะเห็นว่าวงจรมอสสออสซิลเลเตอร์ที่ออกแบบได้โดยใช้กระแสเป็นตัวปรับความถี่ช่วงความถี่แคบ เนื่องจากค่าทรานคอนดักแทนของมอส เปลี่ยนแปลงน้อยมาก (ค่า g_m แปรผันตาม $\sqrt{I_D}$)

4.2 วงจรมอส โลว์พาสและไฮท์พาสกระแส

เนื่องจากวงจรมอสสออสซิลเลตที่ออกแบบโดยใช้กระแสเป็นตัวปรับมีช่วงความถี่แคบนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๕

10μ 1μ 100 n 10 n 1 n



ภาพรูปที่ 4.1 ผลการทดลอง CMOS ออสซิลเลเตอร์ เพื่อแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าคาบไซเคิลกับความถี่

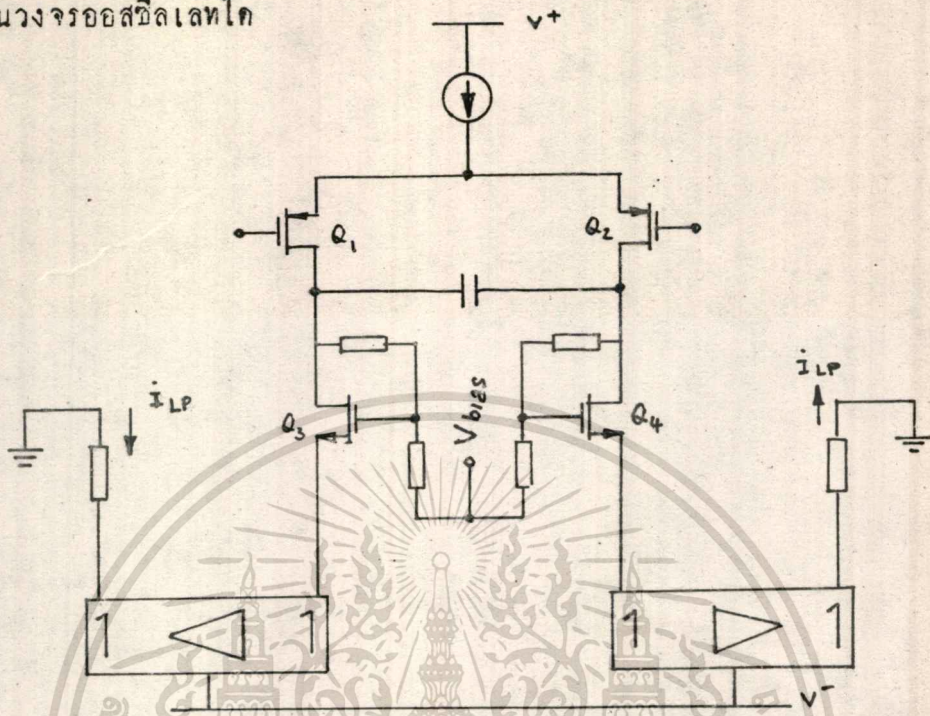
10K

1K

100

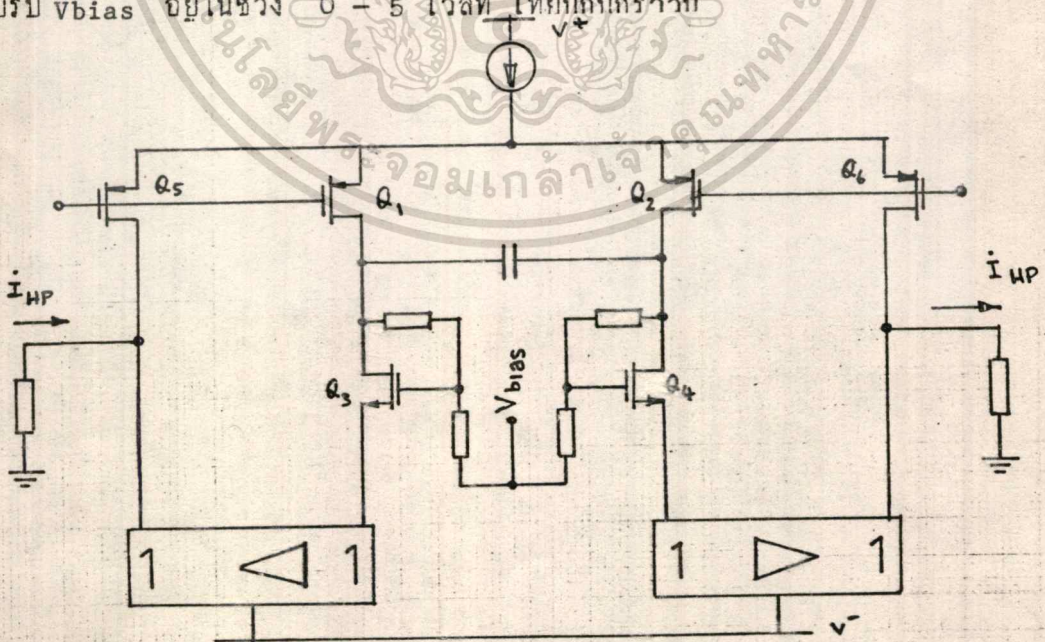
10

ถ้าแคปจิ้งได้ออกแบบวงจรที่ใช้โวลเตจเป็นคัพริบ วงจรที่สร้างขึ้นเป็นวงจรโลว์พาสและไฮท์พาสกระแส ซึ่งทั้งสองวงจรสามารถนำมาวมกันและอาศัยการทึคแบคที่เหมาะสม ทำให้เป็นวงจรออสซิลเลทได้



ภาพที่ 4.2 วงจรซิมอสโลว์พาสกระแส

ผลการทดลองวงจรซิมอสโลว์พาสกระแส แสดงในกราฟรูปที่ 4.3 และ 4.4 โดยการปรับ v_{bias} อยู่ในขวง 0 - 5 โวลต์ เทียบเกือกราวบ

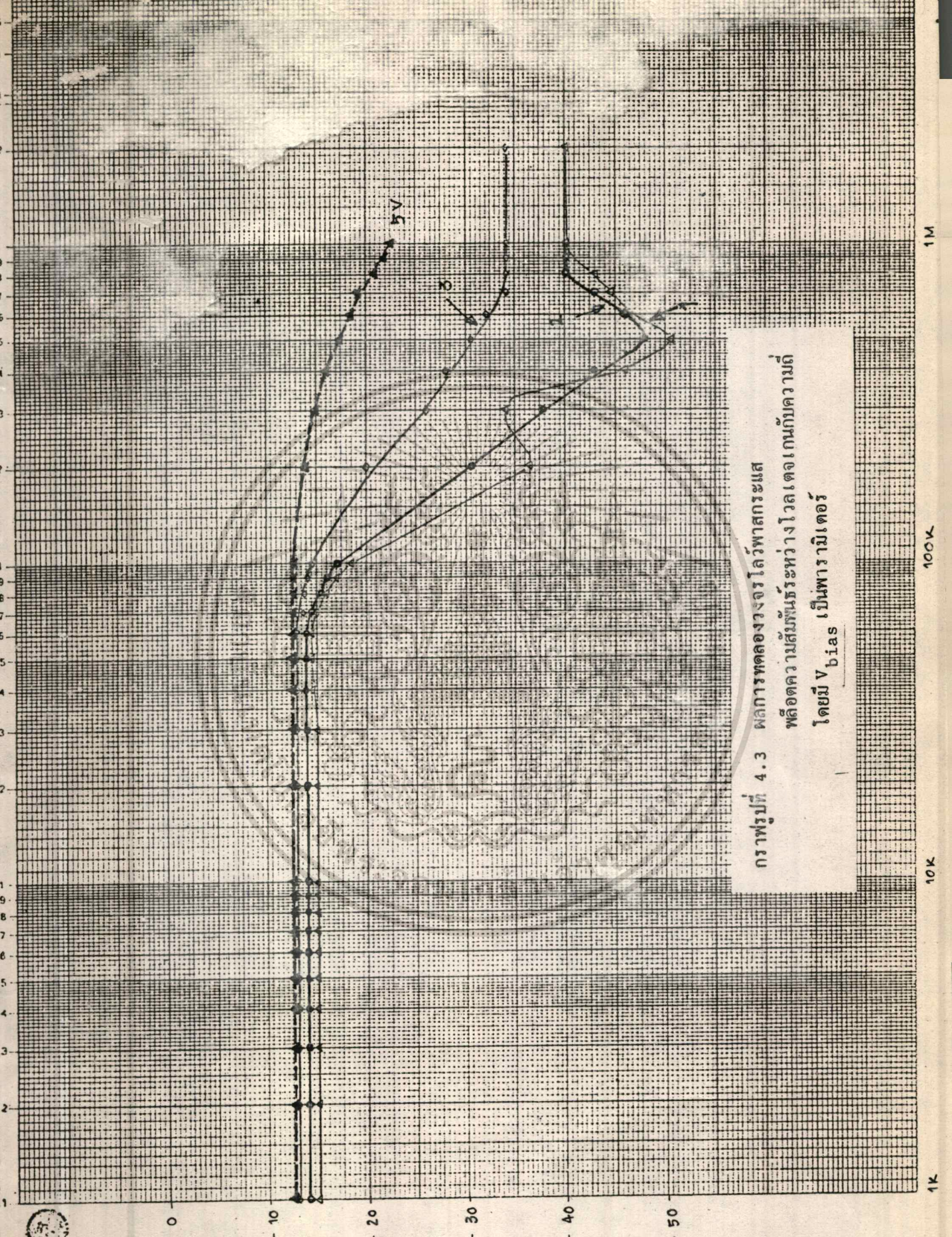


ภาพที่ 4.3 วงจรซิมอสไฮท์พาสกระแส

ผลการทดลองวงจรมอสโฮตที่พาสกระแส แสดงในกราฟที่ 4.4 และ 4.5 โดยการปรับ
v_{bias} อยู่ในช่วง 0-5 โวลต์ เทียบกับกราวด์

จากกราฟรูปที่ 4.4 จะเห็นว่า ค่าทรานคอนดักแทนของวงจรเปลี่ยนค่าทราน
คอนดักแทนจะต้องการ v_{bias} อย่างต่ำ ประมาณ 3 โวลต์ จึงจะเริ่มทำงานได้





กราฟรูปที่ 4.3 ผลการทดลองวงจรโวลต์ฟอสกรและ
 พล็อตความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เดจแทนกับความถัด
 โดยมี V_{bias} เป็นพารามิเตอร์

10K 100K 1M

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปและวิจารณ์วงจรออสซิลเลเตอร์

โคโยใช้มอสทรานซิสเตอร์แบบปรับค่าความถี่โคโยใช้กระแส

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

1. จากผลการทดลองจะเห็นว่าแบนด์วิทของสัญญาณช่ายน้ออสซิลเลทมีค่าค่อนข้างแคบทั้งนี้เนื่องจากว่า ค่าทรานคอนดักแตน (transconductance- g_m) ของมอสทรานซิสเตอร์มีค่าค่อนข้างต่ำ เมื่อเทียบกับไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์ ถึงแม้เรา จะใช้มอสแบบเอ็นเอานซ์เม้นท์ใหม่แล้วก็ตาม และข้อจำกัดที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งก็คือ เคอร์-เรนทร์ซอส ที่ใช้ป้อนเลี้ยงวงจร (TL011) สามารถจ่ายกระแสสูงสุดได้เพียงไม่กี่มิลลิ-แอมป์เท่านั้น

2. ข้อได้เปรียบประการสำคัญของวงจรที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์ เมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์คือ โวลเตจอินพุท จะสูงได้สูงกว่าไบโพลาร์หลายสิบเท่าทำให้สะดวกแก่การใช้งานมากด้วย รวมทั้งมอสทรานซิสเตอร์จะกินกระแสค่ามาก เมื่อเทียบกับไบโพลาร์ แต่ข้อเสียที่ตามมาคือ เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นกระแสเกทก็จะสูงขึ้นด้วย ซึ่งตรงกันข้ามกับพฤติกรรมของไบโพลาร์

3. จากการทดลองเราจะจ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจรเพียง $\pm 5V$ เท่านั้น เนื่องจาก ต้องการลดผลของเออร์ลี่ (Early Effect) ซึ่งถ้าเราให้โวลเตจคกรวมครบๆพอสมควร ค่ากระแสที่คำนวณไว้จะไม่ตรงกับผลการทดลองมีผลทำให้ค่าทรานคอนดักแตนของมอสทรานซิสเตอร์เปลี่ยนไป

4. เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่าทรานคอนดักแตนของมอสทรานซิสเตอร์ โคโยใช้กระแสเป็นตัวปรับมีช่วงแคบมากจึงได้ออกแบบวงจรออสซิล แบบโวลพาส และไฮท์-พาส โคโยใช้โวลเตจเป็นตัวปรับค่าทรานคอนดักแตน ซึ่งมีการคอปิคแบคด้วยความต้านทานระหว่างขาเกตกับขาเดรน จากผลการทดลองจะเห็นว่าวงจรต้องการโวลเตจสูงถึงค่าหนึ่ง (คล้ายเทรชโฮล โวลเตจ V_{TH}) ค่าทรานคอนดักแตนจึงจะสามารถเปลี่ยนแปลงได้ในช่วงกว้างมาก (จากการทดลองจะประมาณ 3 โวลท์ เมื่อเทียบกับกราวด์) จากวงจรทั้งสองสามารถสร้างเป็นวงจรออสซิลเลทได้ โดยการทำให้ค ้นบคที่เหมาะสม

5. เนื่องจากกระแสของมอstrandานซิสเตอร์ เป็นผลคูณกำลังสองของโวลเตจ-
เกท-ซอส ดังนั้นฮาร์โมนิก กิสทอร์ชัน ของมอสจึงมีค่าต่ำกว่าของไบโพลาร์ทรานซิส-
เตอร์มาก ทั้งนี้เพราะกระแสของไบโพลาร์ เป็นฟังก์ชันเชิงซีไปเนเชียลของโวลเตจ
ครอมเบส-อิมิตเตอร์

6. ออฟเซทโวลเตจที่เกิดขึ้นของมอstrandานซิสเตอร์ จะมีค่าสูงกว่าไบโพลาร์
ทรานซิสเตอร์เสมอทั้งนี้เป็นเพราะออฟเซทโวลเตจของมอสเป็นฟังก์ชันแปรตามเทรช-
โวลเตจของมัน ส่วนของไบโพลาร์ออฟเซทโวลเตจจะแปรตามเทอร์มัลโวลเตจของตัวมัน
เอง ซึ่งจะเห็นว่าออฟเซทโวลเตจของมอสจะสูงกว่าไบโพลาร์ หลายสิบเท่า



โอเปอร์เรชันแนล-เคอร์เรนท์ แอมพลิฟายเออร์

(Operational Current Amplifiers)

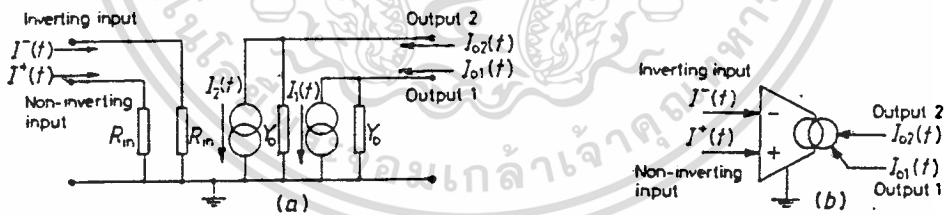
6.1 บทนำ

เมื่อเร็ว ๆ นี้ อุปกรณ์ใช้งาน (Active device) ชนิดใหม่ซึ่งเรียกว่า โอเปอร์เรชันแนล-เคอร์เรนท์ แอมพลิฟายเออร์ หรือ OCA ได้รับการเสนอและวิเคราะห์ขึ้นโดย Fabre (ค.ศ.1986) OCA ถูกนิยามให้เป็นอุปกรณ์ประเภทวงจรถ้าเนคกระแสควบคุมโดยกระแส ผลต่าง (Differential current controlled current source) ซึ่งมีเอาต์พุตสองขา เพื่อประโยชน์ในการนำไปใช้งาน

ในทฤษฎีงานฉบับนี้ จะกล่าวถึงสัญลักษณ์ของวงจรและวงจรมมูลย (equivalent circuit) ของ OCA ตัวอย่างการประยุกต์ใช้ วงจรที่ได้ออกแบบใช้งานเป็น OCA พร้อมทั้งผลการวิเคราะห์และทดลองคุณสมบัติของวงจร OCA เปรียบเทียบกับทฤษฎีที่ได้นิยามไว้

6.2 ทฤษฎีของ โอเปอร์เรชันแนล-เคอร์เรนท์ แอมพลิฟายเออร์

OCA เป็นวงจรซึ่งสัญญาณขาออกเป็นกระแส จะมีสัดส่วนแน่นอนกับผลต่างของกระแสของกระแสขาเข้า โดยมีเอาต์พุตที่มีลักษณะเหมือนกันสองขา ซึ่งให้กระแสที่มีเสถียรภาพแม้จะไม่มีการป้อนกลับ



ภาพที่ (6.2.1) (a) วงจรมมูลย ของ OCA

(b) สัญลักษณ์ ของ OCA

วงจรมมูลยของ OCA แสดงในภาพที่ 6.2.1 (a) โดย $I^+(t)$ และ $I^-(t)$

เป็นกระแสอินพุตขาบวกและกระแสอินพุตขาสลบ $I_{O1}(t)$ และ $I_{O2}(t)$ เป็นกระแสเอาต์พุต $I_1(t)$ และ $I_2(t)$ เป็นกระแสเอาต์พุต เมื่อชอร์ตท่วงจร (short-circuit output current)

จากภาพที่ 6.2.1 (a) พิจารณาทิศทางกระแสทั้งในภาพ จะได้กระแสเอาต์พุตเมื่อชอร์ตท่วงจร คือ

$$I_1(t) = I_2(t) = A_1 (I^+(t) - I^-(t)) \quad \dots (6.2.1)$$

คือ ความต้านทานเสมือนขาเข้า กรณีอิมพีแดนซ์ $R_{in} = 0$ ส่วน Y_o คือ แอดมิทแตนซ์ขนาน
 ขาออก (shunt output admittance) โดย $Y_o = G_o + C_o s$ กรณีอิมพีแดนซ์ $Y_o = 0$
 และ A_1 ในสมการ (6.2.1) คือ อัตราขยายกระแสซึ่งวงจร OCA ที่ Fabre
 เสนอ มี $A_1 = 1$ ดังนั้นในกรณีอิมพีแดนซ์กระแสเอาต์พุต จะแสดงได้ว่า

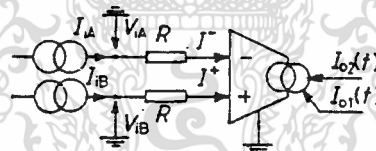
$$I_{O1}(t) = I_{O2}(t) = I^+(t) - I^-(t) \quad \dots (6.2.2)$$

ภาพที่ 6.2.1 (b) แสดงถึงสัญลักษณ์ของ OCA สัญลักษณ์นี้อ้างมาจากวงจร OCA
 ของ Fabre (ค.ศ. 1986) ลูกศรแสดงถึงทิศทางของกระแสในทิศทางบวก ส่วนสัญลักษณ์ของ
 current sources ที่เอาต์พุตทำให้ทราบได้ว่าอุปกรณ์ทำงานจากกระแส

6.3 การใช้งานวงจร โอเปอร์เรชันแนล เคอร์เรนท์ แอมพลิฟายเออร์

เนื่องจาก OCA เป็นอุปกรณ์ของวงจรแบบใหม่ ซึ่งเรายังไม่ค่อยคุ้นเคยนัก ดังนั้น
 ในหัวข้อนี้ เราจะยกตัวอย่างประโยชน์การใช้งานของ OCA ก่อนเพื่อเป็นแนวทางในการนำไป
 ประยุกต์ใช้ต่อไป

6.3.1 การใช้งานโดยปราศจากการที่คแบบกระแส



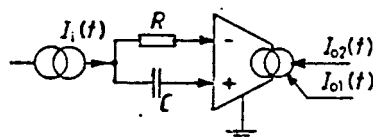
ภาพที่ (6.3.1) วงจรตามผลต่างกระแส, วงจรเปลี่ยนผลต่างโวลเตจเป็นกระแส

ภาพที่ 6.3.1 แสดงวงจรตามผลต่างกระแส (Differential current follower)

หรือวงจรเปลี่ยนผลต่างโวลเตจเป็นกระแส (Differential voltage-current convertor)
 ซึ่งจากวงจร แสดงได้ว่า

$$I_{O1}(t) = I_{O2}(t) = I^+(t) - I^-(t) = I_{iB}(t) - I_{iA}(t) \quad \dots (6.3.1)$$

$$I_{O1}(t) = I_{O2}(t) = \frac{1}{R} (V_{iB}(t) - V_{iA}(t)) \quad \dots (6.3.2)$$



ภาพที่ (6.3.2) วงจรกรองกระแสความถี่ตามผลต่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประยุกต์ใช้ ของ OCA เป็นวงจรกรองแบบความถี่ผ่านตลอด แสดงในภาพที่ 6.3.2 จะได้ว่า ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของกระแส (current transfer function) คือ

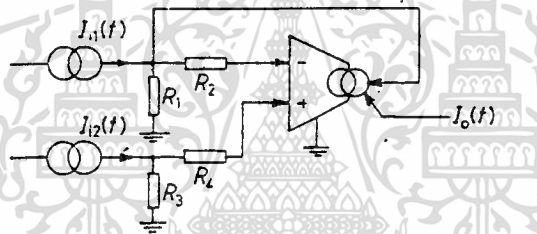
$$\frac{I_{O1}}{I_1}(s) = \frac{I_{O2}}{I_1}(s) = H(s) = \frac{-1-RCs}{1+RCs} \quad \dots(6.3.3)$$

โดยการเพิ่มค่าความต้านทาน จะได้ เฟสชิฟ (phase-shift) เปลี่ยนจาก 180° ไปยัง 0° โดยมีอัตราขยายกระแสเป็นหนึ่ง และถ้าสลับที่ R และ C ในวงจร จะได้ ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของกระแส คือ

$$\frac{I_{O1}}{I_1}(s) = \frac{I_{O2}}{I_1}(s) = H(s) = \frac{1-RCs}{1+RCs} \quad \dots(6.3.4)$$

ความสัมพันธ์นี้ แสดงการเพิ่มค่าความต้านทาน จะให้เฟสชิฟจาก 0° ไป -180° โดยมีอัตราขยายกระแสเป็นหนึ่ง เช่นเดียวกัน

6.3.2 การใช้งานโดยรวมกระแสที่เคแมค



ภาพที่ (6.3.3) วงจรขยายผลต่างกระแส

วงจรขยายผลต่างกระแส (Difference current amplifier) ดังแสดงใน

ภาพที่ 6.3.3 สามารถหาความสัมพันธ์ได้ คือ

$$I_o(t) = \frac{R_1+R_2}{R_3+R_4} \frac{R_3}{R_2} I_{12}(t) - \frac{R_1}{R_2} I_{11}(t) \quad \dots(6.3.5)$$

หากให้ค่าความต้านทาน $R_3 = R_1$ และ $R_4 = R_2$ ในที่สุด จะได้

กระแสเอาต์พุตเป็น

$$I_o(t) = \frac{R_1}{R_2} (I_{12}(t) - I_{11}(t)) \quad \dots(6.3.6)$$

นอกจากนี้ ยังประยุกต์ใช้เป็นวงจรขยายกระแสแบบกลับเฟสและไม่กลับเฟส (Inverting and non-inverting current amplifiers)

ดังแสดงในภาพที่ 6.3.4 (a) และ 6.3.4 (b) ตามลำดับ

จากวงจรภาพที่ 6.3.4 (a) ตัวอย่างเช่น เราให้ $I^+ = 0$, $Y_1 = 1/R_1$

และ $Y_2 = 1/R_2$ จะได้ ทรานสเฟอริงฟังก์ชัน คือ

$$\frac{I_o(t)}{I_1(t)} = -\frac{R_1}{R_2} \quad \dots(6.3.7)$$

เมื่อ $Y_1 = Cs$ และ $Y_2 = 1/R$ เราจะได้วงจรอินทิเกรตทางกระแส (Current integrator) นั่นคือ

$$H(s) = \frac{I_o(s)}{I_1(s)} = -\frac{1}{RCS} \quad \dots(6.3.8)$$

เมื่อ $Y_1 = 1/R$ และ $Y_2 = Cs$ จะได้วงจรดิฟเฟอเรนเชียลทางกระแส (Current differentiator) นั่นคือ

$$H(s) = \frac{I_o(s)}{I_1(s)} = -RCS \quad \dots(6.3.9)$$

วงจรรขยายกระแสแบบไม่กลับเฟส ดังแสดงในภาพที่ 6.3.4 (b) สำหรับ $Y_1 = 1/R_1$ และ $Y_2 = 1/R_2$ จะได้ทรานสเฟอริงฟังก์ชัน คือ

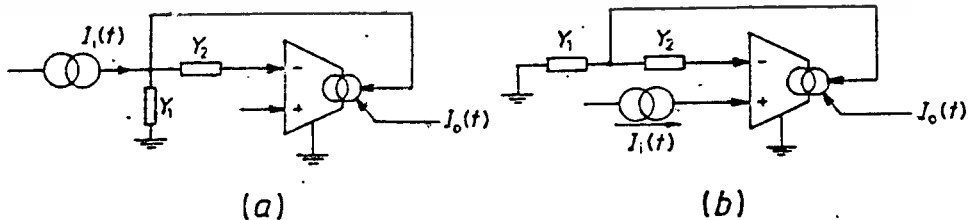
$$\frac{I_o(t)}{I_1(t)} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad \dots(6.3.10)$$

เมื่อ $Y_1 = Cs$ และ $Y_2 = 1/R$ จะได้อินทิเกรต ฟังก์ชัน

$$H(s) = \frac{I_o(s)}{I_1(s)} = \frac{1+RCS}{RCS} \quad \dots(6.3.11)$$

เมื่อ $Y_1 = 1/R$ และ $Y_2 = Cs$ จะได้ดิฟเฟอเรนเชียลฟังก์ชัน

$$H(s) = \frac{I_o(s)}{I_1(s)} = 1+RCS \quad \dots(6.3.12)$$



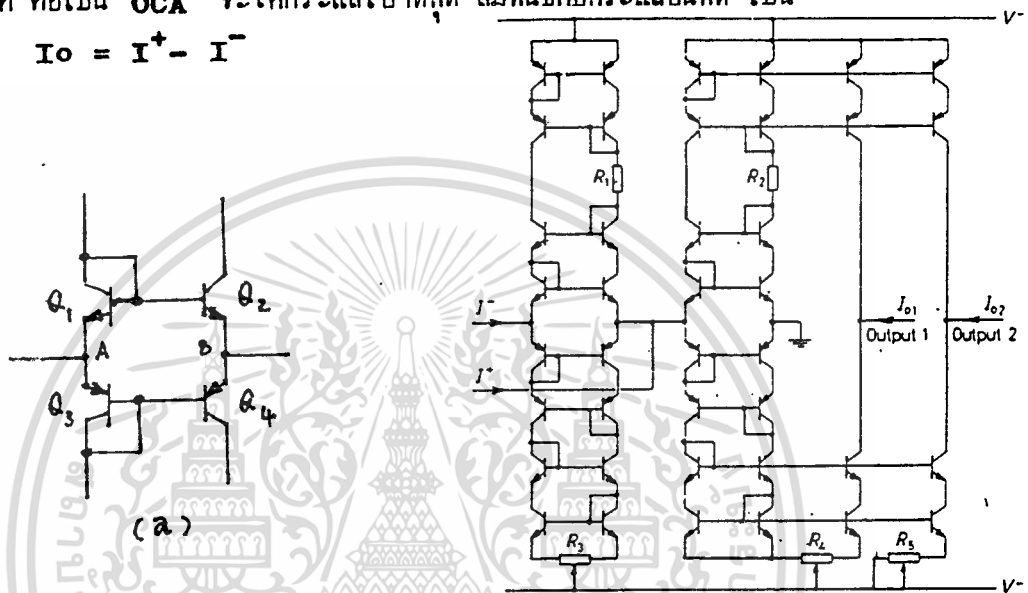
ภาพที่ 6.3.4 a) วงจรรขยายกระแสแบบกลับเฟส

b) วงจรรขยายกระแสแบบไม่กลับเฟส

6.4 วงจรภายใน OCA ,การออกแบบและการสร้าง

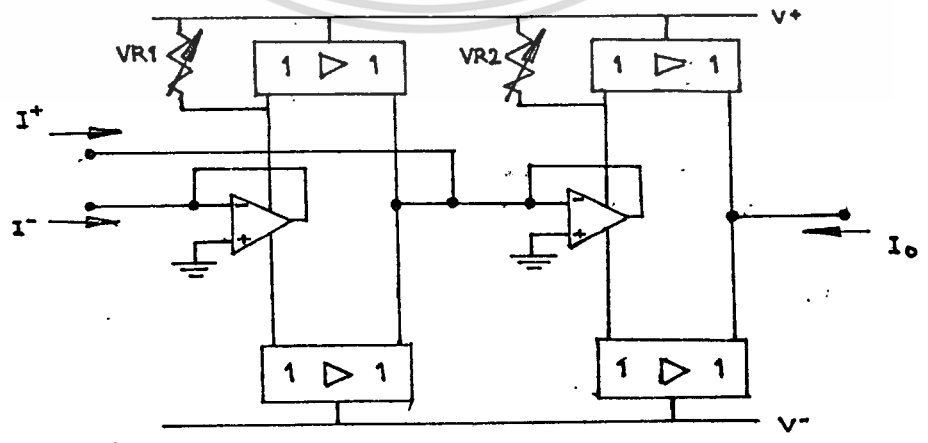
วงจรรภายใน OCA ที่ออกแบบโดย Fabre (ค.ศ.1987) แสดงไว้ในภาพที่ 6.4.1(b) โดยมีอินพุตเป็นทรานซิสเตอร์ 4 ตัวที่อยู่ในลักษณะของวงจรรานสลิเบียร์ ดังแสดงในภาพที่ 6.4.1 (a) กระแสอินพุตจะไหลเข้า Q_1 และ Q_3 ที่ที่อยู่ในลักษณะของโคโอดตรง จุดต่อ A เป็นผลให้กระแสไหลเข้าวงจรที่จุด B ซึ่งมีขนาดเท่ากับกระแสที่จุด A เมื่อนำมารวมกัน 2 ชุด ถือเป็น OCA จะได้กระแสเอาต์พุต สัมพันธ์กับกระแสอินพุต เป็น

$$I_o = I^+ - I^-$$



ภาพที่ 6.4.1 (a) ทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในลักษณะวงจรรานสลิเบียร์
 (b) วงจร OCA ที่เสนอโดย Fabre (1987)

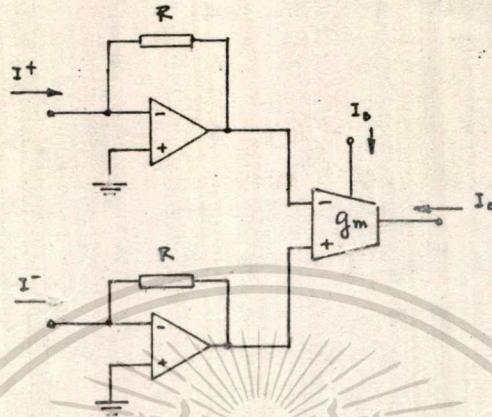
วงจรรของ Fabre เหมาะที่จะนำไปใช้สร้างเป็นไอซีมากกว่าการนำไปต่อใช้งานจริง ดังนั้นเราสามารถที่จะแทนวงจรรานสลิเบียร์ โดยขอยออกแบบ ดังภาพที่ 6.4.2 ทำให้การทำงานสะดวกมากขึ้นกว่าเดิม ส่วนการทำงานของวงจรมีลักษณะคล้ายคลึงกับวงจรร OCA ภาพที่ 6.4.1



ภาพที่ 6.4.2 วงจร OCA ที่อินพุตเป็นออปแอมป์ที่อยู่ในลักษณะบัพเฟอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร OCA ที่ออกแบบมาข้างต้น เป็นแบบที่มีอัตราขยายกระแสเป็นหนึ่ง สำหรับ
 วงจร OCA ที่มีค่าอัตราขยายกระแสมากกว่าหนึ่ง แสดงในภาพที่ 6.4.3 โดยจะเห็นว่าใช้
 หลักการเปลี่ยนกระแสเป็นโวลเตจ แล้วจึงเปลี่ยนกลับจากโวลเตจเป็นกระแสอีกทีหนึ่ง



ภาพที่ 6.4.3 วงจร OCA ที่มีอัตราขยายกระแสมากกว่าหนึ่ง

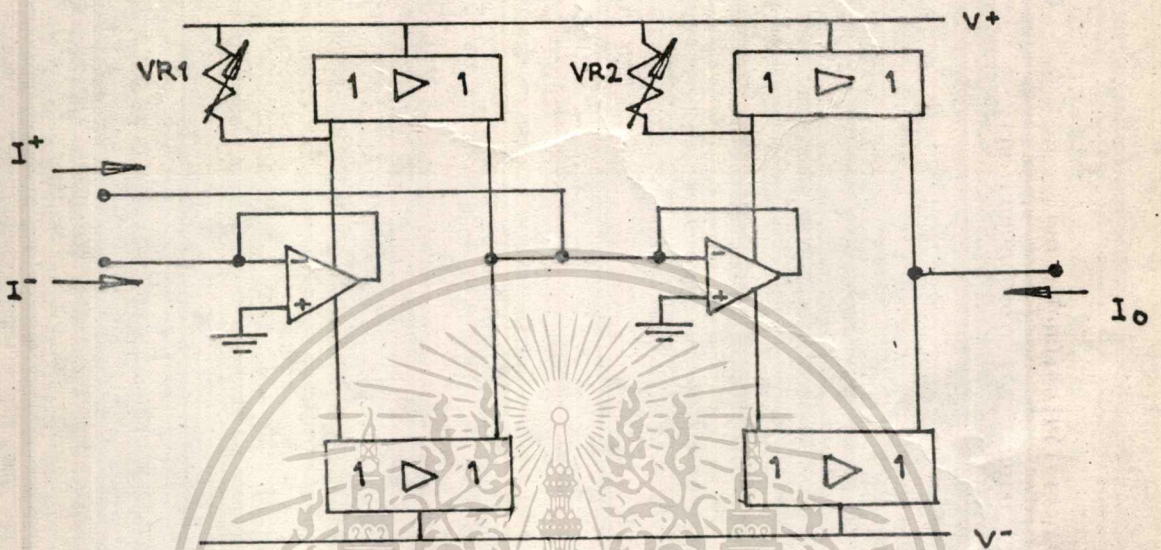
จากวงจร จะเห็นว่า ออปแอมป์ทั้งสองเป็นตัวเปลี่ยนกระแสเป็นโวลเตจ โดยมี
 ทรานส์เฟอริงกัน เท่ากับค่าความต้านทาน R (ซึ่งควรมีค่าไม่มากนัก) ส่วนวงจรส่วนหลัง ทำ
 หน้าที่เปลี่ยนโวลเตจเป็นกระแสด้วยค่าทรานส์เฟอริงกัน เท่ากับ $g_m = \frac{I_B}{2V_T}$ โดยที่ I_B คือ
 กระแสไบอัส และ V_T คือ เทอร์มัลโวลเตจ ดังนั้นเราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต
 กับกระแสอินพุต เป็น

$$I_o = \frac{I_B R}{2V_T} (I^+ - I^-) \quad \dots (6.4.2)$$

ถ้าให้ $I_B = 2 \text{ mA}$ และ $R = 26 \Omega$ วงจรก็จะ เป็น OCA ที่มีอัตราขยาย
 กระแสเป็นหนึ่งนั่นเอง

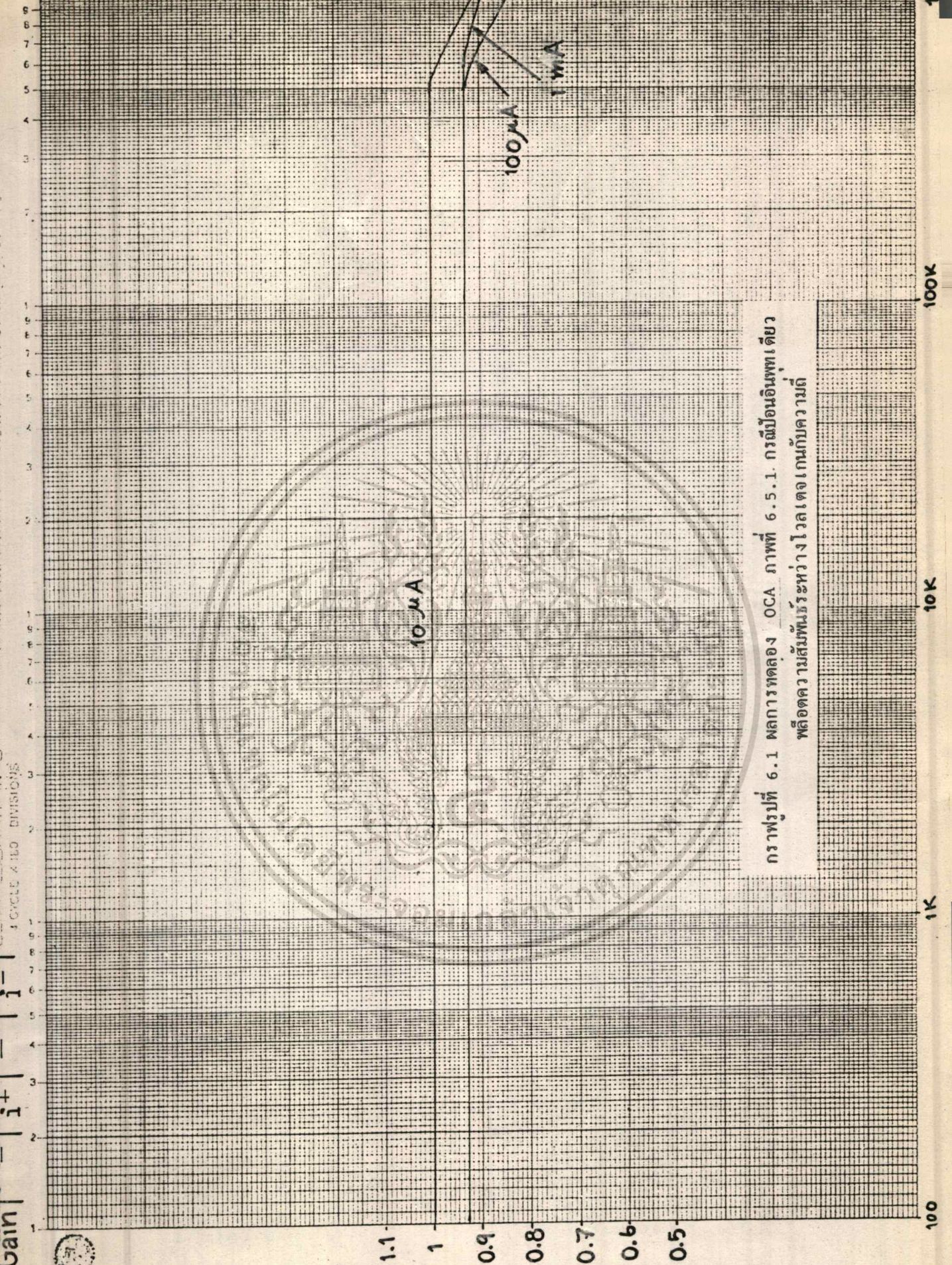
6.5 การทดลองและผลการทดลอง

6.5.1 วงจร OCA อัตรายขยายกระแสเป็นหนึ่ง



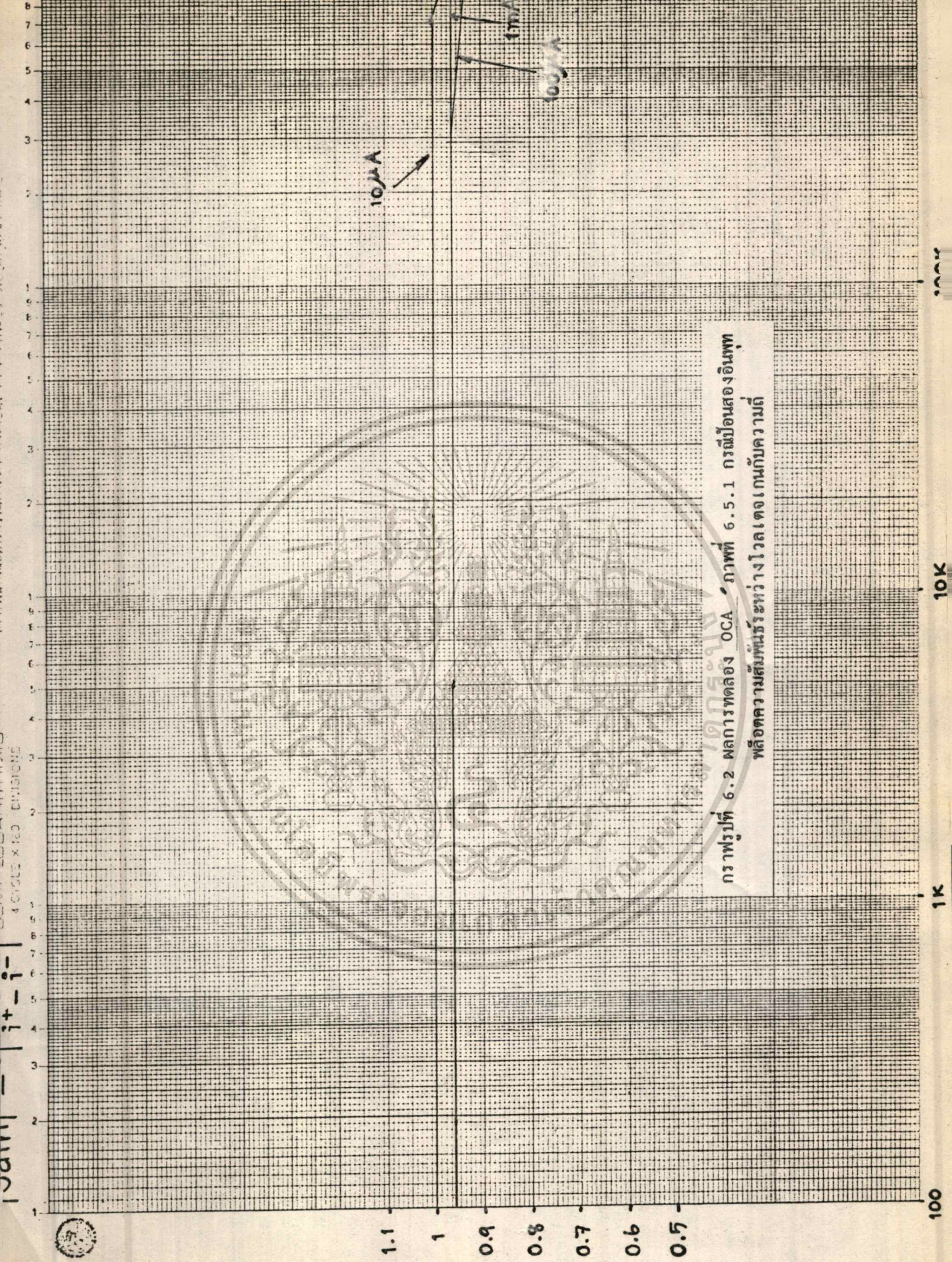
ภาพที่ 6.5.1 วงจร OCA อัตรายขยายกระแสเป็นหนึ่ง

วงจรที่ทดลองแสดงดังภาพที่ 6.5.1 ผลการทดลองแสดงในกราฟรูปที่ 6.1 และกราฟรูปที่ 6.2 ซึ่งเป็นกราฟที่ป้อนอินพุตเดี่ยวและสองอินพุตตามลำดับ



กราฟรูปที่ 6.1 ผลการทดลอง OCA ภาพที่ 6.5.1. กรณีอินพุตเดี่ยว
พล็อตความสัมพันธ์ระหว่างโวลเตจกับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

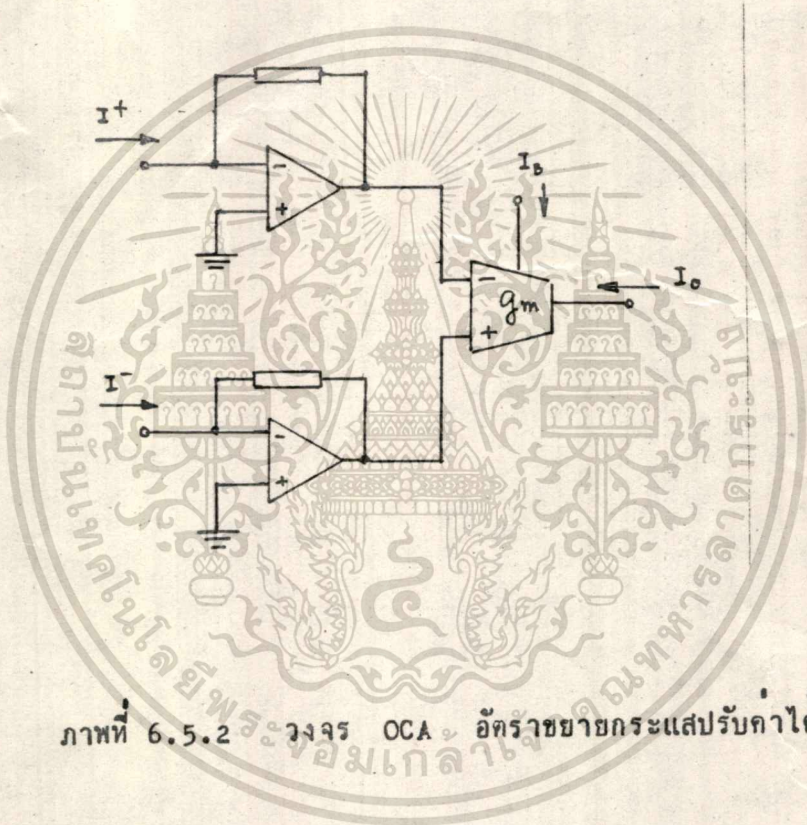


กราฟรูปที่ 6.2 ผลการทดลอง OCA ภาพที่ 6.5.1 กรณีป้อนสองอินพุท
พล็อตความสัมพันธ์ระหว่างโวลเตจแกนกับความถี่

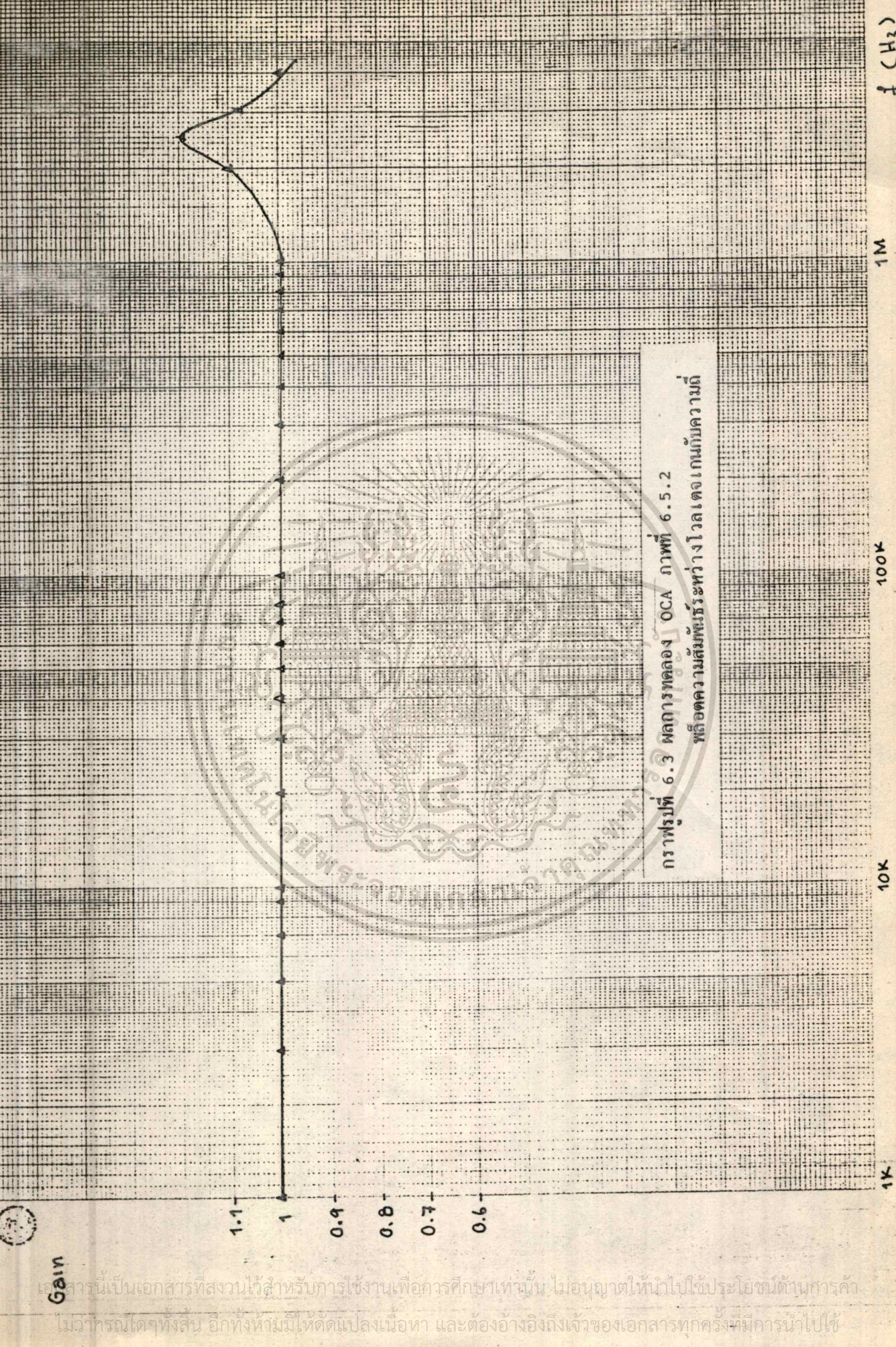
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.5.2 วงจร OCA อัตรายขยายกระแสสามารถปรับค่าได้

ในที่นี้ทำการวัดที่อัตรายขยายกระแสเป็นหนึ่ง วงจรแสดงในภาพที่ 6.5.2 และการทดลองแสดงในกราฟรูปที่ 6.3 , และผลการวิเคราะห์ที่ด้วยคอมพิวเตอร์ แสดงในกราฟรูปที่ 6.4 กรณีอุณหภูมิ 25 °c กราฟรูปที่ 6.5 กรณีอุณหภูมิ 50 °c และกรณีศึกษาความผิดพลาดที่เกิดจากค่าที่คาดเคลื่อนไปของอุปกรณ์ ในกราฟรูปที่ 6.6 และ 6.7



ภาพที่ 6.5.2 วงจร OCA อัตรายขยายกระแสปรับค่าได้



กราฟรูปที่ 6.3 ผลการทดลอง OCA ภาพที่ 6.5.2
 ที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างโวลเตจเกนกับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPECTRUM SOFTWARE
 MICRO-CAP II
 FREQUENCY ANALYSIS
 FOR
 OCA CIRCUIT
 TEMPERATURE= 25 CASE= 1

FREQUENCY	GAIN (DB)	ANGLE (DEGREES)	DELAY (SEC)	SLOPE (DB/OCTAV)
0.00000D+01	-202.91956D-01	-180.03762D+00	0.00000D+00	0.00000E+00
5.00000D+01	-202.91956D-01	-180.03950D+00	104.49625D-09	211.24947E-08
5.00000D+01	-202.91956D-01	-180.04326D+00	104.49613D-09	243.17540E-08
5.00000D+01	-202.91955D-01	-180.05079D+00	104.49623D-09	313.56305E-08
5.00000D+01	-202.91953D-01	-180.06583D+00	104.49615D-09	480.47327E-08
5.00000D+01	-202.91948D-01	-180.09593D+00	104.49609D-09	918.80356E-08
5.00000D+01	-202.91932D-01	-180.15612D+00	104.49593D-09	221.33749E-07
5.00000D+01	-202.91879D-01	-180.27650D+00	104.49525D-09	647.38240E-07
7.50000D+02	-202.91683D-01	-180.51725D+00	104.49301D-09	216.79090E-06
5.50000D+02	-202.90935D-01	-180.99871D+00	104.48441D-09	788.20484E-06
1.50000D+02	-202.88014D-01	-181.96133D+00	104.45110D-09	299.93297E-05
3.35000D+03	-202.76488D-01	-183.88416D+00	104.32020D-09	116.80219E-04
5.75000D+03	-202.30943D-01	-187.71084D+00	103.80518D-09	458.49081E-04
5.55000D+03	-200.53596D-01	-195.21791D+00	101.82121D-09	177.94098E-03
0.15000D+03	-194.05180D-01	-209.20276D+00	948.40804D-10	649.50085E-03
2.97500D+04	-184.89786D-01	-221.37577D+00	825.53539D-10	156.63669E-02
3.93500D+04	-174.45444D-01	-231.73136D+00	702.28372D-10	251.79510E-02
1.89500D+04	-163.66493D-01	-240.57621D+00	599.82950D-10	335.32684E-02
6.81500D+04	-142.93258D-01	-255.17898D+00	495.15687D-10	427.26350E-02
3.73500D+04	-124.55830D-01	-267.50042D+00	417.80049D-10	506.91876E-02
0.65500D+04	-109.08641D-01	-278.84405D+00	417.80049D-10	534.55801E-02
2.57500D+04	-967.94016D-02	-289.75050D+00	369.82042D-10	510.13961E-02
4.49500D+04	-878.08675D-02	-300.25441D+00	356.17105D-10	435.30135E-02
5.41500D+04	-819.88050D-02	-310.11329D+00	334.29904D-10	322.39013E-02
3.33500D+04	-788.80759D-02	-319.03314D+00	302.45821D-10	193.66827E-02
2.17500D+04	-782.25192D-02	-333.46568D+00	244.69217D-10	237.86548E-03
0.60150D+05	-812.10282D-02	-343.66622D+00	172.94214D-10	-129.05480E-02
5.98530D+05	-851.59457D-02	-350.75631D+00	120.20698D-10	-198.15943E-02
9.75350D+05	-923.60837D-02	-359.49624D+00	740.89310D-11	-217.44361E-02
5.28950D+05	-101.41674D-01	-368.08639D+00	364.09792D-11	-182.60344E-02
5.36150D+05	-109.14125D-01	-376.92256D+00	187.26276D-11	-116.76180E-02
3.50530D+05	-115.63532D-01	-390.12047D+00	139.85013D-11	-816.40768E-03
0.64950D+05	-121.02074D-01	-402.28487D+00	128.89864D-11	-105.64170E-02
0.00000D+06	-123.66895D-01	-407.60688D+00	123.86511D-11	-144.42651E-02

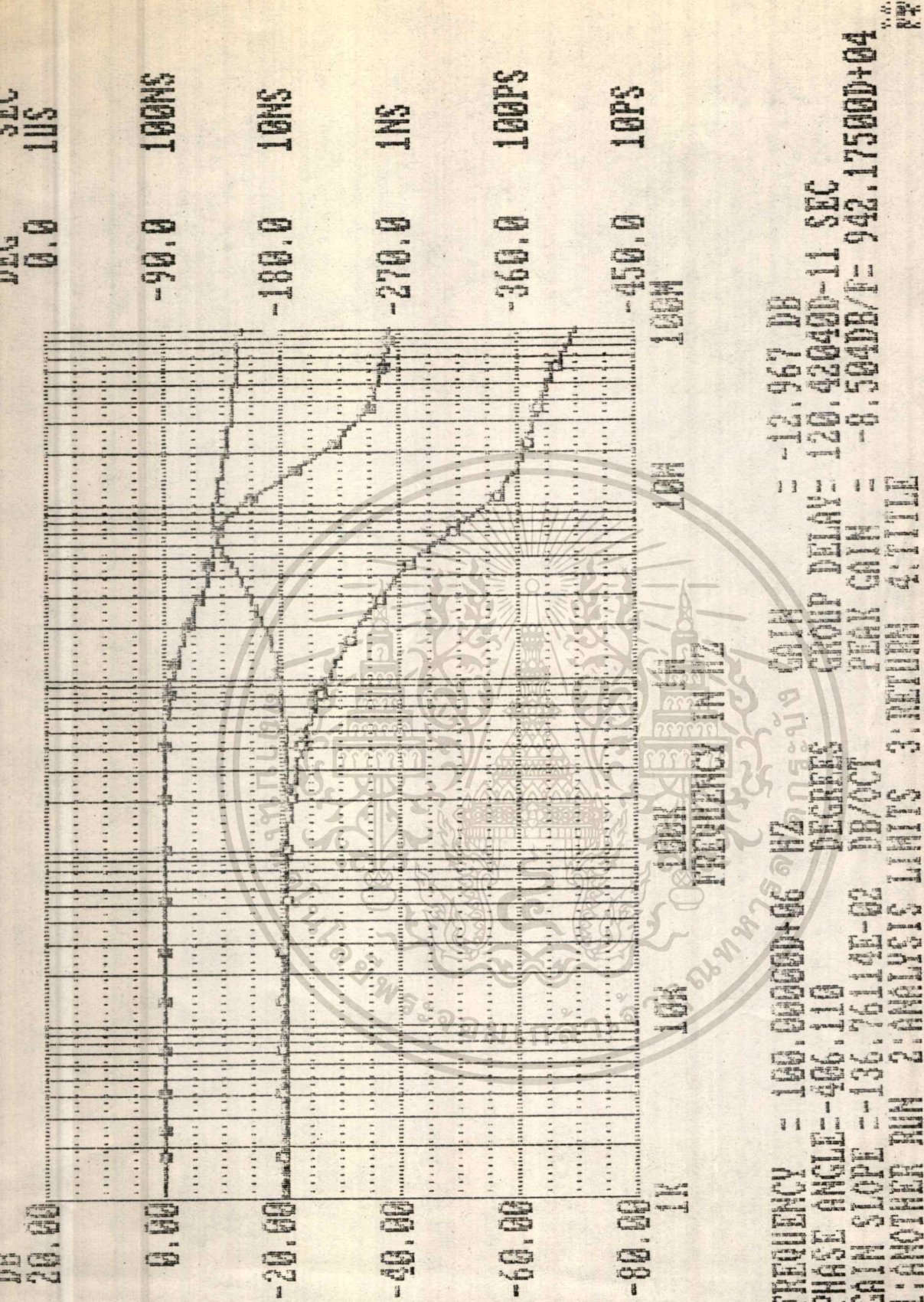
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPECTRUM SOFTWARE
 MICRO-CAP II
 FREQUENCY ANALYSIS
 FOR
 OCA CIRCUIT
 TEMPERATURE= 50 CASE= 1

FREQUENCY	GAIN (DB)	ANGLE (DEGREES)	DELAY (SEC)	SLOPE (DB/OCTAV)
0.00000D+01	-209.72977D-01	-180.03761D+00	104.46562D-09	480.35868E-08
5.00000D+01	-209.72977D-01	-180.03949D+00	104.46571D-09	211.19909E-08
5.00000D+01	-209.72977D-01	-180.04325D+00	104.46559D-09	243.11739E-08
5.00000D+01	-209.72976D-01	-180.05077D+00	104.46570D-09	313.48825E-08
5.00000D+01	-209.72974D-01	-180.06581D+00	104.46562D-09	480.35868E-08
5.00000D+01	-209.72969D-01	-180.09590D+00	104.46555D-09	918.58437E-08
5.00000D+01	-209.72954D-01	-180.15607D+00	104.46539E-09	221.28468E-07
5.00000D+01	-209.72900D-01	-180.27641D+00	104.46473D-09	647.22793E-07
7.50000D+02	-209.72704D-01	-180.51710D+00	104.46248D-09	216.73918E-06
5.50000D+02	-209.71956D-01	-180.99842D+00	104.45388D-09	788.01683E-06
1.50000D+02	-209.69036D-01	-181.96076D+00	104.42056D-09	299.86138E-05
3.35000D+03	-209.57513D-01	-183.88303D+00	104.28965D-09	116.77427E-04
5.75000D+03	-209.11979D-01	-187.70857D+00	103.77458D-09	458.38058E-04
0.55000D+03	-207.34675D-01	-195.21338D+00	101.79043D-09	177.89720E-03
0.15000D+03	-200.86433D-01	-209.19358D+00	948.09296D-10	649.32674E-03
2.97500D+04	-191.71327D-01	-221.36169D+00	825.20331D-10	156.58748E-02
3.93500D+04	-181.27383D-01	-231.71200D+00	701.92543D-10	251.69919E-02
4.89500D+04	-170.48934D-01	-240.55103D+00	599.43506D-10	335.17089E-02
5.81500D+04	-149.76967D-01	-255.13994D+00	494.68667D-10	427.00205E-02
6.73500D+04	-131.41048D-01	-267.44347D+00	417.19350D-10	506.51073E-02
0.65500D+04	-115.95232D-01	-278.76427D+00	417.19350D-10	534.07326E-02
2.57500D+04	-103.66933D-01	-289.64316D+00	368.68575D-10	509.74927E-02
4.49500D+04	-94.85280D-02	-300.11661D+00	355.13822D-10	435.23893E-02
5.41500D+04	-88.86609D-02	-309.94514D+00	333.26999D-10	322.83580E-02
6.33500D+04	-85.73365D-02	-318.83753D+00	301.52689D-10	194.64479E-02
2.17500D+04	-85.03724D-02	-333.22786D+00	243.97667D-10	252.68477E-03
0.60150D+05	-87.84686D-02	-343.39945D+00	172.45139D-10	-127.42728E-02
5.98550D+05	-91.90500D-02	-350.46678D+00	119.82096D-10	-196.71147E-02
9.75350D+05	-99.68457D-02	-359.16526D+00	737.37954D-11	-216.29839E-02
5.28950D+05	-108.08061D-01	-367.66794D+00	360.39022D-11	-181.72139E-02
5.36150D+05	-115.73446D-01	-376.31350D+00	183.22333D-11	-115.69363E-02
8.50550D+05	-122.03818D-01	-389.12688D+00	135.77553D-11	-792.47755E-03
0.64950D+05	-127.15882D-01	-400.93599D+00	125.13382D-11	-100.44777E-02
0.00000D+06	-129.66648D-01	-406.11000D+00	120.42040D-11	-136.76114E-02

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



กราฟที่ 6.5 ผลการวิเคราะห์ที่ได้ไปโปรแกรมคอมพิวเตอร์ของ OCA

ภาพที่ 6.5.2 ที่อุณหภูมิ 50°C

SPECTRUM SOFTWARE
 MICRO-CAP II
 FREQUENCY ANALYSIS
 FOR
 OCA CIRCUIT
 TEMPERATURE= 25 CASE= 1

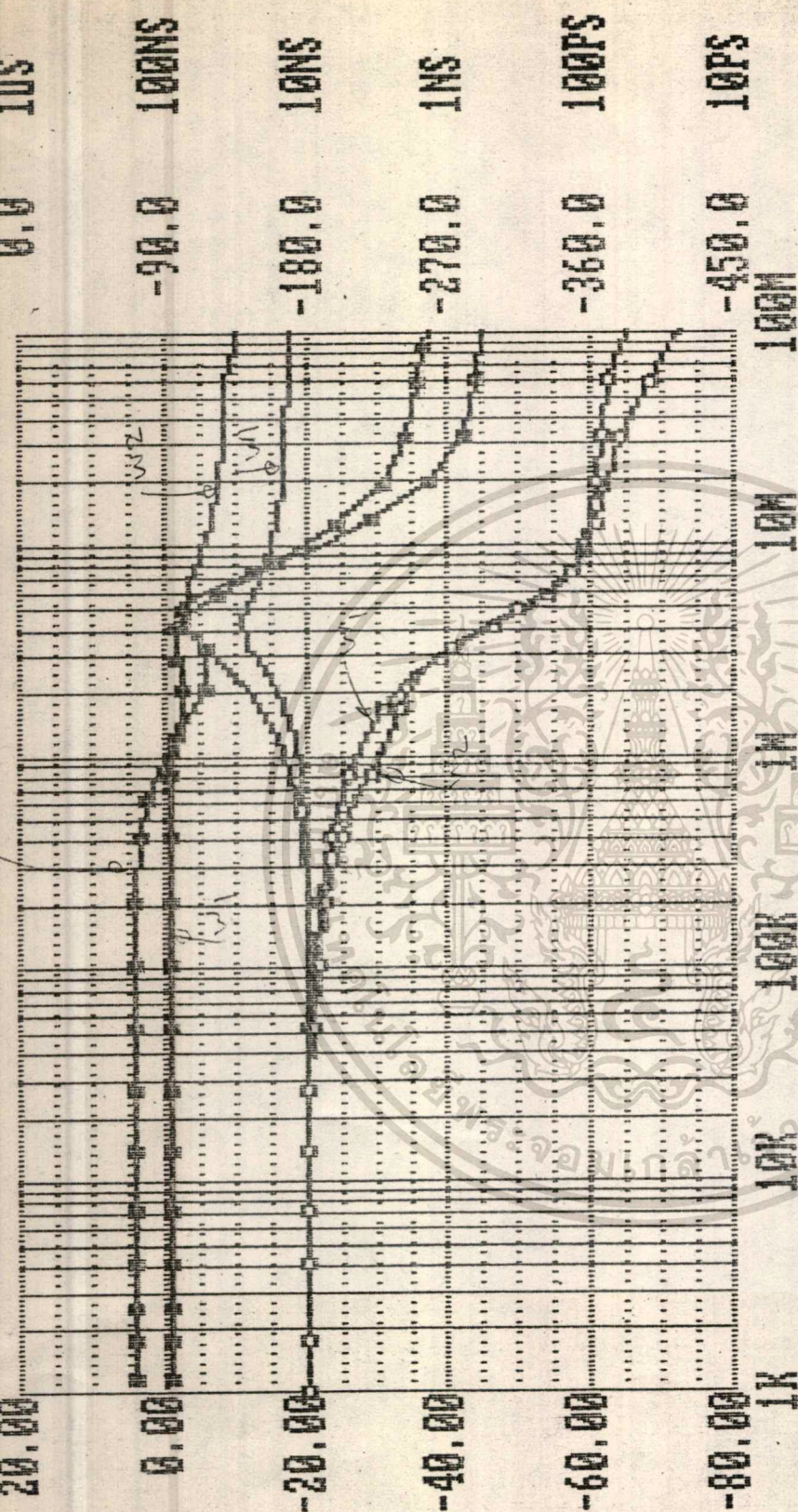
FREQUENCY	GAIN(DB)	ANGLE(DEGREES)	DELAY(SEC)	SLOPE(DB/OCTAVE)
0.00000D+01	-202.89748D-01	-180.03371D+00	0.00000D+00	0.00000E+00
5.00000D+01	-202.89747D-01	-180.03539D+00	936.28815D-10	223.07695E-08
5.00000D+01	-202.89747D-01	-180.03876D+00	936.28739D-10	256.79046E-08
5.00000D+01	-202.89746D-01	-180.04550D+00	936.28734D-10	331.11878E-08
5.00000D+01	-202.89744D-01	-180.05899D+00	936.28757D-10	507.37431E-08
5.00000D+01	-202.89739D-01	-180.08595D+00	936.28684D-10	970.24622E-08
5.00000D+01	-202.89723D-01	-180.13988D+00	936.28604D-10	233.73003E-07
5.00000D+01	-202.89666D-01	-180.24774D+00	936.28238D-10	683.63071E-07
7.50000D+02	-202.89459D-01	-180.46346D+00	936.26954D-10	228.93147E-06
5.50000D+02	-202.88669D-01	-180.89487D+00	936.22110D-10	832.37333E-06
1.50000D+02	-202.85584D-01	-181.75752D+00	936.03314D-10	316.78153E-05
3.35000D+03	-202.73404D-01	-183.48145D+00	935.29511D-10	123.42685E-04
5.75000D+03	-202.25179D-01	-186.91863D+00	932.39327D-10	485.47685E-04
0.55000D+03	-200.35912D-01	-193.71087D+00	921.25698D-10	189.90088E-03
0.15000D+03	-193.23968D-01	-206.72875D+00	882.83135D-10	713.13494E-03
2.97500D+04	-182.66845D-01	-218.81647D+00	819.75129D-10	180.88867E-02
3.93500D+04	-169.92637D-01	-230.16251D+00	769.45240D-10	307.21657E-02
4.89500D+04	-156.19319D-01	-241.23387D+00	750.82517D-10	426.81303E-02
5.85500D+04	-142.58937D-01	-252.54996D+00	767.42131D-10	517.40732E-02
6.81500D+04	-130.29955D-01	-264.46805D+00	808.24716D-10	552.81658E-02
7.77500D+04	-120.54104D-01	-276.97581D+00	808.24716D-10	506.71082E-02
8.73500D+04	-114.23743D-01	-289.58733D+00	855.27394D-10	371.06559E-02
9.69500D+04	-111.58329D-01	-301.51676D+00	809.01575D-10	174.65363E-02
0.65500D+04	-111.97022D-01	-312.07507D+00	716.03157D-10	-281.46195E-03
1.61500D+04	-114.39093D-01	-320.94586D+00	601.58892D-10	-192.87652E-02
3.53500D+04	-121.84109D-01	-333.95487D+00	441.11488D-10	-335.06060E-02
5.45500D+04	-129.58533D-01	-342.30172D+00	283.02863D-10	-402.05746E-02
9.29500D+04	-141.77666D-01	-351.46492D+00	155.35483D-10	-378.74646E-02
3.13500D+04	-149.82209D-01	-355.98172D+00	765.78809D-11	-305.90250E-02
1.08150D+05	-158.86473D-01	-360.15903D+00	354.11516D-11	-217.89334E-02
6.61750D+05	-166.03711D-01	-363.43203D+00	138.72773D-11	-122.81993E-02
7.68950D+05	-170.07793D-01	-366.87021D+00	728.64525D-12	-548.32667E-03
9.83350D+05	-172.17633D-01	-372.60618D+00	607.80562D-12	-247.45946E-03
0.00000D+06	-174.08172D-01	-381.29684D+00	588.55853D-12	-250.17548E-03

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPECTRUM SOFTWARE
 MICRO-CAP II
 FREQUENCY ANALYSIS
 FOR
 OCA CIRCUIT
 TEMPERATURE= 25 CASE= 2

FREQUENCY	GAIN(DB)	ANGLE(DEGREES)	DELAY(SEC)	SLOPE(DB/OCTAVE)
0000D+01	-202.89568D-01	-180.05745D+00	0.00000D+00	0.00000E+00
0000D+01	-202.89567D-01	-180.06033D+00	159.59317D-09	698.86969E-08
0000D+01	-202.89566D-01	-180.06607D+00	159.59304D-09	804.48944E-08
0000D+01	-202.89564D-01	-180.07756D+00	159.59299D-09	103.73496E-07
0000D+01	-202.89558D-01	-180.10054D+00	159.59291D-09	158.95330E-07
0000D+01	-202.89542D-01	-180.14651D+00	159.59250D-09	303.96408E-07
0000D+01	-202.89490D-01	-180.23843D+00	159.59147D-09	732.23862E-07
0000D+01	-202.89313D-01	-180.42228D+00	159.58796D-09	214.16690E-06
0000D+02	-202.88665D-01	-180.78994D+00	159.57536D-09	717.14958E-06
0000D+02	-202.86191D-01	-181.52504D+00	159.52784D-09	260.68860E-05
0000D+02	-202.76537D-01	-182.99355D+00	159.34374D-09	991.22878E-05
5000D+03	-202.38559D-01	-185.91730D+00	158.62361D-09	384.85251E-04
5000D+03	-200.90238D-01	-191.66223D+00	155.84117D-09	149.31354E-03
5000D+03	-195.36901D-01	-202.41362D+00	145.82504D-09	555.18860E-03
5000D+03	-187.25448D-01	-211.80321D+00	127.35446D-09	138.98325E-02
5000D+03	-177.57458D-01	-219.73493D+00	107.58084D-09	233.54299E-02
7500D+04	-156.33426D-01	-231.98108D+00	830.49538D-10	363.45179E-02
3500D+04	-134.86021D-01	-241.13262D+00	620.62842D-10	517.74783E-02
9500D+04	-114.10114D-01	-248.89125D+00	526.16622D-10	645.17059E-02
5500D+04	-943.49863D-02	-256.42617D+00	510.99390D-10	751.21922E-02
7500D+04	-594.22008D-02	-273.70464D+00	510.99390D-10	841.84170E-02
9500D+04	-357.70524D-02	-295.20274D+00	728.96649D-10	734.87306E-02
1500D+04	-278.36183D-02	-316.62011D+00	726.22924D-10	301.71041E-02
3500D+04	-306.92682D-02	-332.76036D+00	547.29036D-10	-128.46707E-02
5500D+04	-370.36412D-02	-343.34759D+00	358.99623D-10	-329.34725E-02
7500D+04	-434.08321D-02	-350.19930D+00	232.33087D-10	-375.03488E-02
1500D+04	-533.53539D-02	-358.04725D+00	133.05580D-10	-343.56310E-02
8950D+05	-644.42625D-02	-365.08088D+00	596.24813D-11	-247.84596E-02
2550D+05	-730.90935D-02	-371.55987D+00	274.61528D-11	-140.25062E-02
9750D+05	-792.00115D-02	-380.51665D+00	189.81892D-11	-801.92900E-03
4150D+05	-874.47691D-02	-396.24619D+00	166.67624D-11	-954.22095E-03
8550D+05	-969.49261D-02	-410.15499D+00	147.38290D-11	-177.02169E-02
0000D+06	-103.18451D-01	-417.59076D+00	132.22159D-11	-254.44629E-02

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วากรณ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

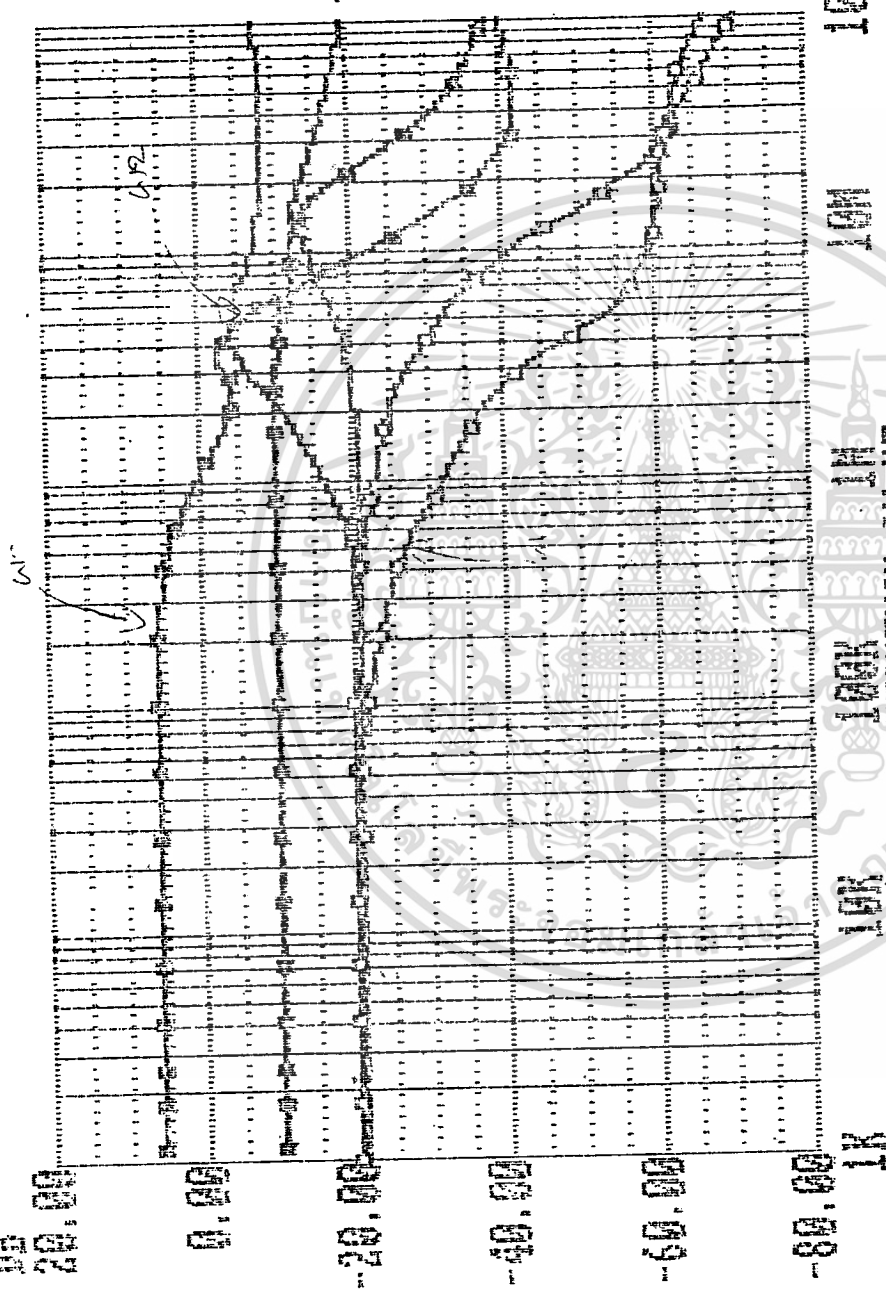


FREQUENCY = 100.00000D+06 HZ
 PHASE ANGLE = -417.591 DEGREES
 GAIN SLOPE = -254.44629E-02 DB/OCT
 1: ANOTHER RUN 2: ANALYSIS LIMITS 3: RETURN 4: TITLE
 GAIN = -10.318 DB
 GROUP DELAY = 132.22159D-11 SEC
 PEAK GAIN = -2.784DB/F = 491.61500D+04

กราฟที่ 6.6 ผลการวิเคราะห์โดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ของ OCA
 ภาพที่ 6.5.2 กรณีค่าความคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์ที่ 1

DB 20.00
0.00
-20.00
-40.00
-60.00
-80.00

100NS
10NS
1NS
100PS
10PS



FREQUENCY = 100.000000+06 HZ GAIN = -7.774 DB
 PHASE ANGLE = -399.721 DEGREES GROUP DELAY = 991.444360-12 SEC
 GAIN SLOPE = -419.359428-03 DB/OCT PEAK GAIN = -4.192000/F=450.655000+04
 1: ANOTHER RUN 2: ANALYSIS UNITS / S: RETURN 4: TITLE

ภาพที่ 6.7 ผลการวิเคราะห์โดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ของ OCA

ภาพที่ 6.5.2 กรณีมีความคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์แบบที่ 2

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้จัดทำขึ้นเพื่อประกอบการศึกษาและค้นคว้าวิจัยสำหรับนักศึกษา
วิศวกรรมศาสตร์ไฟฟ้า ปีที่ 4 ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ สำหรับโครงการในวิทยานิพนธ์นี้
เป็นโครงการค้นคว้าวิจัยในเชิงวิชาการซึ่งขอมอบการ พัฒนาและปรับปรุงให้ดีขึ้นต่อไป
วิทยานิพนธ์นี้จะไม่อาจสำเร็จลงได้โดยปราศจาก ความช่วยเหลือของอาจารย์
คร. สิทธิชัย โภไคยอุดม ในด้านเนื้อหาบทความ, คำแนะนำ, อุปกรณ์และสถานที่ในการ
ทดลอง, และกำลังใจในการทำโครงการวิจัย และขอขอบคุณอาจารย์ วิสุทธิ ฐิติรุ่งเรือง
ในการให้ความอนุเคราะห์ให้ใช้เครื่องมือในห้องปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์ รวมทั้งขอขอบ
คุณพี่ ๆ ที่บริษัท เวฟเจจและพี่ ๆ ที่ห้องวิจัยอิเล็กทรอนิกส์ที่มีส่วนช่วยในวิทยานิพนธ์
สำเร็จลุล่วงลงได้



หนังสืออ้างอิง

ก. เอกสารอ้างอิงภาษาไทย

1. รศ.ดร. สิทธิชัย โภคเดชอุคม , วิทยาสอนวิชา " IC Design"

ข. เอกสารอ้างอิงภาษาอังกฤษ

1. A.B Grebene ,Bipolar and MOS Anaiog Integreted Circuit Design ,Wiley, New York , 1984
2. P.Grey and R.Meyer, Analysis and Design of Analog Integrated circuit , zmd ed.,Wiley, New York ,1984
3. S.Pookaiyandom ,B. Srisuchinwong and W. Kurutach "A current -tunable Sinusoidal osuilltor," IEEE J. Instrument and Measurement ,vol.IM-36,no.3 ,PP 725-729,1987
4. J.B. Grimbleby,"Simple eletronicly tunable znd-order active filter, "Electron. Lett,vol113]no.9,pp.256-260,1977
5. A.Fabre and P.Rochegude,"Current processing circuit with translinear operational current amplifiers", INT.J.Electronics,vol.63,no.1,pp.9-28 1987.
6. S.N.Filho,M.C.Schneider and R.N.G.Robert,"New CMOS OTA for fully inte-grated continuous-time circuit applications,"Electron.Lett.,vol.25,no.24 pp.1674-1675,1989