



ปีการศึกษา 2533

ปริญญาบัตรเรื่อง

การแสดงตำแหน่ง โอล-ซีโร ของวงจร
ไขควอดราตคณิเตอร์เบรจออกซิลโลโคป

โดย

นาย นวัตกรรม เจริญชล 326112

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ สิงห์ทอง นันทเศรษฐานนท์

028805

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาบัตรการศึกษา 2539

ผู้จัดทำ



คณะวิศวกรรมศาสตร์

สาขาวิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มี 028805

การแสดงผลตำแหน่ง โพล-ซีโร่ ของวงจรไบควอดราติกฟิลเตอร์บนจอออสซิลโลสโคป

(BIQUADRATIC FILTER AND PARAMETER DISPLAY)

นาย พิวติ เจริญชล 326112

อาจารย์ สิงห์ทอง นันทเศรษฐานนท์
อาจารย์ที่ปรึกษา

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาถึงผลของการเปลี่ยนตำแหน่งโพล (pole) และตำแหน่งของซีโร่ (zero) ที่มีต่อการทำงานและผลต่อทรานเฟอร์ฟังก์ชันของระบบ โดยจะทำการแสดงตำแหน่งของโพลและตำแหน่งของซีโร่ ออกมาบนจอออสซิลโลสโคป (oscilloscope) ซึ่งจะทำให้สามารถทำการศึกษา ในเรื่องนี้ได้เข้าใจได้มากยิ่งขึ้น โดยในการทดลองนี้เราจะใช้วงจรทดลองเป็นวงจรไบควอดราติก ฟิลเตอร์ (Biquadratic filter) ซึ่งเราจะทำการสังเคราะห์วงจรไบควอดราติก ฟิลเตอร์ ให้อยู่ในรูปของวงจรที่สามารถที่จะทำการปรับและเปลี่ยนตำแหน่งของโพลและตำแหน่งของซีโร่ ได้โดยทำการปรับค่าตัวต้านทานเพียงอย่างเดียวเท่านั้น และจากนั้นก็ทำการสร้างวงจรแสดงผลเพื่อที่จะทำการแปลงสัญญาณที่ส่งมาจากวงจรไบควอดราติก ฟิลเตอร์ ให้สามารถแสดงตำแหน่งของโพลและซีโร่บนจอออสซิลโลสโคปได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BIQUADRATIC FILTER AND PARAMETER DISPLAY

Mr.NIVAT JAREANCHOL 326112

Mr.SINGTHONG PATTANASATETANON

ADVISOR

ABSTRACT

The thesis is made for studying the effects of altering pole and/or zero positions with displaying on the oscilloscope. It's important, because of these effects affecting the system. The biquadratic filter circuit is synthesised in order to change pole and zero by adjusting resistance only and it is used to display this experiment. The following step, the signal from the system is taken on the oscilloscope.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

- บทนำ
- คำนำ
- การสังเคราะห์วงจร Bi-quadratic Filter
- การสร้างวงจร Display
- ผลการทดลอง
- สรุปผลการทดลอง
- บรรณานุกรม
- กิตติกรรมประกาศ



บทนำ

ในการทำการศึกษาระบบไฟฟ้าและระบบควบคุมต่างๆ พื้นฐานที่ทุกคนจะต้องทำการศึกษาก็คือ หลักการของ s-plane และผลตอบสนองของระบบตลอดจนถึงเสถียรภาพของระบบ ซึ่งการที่จะทำการศึกษาระบบควบคุมต่างๆให้ลึกซึ้งนั้น พื้นฐานที่ต้องทำการศึกษาก็คือผลของตำแหน่งโพลและซีโรที่มีต่อผลตอบสนองของระบบ ซึ่งผลตอบสนองของระบบนั้นสามารถที่จะทำการแยกได้เป็น 2 ชนิดคือ

1) ผลตอบสนองของระบบในโดเมนเวลา (Time Domain Response)

2) ผลตอบสนองของระบบในโดเมนความถี่ (Frequency Domain Response)

ซึ่งเมื่อเริ่มต้นทำการศึกษาระบบในทั้ง 2 โดเมนนั้นก็จะต้องทำการศึกษาค่าตำแหน่งของโพลและซีโรซึ่งอยู่ในรูปของจำนวนจริงและจำนวนเชิงซ้อน นักศึกษาส่วนใหญ่จะมีปัญหาในเรื่องของการทำความเข้าใจเกี่ยวกับการหาความสัมพันธ์ระหว่างผลตอบสนองของระบบในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่ กับตำแหน่งของโพล - ซีโร บน s-plane โดยที่ระบบในโดเมนความถี่นั้นจะทำการหาค่าขนาดและมุมต่างเฟสของทรานส์เฟรังก์ชัน (Transfer function) ของระบบ ในรูปฟังก์ชันของความถี่ ในขณะที่ระบบในโดเมนเวลานั้นจะทำการหาพฤติกรรมของระบบออกมาในรูปของการแก้สมการดิฟเฟอเรนเชียล (Differential equation) จะเห็นได้ว่าเราจะสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างระบบทั้งสองได้โดยการใช้เทคนิคทางคณิตศาสตร์นั่นก็คือถ้าเราต้องการที่จะทำการแปลงโดเมนความถี่ให้อยู่ในรูปของโดเมนเวลานั้นเราก็จะสามารถทำได้โดยการใช้เทคนิคการแปลงลาปลาซผกผัน (Inverse Laplace) และถ้าเราต้องการที่จะทำการแปลงจากโดเมนเวลาให้อยู่ในโดเมนความถี่เราก็จะสามารถทำได้โดยการใช้เทคนิคการแปลงลาปลาซ (Laplace Transform) ซึ่งถ้าสมการของระบบนั้นเป็นสมการอันดับสองขึ้นไปแล้วนั้นการที่เราจะนำเทคนิคทั้งสองแบบมาใช้นั้นเป็นเรื่องที่ยุ่งยากมาก และก็จะทำให้การที่จะหาค่าต่างๆของระบบโดยการประมาณออกมาจึงเป็นเรื่องที่ทำได้ยาก จึงทำให้นักศึกษาหลายคนที่ไม่ค่อยจะมีความชำนาญทางด้านคณิตศาสตร์ไม่สามารถที่จะทำความเข้าใจพื้นฐานเหล่านี้ได้อย่างลึกซึ้ง

เพื่อที่จะทำให้ผู้ที่ทำการศึกษาด้านนี้ได้เข้าใจเกี่ยวกับผลของตำแหน่งของโพล-ซีโรที่เกิดขึ้นกับระบบ จึงได้ทำการศึกษาด้านการสร้างวงจรไบควอดราติก ฟิลเตอร์ แบบอันดับสองที่สามารถที่จะทำการเลื่อนตำแหน่งของโพล-ซีโร ไปทุกจุดบน s-plane ที่วงจรยังสามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพ และสามารถทำการแสดงตำแหน่งของโพล-ซีโร ออกมาบนจ้อออสซิลโลสโคปได้ โดยจะใช้จ้อออสซิลโลสโคปแทน s-plane

โครงสร้างและหลักการดำเนินงานของวงจร

ปริญญาโทฉบับนี้ได้ทำการแบ่งวงจรถดลองออกเป็นสองวงจรดังนี้คือ

- 1) การสังเคราะห์วงจรไบควอดราติก พิลเตอร์
- 2) การสร้างวงจรแสดงตำแหน่งของโพล-ซีโร บนจ้อออสซิลโลสโคป

1 หลักการสังเคราะห์วงจรไบควอดราติก พิลเตอร์

การทำการสังเคราะห์วงจรไบควอดราติก พิลเตอร์นั้น จะเป็นการทำการสร้างวงจรฟิลเตอร์ชนิดอันดับสอง ให้เป็นวงจรที่สามารถที่จะทำการเปลี่ยนตำแหน่งของโพล-ซีโรของวงจรได้ โดยใช้ตัวต้านทานเป็นตัวควบคุมตำแหน่งของโพล-ซีโรที่จะทำการเปลี่ยนแปลง ซึ่งข้อดีที่เราสามารถใช้ตัวต้านทานควบคุมตำแหน่งของโพล-ซีโรได้ก็คือ เราสามารถที่จะทำการเลื่อนตำแหน่งของโพล-ซีโรได้อย่างเป็นเชิงเส้น และจากคุณสมบัติของความต้านทานที่เป็นไปตามกฎของโอห์มนี้ทำให้เราสามารถที่จะรู้ได้ว่าถ้าความต้านทานที่ใช้ควบคุมตำแหน่งของโพล-ซีโร เปลี่ยนไปเท่าไร แรงดันที่ตกคร่อมที่ความต้านทานตัวนั้นก็จะเป็นไปอย่างเป็นเชิงเส้นด้วย นั่นก็จะแสดงให้เห็นว่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานที่ใช้ควบคุมตำแหน่งของโพล-ซีโรก็เปรียบเสมือนสัญญาณที่แทนตำแหน่งของโพล-ซีโรที่ตัวต้านทานนั้นควบคุมอยู่นั่นเอง ดังนั้นถ้าหากว่าเราทำการสร้างวงจรนี้ขึ้นมาได้ เราก็จะสามารถทำการส่งสัญญาณที่ตกคร่อมความต้านทานนี้ไปเข้าวงจรแสดงผลเพื่อที่จะทำการแปลงสัญญาณนี้ออกเป็นตำแหน่งของโพล-ซีโรและแสดงผลออกทางจ้อออสซิลโลสโคปได้

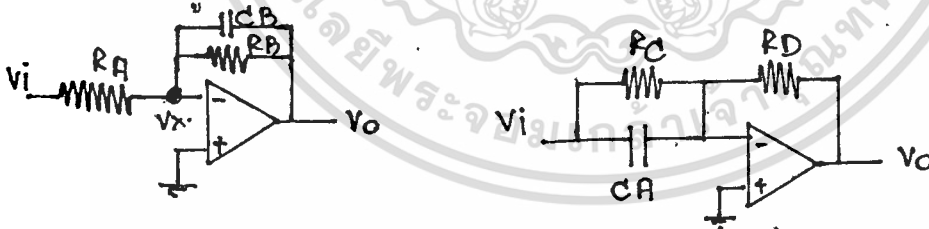
ที่กล่าวมาข้างต้นนั้น เป็นแนวความคิดและหลักการของความเป็นไปได้ของการทำการสร้างวงจรไบควอดราติก พิลเตอร์ที่มีคุณสมบัติในการควบคุมตำแหน่งของโพล-ซีโรของวงจร โดยใช้ตัวต้านทานทำการควบคุม ซึ่งเป็นส่วนที่สำคัญที่สุดของปริญญาโทฉบับนี้ ซึ่งรายละเอียดต่างๆของการสร้างวงจรตลอดจนถึงการทำการปรับปรุงประสิทธิภาพการทำงานให้สามารถทำงานเป็นวงจรฟิลเตอร์หลายๆแบบได้โดยไม่ต้องเปลี่ยนวงจรเพียงแต่ทำการสลับสวิทช์เปลี่ยนการทำงานของวงจรเท่านั้น ซึ่งรายละเอียดต่างๆเหล่านี้จะได้ทำการกล่าวถึงในส่วนต่อไปของปริญญาโทฉบับนี้

1.1 การสร้างและการสังเคราะห์วงจรไบควอดราติก ฟิลเตอร์

จากทฤษฎีและเนื้อหาที่เข้าไปของระบบควบคุมนั้น ถ้าเป็นระบบควบคุมอันดับสองขึ้นไปนั้นเมื่อเรา กล่าวถึงโพลและซีโรของระบบ มันเป็นมาตรฐานทั่วไปที่จะต้องกล่าวถึงในเทอมของ ω และ Q แต่ค่า ω และ Q นั้นไม่ใช่ตัวแปรที่เราจะใช้ในการทำการควบคุมในเครื่องมือวัดชนิดนี้ ซึ่งโดยที่จริงแล้วนั้นค่าของ ω เป็นการวัดออกมาในรูปของความถี่เชิงมุม (Radian) และค่า Q (Quality factor) จะขึ้นอยู่กับทั้ง - ค่าความถี่เชิงมุมที่ และมีความสัมพันธ์เป็นส่วนกลับของส่วนประกอบในแกนจริง (Real Axis) ของ ระบบ ซึ่งจะเห็นได้ว่าถ้าหากเราใช้ค่า ω และค่า Q เป็นตัวควบคุมการเปลี่ยนตำแหน่งของโพลและซีโรของ ระบบแล้ว การทำการปรับและการส่งสัญญาณที่จะนำไปทำการเข้าวงจรแสดงผล (Display Circuit) นั้นจะ ทำได้ยาก เพราะว่าทั้งค่า ω และ Q นั้นขึ้นอยู่กับองค์ประกอบหลายๆอย่างของวงจรและยังเป็นความสัมพันธ์ ที่เป็นสัดส่วนผกผันอีกด้วย และก็ยังเป็นองค์ประกอบที่ทำการควบคุมได้ค่อนข้างยากอีกด้วย ดังนั้นเราจึงจำ เป็นต้องทำการหาตัวแปรของวงจรตัวใหม่ ที่จะทำให้เราสามารถที่จะทำการควบคุมตำแหน่งของโพลและ ซีโร ได้สะดวกกว่านี้

จะเห็นได้ว่าตัวแปรที่ควรที่จะเลือกทำการควบคุมมากที่สุดก็คือการควบคุมตำแหน่งของแกนจริงและ แกนจินตนาการ อันเป็นส่วนประกอบของค่าโพลหรือซีโรของระบบอันดับสองใดๆ ซึ่งในส่วนนี้นั้นจะได้ทำการ - อธิบายถึงการสร้างวงจรที่สามารถที่จะควบคุมตำแหน่งโพลและตำแหน่งซีโร โดยการใช้อย่างน้อยที่สุดทำการควบคุม ตำแหน่งในแกนจริงและตำแหน่งในแกนจินตภาพ ของโพลและซีโรในวงจรไบควอดราติก ฟิลเตอร์ซึ่งจะได้ ทำการอธิบายการสร้าง ได้ในส่วนของรายละเอียดดังต่อไปนี้

ก่อนที่จะทำการกล่าวถึงวงจรไบควอดราติก ฟิลเตอร์นั้น เราจะมาทำการเริ่มต้นพิจารณา จากวงจรพื้นฐานคือวงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator) และ วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ (Differentiator) ก่อน ดังแสดงในรูปที่ 1.1a) และ 1.1b) ตามลำดับ



จากรูปที่ 1.1 a) ทำการพิจารณาที่จุดรวมสัญญาณ (Node) V_x เราจะได้ว่า

$$0 = \frac{V_i}{R_A} + \frac{V_o}{R_B} + sC_B V_o$$

ซึ่งจะทำให้ได้ทรานเฟอฟังก์ชันของวงจรอินทิเกรเตอร์ในรูปที่ 1.1 a) ออกมาดังสมการที่ (1)

$$\frac{V_o}{V_i} = - \left[\frac{1}{R_A} \right] \left[\frac{R_B}{R_B C_B s + 1} \right] \quad \text{--- (1)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (1) จะพบว่าตำแหน่งของโพล-ซีโรของวงจรจะอยู่ที่ตำแหน่ง

$$S = \frac{-1}{R_C C_B}$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าเป็นวงจรที่มีแต่ตำแหน่งของโพลอย่างเดียวคือซีโรของวงจรอยู่ที่ตำแหน่ง 0 นั่นเอง
ต่อไปทำการพิจารณาวงจรในรูปที่ 1.1 b) ที่จุดรวมสัญญาณ V_x จะได้ว่า

$$V_i \left[\frac{1}{R_C} + s C_A \right] + \frac{1}{R_D} V_o = 0$$

ซึ่งจะได้ทรานเฟอฟังก์ชันของวงจรดีเฟอเรนทิเอเตอร์ออกมาดังสมการที่ (2)

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_D}{R_C} [R_C C_A s + 1] \quad [2]$$

จากสมการที่ (2) จะพบว่าตำแหน่งของซีโรในแกนจริงจะอยู่ที่ตำแหน่ง

$$S = \frac{-1}{R_C C_A}$$

เมื่อเราทำการพิจารณาทรานเฟอฟังก์ชันของวงจรทั้งสองวงจรแล้ว ต่อไปเราก็จะมาทำการพิจารณาถึงการสร้างวงจรไบควอดราติก ฟิเตอร์ โดยจะอาศัยวงจรในรูปที่ 1.1 a) และ b) เป็นพื้นฐาน โดยจะเริ่มพิจารณาจากสมการทั่วไป (General equation) ของวงจรไบควอดราติก ฟิเตอร์ ซึ่งจะแสดงให้เห็นได้ดังสมการที่ (3)

$$G[s] = \frac{V_o}{V_i} = K \frac{[s+a]^2 + b^2}{[s+c]^2 + d^2} \quad [3]$$

จะเห็นได้ว่าสมการนี้มีตำแหน่งของ คอมเพล็กซ์ โพล (Complex Pole) อยู่ที่
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$s = -c \pm jd$$

และมีตำแหน่งของ คอมเพล็กซ์ ซีโร (Complex Zero) อยู่ที่ตำแหน่ง

$$s = -a \pm jb$$

จากสมการที่ (3) นั้นเราสามารถที่จะทำการแปลงทรานเฟอฟังก์ชันให้ออกมาในรูปของวงจร - อีเล็กทรอนิกส์ ที่ประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์ และวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ ได้โดยการนำเอาพื้นฐานของวงจรที่เราได้ทำการพิจารณาในรูปที่ 1.1 a) และ 1.1 b) มาใช้ โดยเราสามารถทำสมการที่ (3) ให้อยู่ในรูปของส่วนประกอบต่างๆของวงจรได้ดังสมการที่ (4)

$$G(s) = K \frac{\left[s + \frac{1}{R_3 C_1} \right]^2 + \frac{1}{R_4 C_1^2}}{\left[s + \frac{1}{R_2 C_2} \right]^2 + \frac{1}{R_1^2 C_2^2}} \quad [4]$$

จากสมการที่ (4) นั้นเราพบว่า มีตำแหน่งของ คอมเพล็กซ์ โพล อยู่ที่

$$s = \frac{-1}{R_2 C_2} \pm j \frac{1}{R_1 C_2}$$

และพบว่าตำแหน่งของ คอมเพล็กซ์ ซีโร อยู่ที่

$$s = \frac{-1}{R_3 C_1} \pm j \frac{1}{R_4 C_1}$$

จากสมการที่ (4) นั้นเราจะเห็นได้ว่ามีจุดที่ควรสนใจอยู่หนึ่งจุดคือทั้งตำแหน่ง โพลและตำแหน่งซีโรของสมการนี้ จะสามารถที่จะทำการควบคุมได้อย่างเป็นอิสระต่อกัน โดยที่จะสามารถทำการควบคุมได้โดยการปรับค่าความต้านทาน $R_1 - R_4$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เมื่อเราทราบแล้วว่าทรานเฟอฟังก์ชันจากสมการที่ (4) นั้น สามารถที่จะทำการควบคุมตำแหน่ง
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเทคนิคแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของโพล-ซีโรได้ อย่างเป็นอิสระจากกัน ซึ่งก็ตรงกับจุดประสงค์ของเราพอดี เราก็จะมาทำการสร้างวงจรถึ้นมาจากสมการที่ (4) ซึ่งจะแสดงรายละเอียดให้เห็นได้ดังต่อไปนี้

$$\text{จาก } G(S) = V_o/V_i$$

เราจะได้ว่า

$$\frac{V_o}{V_i} = K \frac{\left[s + \frac{1}{R_3 C_1} \right]^2 + \left[\frac{1}{R_4^2 C_1^2} \right]}{\left[s + \frac{1}{R_2 C_2} \right]^2 + \left[\frac{1}{R_1^2 C_2^2} \right]}$$

ทำการดึง C_1^2 และ C_2^2 ออกจากเศษและส่วนจะได้สมการออกมาเป็น

$$\frac{V_o}{V_i} = K \left[\frac{C_2}{C_1} \right]^2 \frac{\left[\frac{s C_1 R_3 + 1}{R_3} \right]^2 + \frac{1}{R_4^2}}{\left[\frac{s C_2 R_2 + 1}{R_2} \right]^2 + \frac{1}{R_1^2}}$$

เนื่องจากค่า K เป็นอัตราขยายซึ่งไม่เกี่ยวข้องกับตำแหน่งของโพลและซีโรเราจึงสามารถกำหนดให้ค่า K มีค่าเท่ากับ

$$K = \left[\frac{C_1}{C_2} \right]^2$$

ดังนั้นเราก็จะได้สมการที่ (4) ออกมาเป็น

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\left[\frac{s C_1 R_3 + 1}{R_3} \right]^2 + \frac{1}{R_4^2}}{\left[\frac{s C_2 R_2 + 1}{R_2} \right]^2 + \frac{1}{R_1^2}}$$

ทำการย้ายข้างสมการเราจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o \left[\left[\frac{sC_2 R_2 + 1}{R_2} \right]^2 + \frac{1}{R_1^2} \right] = \left[\left[\frac{sC_1 R_3 + 1}{R_3} \right]^2 + \frac{1}{R_4^2} \right] V_i$$

เราก็จะได้สมการของแรงดันทางออก(Output Voltage) ออกมาดังสมการที่ (5)

$$V_o = \left[\frac{R_2}{sC_2 R_2 + 1} \right]^2 \left[\frac{(sC_1 R_3 + 1)^2}{R_3^2} V_i + \frac{V_i}{R_4^2} - \frac{V_o}{R_1^2} \right] \quad [5]$$

จากสมการที่(5)นั้นเราจะพบว่าสมการของ V_o จะสามารถแยกออกมาได้ 3 สมการคือ

$$V_o = \left[\frac{-R_2}{sC_2 R_2 + 1} \right]^2 \left[\frac{sC_1 R_3 + 1}{R_3} \right]^2 V_i \quad [5-1]$$

$$V_o = \left[\frac{-R_2}{sC_2 R_2 + 1} \right]^2 \left[\frac{V_i}{R_4^2} \right] \quad [5-2]$$

$$V_o = \left[\frac{-R_2}{sC_2 R_2 + 1} \right]^2 \left[\frac{-V_o}{R_1^2} \right] \quad [5-3]$$

จากสมการที่ (5.1) เราจะสามารถทำการปรับให้เข้ากับรูปแบบมาตรฐานของวงจรรีโวกเรเตอร์ตามสมการที่ 1.1a) ได้ดังต่อไปนี้

$$V_o = \left[\frac{-R_2}{sC_2 R_2 + 1} \right]^2 \left[\frac{sC_1 R_3 + 1}{-R_3} \right]^2 V_i$$

ทำการคูณตลอดสมการด้วย $(R_1/R_1) \cdot 2$ ก็จะได้ว่า

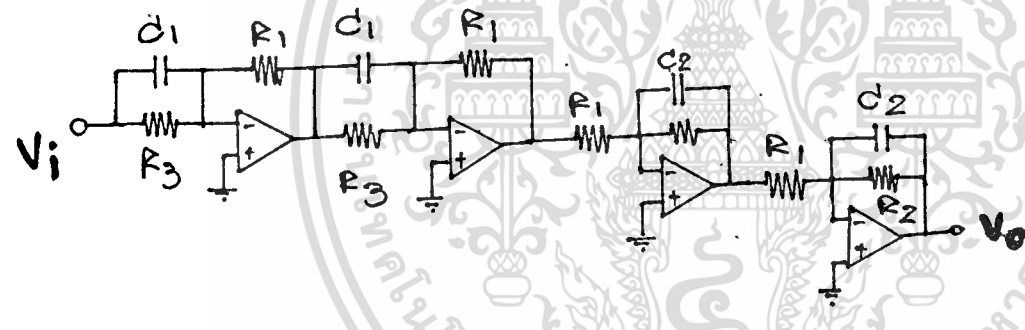
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \left[\frac{-R_2}{R_1[SC_2R_2+1]} \right]^2 \left[\frac{R_1[SC_1R_3+1]}{-R_3} \right]^2 v_i$$

จะเห็นได้ว่าสมการที่ได้ออกมาจะอยู่ในรูปของการทำการอินทิเกรเตอร์และดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ อย่างละ 2 ครั้ง คือ

$$V_o = \left[\frac{-R_2}{R_1[SC_2R_2+1]} \right] \left[\frac{-R_2}{R_1[SC_2R_2+1]} \right] \left[\frac{-R_1[SC_1R_3+1]}{R_3} \right] \left[\frac{-R_1[SC_1R_3+1]}{R_3} \right] v_i$$

เมื่อเราทำการเปรียบเทียบกับรูปแบบมาตรฐานของวงจรอินทิเกรเตอร์และวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์แล้วเราก็จะสามารถทำการเขียนสมการที่ (6) ออกมาเป็นวงจรได้ดังรูปที่ 2.1

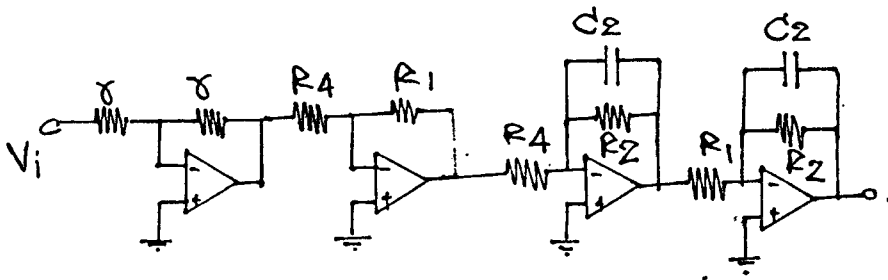


จากนั้นทำการพิจารณาสมการที่ 5-2

$$V_o = \left[\frac{-R_2}{SC_2R_2+1} \right]^2 \left[\frac{V_i}{R_4^2} \right]$$

$$V_o = \left[\frac{-R_2}{R_1[SC_2R_2+1]} \right] \left[\frac{-R_2}{R_4[SC_2R_2+1]} \right] \left[\frac{R_1}{R_4} \right] v_i$$

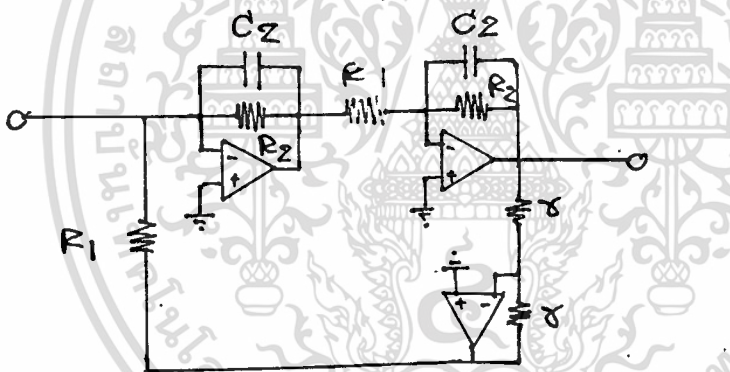
ซึ่งก็ได้เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ 2 ครั้งดังนี้คือ โดยมีอัตราขยายเท่ากับ R_1/R_4 ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จากสมการที่ 5-3 เราจะได้ว่า

$$V_o = -V_o \left[\frac{-R_2}{R_1 [sC_2 R_2 + 1]} \right]^2$$

ซึ่งก็คือการทำการป้อนกลับ (feed back) จาก V_o มาทำการรวมเข้าวงจรอินทิเกรเตอร์ 2 ครั้ง ดังนี้คือ

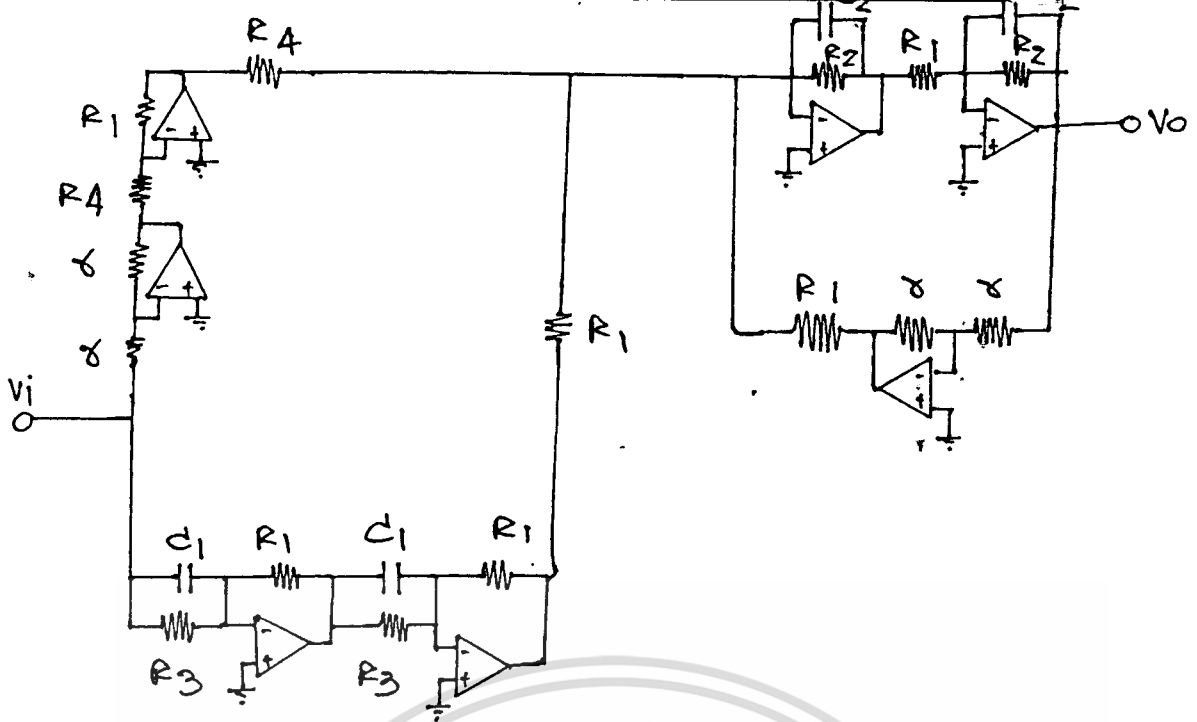


จะเห็นได้ว่าวงจรจากสมการทั้ง 3 สมการที่เราเขียนข้างบนมีส่วนที่เหมือนกันอยู่อย่างหนึ่งก็คือ มันจะมีเอาต์พุต (out put) ชุดสุดท้ายเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ 2 ครั้งเหมือนกัน ดังนั้นเมื่อนำวงจรทั้ง 3 มารวมกันแล้ว เราก็จะสามารถที่จะใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ที่เอาต์พุต (out put) ร่วมกันได้ ผลก็คือจะได้วงจรออกมาตามสมการที่เราหามาแต่ที่แรกคือ

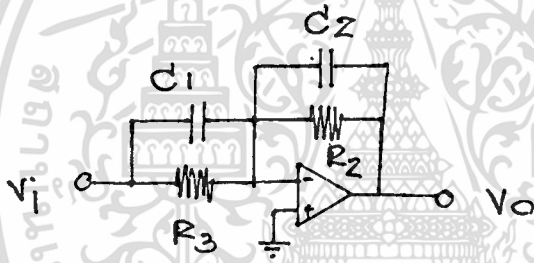
$$V_o = \left[\frac{-R_2}{sC_2 R_2 + 1} \right]^2 \left[\frac{(sC_1 R_3 + 1)^2}{R_3^2} + \frac{V_i}{R_4^2} - \frac{V_o}{R_1^2} \right]$$

จะได้วงจรออกมามีดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ในวงจรในรูปที่ 2) นั้นจะทำให้การแสดงผลได้ลำบากเพราะว่าวงจรดีเฟอว์เรนท์เอเตอร์นั้นยังมีเสถียรภาพไม่ดีพอเพราะยังขาดการชดเชยอยู่ ดังนั้นเราจะทำการปรับปรุงข้อผิดพลาดที่จุดนั้น โดยการใช้วงจรอินทิเกรเตอร์-ดีเฟอว์เรนท์เอเตอร์มารวมกัน ดังจะแสดงไว้ในรูปที่ 3



จากรูปที่ 3 นั้นเราจะสามารถทำการหาทรานเฟอร์ฟังก์ชันโดยการพิจารณาที่จุดต่อร่วม Vx จะได้ว่า

$$V_i \left[sC_1 + \frac{1}{R_3} \right] = -V_o \left[sC_2 + \frac{1}{R_2} \right]$$

ก็จะได้ว่า

$$\frac{V_o}{V_i} = - \left[\frac{R_2}{R_3} \right] \frac{[sC_1 R_3 + 1]}{[sC_2 R_2 + 1]}$$

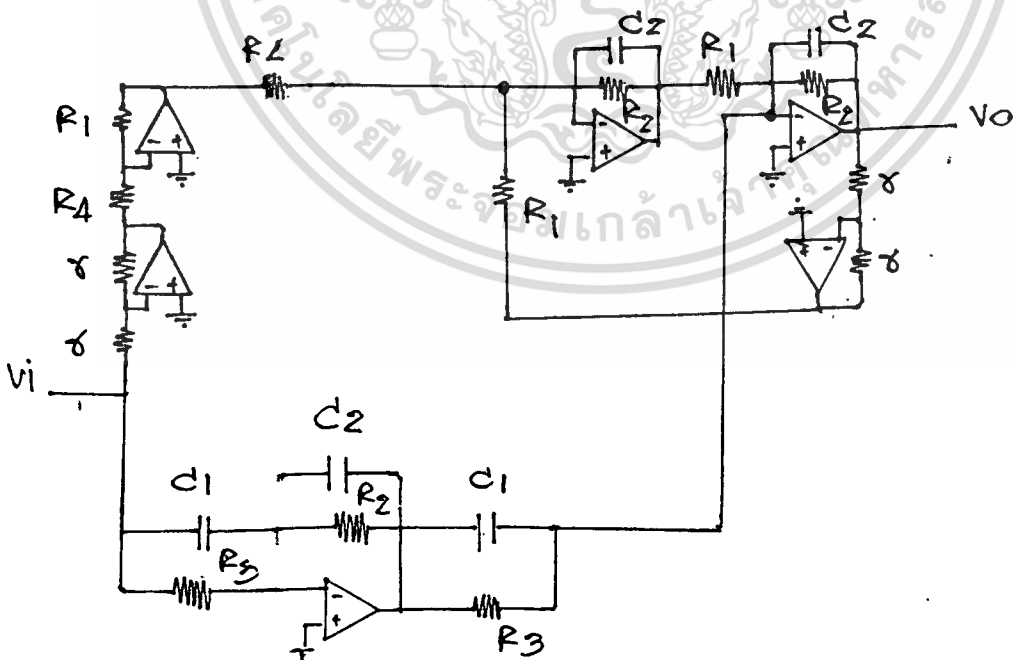
คราวนี้เราจะกลับไปทำการพิจารณาทรานเฟอร์ฟังก์ชันที่ได้จากสมการที่ (5) ใหม่โดยเราจะพยายามที่จะจัดวงจรให้ใช้กับอินทิเกรเตอร์-ดีเฟอว์เรนท์เอเตอร์บล็อกในรูปที่ 3 ให้ได้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าจากสมการที่ (5)
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \left[\frac{R_2}{sC_2 R_2 + 1} \right]^2 \left[\frac{(sC_1 R_3 + 1)^2}{R_3^2} V_i + \frac{V_i}{R_4^2} + \frac{V_o}{R_1^2} \right]$$

$$= \left[\frac{-R_2}{sC_2 R_2 + 1} \right] \left[\left[\frac{(sC_1 R_3 + 1)^2}{R_3^2} \right] \left[\frac{-R_2}{sC_2 R_2 + 1} \right] V_i + \frac{V_i}{R_4^2} \left[\frac{-R_2}{sC_2 R_2 + 1} \right] - \frac{V_o}{R_1^2} \left[\frac{-R_2}{sC_2 R_2 + 1} \right] \right]$$

$$V_o = \left[\frac{-R_2}{sC_2 R_2 + 1} \right] \left[\left[\frac{-R_2 (sC_1 R_3 + 1)}{R_3 (sC_2 R_2 + 1)} \right] \left[\frac{sC_1 R_3 + 1}{R_3} \right] V_i + \frac{V_i}{R_1} \left[\frac{R_1}{R_4} \right] \left[\frac{-R_2}{R_4 [sC_2 R_2 + 1]} \right] - \frac{V_o}{R_1} \left[\frac{-R_2}{R_1 [sC_2 R_2 + 1]} \right] \right] \quad [9]$$

จากสมการที่ (9) จะทำการดั่งวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ใช้ร่วมกันของแต่ละวงจรถูกออกมาแล้ว ดังนั้น เราก็จะสามารถที่จะทำการเขียนวงจรจากสมการที่ (6) ออกมาได้โดยการใช้หลักการเหมือนเดิม เพียงแต่ว่าในเทอมที่ 1 นั้นจะเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์-ดีฟเฟอร์เรนทีเอเตอร์เท่านั้นเอง เราก็จะได้วงจรถูกออกมาดั่งนี้



ถึงแม้ว่าวงจรที่เราทำการเขียนมาจากสมการที่ (9) จะทำให้ได้ทรานเฟอร์ฟังก์ชันที่ต้องการก็จริง แต่การทำการควบคุมตำแหน่งโพลและซีโรโดยการปรับค่าความต้านทานนั้นยังเป็นสัดส่วนผกผันกันอยู่ โดยขึ้นอยู่กับค่าปรับค่า $R_1 - R_4$ ทั้ง 4 ตัว โดยที่ถ้าเราทำการปรับค่าเพียงตัวใดตัวหนึ่งแล้วจะไม่มีผลอะไรกับตำแหน่งของไมวากรณใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุผลแปลกประหลาด และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มาไปใช้

โพล และซีโรเท่าไรนัก และจะเห็นได้ว่าในรูปที่ 4 นั้นจะต้องใช้ R ปรับค่าได้ (โพเทนทีโอเมเตอร์) กลายๆ ซึ่งถ้าการ เกิดค่าผิดพลาดขึ้นมาแล้วจะทำให้เกิดผลต่อตำแหน่ง โพลและซีโรอย่างมาก เนื่องจากความสัมพันธ์ที่เป็นสัดส่วนผกผันกันนั่นเอง

ในตอนนั้นเราจะทำการพิจารณาแก้ค่าผิดพลาดที่จะเกิดขึ้น โดยทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างการปรับค่าโพเทนทีโอเมเตอร์กับตำแหน่งของโพลและซีโรเป็นแบบเชิงเส้น โดยเราจะทำการปรับแต่งทรานเฟอร์ฟังก์ชันในสมการที่ (4) เลียนใหม่เป็น

$$G[s] = \frac{V_o}{V_i} = K \frac{\left[s + \frac{R_5}{R_3 C_1} \right]^2 + \frac{R_6^2}{R_4^4 C_1^2}}{\left[s + \frac{R_7}{R_2 C_2} \right]^2 + \frac{R_8^2}{R_1^4 C_2^2}} \quad (10)$$

Complex pole $s = \frac{-R_7}{R_2 C_2} \pm j \frac{R_8}{R_1^2 C_2}$

Complex zero $s = \frac{-R_5}{R_3 C_1} \pm j \frac{R_6}{R_4 C_1}$

จากสมการที่ (10) เราจะได้ว่า

$$\frac{V_o}{V_i} = K \left[\frac{C_2}{C_1} \right]^2 \frac{\left[\frac{s R_3 C_1 + R_5}{R_3} \right]^2 + \frac{R_6^2}{R_4^4}}{\left[\frac{s R_2 C_2 + R_7}{R_2} \right]^2 + \frac{R_8^2}{R_1^4}}$$

$$\therefore K = \frac{C_1^2}{C_2^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\left[\frac{S R_3^2 C_1 + R_5}{R_3^2} \right]^2 + \frac{R_6^2}{R_4^4}}{\left[\frac{S R_2^2 C_2 + R_7}{R_2^2} \right]^2 + \frac{R_8^2}{R_1^4}}$$

$$0 = \left[\frac{S C_1 R_3 + R_5/R_3}{-R_3} \right]^2 \left[\frac{-R_2}{S C_2 R_2 + R_7/R_2} \right]^2 V_i + \left[\frac{R_6^2}{R_4^2} \right] \left[\frac{-R_2}{R_4 [S C_2 R_2 + R_7/R_2]} \right]^2 V_i$$

$$-V_o \left[\frac{R_8^2 R_4^2}{R_1^4} \right] \left[\frac{-R_2}{R_4 [S C_2 R_2 + R_7/R_2]} \right]^2 \quad \text{--- (11)}$$

จากสมการที่ (11) นั้น เราจะสังเกตเห็นได้ว่ารูปแบบของสมการในแต่ละเงื่อนไขนั้นจะมีลักษณะคล้ายๆ กับสมการสำหรับอินทิเกรเตอร์และสมการสำหรับวงจรอินทิเกรเตอร์-ดีฟเฟอเรนทิเอเตอร์ โดยที่มันไม่ได้อยู่ในรูปแบบมาตรฐานที่เราได้ทำการอธิบายมาตอนต้นเท่านั้นเอง ดังนั้นเราจึงทำการหาล็อคสำหรับวงจรในสมการที่ (11) ใหม่ เพื่อที่เราจะนำมาใช้ประโยชน์ในการทำการเขียนวงจรทั้งหมดของสมการอีกครั้งหนึ่ง

จากสมการที่ (11) นั้น เราจะเห็นได้ว่าจะมีเงื่อนไขที่สำคัญอยู่ 2 เงื่อนไขก็คือ

$$1) \quad V_o = \left[\frac{-R_2}{S C_2 R_2 + R_7/R_2} \right] \left[\frac{1}{R_4} \right] V_i \quad \text{--- (12)}$$

$$2) \quad V_o = \frac{\left[S C_1 R_3 + R_5/R_3 \right]}{\left[S C_2 R_2 + R_7/R_2 \right]} \left[\frac{-R_2}{R_3} \right]^2 V_i \quad \text{--- (13)}$$

เราจะทำการสร้างบล็อกสำหรับอินทิเกรเตอร์บล็อกก่อน
จากสมการที่ (12)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \left[\frac{-R_2}{R_4} \right] \left[\frac{1}{sC_2 R_2 + R_7/R_2} \right] v_i$$

เราจะได้ว่า

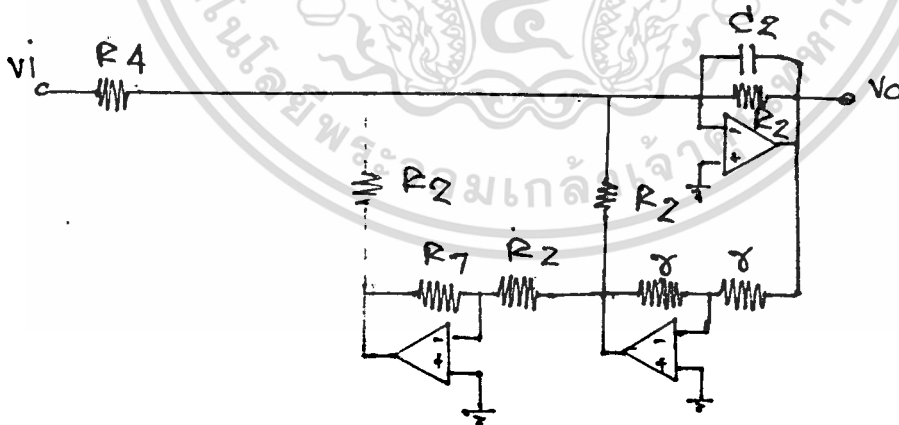
$$V_o \left[sC_2 R_2 + \frac{R_7}{R_2} \right] = -\frac{R_2}{R_4} v_i$$

$$\therefore V_o = \left[\frac{1}{sC_2 R_2 + 1} \right] \left[\frac{-R_2}{R_4} v_i - \frac{R_7}{R_2} V_o + V_o \right]$$

ปรับรูปให้อยู่ในรูปแบบมาตรฐานจะได้ว่า

$$V_o = \left[\frac{-R_2}{sC_2 R_2 + 1} \right] \left[\frac{v_i}{R_4} + \frac{R_7}{R_2^2} V_o - \frac{V_o}{R_2} \right] \quad (14)$$

จากสมการที่ (14) เราก็จะสามารถนำมาเขียนวงจรได้โดยใช้รูปแบบของวงจรอินทิเกรเตอร์มาตรฐานที่เราได้ทำการกล่าวมาแล้วในข้างต้น เราจะได้วงจรออกมาในรูปที่ 5 คือ



รูปที่ 5 บล็อกวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ทำการสังเคราะห์มาจากสมการที่ (12)

ต่อไปเรามาทำการพิจารณาอินทิเกรเตอร์-ดีฟเฟอเรียทีเอเตอร์ในสมการที่ (13)

จากสมการที่ (13) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

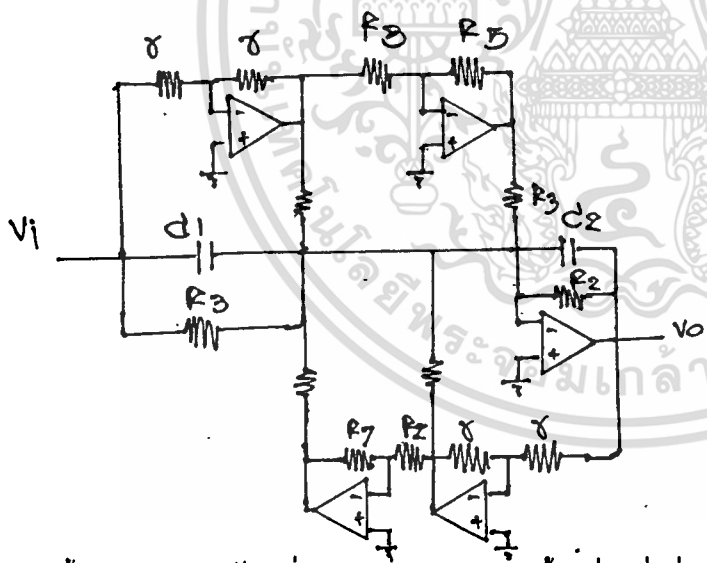
$$V_o = \left[\frac{SC_1 R_3 + R_5/R_3}{SC_2 R_2 + R_7/R_2} \right] \left[\frac{-R_2}{R_3} \right] V_i$$

$$V_o \left[SC_2 R_2 + \frac{R_7}{R_2} \right] = \left[\frac{-R_2}{R_3} \right] \left[SC_1 R_3 + \frac{R_5}{R_3} \right] V_i$$

$$V_o [SC_2 R_2 + 1] = \left[\frac{-R_2}{R_3} \right] [SC_1 R_3 + 1] V_i - \frac{R_2 R_5}{R_3^2} V_i + \frac{R_2}{R_3} V_i - V_o \frac{R_7}{R_2} + V_o$$

$$V_o = \left[\frac{-R_2}{SC_2 R_2 + 1} \right] \left[\left[\frac{SC_1 R_3 + 1}{R_3} \right] V_i + \left[\frac{R_5}{R_3^2} \right] V_i - \frac{V_i}{R_3} + V_o \left[\frac{R_7}{R_2^2} \right] - \frac{V_o}{R_2} \right]$$

เราก็จะสามารถทำการเขียนวงจรออกมาได้ดังนี้



ดังนั้น เราจะกลับไปดูที่สมการที่ (11) อีกครั้งหนึ่งเพื่อที่เราจะทำการเขียนวงจรจากสมการที่ (11) โดยใช้บล็อกที่เราสังเคราะห์ได้จากสมการที่ (12), (13) มาใช้ประโยชน์จากสมการที่ (11) นั้น เราจะสามารถทำการแยกสมการออกได้เป็น 3 สมการคือ

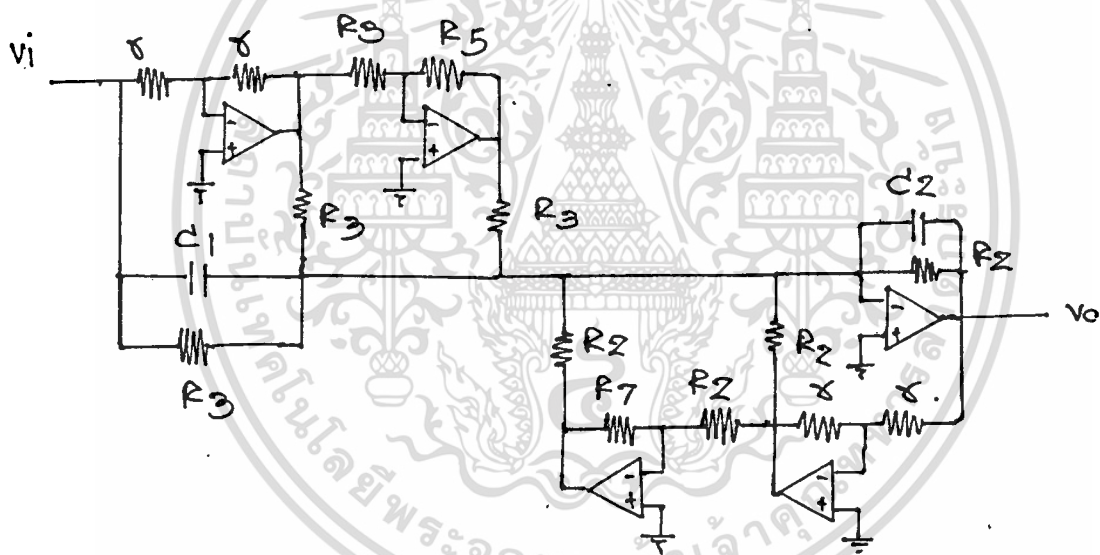
$$V_o = \left[\left[\frac{-R_2}{R_3} \right] \left[\frac{SC_1 R_3 + R_5/R_3}{SC_2 R_2 + R_7/R_2} \right] \right]^2 V_i \quad \text{--- (14)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้.

$$V_o = \left[\frac{R_6^2}{R_4^2} \right] \left[\frac{-R_2}{R_4 [8C_2R_2 + R_7/R_2]} \right]^2 V_i \quad (15)$$

$$V_o = -V_o \left[\frac{R_3 R_4^2}{R_1^4} \right] \left[\frac{-R_2}{R_4 [8C_2R_2 + R_7/R_2]} \right]^2 \quad (16)$$

แต่ก่อนที่เราจะทำการเขียนวงจรนั้น จากการที่เราได้วงจรในรูปที่ 5 และรูปที่ 6 ออกมาแล้วนั้น เราจะพบว่าวงจรในรูปทั้งสองนั้นสามารถที่จะนำมาใช้ร่วมกันได้ดังนี้ คือ จากรูปที่ 6 จะแสดงให้เห็นได้ว่าชุดเอาต์พุต ฟิลด์เบคของวงจรที่ 6 ก็คือวงจรที่ 5 นั่นเอง



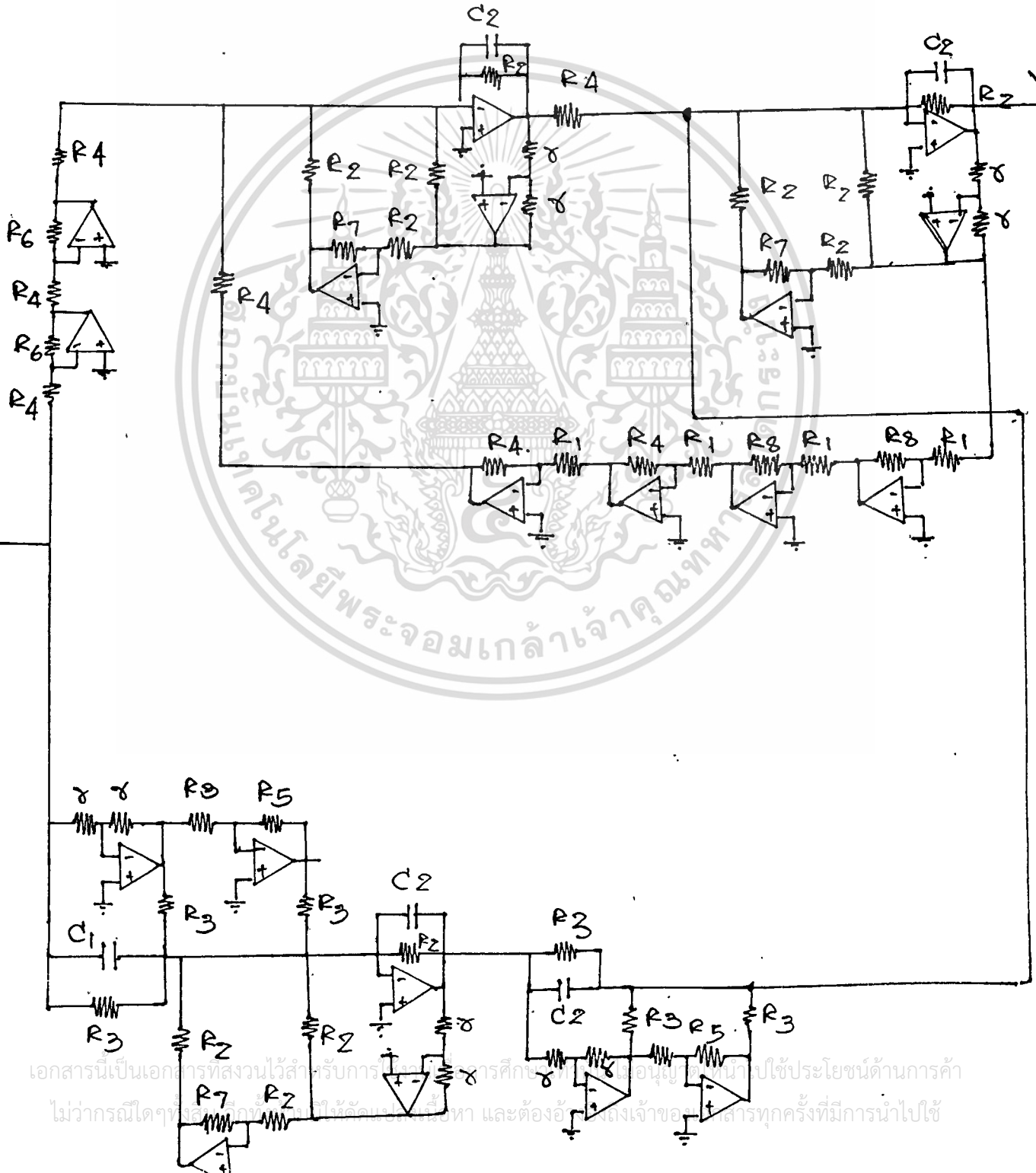
นั่นก็จะแสดงให้เห็นให้เราเห็นว่าวงจรที่ 5 นั้นจะเป็นวงจรที่สามารถใช้ร่วมกันได้ ดังนั้นในสมการที่ (11) เราสามารถที่จะทำการดึงเอาทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรที่ 5 ออกมาได้. เพื่อที่จะนำมาใช้ร่วมกันเป็นตัวเอง อันจะทำให้เกิดความประหยัดขึ้น

ดังนั้นจากสมการที่ (11) ทำการดึงตัวประกอบร่วมของวงจรที่ 5 ออกมาก็จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \left[\frac{-R_2}{R_4 [sC_2 R_2 + R_7/R_2]} \right] \left[\frac{-R_2}{R_3} \left[\frac{sC_1 R_3 + R_5/R_3}{sC_2 R_2 + R_7/R_2} \right] \left[\frac{R_4}{R_3} \right] \left[sC_1 R_3 + R_5/R_3 \right] \right. \\ \left. + \left[\frac{R_6^2}{R_4^2} \right] \left[\frac{-R_2}{R_4 [sC_2 R_2 + R_7/R_2]} \right] V_i - V_o \left[\frac{R_8^2 R_4^2}{R_1^4} \right] \left[\frac{-R_2}{R_4 [sC_2 R_2 + R_7/R_2]} \right] \right] \quad (18)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (18) เราจึงสามารถสังเคราะห์วงจรออกมาได้ดังนี้



รูปที่ 7 แสดงถึงวงจรที่ทำการสังเคราะห์มาจากวงจรสมการที่ (18)

จากวงจรที่ได้ในรูปที่ 7 นั้น จะเห็นได้ว่ามันมีสองคอมเพล็กซ์ คอนจูเกต โพล และ สองคอมเพล็กซ์ คอนจูเกต ซีโร ดังนั้น วงจรนี้จึงสามารถที่จะทำการปรับปรุงวงจรให้สามารถทำได้ทั้งเปิดโหนด พาส, แบนด์ รีเจก, โหนดพาส โนเทค, และ โหนดพาส โนเทค ไบควอดเรติกดีลเตอร์ได้

III. การทำการปรับแต่งวงจร

A. ไรท์ฮาล์ฟ-เพลน (อาร์เอชพี)ซีโร (Right half-plane (RHP)Zero

จากทรานเฟอร์ฟังก์ชันในสมการที่ (10) นั้น เราสามารถที่จะทำให้มันเกิดการทํางาน โดยมีตำแหน่งของซีโรอยู่ทางขวาของ S-Plane (RHP) ทั้งหมดได้โดยกำหนดให้ตำแหน่งของซีโรอยู่ที่ $s = \frac{R_5}{R_3^2 C_1} \pm j \frac{R_6}{R_4^2 C_1}$

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าทรานเฟอร์ฟังก์ชันจะแสดงได้ดังนี้ คือ

$$G(s) = K \frac{\left[s - \frac{R_5}{R_3^2 C_1} \right]^2 + \frac{R_6^2}{R_4^2 C_1^2}}{\left[s + \frac{R_7}{R_2^2 C_2} \right]^2 + \frac{R_8^2}{R_1^2 C_2^2}} \quad (19)$$

จากนั้นเราก็จะทำการวิเคราะห์สมการออกมาคล้ายๆ กับที่ทำในสมการที่ผ่านมา มา โดยที่มันจะมี

$$\text{Complex pole } s = \frac{-R_7}{R_2^2 C_2} \pm j \frac{R_8}{R_1^2 C_2}$$

$$\text{Complex zero } s = \frac{R_5}{R_3^2 C_1} \pm j \frac{R_6}{R_4^2 C_1}$$

$$\therefore K = \left[C_1 / C_2 \right]^2$$

$$V_o \left[\frac{s C_2 R_2 + R_7 / R_2}{R_2} \right]^2 + \frac{R_8^2}{R_1^2} = V_i \left[\frac{s C_1 R_3 - R_5 / R_3}{R_3} \right]^2 + \frac{R_6^2}{R_4^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อมาแต่หน้าเว็บไซต์นี้การคัดลอกหรือการนำข้อมูลไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

$$V_o \left[\frac{SC_2 R_2 + R_7/R_2}{R_2} \right]^2 = V_i \left[\frac{SC_1 R_3 - R_5/R_3}{R_3} \right]^2 + V_i \left[\frac{R_6^2}{R_4^4} \right] - V_o \left[\frac{R_8^2}{R_1^4} \right]$$

$$V_o = \left[\frac{-R_2}{SC_2 R_2 + R_7/R_2} \right]^2 \left[\left[\frac{SC_1 R_3 - R_5/R_3}{R_3} \right]^2 V_i + V_i \left[\frac{R_6^2}{R_4^4} \right] - V_o \left[\frac{R_8^2}{R_1^4} \right] \right]$$

$$V_o = \left[\frac{-R_2}{SC_2 R_2 + R_7/R_2} \right]^2 \left[\frac{SC_1 R_3 - R_5/R_3}{-R_3} \right]^2 V_i + V_i \left[\frac{R_6^2}{R_4^4} \right] \left[\frac{-R_2}{R_4 [SC_2 R_2 + R_7/R_2]} \right]$$

$$- V_o \left[\frac{R_8^2 R_4^2}{R_1^4} \right] \left[\frac{-R_2}{R_4 [SC_2 R_2 + R_7/R_2]} \right]^2 \quad \text{--- [20]}$$

เมื่อเราทำการเปรียบเทียบสัมพัทธ์ที่ (20) กับสัมพัทธ์ที่ (11) นั้น เราจะพบว่าทั้งสองสัมพัทธ์นั้นเหมือนกันเกือบ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หมด จะแตกต่างกันก็เพียงแต่เทอมที่ 1 เท่านั้น โดยเครื่องหมายจะกลับกัน ดังนั้นเราจะมาทำการพิจารณาหาผลบวกของเทอมที่ 1 ออกมา เพื่อที่จะทำการเขียนวงจรของสมการที่ (20) ออกมา

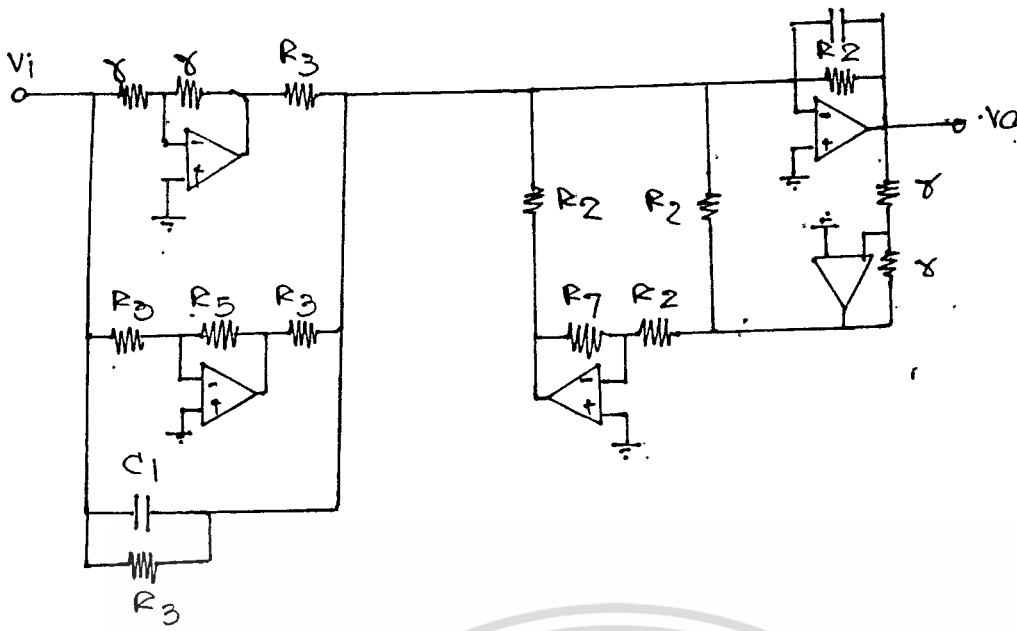
$$V_0 = \left[\frac{-R_2}{R_3} \right] \left[\frac{SC_1 R_3 - R_5/R_3}{SC_2 R_2 + R_7/R_2} \right] V_i$$

$$V_0 [SC_2 R_2 + 1] = \left[\frac{-R_2}{R_3} \right] [SC_1 R_3 + 1] V_i + \frac{R_2 R_5}{R_3^2} V_i + \frac{R_2}{R_3} V_i - \frac{R_7}{R_2} V_0 + V_0$$

$$V_0 = \left[\frac{-R_2}{(SC_2 R_2 + 1)} \right] \left[\left[\frac{SC_1 R_3 + 1}{R_3} \right] V_i - \frac{R_5}{R_3^2} V_i - \frac{V_i}{R_3} + \frac{R_7 V_0}{R_2^2} - \frac{V_0}{R_2} \right] \quad (21).$$

เราก็จะสามารถเขียนวงจรในสมการที่ (21) ออกมาได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



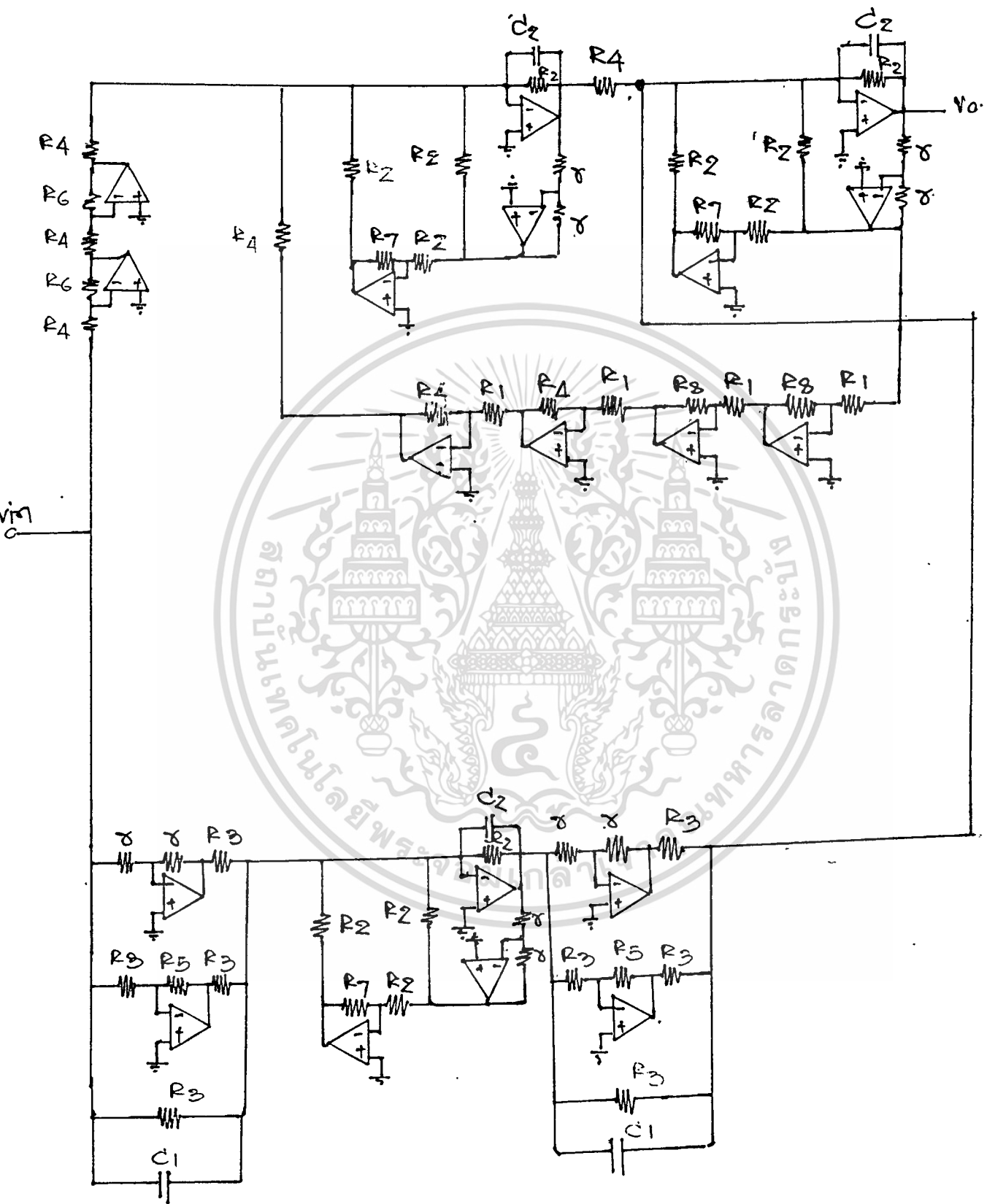
รูปที่ 8 แสดงวงจรที่ได้ทำการสังเคราะห์มาจากสมการที่ (21) เราจะเห็นได้ว่าในชุดเอาต์พุตรูปที่ 8 นั้น ก็คือวงจรที่ 5 นั้นเอง เช่นเดียวกับวงจรในรูปที่ 6 ดังนั้นในสมการที่ (20) เราจึงสามารถดึงเอาเอาต์พุตร่วมของวงจรในรูปที่ 5 ออกมาได้ เราก็จะได้ว่า จากสมการที่ (20)

$$V_O = \left[\frac{-R_2}{R_4 [sC_2 R_2 + R_7/R_2]} \right] \left[\frac{-R_2}{R_3} \right] \left[\frac{sC_1 R_3 - R_5/R_3}{sC_2 R_2 + R_7/R_2} \right] \left[\frac{R_4}{R_3} \right] [sC_1 R_3 - R_5/R_3] v_i$$

$$+ v_i \left[\frac{R_6^2}{R_4^2} \right] \left[\frac{-R_2}{R_4 [sC_2 R_2 + R_7/R_2]} \right] - V_O \left[\frac{R_3^2 R_4^2}{R_1^4} \right] \left[\frac{-R_2}{R_4 [sC_2 R_2 + R_7/R_2]} \right]$$

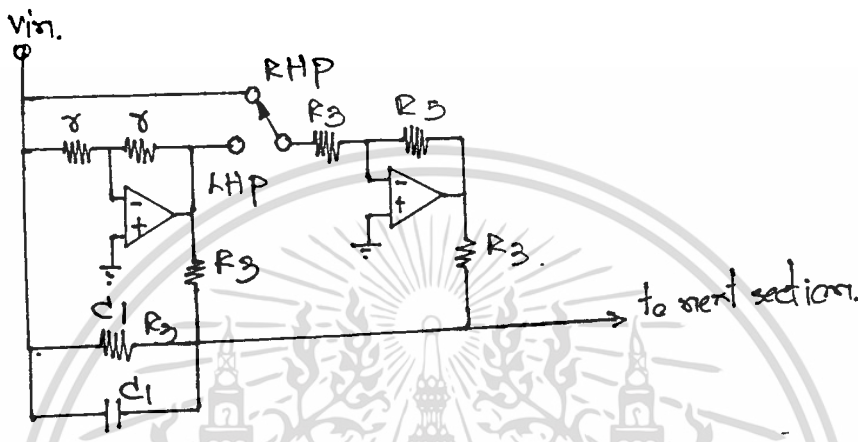
เราก็จะสามารถทำการเขียนวงจรในสมการที่ (22) ออกมาได้ดังนี้ (22)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

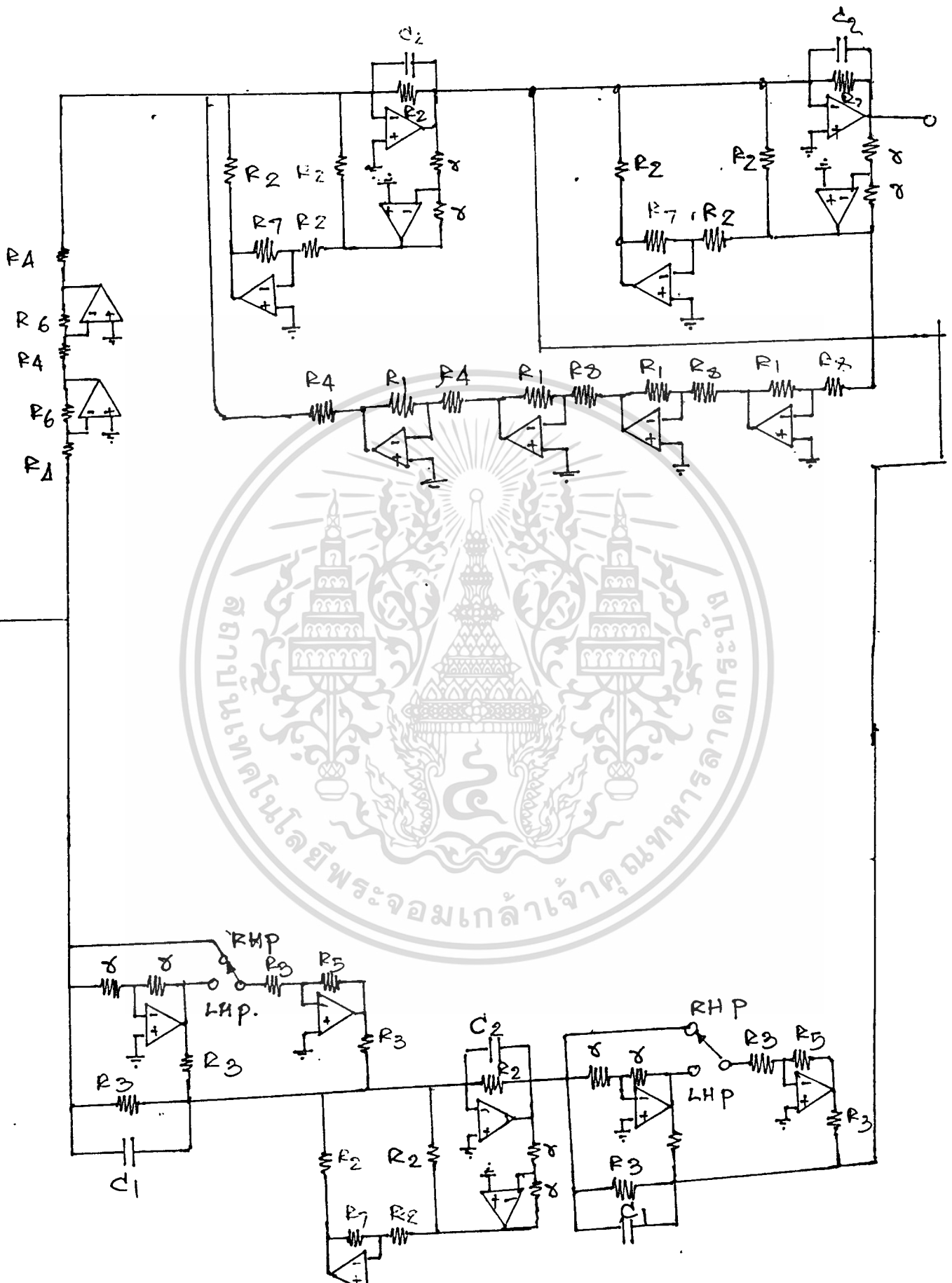


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 9 แสดงวงจรที่ได้จากการสังเคราะห์สมการที่ 22 ซึ่งเป็นการทำงานทางด้านไรท์ ฮาฟเพลน ซี่ไร
 ถ้าเราทำการเปรียบเทียบวงจรในรูปที่ 9 กับวงจรในรูปที่ 7 เราจะเห็นได้ว่าจะมีจุดที่แตกต่างกันเพียงจุด
 เดียวคือ ในวงจรอินทิเกรเตอร์-ดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์จะแตกต่างกัน ในการทำการบ่อน V_i เข้าที่ออฟแอมป์ที่
 มีอัตราขยายเป็น $-R_3$ เท่านั้น ดังนั้นเราจึงสามารถที่จะทำวงจรให้เป็นแบบใช้สวิตช์ทำการเลือกการทำงาน
 โหมด อาร์เอพี ซี่ไร รวมเข้าไปในวงจรในรูปที่ 7 ได้ โดยใช้ลักษณะวงจรดังนี้



ดังนั้น เราก็จะได้วงจรที่สามารถทำงานได้ทั้ง ไรท์ฮาฟเพลน และ เลฟท์ฮาฟเพลน ได้ดังนี้คือ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 10 แสดงวงจรที่สามารถทำได้ทั้ง อาร์เอชพี และ แอลเอชพี ซี่โร

B. การทำงานในโหมด ออลโพล (mode all pole)

โหมดออลโพลก็คือการทำงานเป็นวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ ที่มีสมการทั่วไปของทรานเฟอร์ฟังก์ชันเป็นดังนี้

$$G(s) = \frac{K}{\left[s + \frac{R_7}{R_2^2 C_2}\right]^2 + \frac{R_8^2}{R_1^4 C_2^2}} \quad (23)$$

$\therefore K = 1/R_1^2 C_2^2$ จะได้.

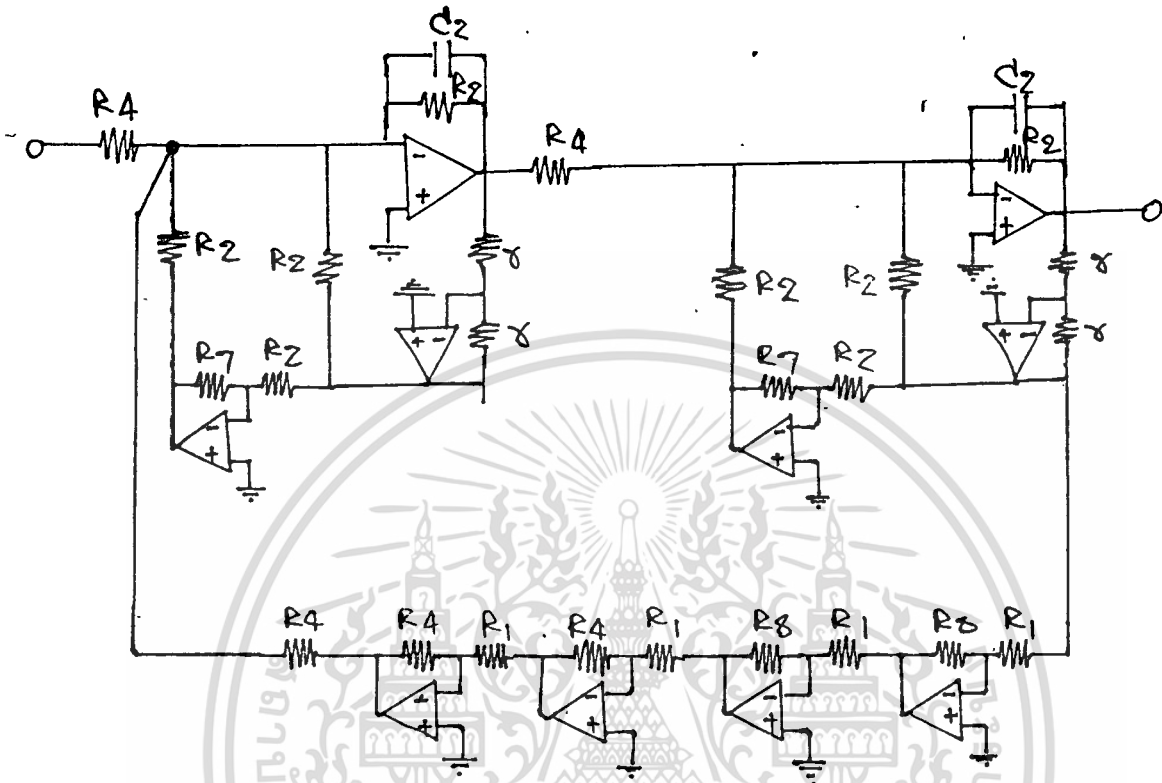
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1/R_1^2}{\left[\frac{sC_2R_2 + R_7/R_2}{R_2}\right]^2 + \frac{R_8^2}{R_1^4}}$$

$$V_o \left[\frac{(sC_2R_2 + R_7/R_2)^2}{R_2^2} + \frac{R_8^2}{R_1^4} \right] = \frac{V_i}{R_1^2}$$

$$V_o = \left[\frac{-R_2}{R_1 [sC_2R_2 + R_7/R_2]} \right]^2 V_i - \left[\frac{R_8^2 R_1^2}{R_1^4} \right] \left[\frac{-R_2}{R_1 [sC_2R_2 + R_7/R_2]} \right]^2 V_o$$

————— [24].

เราก็จะสามารถทำการเขียนวงจรจากสมการที่ (23) ได้ดังนี้



รูปที่ 11 แสดงวงจรแบบออลโฟล โดยทำการสังเคราะห์มาจากสมการที่ (24) เราจะเห็นได้ว่าในวงจรนี้เป็นส่วนหนึ่งของวงจรในรูปที่ 7 ดังนั้นในการที่เราต้องการที่จะทำงานในโหมดออลโฟล เราก็สามารถทำการออกแบบวงจรรวมเข้าไปในวงจรในรูปที่ 7 ได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

c) ทำวงจรเป็นโหมด เฟิร์สท์-ออร์เดอร์ ซีโร (first - order zero)

ในการทำงานโหมดนั้น ไม่ว่าจะ เป็นคร้งบนของ s-plane หรือคร้งล่างของ s-plane นั้น ซีโรจะอยู่บนแกนจริง โดยจะได้ทรานเฟอร์ฟังก์ชันเป็น

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{k \left[s + \frac{R_5}{R_3 C_1} \right]}{\left[\left[s + \frac{R_7}{R_2 C_2} \right]^2 + \frac{R_8^2}{R_1^4 C_2^2} \right]} \quad [25].$$

$$\therefore k = C_1 / R_4 C_2^2$$

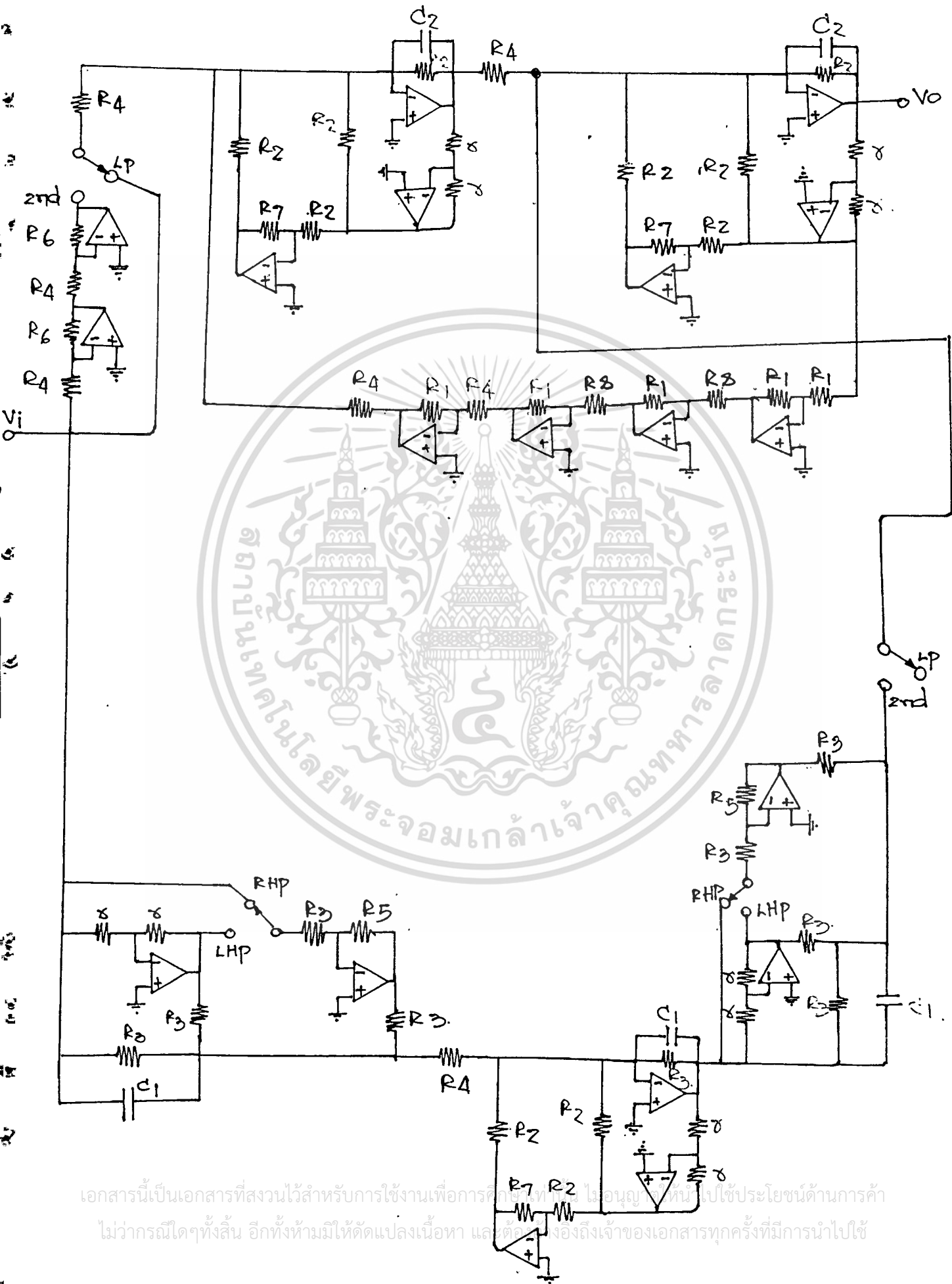
$$\frac{V_o}{V_i} = \left[\frac{1}{R_4} \right] \left[\frac{s C_1 R_3 + R_5 / R_3}{R_3} \right] \left[\frac{\left[\frac{s C_2 R_2 + R_7 / R_2}{R_2} \right]^2 + \frac{R_8^2}{R_1^4}}{\right]}$$

$$V_o \left[\frac{s C_2 R_2 + R_7 / R_2}{R_2} \right]^2 = \left[\frac{1}{R_4} \right] \left[\frac{s C_1 R_3 + R_5 / R_3}{R_3} \right] V_i - \frac{R_8^2}{R_1^4} V_o$$

$$V_o = \left[\frac{-R_2}{s C_2 R_2 + R_7 / R_2} \right]^2 \left[\frac{1}{R_4} \right] \left[\frac{s C_1 R_3 + R_5 / R_3}{R_3} \right] V_i$$

$$- \left[\frac{R_8^2 R_4^2}{R_1^4} \right] \left[\frac{-R_2}{R_4 [s C_2 R_2 + R_7 / R_2]} \right]^2 V_o$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่สามารถแก้ไขหรือดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 12 แสดงถึงวงจรที่สามารถทำงานเป็นออสซิลโลสโคป, ออเดอ์ที่สอง, อาร์เอพี ซีโร

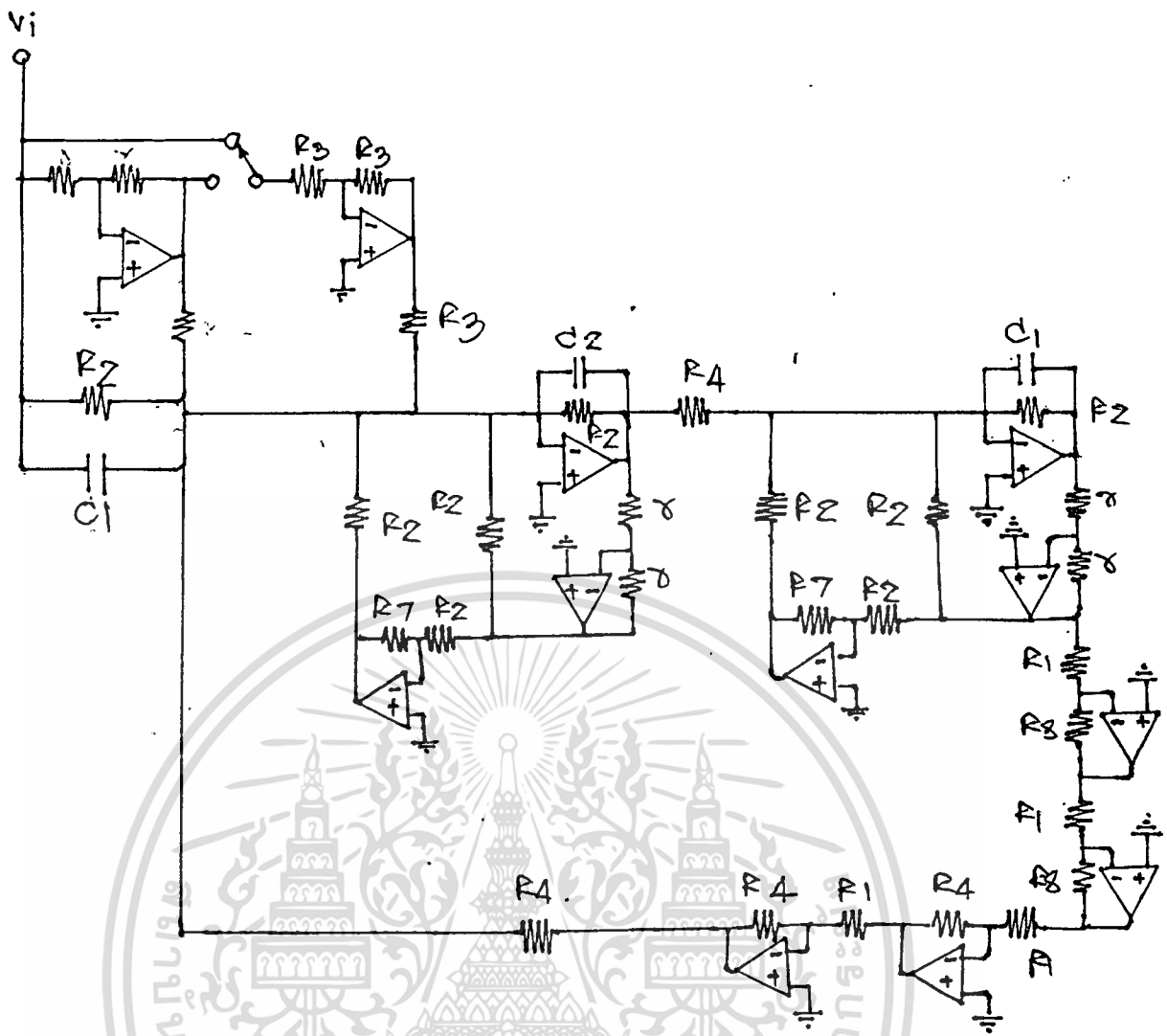
$$V_o = \left[\frac{-R_2}{R_4 [sC_2 R_2 + R_7/R_2]} \right] \left[\frac{-R_2 [sC_1 R_3 + R_5/R_3]}{R_3 [sC_2 R_2 + R_7/R_2]} \right] v_i - \left[\frac{R_3^2 R_4^2}{R_4^4} \right] \left[\frac{-R_2}{R_4 [sC_2 R_2 + R_7/R_2]} \right] v_o \quad \text{--- [26]}$$

ตามสมการ (26) และสมการ (27) เราจะได้

$$V_o = \frac{-R_2}{R_4 [sC_2 R_2 + R_7/R_2]} \left[\left(\frac{-R_2}{R_3} \right) \frac{(sC_1 R_3 + R_5/R_3)}{(sC_2 R_2 + R_7/R_2)} v_i - \left[\frac{R_3^2 R_4^2}{R_4^4} \right] \left[\frac{-R_2}{R_4 (sC_2 R_2 + R_7/R_2)} \right] v_o \right] \quad \text{--- (27)}$$

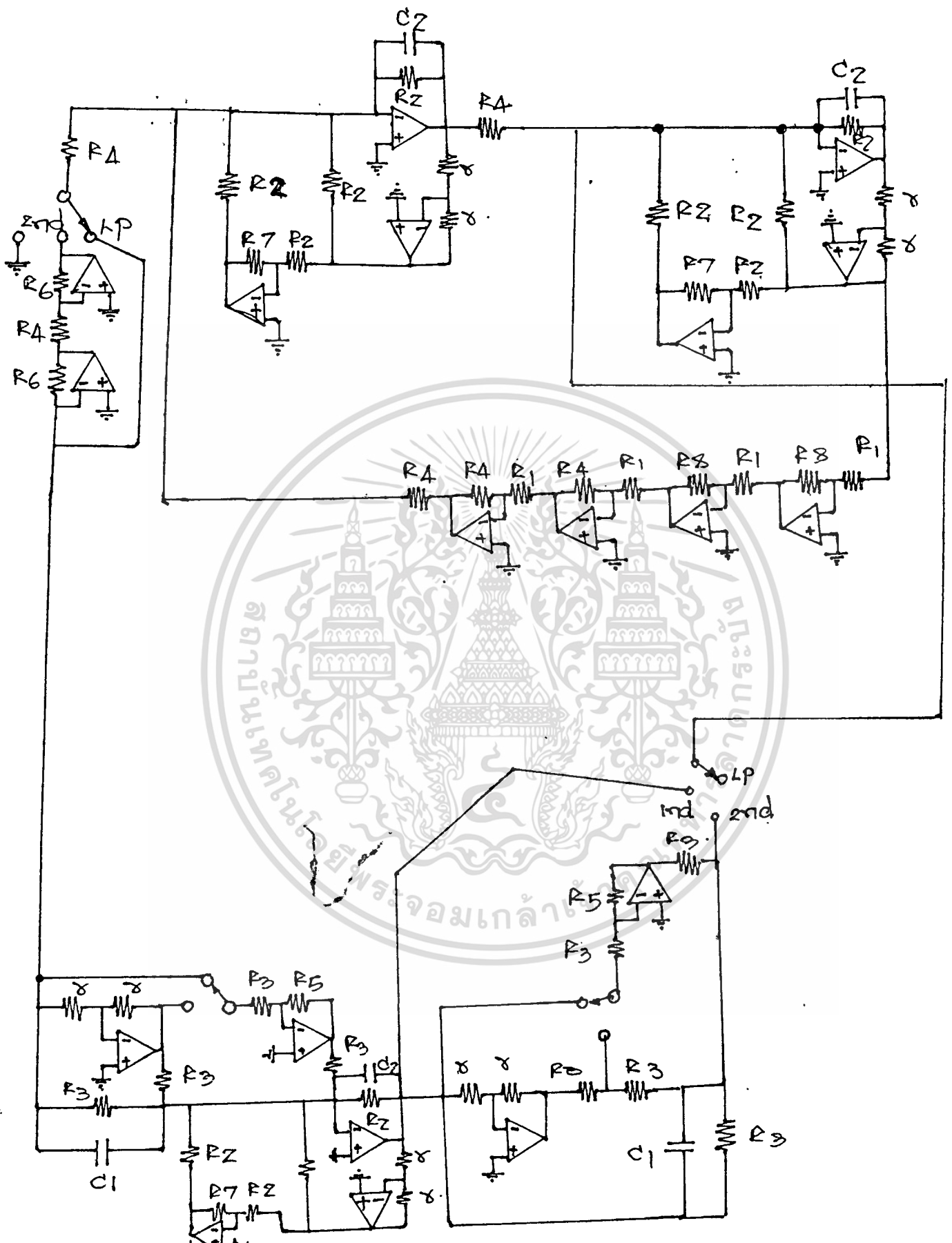
$$V_o = \left[\frac{-R_2}{R_4 [sC_2 R_2 + R_7/R_2]} \right] \left[\left[\frac{-R_2}{R_3} \right] \frac{[sC_1 R_3 - R_5/R_3]}{[sC_2 R_2 + R_7/R_2]} v_i - \left[\frac{R_3^2 R_4^2}{R_4^4} \right] \left[\frac{-R_2}{R_4 [sC_2 R_2 + R_7/R_2]} \right] v_o \right] \quad \text{--- (28)}$$

จากสมการที่ (27) และสมการที่ (28) เราจะได้วงจรถูกออกแบบเป็นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 13 แสดงวงจรจากการสังเคราะห์สมการที่ (28) โดยเป็นเฟร็ดออคเตอร์ ชิโร และเราก็จะได้วงจรที่สมบูร์ออกมาดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แสดงวงจรที่สมมูลกันจากสมการต่างๆ โดยสามารถทำการเลือกโหมดต่างๆ ได้ โดยทำการกดสวิตช์โดย
 เอลิเตอร์นี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) หลักในการสร้างวงจรแสดงผล (display circuit)

เนื่องจากเหตุผลที่เราจะสร้างภาคแสดงผลให้สามารถทำงานได้กับวงจรออสซิลโลสโคปมาตรฐานที่ใช้ในห้องทดลองทั่วไป โดยจะใช้วงจรออสซิลโลสโคปแทน s-plane และทำการแสดงผลตำแหน่งซีโรว์ เป็นรูปวงกลม โดยจะอาศัยการทำการรวมสัญญาณไซน์ (sine) และสัญญาณคอส (cos) มารวมกันในโหมด x-y ของวงจรออสซิลโลสโคป และจะทำการแสดงผลของตำแหน่งของโพลออกมาในรูปของกากบาท (+) โดยจะทำการรวมสัญญาณไซน์ เข้ากับระดับสัญญาณแรงดันไฟตรงที่แทนตำแหน่งของโพล ซึ่งหลักการในการแสดงรูปของโพลและซีโรว์สามารถแสดงในรายละเอียดได้ดังต่อไปนี้

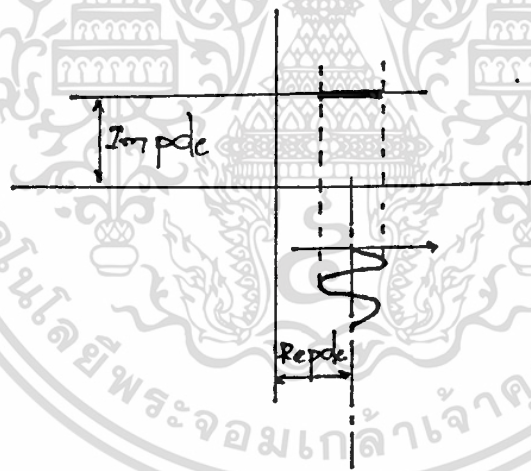
โดยอาศัยทฤษฎีของริสแซกจั่ว ก็จะได้ว่า

2-1) การแสดงตำแหน่งโพล

เราสามารถที่จะทำการแสดงผลตำแหน่งของโพลได้โดยการสลับการทำงานออกเป็น 2 ช่อง คือ ช่องที่ 1 ทำการป้อนแรงดันสัญญาณ ไซน์ร่วมกับแรงดันไฟตรงที่แทนตำแหน่งของเรียลโพล (real pole) เข้าทางแกนเอ็กซ์

ทำการป้อนแรงดันไฟตรงที่แทนตำแหน่งของอิมจินเนอรีโพลเข้าทางแกนวาย

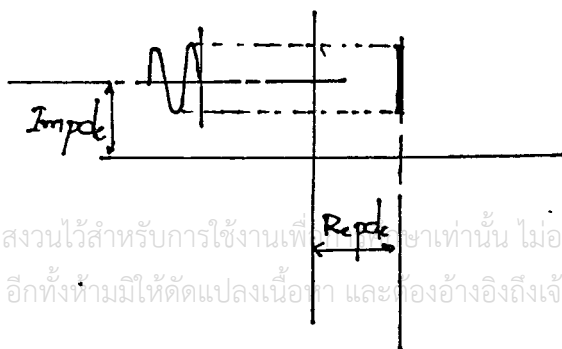
และปรับโหมดการทำงานของออสซิลโลสโคปให้อยู่ในโหมด x - y ซึ่งก็จะได้การแสดงผลออกมาดังรูปที่



ช่วงที่ 2 ทำการป้อนแรงดันสัญญาณ sine ร่วมกับแรงดันไฟตรงที่แทนตำแหน่งของอิมจินเนอรี โพล เข้าทางแกน y

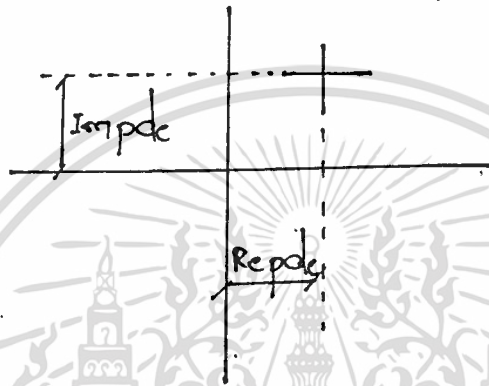
ทำการป้อนแรงดันไฟตรงที่แทนตำแหน่งของเรียลโพลเข้าทางแกน x

ปรับออสซิลโลสโคปให้อยู่ในโหมด x - y จะได้ผลออกมาดังนี้ คือ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่... เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าเมื่อเราทำการบ่อนการทำงานทั้งสองช่วงติดต่อกัน เราก็จะพบว่าออสซิลโลสโคปจะสามารถแสดงตำแหน่งของโพลบนวงจรได้เป็นภาพมาดังต่อไปนี้



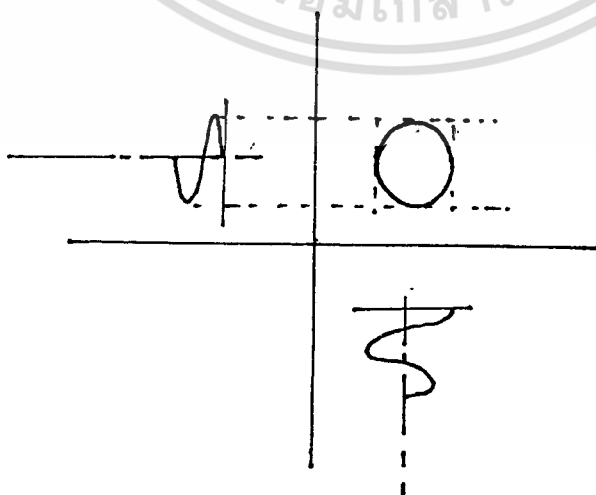
2-2) การแสดงตำแหน่งของซีโร่

เราสามารถที่จะทำการแสดงผลตำแหน่งของซีโร่ออกมาโดยใช้หลักการดังนี้

บ่อนสัญญาณโคไซน์ (cosine) ร่วมกับสัญญาณแรงดันไฟตรงที่แทนตำแหน่งของเรียล ซีโร่ (real zero) เข้าทางแกน x

ทำการบ่อนสัญญาณไซน์ (sine) ร่วมกับสัญญาณแรงดันไฟตรงที่แทนตำแหน่งของอิมจินนารี ซีโร่ (Im Zero)

ปรับให้ออสซิลโลสโคปทำงานในโหมด x-y จะได้การแสดงผลออกมาดังต่อไปนี้



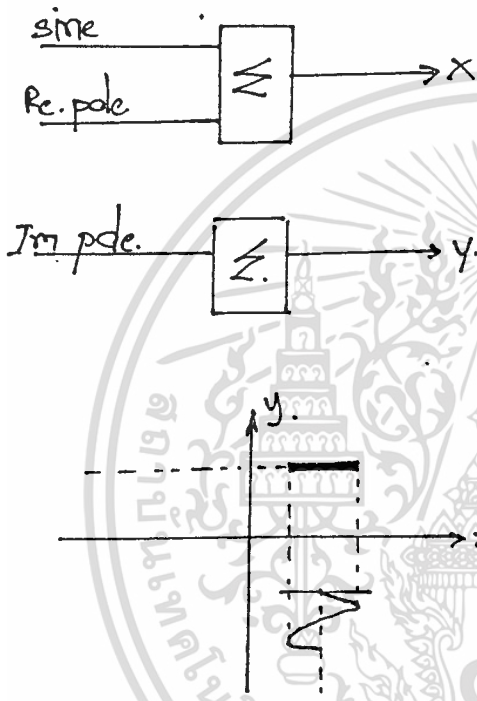
เอกสารนี้เมื่อเราได้ทราบถึงหลักการแสดงผลตำแหน่งของโพลนั้น และตำแหน่งซีโร่แล้วต่อไปเราจะให้หลักการไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรแสดงผล เราสามารถที่จะทำการอธิบายถึงหลักการในการแสดงผลในช่วงต่างๆ ของการทำงานของแต่ละตัวดังนี้

ในช่วงที่ 1

การทำงานของเกท (gate)

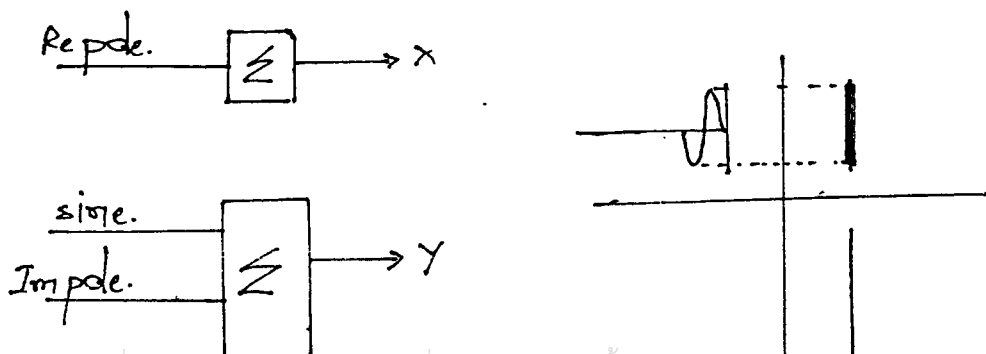
G2, G3, G8, G9 จะทำงาน ซึ่งก็จะทำให้ได้วงจรออกมาดังนี้



ในช่วงที่ 2

การทำงานของเกท (gate)

G3, G5, G8, G9 ทำงาน ซึ่งก็จะทำให้ได้วงจรม้าออกมาดังนี้

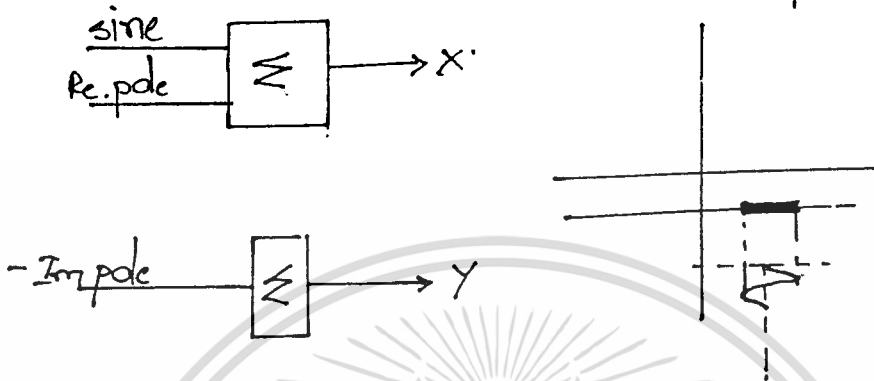


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในช่วงที่ 3

การทำงานของ gate

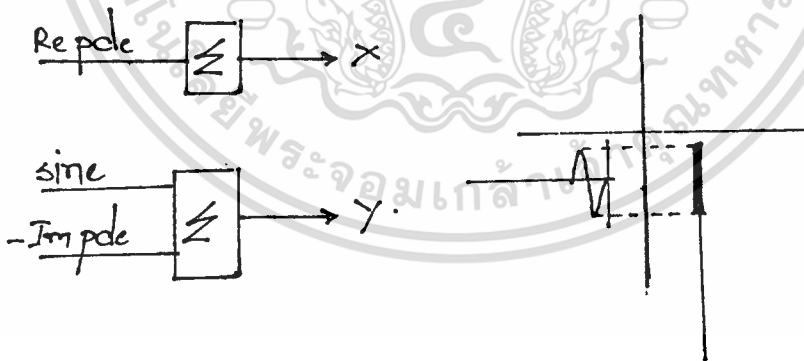
G2, G3, G8, G10 ทำงาน จะได้การทำงานของวงจรถอดมาดังนี้



ในช่วงที่ 4

การทำงานของ gate

G3, G5, G8, G10 ทำงาน จะได้การทำงานของวงจรถอดมาดังนี้

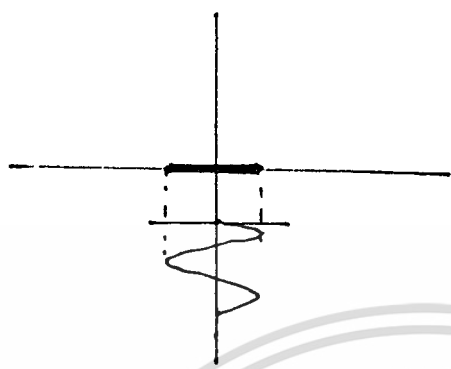
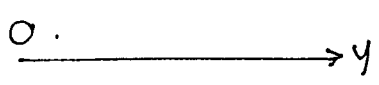
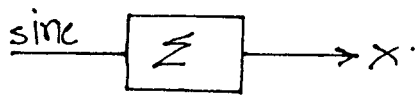


ในช่วงที่ 5

การทำงานของ gate

G4 ทำงาน จะได้การทำงานของวงจรถอดมาดังนี้

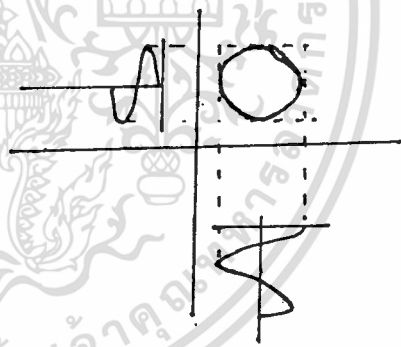
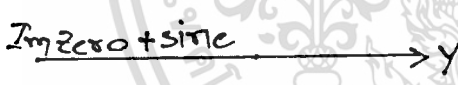
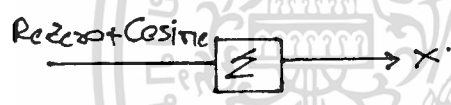
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ในช่วงที่ 6

การทำงานของ gate

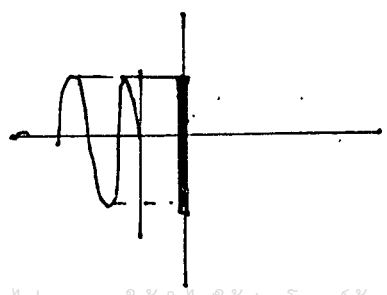
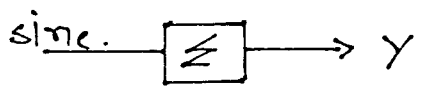
G1, G5, G7, G9 ทำงาน จะได้การทำงานของวงจรถูกออกมามดังนี้



ในช่วงที่ 7

การทำงานของ gate

G6 ทำงาน จะได้การทำงานของวงจรถูกออกมามดังนี้

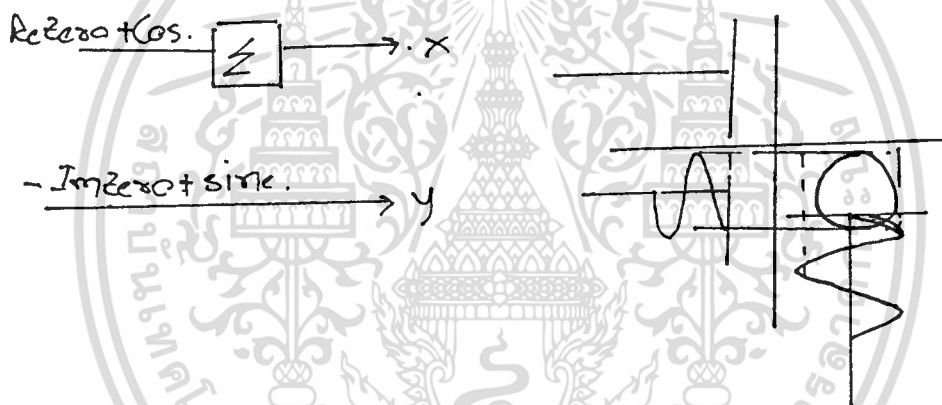


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในช่วงที่ 8

การทำงานของ gate

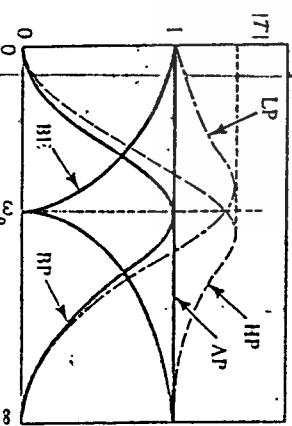
.G1, G5, G7, G10 ทำงาน จะได้การทำงานของวงจรเป็นดังต่อไปนี้



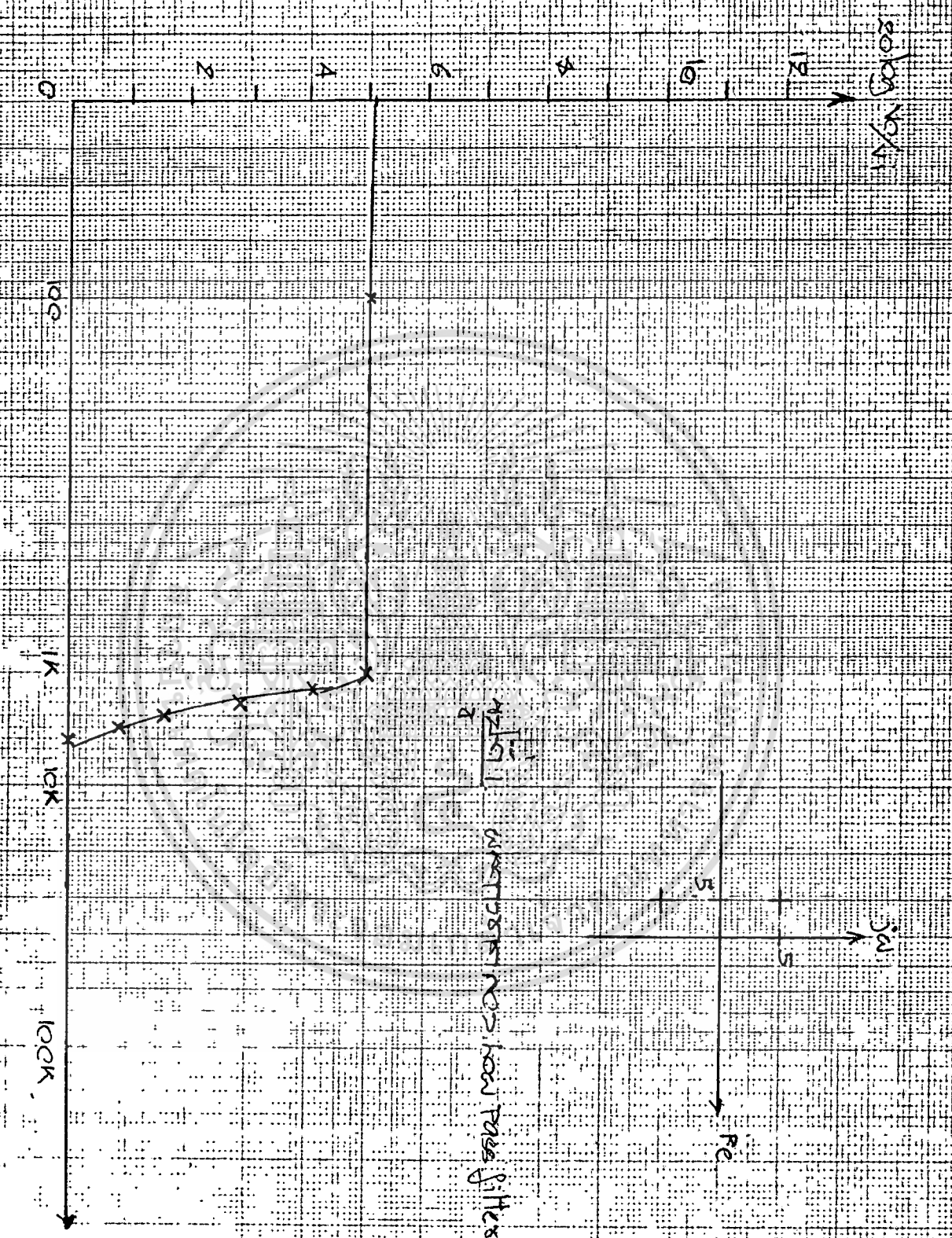
ซึ่งก็จะได้อะไรจริงที่ใช้ทดลองดังต่อไปนี้

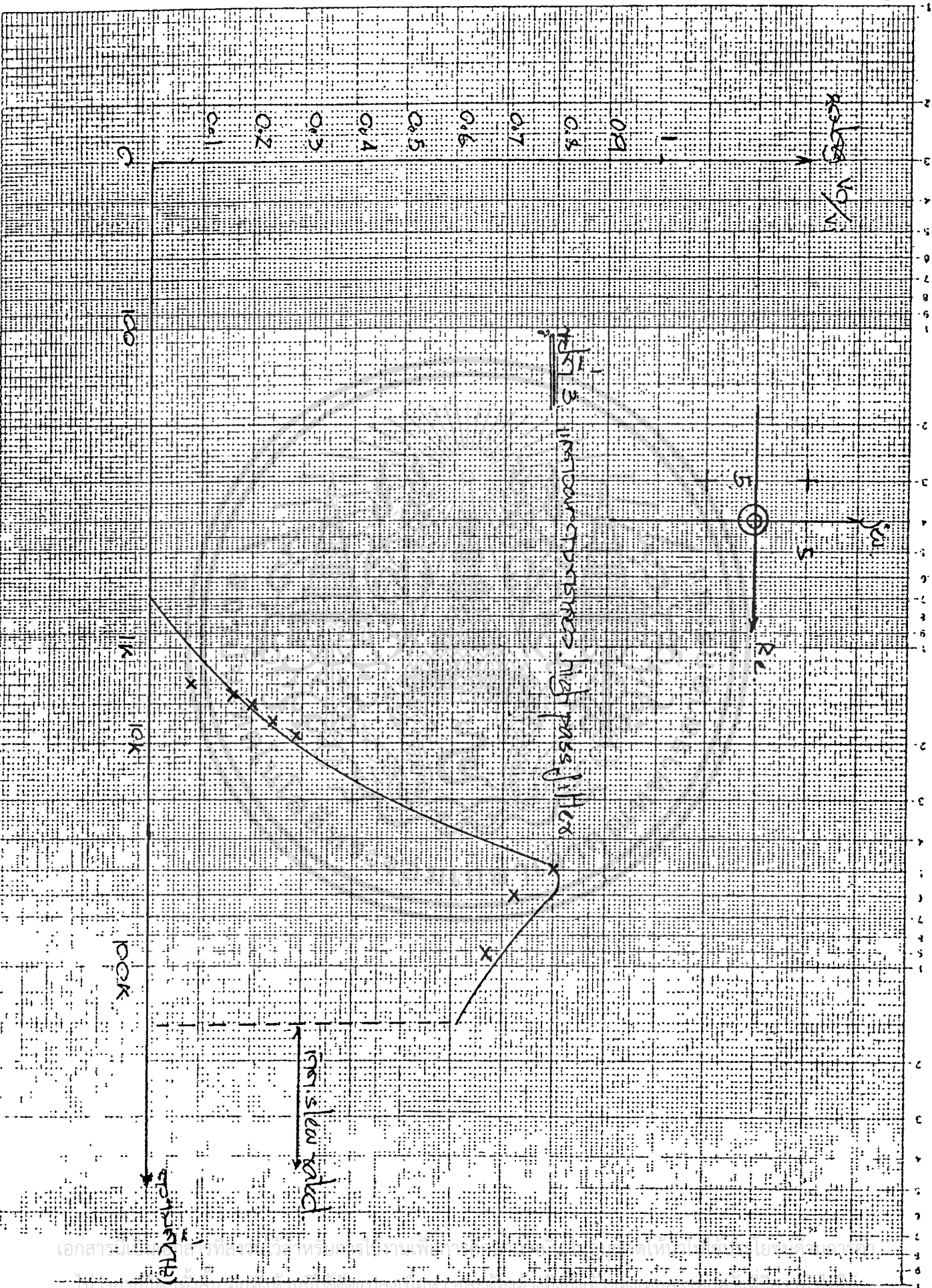
TABLE 5.2 Standard forms of second-order responses

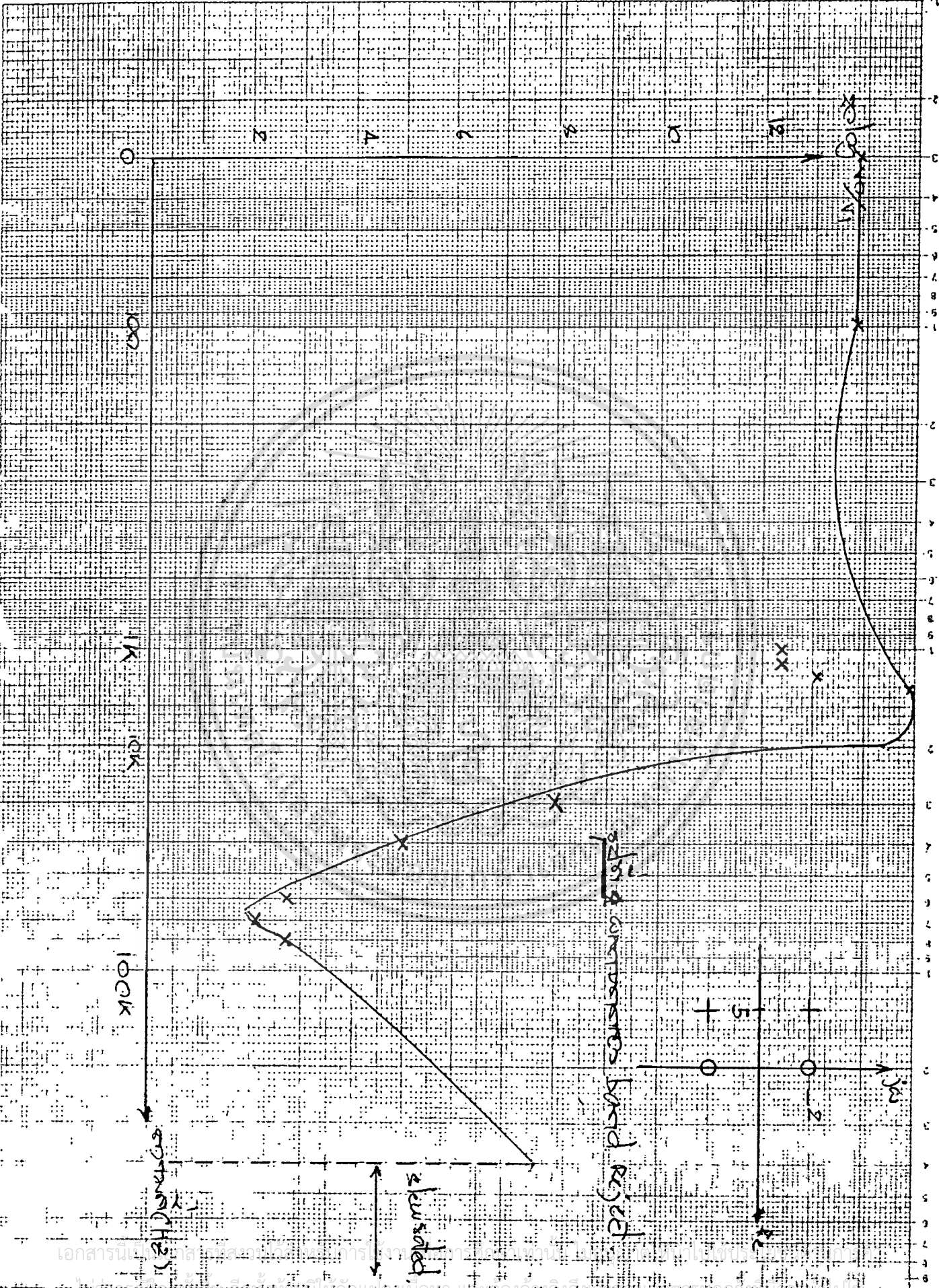
Transfer Function	Frequency response	Poles/zeros	Name
$T_{LP} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$			Lowpass
$T_{BP} = \frac{\omega_0 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$			Bandpass
$T_{BE} = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$			Bandstop "notch"
$T_{HP} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$			Highpass
$T_{AP} = \frac{s^2 - \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$			Allpass



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้







These characterization parameters can be employed in the electrothermal equations to describe the temperature rise. For cases where the power function is not a simple constant current heating, the appropriate differential equation must be solved. In general, energy delivered in less than a third of a time constant can be considered adiabatic. If the melting temperature (θ_m) is known, the functioning adiabatic energy (W) follows:

$$W = \theta_m C_p \quad (10)$$

This equation provides a nominal energy requirement. Since a wire with essentially all of its heat loss longitudinally down to the posts has a quasi-parabolic profile [8], the peak temperature at the center is greater than the average temperature. Normal burnout occurs at the center of the wire; and, since the electrothermal equations are based on average temperatures, the true energy required is less than that calculated by (10).

It is also understandable that slow energy delivery will result in γ playing an important role in the functioning time. Having the electrothermal parameters provides the opportunity to understand the burnout mechanism. All of the small-signal extrapolations become invalid if wire movement or a weld anomaly takes place.

The above procedures and methodology for the electrothermal characterization of a fusible link provides a valuable tool for both quality control measurements and functional performance analysis. Electrothermal characterization is applicable to a wide variety of systems providing that the model is appropriate. This particular fusible link system agreed well with this model.

REFERENCES

- [1] L. A. Rosenthal, "Electrothermal measurements of bridgewires used in electroexplosive devices," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-12, p. 17, June 1963.
- [2] Motorola Semiconductor Products Staff, "Thermal management of integrated circuits," *Electro-Technol.*, p. 21, Jan. 1969.
- [3] L. A. Rosenthal and V. J. Menichelli, "Nondestructive testing of insensitive electroexplosive devices by transient techniques," *Mater. Eval.*, vol. XXX, no. 1, Jan. 1972.
- [4] L. A. Rosenthal, "Constant current ballast," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 47, no. 5, p. 630, May 1976.
- [5] L. A. Rosenthal and V. J. Menichelli, "Thermal transient test apparatus," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 24, p. 93, June 1975.
- [6] Pasadena Scientific Industries Model 605B, Box 2065, Pasadena, CA 91101.
- [7] Sigmund Cohn Corp., Mt. Vernon, NY 10553.
- [8] H. S. Carslaw and J. C. Jaeger, *Conduction of Heat in Solids*. London, England: Oxford, 1959, p. 152.

A Generalized Biquadratic Filter with Parameter Display

M. WAYNE CHOMIK, STUDENT MEMBER, IEEE, AND ALAN J. COUSIN, MEMBER, IEEE

Abstract—An instrument that couples a new type of biquadratic filter with a picture display capability of s -plane pole and zero locations is described. The filter design allows easily movable, continuous, and orthogonal pole-zero adjustment by the user of all possible stable combinations of biquadratic functions. The resulting instrument represents a uniquely useful educational tool for graphically portraying the effects of network pole-zero positioning on time and frequency domain response.

I. INTRODUCTION

THE CURRICULUM for studies in electrical engineering at the college or university level traditionally includes courses in circuit theory and system and signal theory. These courses are generally aimed at presenting basic s -plane con-

cepts and their interrelationships with time and frequency domain behavior which form the groundwork for further study in filter theory and system theory. When first introduced to the concept of complex poles and zeros, students commonly have problems visualizing the relationship between the frequency and time domain responses and the s -plane locations. Frequency domain behavior usually is obtained by plotting magnitude and phase as functions of frequency. Analogously, time domain behavior is obtained by solving and plotting the system differential equation. The complexity of these functions for even second-order systems makes qualitative estimations of system behavior difficult.

In considering these problems, the need for a clear and practical demonstration of the effects of system pole-zero positioning has become evident. Our generalized pole-zero filter was then envisioned as a second-order biquadratic filter having movable poles and zeros that could be readily positioned

Manuscript received February 22, 1979; revised April 9, 1979.
The authors are with the Department of Electrical Engineering, University of Toronto, Toronto, Ont. M5S 1A4, Canada.

in any stable location in the s plane by the user. A visual display of the complex s plane is coupled to the filter controlling elements to indicate the complex positions.

II. TRANSFER FUNCTION REQUIREMENTS

When dealing with second-order sections, it is standard to refer to pole and zero locations in terms of their ω_0 and Q values. Although it is possible to express every pole and zero location in this way, ω_0 and Q are not the most ideal parameters to choose for control of an instrument of this type. The fact that ω_0 represents a radial measure, and that Q is both dependent on ω_0 and related to the inverse of the real component, makes the adjustment of respective pole and zero locations on the visual display more difficult than an orthogonal arrangement. To simplify the user's control of pole and zero positions, we have chosen to vary the real and imaginary components directly. Direct variation of the real and imaginary components also results in more simplified display circuitry if based on an orthogonal coordinate system.

Since most biquadratic filter implementations have component values based on ω_0 and Q , e.g., [1], conventional filter synthesis would entail simultaneous variation of at least two sets of component values in a nonlinear fashion to achieve orthogonal pole or zero movements. To avoid this requirement it is necessary to realize a filter structure more amenable to orthogonal pole and zero movement that linearly varies as few components as possible. In addition, the structure must be flexible enough to allow realization of all biquadratic functions. Finally, for reasons of simplicity, the filter should be configured so that pole and zero real and imaginary parts are controlled by variable resistances.

As a first attempt, consider the integrator and differentiator shown in Fig. 1. Straightforward analysis for the integrator yields

$$\frac{v_0}{v_i} = -\frac{1}{R_A} \frac{R_B}{R_B C_B s + 1} \tag{1}$$

which has a real pole at

$$s = -\frac{1}{R_B C_B}$$

and for the differentiator

$$\frac{v_0}{v_i} = -\frac{R_D(R_C C_C s + 1)}{R_C} \tag{2}$$

which has a real zero at

$$s = -\frac{1}{R_C C_A}$$

The general biquadratic transfer function can be expressed as

$$G(s) = \frac{v_0}{v_i} = K \frac{(s+a)^2 + b^2}{(s+c)^2 + d^2};$$

complex poles at $s = -c \pm jd$ (3)
 complex zeros at $s = -a \pm jb$.

In order to utilize the differentiator and integrator blocks, (3)

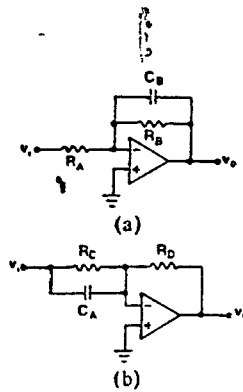


Fig. 1. (a) Classical integrator section. (b) Classical differentiator section.

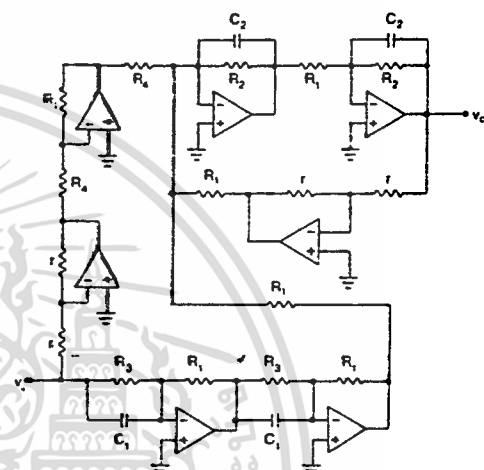


Fig. 2. Direct synthesis of (5).

can be rewritten as

$$G(s) = K \frac{\left(s + \frac{1}{R_3 C_1}\right)^2 + \frac{1}{R_2^2 C_1^2}}{\left(s + \frac{1}{R_2 C_2}\right)^2 + \frac{1}{R_1^2 C_2^2}}$$

complex poles at $s = -\frac{1}{R_2 C_2} \pm j \frac{1}{R_1 C_2}$ (4)

complex zeros at $s = -\frac{1}{R_3 C_1} \pm j \frac{1}{R_4 C_1}$

where the component labels are arbitrary at this point. Note that the real and imaginary parts of both numerator and denominator are independently controlled by resistances R_1 – R_4 .

Rewriting (4) one obtains after some algebraic manipulation

$$v_0 = -v_i \left(-\frac{1}{R_1} \left(\frac{R_2}{R_2 C_2 s + 1} \right)^2 + r_i \left(\frac{R_3 C_1 s + 1}{-R_3} \right)^2 \left(\frac{-R_2}{R_2 C_2 s + 1} \right)^2 + r_i \left(-\frac{1}{R_1 R_2 C_2 s + 1} \right) \left(-\frac{1}{R_4 R_2 C_2 s + 1} \right) \frac{R_1}{R_4} \right) \tag{5}$$

where the previous integrator and differentiator are apparent. The circuit can be realized directly and is shown in Fig. 2.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานในวงจำกัด
 ในวารสารนี้โดยที่สงวนสิทธิ์ทั้งหมดไว้กับเจ้าของวารสารทุกครั้งที่มีการนำออกไปใช้

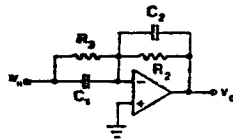


Fig. 3. Combined integrator-differentiator section.

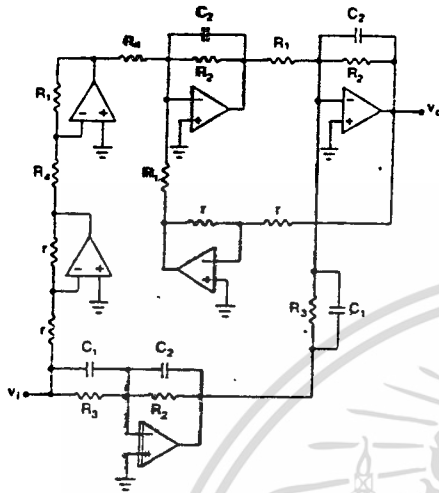


Fig. 4. Stabilized contraction of Fig. 2.

The circuit implementation in Fig. 2 displays two difficulties. Firstly, the differentiator described by (2) is unstable in practice without additional compensation. However, the term containing the differentiator can be simultaneously realized in total in one stable section as shown in Fig. 3. Using this dual purpose section, (5) can be rewritten as an impedance multiplied by a sum of currents as

$$v_0 = \frac{-R_2}{R_2 C_2 s + 1} \left[-\frac{v_0}{R_1^2 R_2 C_2 s + 1} + \frac{v_i R_1}{R_4^2} \left(\frac{-R_2}{R_2 C_2 s + 1} \right) + v_i \left(\frac{-R_2}{R_2 C_2 s + 1} \right) \left(\frac{R_3 C_1 s + 1}{R_3} \right)^2 \right] \quad (6)$$

By noting the common factor $(R_2/R_2 C_2 s + 1)$, one integrator section and the output summer can be eliminated by injecting the appropriate signal into the summing node of the last integrator in Fig. 2. This contraction also reduces the number of tracking potentiometers. The resulting filter is shown in Fig. 4.

Although the directly realized circuit of Fig. 4 does implement the required transfer function, the pole and zero positions are inversely dependent on the resistances R_1 - R_4 . As a result, these singularities can not be forced onto either the real or imaginary axis. Further, since these controlling resistances appear more than once in (6) and on Fig. 4, multiple tracking potentiometers are required. Errors in positioning can lead to large errors in positioning due to the inverse relationship required.

We now address this tracking error problem with a circuit offering direct rather than inverse resistive control over pole-zero positions. In order to modify the transfer function ac-

ordingly, (4) can be rewritten as

$$G(s) = \frac{v_0}{v_i} = K \frac{\left(s + \frac{R_5}{R_3^2 C_1} \right)^2 + \frac{R_6^2}{R_4^2 C_1^2}}{\left(s + \frac{R_7}{R_2^2 C_2} \right)^2 + \frac{R_8^2}{R_1^2 C_2^2}}$$

$$\text{complex zeros at } s = \frac{-R_5}{R_3^2 C_1} \pm j \frac{R_6}{R_4^2 C_1} \quad (7)$$

$$\text{complex poles at } s = \frac{-R_7}{R_2^2 C_2} \pm j \frac{R_8}{R_1^2 C_2}$$

As before, the transfer equation can be rearranged as

$$v_0 = -v_0 \left(\frac{R_8^2 R_4^2}{R_1^2} \right) \left(\frac{1}{R_4} \left(\frac{-R_2}{R_2 C_2 s + \frac{R_7}{R_2}} \right) \right)^2 + v_i \left(\frac{R_3 C_1 s + \frac{R_5}{R_3}}{-R_3} \right)^2 \left(\frac{R_2}{R_2 C_2 s + \frac{R_7}{R_2}} \right)^2 + v_i \left(\frac{R_6^2}{R_4^2} \right) \left(\frac{1}{R_4} \left(\frac{-R_2}{R_2 C_2 s + \frac{R_7}{R_2}} \right) \right)^2 \quad (8)$$

Since these terms do not form standard filter functions, it is convenient to synthesize the constituent blocks separately. First, the basic integrator block can be defined as

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{1}{R_4} \frac{-R_2}{R_2 C_2 s + \frac{R_7}{R_2}} \quad (9)$$

and rewritten as

$$v_0 = - \left(\frac{R_2}{R_2 C_2 s + 1} \right) \left(-\frac{v_0}{R_2} + \frac{v_0 R_7}{R_2^2} + \frac{v_i}{R_4} \right) \quad (10)$$

and directly realized by the circuit in Fig. 5. Then a combined basic integrator-differentiator block can be synthesized from the rewritten equation

$$v_0 = \frac{-R_2}{R_2 C_2 s + 1} \left(-\frac{v_0}{R_2} + \frac{v_0 R_7}{R_2^2} + \frac{v_i}{R_3} (R_3 C_1 s + 1) - \frac{v_i}{R_3} + \frac{v_i R_5}{R_3^2} \right) \quad (11)$$

and realized by the circuit shown in Fig. 6.

Armed with these two basic building blocks, the complete circuit for (8) can be realized as shown in Fig. 7. Note that one integrator section is eliminated by injecting into the summing node of the final integrator block. This circuit produces two complex conjugate poles and two complex conjugate zeros and is thus capable of realizing high-pass, band-reject, high-pass

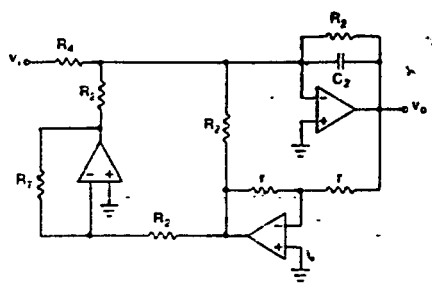


Fig. 5. Basic Integrator block.

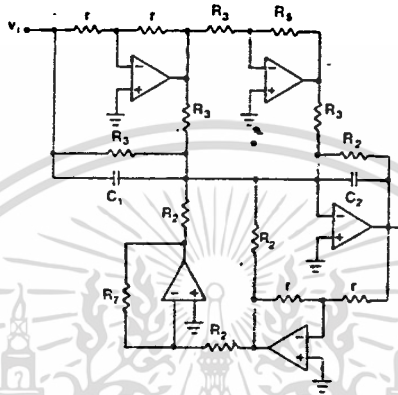


Fig. 6. Basic integrator-differentiator block.

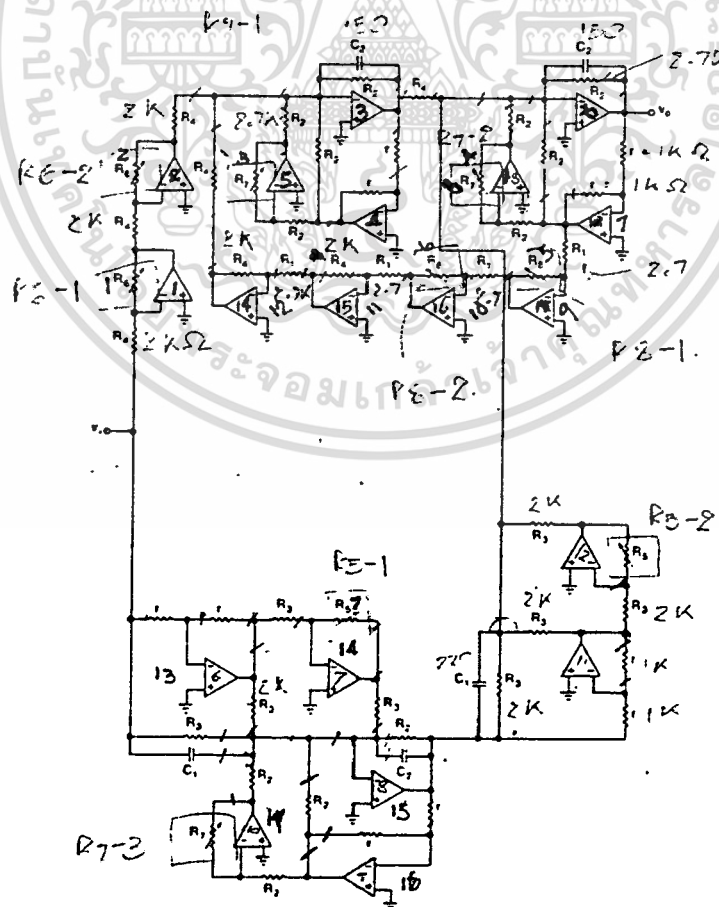


Fig. 7. Initial filter realization.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

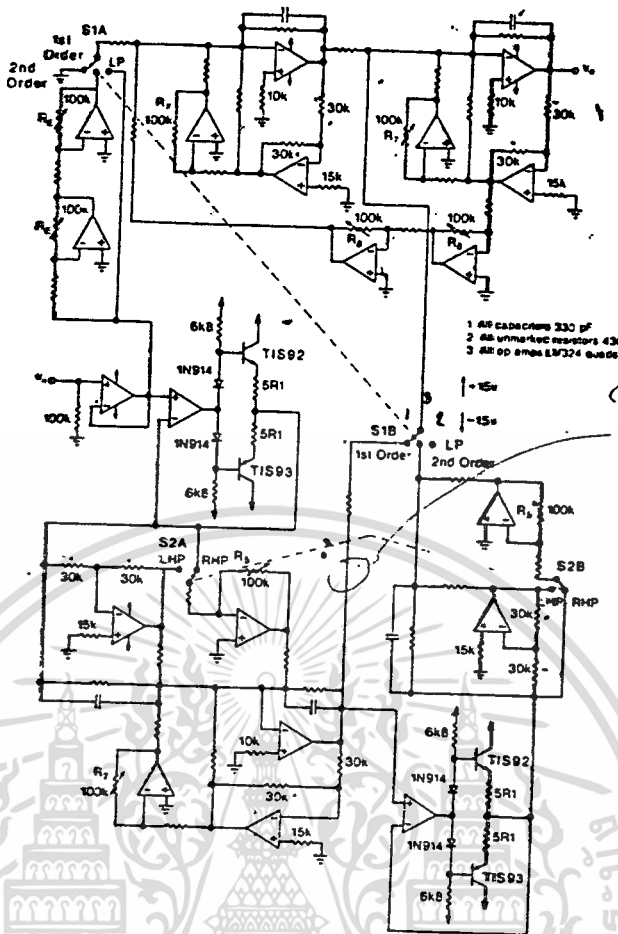


Fig. 8. Final filter realization.

notch, and low-pass notch biquadratic filters. Minor modifications are required to allow realization of the remaining low-pass, bandpass, and all-pass functions as will be explained subsequently.

III. MODIFICATIONS

A. Right Half-Plane (RHP) Zeros

The transfer function (7) can be readily modified to allow RHP zeros at $s = +(R_5/R_3^2 C_1) \pm j(R_6/R_4^2 C_1)$ by incorporating a minus sign in the numerator to become

$$\frac{v_0}{v_i} = K \frac{\left(s - \frac{R_5}{R_3^2 C_1}\right)^2 + \frac{R_6^2}{R_4^2 C_1^2}}{\left(s + \frac{R_7}{R_2^2 C_2}\right)^2 + \frac{R_8^2}{R_1^2 C_2^2}}$$

$$\begin{aligned} \text{complex poles at } s &= \frac{-R_7}{R_2^2 C_2} \pm j \frac{R_8}{R_1^2 C_2} \\ \text{complex zeros at } s &= \frac{+R_5}{R_3^2 C_1} \pm j \frac{R_6}{R_4^2 C_1} \end{aligned} \quad (12)$$

written to include the negated term as

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{-R_2}{R_2 C_2 s + \frac{R_7}{R_2}} \left(\frac{R_3 C_1 s - \frac{R_5}{R_3}}{R_3} \right) \quad (13)$$

so that the rewritten form is

$$v_0 = \frac{-R_2}{R_2 C_2 s + 1} \left[-\frac{v_0}{R_2} + \frac{v_i R_7}{R_2^2} + \frac{v_i}{R_3} (R_3 C_1 s + 1) - \frac{v_i}{R_3} - \frac{v_i R_5}{R_3^2} \right] \quad (14)$$

Notice that this differs from (11) only in the sign of one term. Therefore, the only circuit difference between left (LHP) and RHP zeros is the connection of the v_i/R_3 term either to v_i for LHP zeros or to $-v_i$ for RHP zeros. This can be implemented with two wiring changes to Fig. 7 as shown in Fig. 8.

B. All Pole Operation

Transfer function modification for low-pass (or all pole) operation requires the transfer function

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{K}{\left(s + \frac{R_7}{R_2^2 C_2}\right)^2 + \frac{R_8^2}{R_1^2 C_2^2}} \quad (15)$$

The overall filter transfer function in (8) differs from (12) only in the sign of one term in the integrator-differentiator block. The integrator-differentiator block equation can thus be re-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ All pole realized by section.

which can be rewritten in the form

$$v_0 = \left[-\frac{R_2}{R_4 \left(R_2 C_2 s + \frac{R_7}{R_2} \right)} \right]^2 \left[-\frac{v_0 R_8^2 R_4^2}{R_1^4} + v_i \right] \quad (16)$$

Note that this differs from (8) only in the removal of the zero position terms and can be realized by the removal of the zero producing sections from the circuit.

C. General First-Order Zeros

To allow realization of first-order zeros in either half-plane, the transfer equation must be modified to yield one zero at infinity and the other on the real axis. This results in

$$\frac{v_0}{v_i} = K \frac{s \pm \frac{R_5}{R_3 C_1}}{\left(s + \frac{R_7}{R_2 C_2} \right)^2 + \frac{R_8^2}{R_1^4 C_2^2}} \quad (17)$$

which can be rewritten using $K = C_1/C_2^2 R_4$ to yield

$$v_0 = \frac{-R_2}{R_4 \left(R_2 C_2 s + \frac{R_7}{R_2} \right)} \left[-\frac{v_0 R_8^2 R_4^2}{R_1^4} \left(\frac{-R_2}{R_4 \left(R_2 C_2 s + \frac{R_7}{R_2} \right)} \right) + v_i \left(\frac{R_3 C_1 s \pm \frac{R_5}{R_3}}{-R_3} \right) \left(\frac{R_2}{R_2 C_2 s + \frac{R_7}{R_2}} \right) \right] \quad (18)$$

Equation (18) can be realized from the complete filter by injecting the output of the first integrator-differentiator block into the summing node of the output integrator block.

IV. CIRCUIT REALIZATION

The filter was realized with a pole-zero range from dc to 10 kNp and 10 kHz in the real and imaginary directions, respectively. Potentiometers R_5-R_8 were mounted on two joystick mechanisms—one for poles and one for zeros. Commonly labeled potentiometers were ganged to the same shaft as was an additional potentiometer used to control the visual display positioning section. Additional switches were provided to select RHP or LHP zeros (switch S_2) and zeroth, first, or second-order zeros (switch S_1). The complete filter is shown in Fig. 8 where the circuit connections for obtaining first-order zeros, RHP zeros, and the low-pass function are indicated.

V. DISPLAY SECTION

For reasons of availability, a standard laboratory oscilloscope with X-Y capability was used for the s-plane display. Axes, poles, and zeros were drawn using a multiplexed arrangement. Zero circles were generated using simultaneously selected dc-offset sine and cosine waveforms while poles

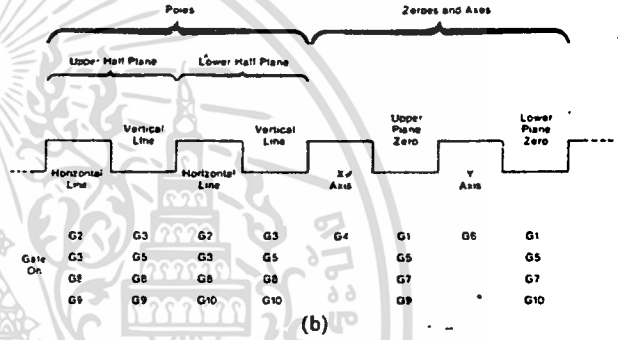
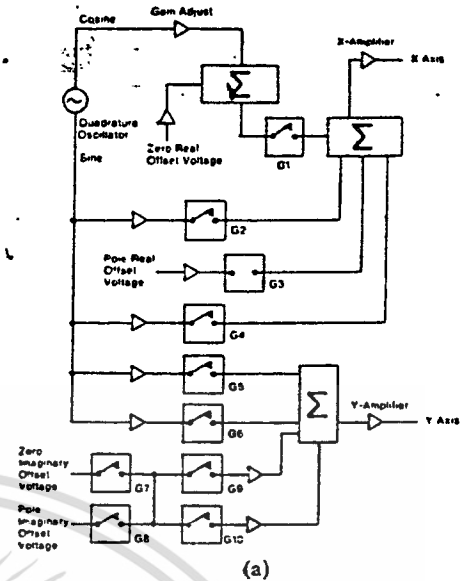


Fig. 9. (a) Filter display functional diagram. (b) Filter display timing diagram.

(ideally x but displayed as +) were generated with sequentially selected dc-offset sine and cosine waveforms. Pole and zero locations are adjusted by summing dc-offset voltages to the sine and cosine patterns. These dc voltages are derived from the potentiometers ganged to the filter controlling elements. More detailed operation is shown in the block and timing diagram (Fig. 9) and the circuit diagram (Fig. 10).

The use of the CMOS bilateral switches in the Display Multiplexer section represents a novel realization that tolerates unipolar power supplies and logic signal while multiplexing bipolar signals. Additional details of this portion of the circuit can be found in [2].

VI. EXPERIMENTAL RESULTS

Several examples of instrument operation illustrating pole-zero location displayed on an oscilloscope in the X-Y mode, and the corresponding frequency and step response, are given in Figs. 11-13. Note that the filter display provides real and imaginary axes as a guide to pole and zero placement. The accompanying frequency responses were obtained using an HP3580A spectrum analyzer with a logarithmic magnitude axis and a linear frequency axis for illustrative purposes. The displays are deliberately uncalibrated since the intention is to present qualitative results. The step responses are shown with the input waveform (1-kHz square wave) for comparison.

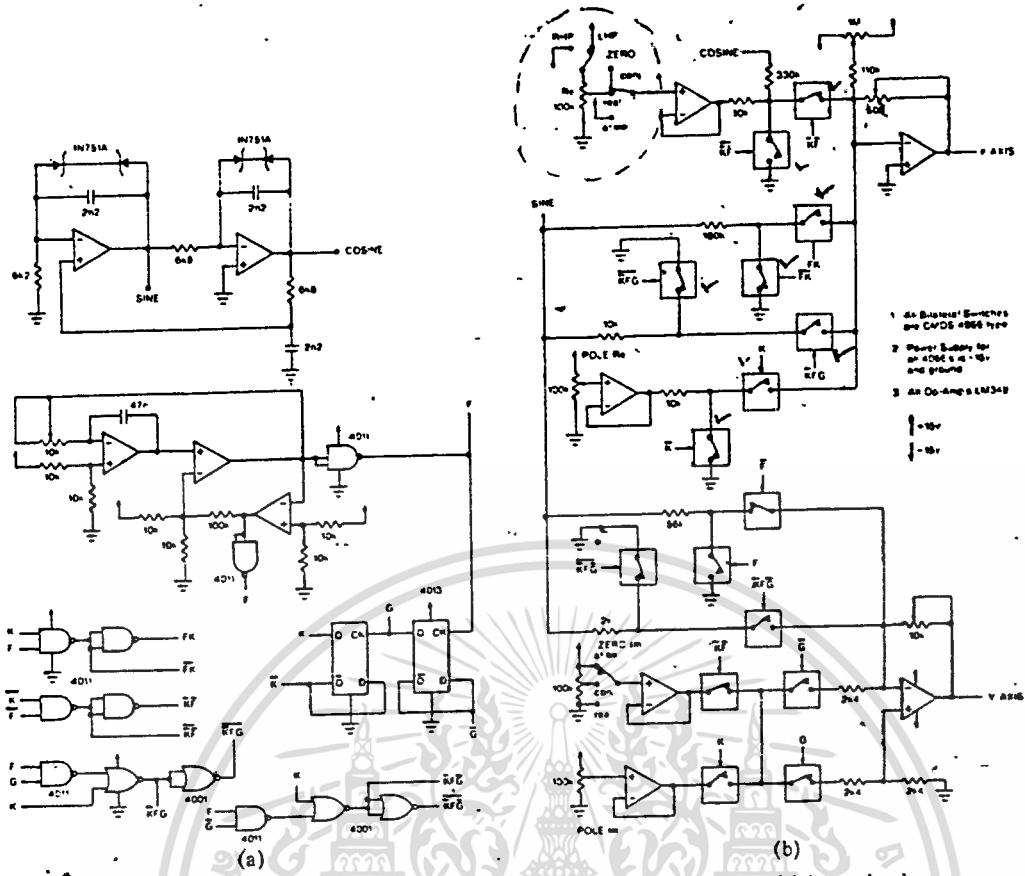
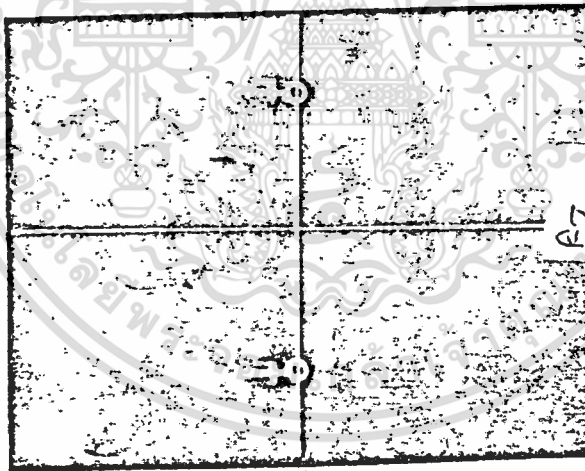
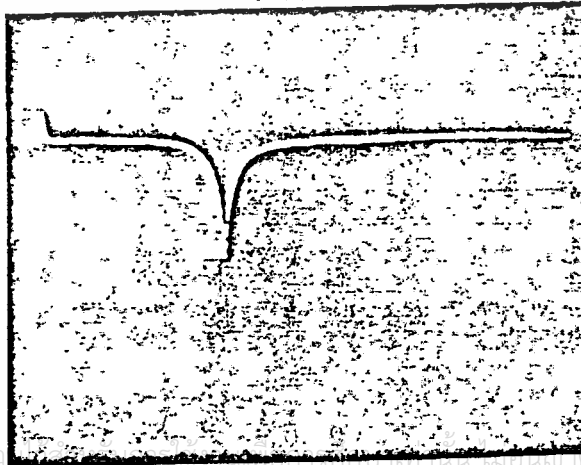


Fig. 10. (a) Filter display signal generation circuit. (b) Filter display multiplexer circuit.



(a)



(b)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาวิจัยเท่านั้นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น Fig. 11: (a) Pole-zero diagram. (b) Frequency response.

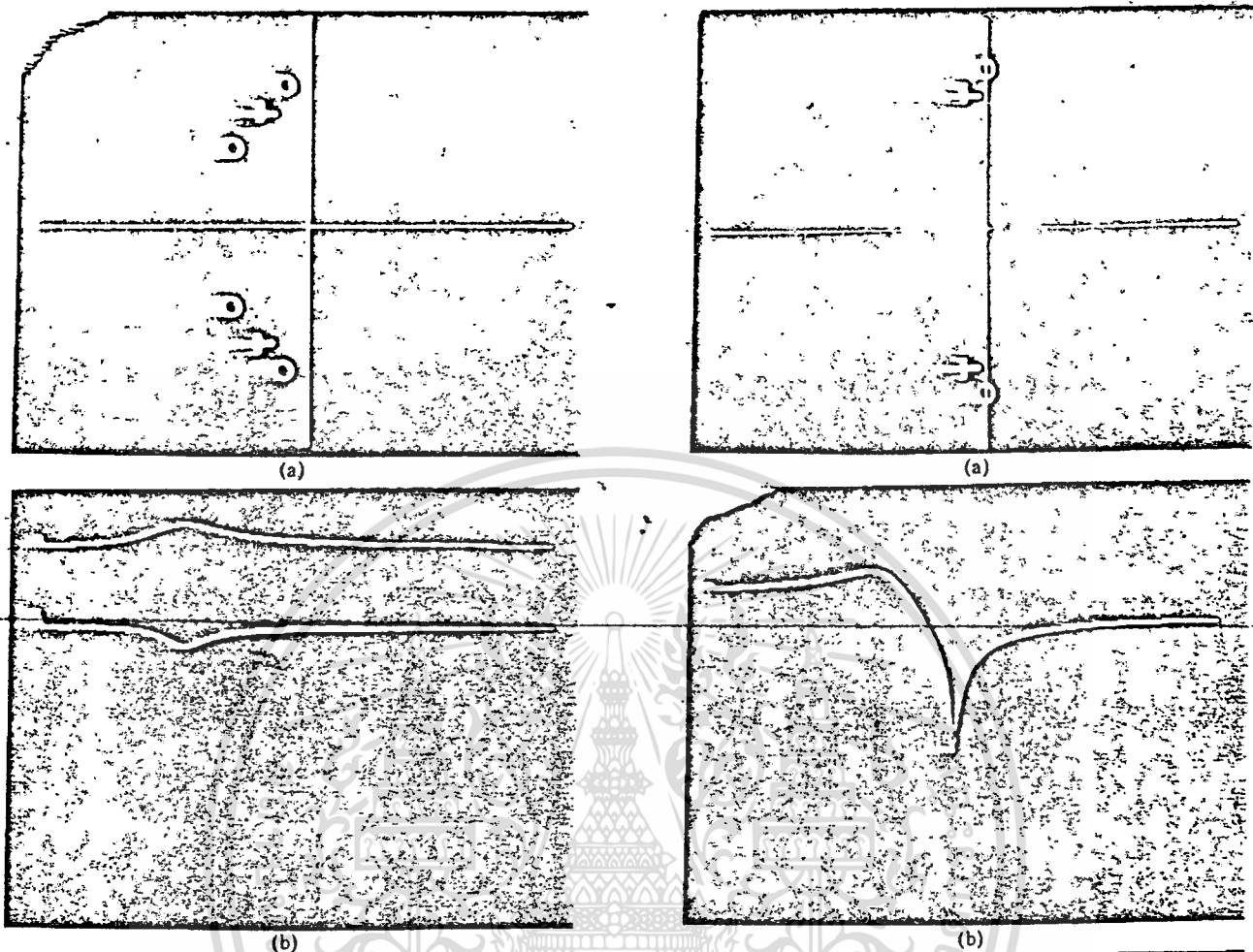


Fig. 12. Amplitude equalizers. (a) Pole-zero diagram (the pole locations for each equalizer remain fixed while the zero locations are moved on a constant ω_0 circle). (b) Frequency response (the responses for the two equalizers have been intentionally separated for clarity).

The instrument was demonstrated to students taking senior undergraduate and first graduate level courses in filter theory in coordination with lecture discussion of biquadratic filter properties. The response was exceptionally favorable and easily clarified misunderstandings while at the same time being easy to use.

VII. CONCLUSIONS

An instrument that realizes and displays all possible stable biquadratic functions with orthogonally variable pole-zero positions has been presented. The necessary development of a unique biquadratic filter section has been given in some detail along with the mating graphic display circuitry. Several examples of possible configurations have been demonstrated allowing an immediate visual linkage between the pole-zero plot, the time domain response, and the frequency domain response. Perhaps more importantly, the dynamic effects of pole-zero movement on the time and frequency response can be appreciated in real time. The instrument represents a useful educational tool which draws favorable comment from all users. Several iterations on the basic capability have been

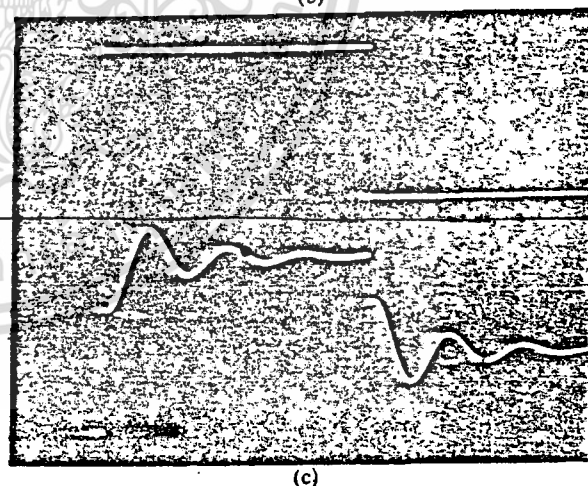


Fig. 13. Low-pass notch filter. (a) Pole-zero diagram. (b) Frequency response. (c) Step response (1-kHz square wave).

proposed including digital frequency and neper indication, phase and group delay representations, and attenuation and transmission nodes.

REFERENCES

- [1] A. S. Sedra and P. O. Brackett, *Filter Theory and Design: Active and Passive*. Portland, OR: Matrix, 1978.
- [2] M. W. Chomik and A. J. Cousin, "Removing the constraints of C-MOS bilateral switches," *Electronics*, vol. 51, p. 127, 1978.

สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองการทำงานของวงจรไบควอดราติกคิลเตอร์ นี้สามารถทำการสรุปหัวข้อที่สำคัญรวมทั้งปัญหาที่เกิดขึ้นได้ดังต่อไปนี้

- ข้อจำกัดอันเนื่องมาจาก slew rate ของ opamp ซึ่งทำให้การสร้างวงจรที่มีการทำงานที่ความถี่สูง ๆ นั้นทำไม่ได้เช่น วงจร High pass filter
- ข้อจำกัดอันเนื่องจากการอิ่มตัวของออปแอมป์ ซึ่งจะทำให้การผ่านของแรงดันอินพุตที่ป้อนเข้ามาถูกจำกัดไว้เพียงแค่ระดับของแรงดัน $v+$ และ $v-$ เท่านั้น
- การทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรมัลติเพล็กซ์ซึ่งขณะ OM มีความต้านทาน 950 โอห์มไม่เป็น 0 โอห์ม จึงทำให้อัตราขยายของวงจรเปลี่ยนแปลงไปได้
- แต่ผลที่ได้ออกมามีความใกล้เคียงกับการคำนวณและจุดตัดที่ความถี่ต่าง ๆ เป็นมุมที่ค่อนข้างคม เนื่องจากเป็นวงจรรองความถี่อันดับสองนั่นเอง

บรรณานุกรม

VAN VALKENBURG M.E.

"ANALOG FILTER DESIGN"

HOLT-SAUNDERS 1982

ADEL S. SEDRA AND KENNETH C. SMITH

"MICROELECTRONIC CIRCUITS"

HOLT-SAUNDERS 1982

ROBERT BOYLESTAD AND LOUIS NASHESKY

"ELECTRONIC DEVICES AND CIRCUIT THEORY"

PRENTICE-HALL 1987

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยความร่วมมือ และความช่วยเหลือ จากบุคคลหลายท่านด้วยกัน โดยเฉพาะอย่างยิ่ง คุณพ่อ คุณแม่ รวมทั้ง อาจารย์สิงห์ทอง นันทเศรษฐานนท์ ผู้ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ภาควิชาโณโลยีการวัดคุมทาง อุตสาหกรรมทุกท่าน คุณชนะชัย กิ่งเงิน คุณเสาท คำมูล ที่ให้ความช่วยเหลือในด้าน อุปกรณ์ และเครื่องมือ ที่ใช้ในการทำโครงการนี้ เพื่อน ๆ และ รุ่นน้อง ทุก ๆ คนที่คอยช่วยเหลือและเป็นกำลังใจ จึงขอขอบพระคุณท่านทั้งหลายไว้ ณ ที่นี้ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้