



ปีการศึกษา 2532

การวิเคราะห์ผลทางคircuit ของวงจรอิเล็กทรอนิกส์
(DC ANALYSIS OF ELECTRONICS CIRCUITS)

วงจรเฟสชิฟเตอร์อันดับสองแบบใช้โอปแอมป์
(SECOND ORDER PHASE SHIFTER BY OP AMP)

โดย

นาย จิรยุทธ์ มัทธานกุล 4C 291020

นาย ชัยวัฒน์ เต็มฤทธิวงศ์ 4C 291041

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. สิริชัย โทโคษอุดม

รพ.
๑๔๐
๒๖๖๒

ปริญญาโท ประจำปีการศึกษา 2532

เรื่อง การวิเคราะห์ผลทางคิรีของวงจรรอเลคทรอนิกส์

(DC ANALYSIS OF ELECTRONICS CIRCUITS)

ผู้จัดทำ

1. นายจิรชกข์ มหัทธนกุล 4C 291020
2. นายชัชวาลย์ เต็มฤทธิวงศ์ 4C 291041



อาจารย์ที่ปรึกษา

การวิเคราะห์ผลทางดิสซิงของวงจรอิเล็กทรอนิกส์
(DC Analysis of Electronic Circuits)

นายจิรยุทธ์ มหัทธนนกุล 291020

นายรัชชวาลย์ เต็มฤทธิ์วงศ์ 291041

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. สิทธิชัย โภไคยอุดม

ปีการศึกษา 2532

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้จัดทำขึ้น มีจุดประสงค์เพื่อที่จะวิเคราะห์ผลทางด้านไม่กระแสตรง (DC Analysis) ของวงจรอาร์ซีเอ็นเอเวิร์ค (RC Network) แบบต่าง ๆ ทั้งที่มีพีดแบ็ค และไม่มีพีดแบ็ค ซึ่งผลทางด้านนี้ได้ถูกละเลยจากนักทฤษฎีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์มาโดยตลอด ทั้ง ๆ ที่ความจริงแล้ว เป็นส่วนที่สำคัญอย่างมากต่อการทำงานของวงจรในทางปฏิบัติ และเนื่องจากการที่มันโดนละเลยมาตลอดก็ทำให้วงจรมาตรฐานตามหนังสือหลายๆ วงจรไม่อาจทำงานได้จริง โดยเฉพาะวงจรที่ไม่มีพีดแบ็ค

ผลจากการวิจัยทำให้เราได้ทราบถึงผลของการชดเชยทางด้านดิสซิงของวงจร เมื่อมีพีดแบ็คเกิดขึ้น ทำให้วงจรบางวงจรสามารถทำงานได้อย่างดีในทางปฏิบัติ ผลพลอยได้อย่างหนึ่งของงานวิจัยชิ้นนี้คือการออกแบบวงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการชดเชยทางดิสซิงด้วยวิธีใหม่อันจะส่งผลให้วงจรอินทิเกรเตอร์แบบใหม่นี้ มีคุณสมบัติเข้าใกล้อุดมคติมากกว่าวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ใช้เทคนิคเก่า ๆ มาก

DC ANALYSIS OF ELECTRONICS CIRCUITS

MR. JIRAYUTH MAHATTANAKUL 291020

MR. CHATCHAWAL TEMRIDTIWONG 291041

ADVISOR :

DR. SITTOCHAI POOKAIYAUDOM

: 1989

ABSTRACT:

The content of this thesis is to analyse the response of DC signal of RC Network circuit with or without feedback. The subject of this thesis was ignored by experts for along time. As the matter of fact, this is one of the most important part of circuit in practice. Because of the ignoring of this subject, many well-known circuit in most books do not work in practice.

The solution of this thesis provides us to see the clear picture of the compensation in DC signal of the circuit. The other result is the new idea of integrator circuit with DC feedback which make the circuit approach to the ideal circuit better than the old technique.

สารบัญ

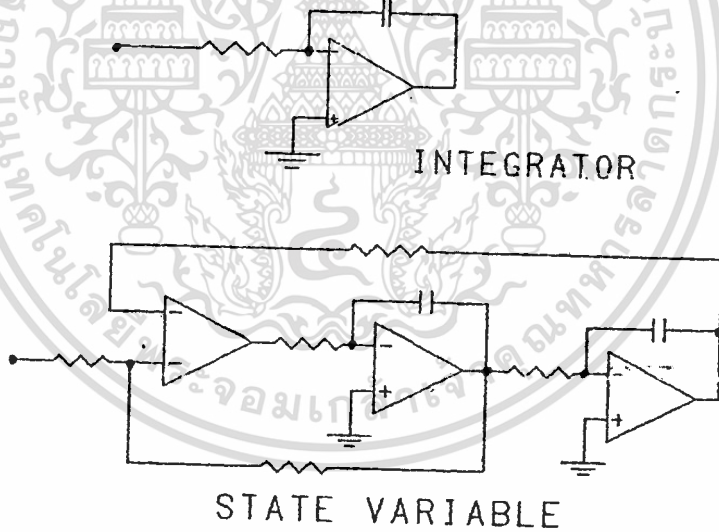
	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	3
บทที่ 3 การคำนวณและการวิเคราะห์	6
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	41
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	44
ภาคผนวก	45
กิตติกรรมประกาศ	51
บรรณานุกรม	52



บทที่ 1 บทนำ

วงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่เป็นวงจรแอคทีฟเน็ตเวิร์ค (ACTIVE NETWORK) เป็นวงจรที่มีผู้นิยมใช้กันมาก โดยเฉพาะวงจรที่มีการใช้ออปแอมป์ (OP AMP) เนื่องจากออปแอมป์เป็นอุปกรณ์ที่สะดวกในการใช้งาน สามารถประกอบเป็นวงจรได้โดยการต่อร่วมกับอุปกรณ์ภายนอกเพียงไม่กี่ตัว อย่างไรก็ตามนักทฤษฎีผู้ออกแบบวงจรเหล่านี้โดยมากจะสมมติให้ออปแอมป์มีลักษณะเป็นอุดมคติเสมอเพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ ในบางกรณีเมื่อนำวงจรเหล่านี้มาต่อใช้งานจริงก็สามารถทำงานได้เป็นอย่างดี ความผิดพลาดเนื่องจากความไม่อุดมคติมีน้อยมากจนสามารถละเลยไปได้ ในขณะที่บางวงจรที่มีลักษณะคล้ายคลึงกันกลับไม่สามารถใช้งานได้เลย เนื่องจากวงจรจะขาดเสถียรภาพโดยสิ้นเชิง

ตัวอย่างที่เห็นได้ชัดเจนก็คือกรณีของวงจรสเตทวาริเอเบิลฟิลเตอร์ (State Variable Filter) กับวงจรอินทิเกรเตอร์ (INTEGRATOR)



จากรูปจะเห็นได้ว่า วงจรสเตทวาริเอเบิลจะมีส่วนของวงจรอินทิเกรเตอร์ 2 ภาคมาคาสเคด (CASCADE) กัน แต่ในทางปฏิบัติวงจรสเตทวาริเอเบิลจะใช้งานได้ดี ในขณะที่วงจรอินทิเกรเตอร์จะไม่สามารถทำงานได้เลย โดยทั่ว ๆ ไปจะต้องมีการชดเชยให้วงจร ซึ่งทำให้วงจรสามารถทำงานได้แต่ก็ขาดคุณสมบัติของวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ดีไป

งานวิจัยชิ้นนี้จึงเป็นการศึกษาในเรื่องของ ผลของความไม่อุดมคติที่มีต่อวงจร โดยจะทำการวิเคราะห์วงจรเหล่านี้อย่างละเอียดเพื่อหาสาเหตุที่แท้จริงของปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้น จากการวิเคราะห์และการทดลองทำให้เราทราบว่าวงจรที่มีปัญหาด้านสเถียรภาพนั้นจะเป็นวงจรที่ส่วนของทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน (TRANSFER FUNCTION) ของมันมี s (ความถี่เชิงซ้อน : COMPLEX FREQUENCY) เป็นตัวประกอบอยู่ ดังนั้นวงจรที่เราให้ความสนใจนอกจากวงจรอินทิเกรเตอร์ดังกล่าวแล้ว ยังมีวงจรไจเรเตอร์ (GYRATOR) วงจร GIC เป็นต้น โดยใช้วงจรสเตทวาริเอเบิลเป็นตัวเปรียบเทียบ

นอกจากนี้เพื่อให้งานวิจัยสมบูรณ์มากขึ้น จึงได้มีการวิเคราะห์วงจรแอฟทีลเน็ตเวิร์คที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟตัวอื่น ๆ ด้วย สุดท้ายจึงได้ทำการวิเคราะห์ในลักษณะของบล็อกไดอะแกรมเพื่อให้สามารถนำไปใช้ได้ทั่วไป

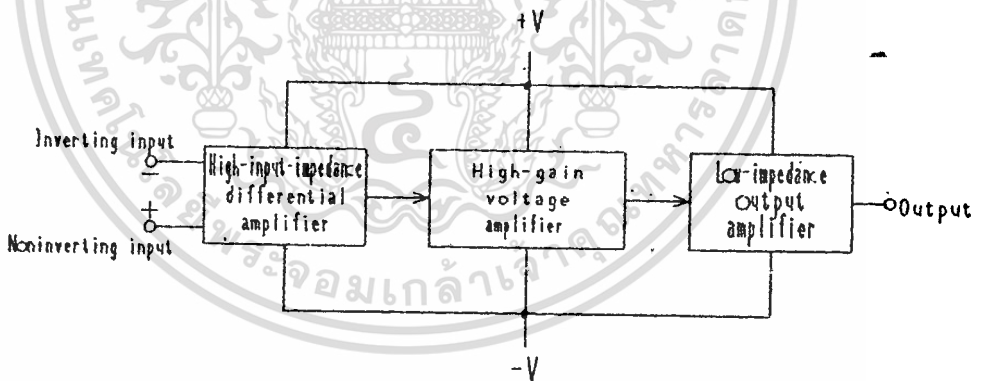


บทที่ 2 ทฤษฎี

ทฤษฎีของออปแอมป์ คุณสมบัติทั่วไป

ออปแอมป์ คือ อุปกรณ์ซึ่งถูกออกแบบมาให้สามารถทำงานได้หลายรูปแบบ สามารถประกอบเป็นวงจรได้โดยการต่อกับอุปกรณ์ภายนอกเพียงไม่กี่ตัวเท่านั้น เหตุที่เป็นเช่นนี้ เนื่องจากคุณสมบัติที่ค้ำของออปแอมป์หลายประการ ดังนี้ คือ

1. ดิฟเฟอเรนเชียลแอมป์ หรือ วงจรขยายผลต่าง (DIFFERENTIAL AMPLIFIER) ที่มีอินพุทอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) สูงมาก
 2. วงจรขยายแรงดันไฟฟ้าที่มีอัตราขยายสูงมาก
 3. วงจรขยายภาคเอาต์พุทที่มี เอาต์พุทอิมพีแดนซ์ (Z_{out}) ต่ำมาก
- ซึ่งสามารถเขียนเป็น BLOCK DIAGRAM ของวงจรภายในออปแอมป์ได้ดังนี้



จากคุณสมบัติของออปแอมป์ที่กล่าวมา ทำให้เราสามารถสรุปคุณสมบัติบางประการของออปแอมป์ ดังนี้

1. เนื่องจากอินพุทอิมพีแดนซ์ของออปแอมป์มีค่าสูงเป็นอนันต์ กระแสเข้าที่อินพุทจึงมีค่าเป็นศูนย์ หรือไม่มีกระแสอินพุทเข้าสู่ออปแอมป์เลย

- อัตราขยายขณะเปิดลูป A (OPEN LOOP GAIN) จะมีค่าสูงมาก ซึ่งหมายความว่า แรงดันระหว่างขั้วอินพุตควรมีค่าใกล้เคียงศูนย์ (เนื่องจาก $V_{in} = V_{out}/A$)
- เอาต์พุตอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำมาก จนไม่ทำตัวเป็นโหลดต่อภาคเอาต์พุตของวงจรขยาย

คุณสมบัติและพารามิเตอร์บางชนิดของออปแอมป์

1. อินพุตอิมพีแดนซ์ (INPUT IMPEDANCE)

ในทางอุดมคติควรมีค่าเท่ากับอนันต์ แต่ในความเป็นจริง อินพุตอิมพีแดนซ์จะมีค่าประมาณ 1 เมกะโอห์ม ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์นี้ยิ่งมีค่ามากขึ้นเท่าใด ออปแอมป์ตัวนั้นก็ทำงานได้ดียิ่งขึ้น

2. เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ (OUTPUT IMPEDANCE)

ออปแอมป์ในอุดมคติจะมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เป็นศูนย์ แต่ในความเป็นจริงอาจมีได้ตั้งแต่ 25 ถึงหลายพันโอห์ม อย่างไรก็ตามเรามักสมมติให้เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ในวงจรมีค่าเป็นศูนย์

3. กระแสไบอัสด้านอินพุต (INPUT BIAS CURRENT)

เนื่องจากอินพุตอิมพีแดนซ์ของออปแอมป์มีค่าไม่เป็นอนันต์ ดังนั้นจึงมีกระแสน้อย ๆ ไหลผ่านขั้วอินพุตทั้งสอง โดยค่าเฉลี่ยของกระแสดังกล่าวถูกเรียกว่าเป็น กระแสไบอัสด้านอินพุต ซึ่งควรถูกกำจัดให้มีค่าต่ำที่สุด

4. แรงดันออฟเซตที่อินพุต (INPUT OFFSET VOLTAGE)

ในอุดมคติ แรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับศูนย์ก็ต่อเมื่อแรงดันระหว่างขั้วอินพุตมีค่าเป็นศูนย์เช่นกัน แต่ในทางปฏิบัติ ความไม่สมมูลในวงจรมักทำให้เราต้องช้อนแรงดันไฟฟ้าหนึ่งแก่อินพุตใด ๆ เสมอ เพื่อทำให้แรงดันเอาต์พุตเป็นศูนย์

นอกจากนี้ยังมีคุณสมบัติและพารามิเตอร์ที่สำคัญอย่างหนึ่งของออปแอมป์อีกหลายประการ เช่น แรงดันออฟเซตที่เอาท์พุท กระแสออฟเซตที่อินพุท ผลของอุณหภูมิ อัตราสลัว (SLEW RATE) การตอบสนองความถี่ (FREQUENCY RESPONSE) และอื่น ๆ แต่จะขอไม่นำมากล่าวในที่นี้ เนื่องจากงานวิจัยครั้งนี้จะมุ่งความสนใจไปเฉพาะกระแสไบอัสที่อินพุท และแรงดันออฟเซตที่อินพุทเท่านั้น โดยจะนำพารามิเตอร์ทั้งสองนี้มาเป็นส่วนประกอบในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรที่ใช้ออปแอมป์ในบทต่อ ๆ ไป

จากที่กล่าวมาแล้ว เราได้ทราบถึงคุณสมบัติที่หลายประการของออปแอมป์ จากคุณสมบัติดังกล่าวทำให้มีการออกแบบวงจรที่ใช้ออปแอมป์ เพื่อสร้างทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน (TRANSFER FUNCTION) ต่าง ๆ ไปใช้งานมากมาย ซึ่งโดยทั่วไปวงจรดังกล่าวจะสามารถทำงานได้เป็นอย่างดี และให้ผลในทางปฏิบัติที่ใกล้เคียงกับทางทฤษฎีมากจนเป็นที่นิยมใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เช่น วงจรขยายสัญญาณกลับเฟส (INVERTING AMP) วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส (NONINVERTING AMPLIFIER) วงจรขยายผลต่าง (DIFFERENTIAL AMPLIFIER) วงจรบวกสัญญาณไม่กลับเฟส (SUMMING AMPLIFIER) วงจรบวกสัญญาณกลับเฟส (SUMMING INVERTING AMPLIFIER) นอกจากนี้ยังมีวงจรประเภท วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (คอมพาราเตอร์) วงจรเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณ วงจรตรวจจับแรงดัน เป็นต้น

อย่างไรก็ตามยังมีวงจรบางประเภทที่มีการใช้ออปแอมป์แล้วมักจะเกิดปัญหาในทางปฏิบัติเสมอ ๆ อยู่หลายวงจร ทั้งนี้เนื่องจากความไม่อุดมคติของออปแอมป์ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว โดยมักจะเป็นวงจรที่มีทรานสเฟอ์ฟังก์ชันที่มีความถี่เชิงซ้อน (COMPLEX FREQUENCY : s) เป็นตัวประกอบด้านส่วน ซึ่งจะได้ทำการวิเคราะห์โดยละเอียดต่อไปเพื่อหาสาเหตุและวิธีชดเชยที่ดีเพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้อย่างใกล้เคียงกับอุดมคติที่สุด

บทที่ 3 การคำนวณและการวิเคราะห์

ในบทนี้เราจะทำการคำนวณและวิเคราะห์วงจรมัลติพลาในทางปฏิบัติหลาย ๆ วงจร คือ วงจรอินทิเกรเตอร์ (ทั้งแบบที่ใช้โอปแอมป์และไอทีเอ) วงจร GIC วงจร ไลแควเรเตอร์ นอกจากนี้ยังได้วิเคราะห์วงจรมัลติพลาที่มีลักษณะคล้ายคลึงกันกับวงจรถูกกล่าวมา แต่ไม่มีปัญหาในทางปฏิบัติเพื่อเป็นการเปรียบเทียบกัน เช่น วงจรสเตทวารีเอเบิล วงจร โวลท์ฟอลโลว์เออร์ (แบบใช้ไอทีเอ) สุดท้ายจึงทำการวิเคราะห์แบบบล็อกไดอะแกรม

ในตอนท้าย มีการวิเคราะห์วงจรมัลติพลาที่ใช้การฟีดแบ็คเพื่อแก้ปัญหา การอิมิตัวของเอาต์พุต 2 แบบ โดยแบบแรกเป็นเทคนิคแบบเก่าที่เป็นที่นิยมใช้กัน ส่วน แบบที่สองเป็นวงจรถูกออกแบบใหม่ที่ได้ผลที่ดีขึ้น



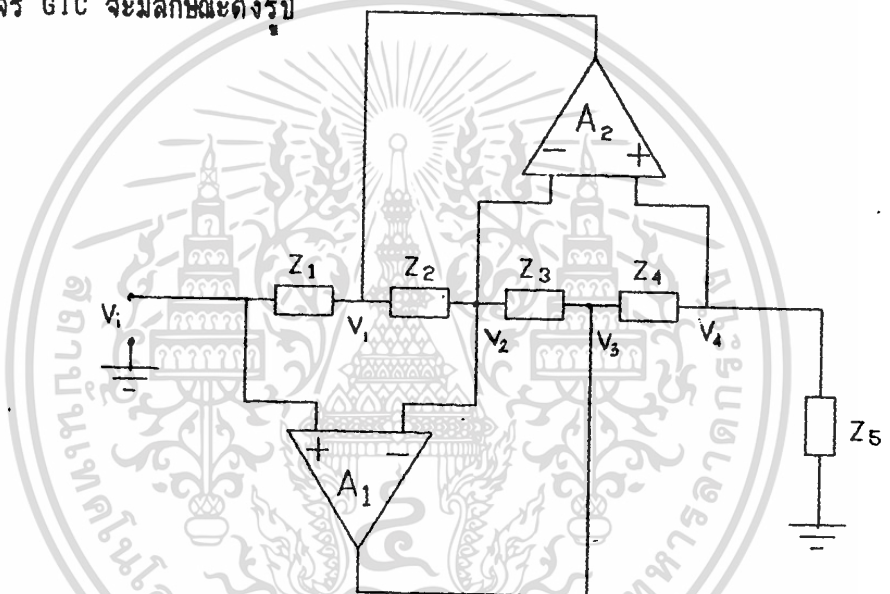
วงจรถ่าย GIC

วงจรถ่ายจะมีคุณสมบัติพิเศษ คือ มี $Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{Z_1 Z_2 Z_3}{Z_2 Z_4}$

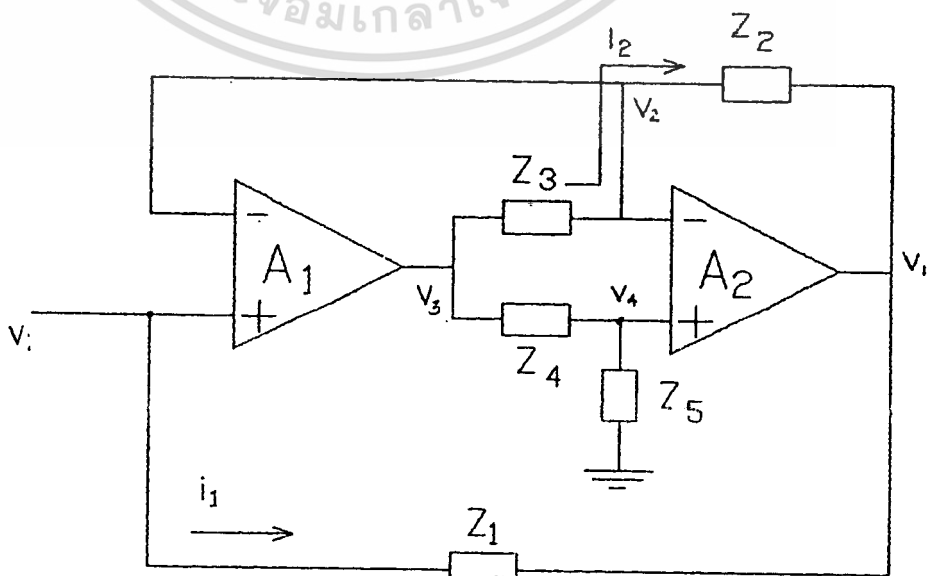
ซึ่งจากสมการ ถ้าเราแทนค่า Z_1 หรือ Z_2 ตัวใดตัวหนึ่งด้วย C นอกนั้นแทนด้วย R หมด จะได้ว่า จะเป็นวงจรถ่ายเสมือนที่มีลักษณะเป็น Inductance

ถ้าเราแทนค่า Z_2, Z_4 หรือ Z_1, Z_3, Z_5 คู่ใดคู่หนึ่งเป็น C จะได้ว่า เป็นวงจรถ่ายที่มีลักษณะเป็น FDNR (Frequency Dependent Negative Resistance)

วงจรถ่าย GIC จะมีลักษณะดังรูป



จากรูปวงจรถ่าย เราสามารถนำมาเขียนใหม่เพื่อให้ดูได้ง่ายขึ้น คือ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป เราจะวิเคราะห์สัญญาณในด้าน AC โดยในตอนแรกนี้เราจะกำหนดให้ $v_{o1} = 0$ V. จะได้ว่า

$$v_1 = v_2 = v_4$$

$$v_3 = v_4 [1 + Z_4/Z_5] = v_1 [1 + Z_4/Z_5]$$

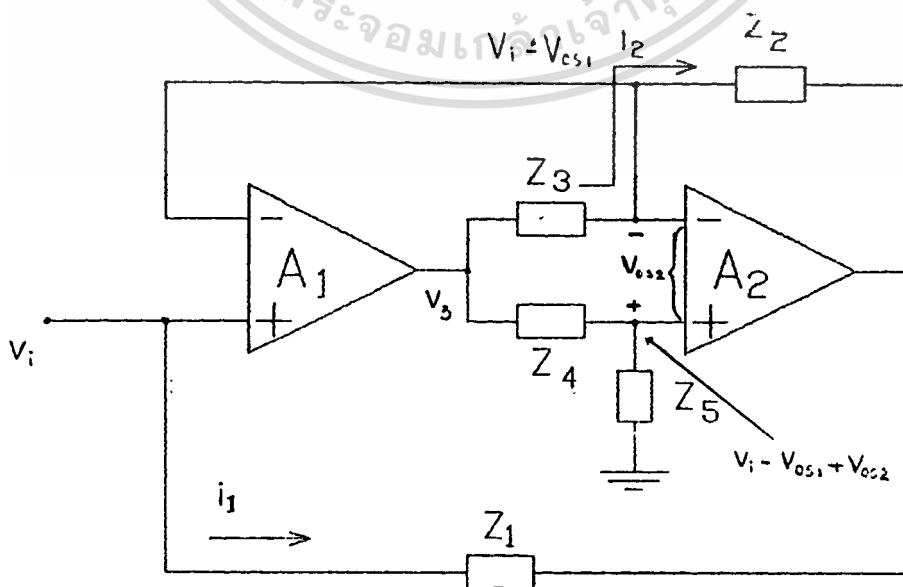
$$i_2 = \frac{v_3 - v_2}{Z_3} = \frac{v_1}{Z_3} \left[\frac{1 + Z_4/Z_5 - 1}{Z_5} \right] = \frac{v_1 Z_4}{Z_3 Z_5}$$

$$v_1 = -i_2 Z_2 + v_2 = -\frac{v_1 Z_2 Z_4}{Z_3 Z_5} + v_1$$

$$i_1 = \frac{v_1 - v_1}{Z_1} = \left[\frac{v_1 + \frac{v_1 Z_2 Z_4}{Z_3 Z_5} - v_1}{Z_1} \right]$$

$$= \frac{v_1 Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3 Z_5} \dots (1)$$

ต่อไปจะทำการวิเคราะห์ผลทั้งในด้าน AC และ DC



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จากรูป เราสามารถหาค่า V_3 ได้คือ

$$V_3 = (V_1 + V_{o2} - V_{o1}) [1 + Z_4/Z_5]$$

$$I_2 = \frac{V_3 - (V_1 - V_{o1})}{Z_2} = \left[\frac{(V_1 + V_{o2} - V_{o1}) [1 + Z_4/Z_5] - V_1 + V_{o1}}{Z_2} \right]$$

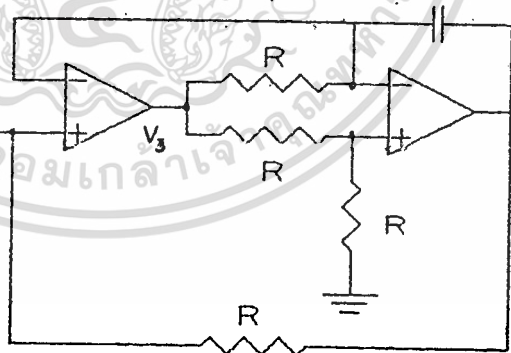
$$I_2 = \frac{V_1 Z_4}{Z_2 Z_5} - \frac{V_{o1} Z_4}{Z_2 Z_5} + \frac{V_{o2}}{Z_2} \left[1 + \frac{Z_4}{Z_5} \right]$$

$$V_1 = -I_2 Z_2 + (V_1 - V_{o1})$$

$$= \left[-\frac{V_1 Z_4 Z_2}{Z_2 Z_5} + V_1 \right] + \left[\frac{V_{o1} Z_4 Z_2}{Z_2 Z_5} - V_{o1} \right] - V_{o2} \frac{Z_2}{Z_2} \left[1 + \frac{Z_4}{Z_5} \right]$$

$$V_1 = V_1 \left[1 - \frac{Z_4 Z_2}{Z_2 Z_5} \right] + V_{o1} \left[\frac{Z_4 Z_2}{Z_2 Z_5} - 1 \right] - V_{o2} \frac{Z_2}{Z_2} \left[1 + \frac{Z_4}{Z_5} \right]$$

ถ้ากำหนดให้ $Z_1 = Z_3 = Z_4 = Z_5 = R$, $Z_2 = 1/sC$
จะได้ว่า



$$V_1 = V_1 \left[1 - \frac{1}{sCR} \right] + V_{o1} \left[\frac{1}{sCR} - 1 \right] - \frac{2 V_{o2}}{sCR} \quad \dots (2)$$

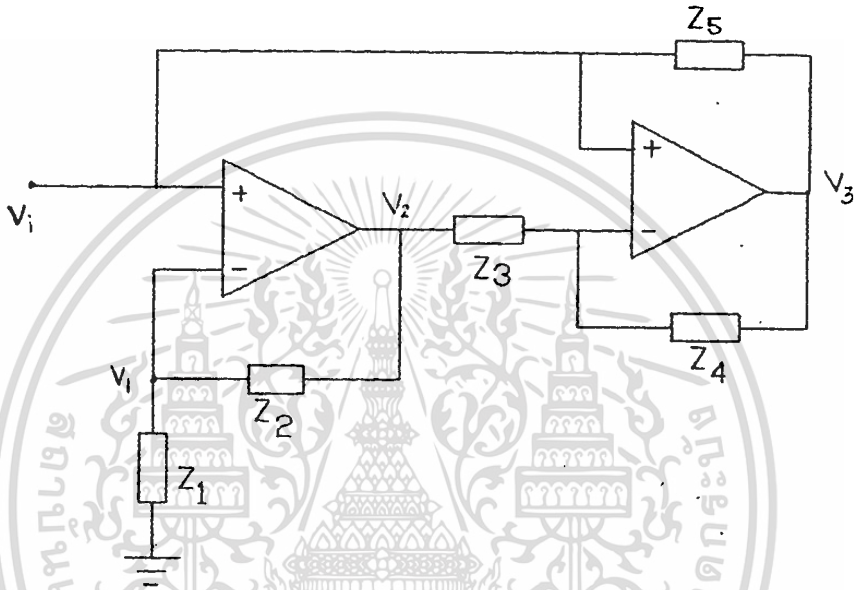
ถ้าเราคิดเฉพาะสัญญาณ DC โดยการแทน $s=0$ จะได้ว่า ทำให้สมการที่ 2 คือ

$V_1 = \infty$ ซึ่งจากค่าของ V_1 ที่ได้นี้ จะบอกให้เราทราบว่า การทำงานของวงจรจะแตกต่างไปจากที่เราคิดได้ตามแบบขุดมคติ เนื่องจากจะมีบางจุดของวงจรขณะทำงานเกิดการ Saturate

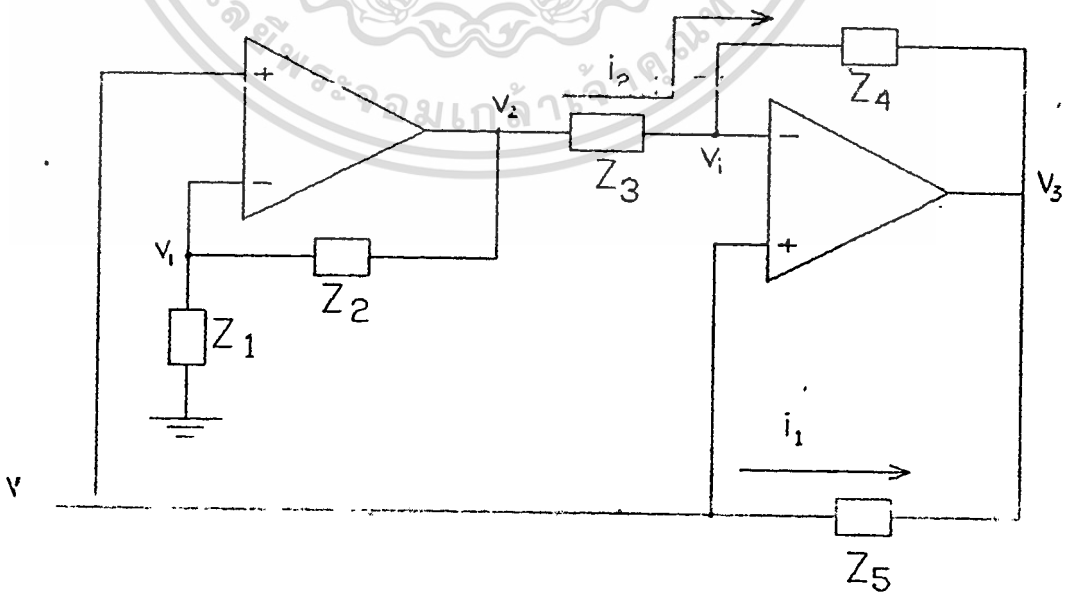
RIORDAN GYFATOR

วงจร Inductance Simulation

เป็นวงจรที่มีลักษณะเช่นเดียวกับวงจร GIC คือ สามารถนำมาใช้สร้างเป็น Inductance ได้



จากรูปวงจรที่ 1 นำมาเขียนใหม่ได้เป็น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้าง io ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อไปจะเป็นการวิเคราะห์สัญญาณในด้าน AC

โดยที่แอมพลิจูด จะกำหนดให้ $V_{o=1}$ และ $V_{o=2}$ มีค่าเป็นศูนย์

จากรูป จะได้ว่า

$$V_2 = V_1 + I_2 Z_2 / Z_1, \quad I_2 = (V_2 - V_1) / Z_3$$

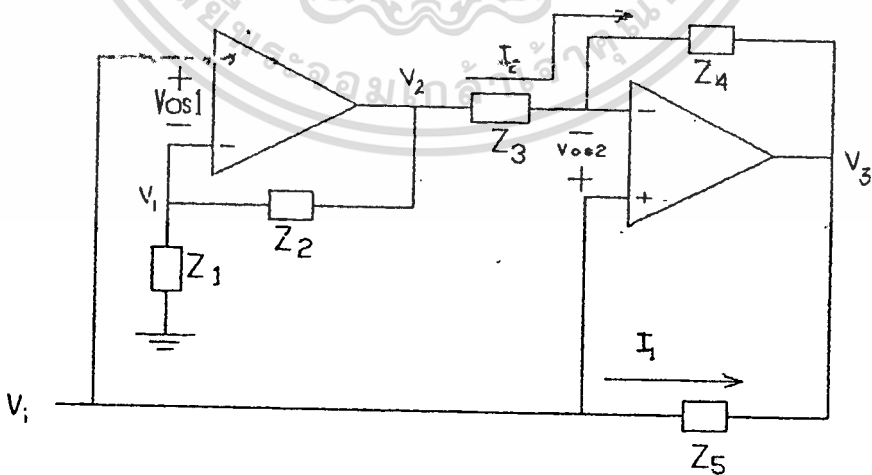
$$V_2 = V_1 - I_2 Z_4 = V_1 - (V_2 - V_1) Z_4 / Z_3$$

$$V_3 = V_1 - V_1 \left[1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right] \frac{Z_4}{Z_3} + V_1 \frac{Z_4}{Z_3}$$

$$V_1 - V_3 = V_1 \left[1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right] \frac{Z_4}{Z_3} - V_1 \frac{Z_4}{Z_3} = V_1 \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3}$$

$$I_1 = \frac{V_1 - V_3}{Z_5} = \frac{V_1 Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3 Z_5} \dots (1)$$

ต่อไปจะทำการวิเคราะห์สัญญาณกรณีที่เป็นทั้ง DC และ AC โดยที่ ออปแอมป์แต่ละตัว จะมี offset Voltage ปรากฏอยู่ด้วย กำหนดให้เป็น V_{os1} และ V_{os2} ดังรูป



จากรูปจะได้ว่า

$$V_1 = V_1 - V_{o=1}$$

$$V_2 = (V_1 - V_{o=1}) [1 + Z_2/Z_1]$$

$$I_2 = \frac{V_2 - (V_1 - V_{o=2})}{Z_3} = \frac{V_1 [1 + Z_2/Z_1] - V_1 - V_{o=1} [1 + Z_2/Z_1] + V_{o=2}}{Z_3}$$

$$I_2 = \frac{V_1 Z_2}{Z_1 Z_3} - \frac{V_{o=1}}{Z_3} \left[1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right] + \frac{V_{o=2}}{Z_3}$$

$$V_3 = V_1 - V_{o=2} - I_2 Z_4$$

$$= V_1 - V_{o=2} - \frac{V_1 Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3} + \frac{V_{o=1} Z_4}{Z_3} \left[1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right] - V_{o=2} \frac{Z_4}{Z_3}$$

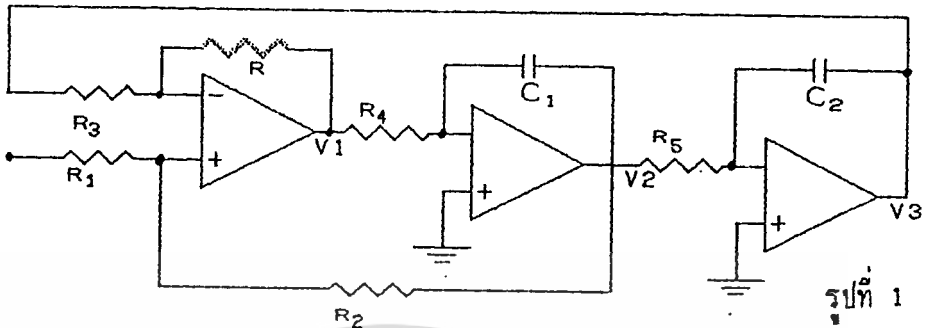
$$V_3 = V_1 - \frac{V_1 Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3} + \frac{V_{o=1} Z_4}{Z_3} \left[1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right] - V_{o=2} \left[1 + \frac{Z_4}{Z_3} \right]$$

$$V_3 = V_1 \left[1 - \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3} \right] + \frac{V_{o=1} Z_4}{Z_3} \left[1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right] - V_{o=2} \left[1 + \frac{Z_4}{Z_3} \right]$$

กำหนดให้ $Z_1 = Z_3 = Z_4 = Z_5 = R$, $Z_2 = 1/sC$ จะได้

$$V_3 = V_1 \left[1 - \frac{1}{sCR} \right] + \frac{V_{o=1}}{R} \left[1 + \frac{1}{sCR} \right] - 2 V_{o=2} \dots (2)$$

จากสมการที่ 2 ที่ได้นี้ จะได้ว่า ถ้าเราแทนค่าเฉพาะสัญญาณ DC โดยการแทน $s=0$ จะได้ว่า ทำให้ $V_3 = \infty$ คือ วงจรจะเกิดการ Saturate ที่จุด V_3 นี้ ดังนั้น เราสามารถกล่าวได้ว่า วงจรนี้จะไม่สามารถทำงานได้ตรงตามในอุดมคติ เนื่องจากจะมีบางจุดในวงจรเกิดการ Saturate ทำให้การทำงานผิดไป

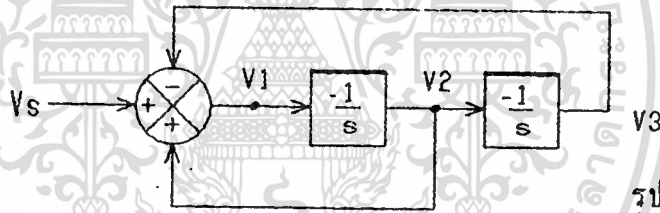


รูปที่ 1

1). วิเคราะห์ในส่วนของสัญญาณ AC

ในที่นี้เราจะสมมติให้ Input Offset Voltage และ Input bias Current ของออปแอมป์ทั้ง 3 ตัวเป็น 0 โวลต์ และ 0 แอมป์ตามลำดับ นอกจากนี้เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์เป็นบล็อกไดอะแกรม สมมติให้ $R_1 = R_2 = R_3 = R$ และ $R_4 C_1 = R_5 C_2 = 1$

ทำให้เราสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมของวงจรได้ดังนี้



รูปที่ 2

จากรูป จะได้สมการเป็น

$$V_1 = V_s + V_2 - V_3 \quad \dots (1)$$

โดย $V_1 = -V_1 / s$ และ $V_3 = -V_3 / s = -V_1 / s^2$

แทนค่า V_2 และ V_3 ลงในสมการที่ (1) จะได้

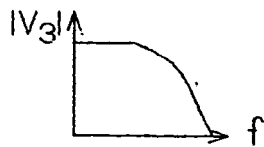
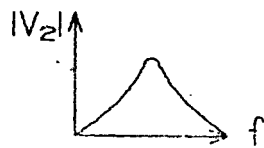
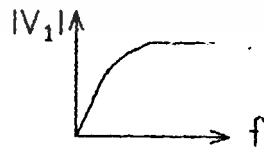
$$V_1 = V_s - V_1 / s - V_1 / s^2 \quad \dots (2)$$

จากสมการที่ (2) นี้ เราจะได้ว่า

$$V_1 = \left(\frac{s^2}{s^2 + s + 1} \right) V_s$$

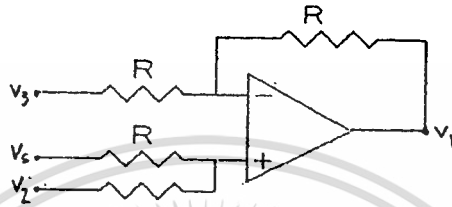
$$V_2 = \left(\frac{s}{s^2 + s + 1} \right) V_s$$

$$V_3 = \left(\frac{1}{s^2 + s + 1} \right) V_s$$



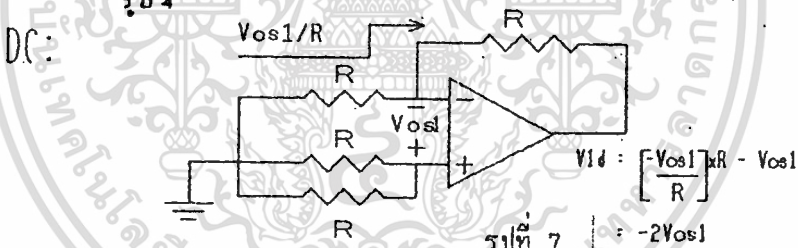
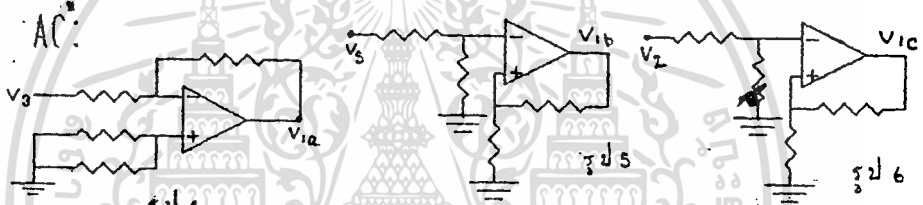
2). วิเคราะห์ในกรณีของสัญญาณ DC

จากในส่วนที่แล้วเราได้คำนวณวงจร ได้สมการตามที่ต้องการ อย่างไรก็ตาม อย่างไรก็ดี ตาม ค่าที่คิดได้มานั้น ไม่ใช่ผลที่แท้จริงของวงจร เนื่องจากเรายังไม่ได้นำสัญญาณ DC มาคิดเลย และจะคิดกรณีที่มี V_{os1} ประกอบอยู่ด้วย (แต่เพื่อไม่ให้การวิเคราะห์มีความยุ่งยากซับซ้อนจนเกินไป จึงยังคงให้ $I_B = 0$)



รูปที่ 3

จากรูป เราสามารถหา V_1 ได้โดยใช้ทฤษฎี Super Position แยกได้ดังรูป

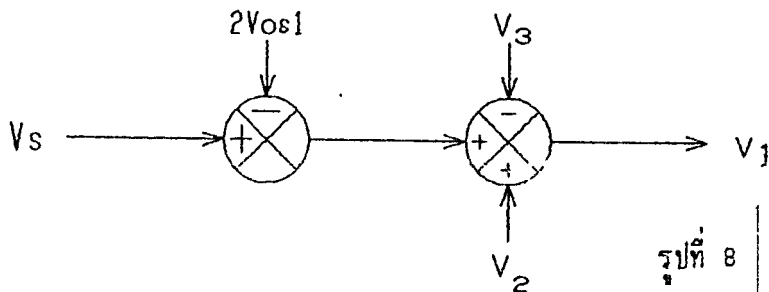


จากทฤษฎี Super Position เราจึงได้

$$V_1 = V_{1a} + V_{1b} + V_{1c} + V_{1d}$$

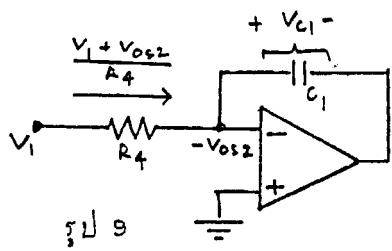
$$= V_3 + V_2 - V_1 - 2V_{os1}$$

จากสมการ สามารถนำมาเขียนเป็น Block Diagram ได้ดังนี้



รูปที่ 8

จากรูปที่ 1 ถ้าเราพิจารณาเฉพาะในส่วน Input ของ OpA มาคิด



รูป 9

$$V_{c1} = \frac{(V_1 + V_{os2})}{R_4} * Z_{c1}$$

$$= \frac{(V_1 + V_{os2})}{sC_1 R_4}$$

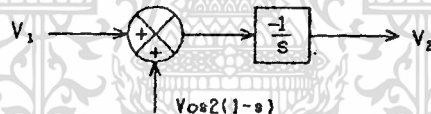
โดยถ้า $R_4 C_1 = 1$ จะได้ว่า

$$V_{c1} = \frac{(V_1 + V_{os2})}{s}$$

$$V_2 = -V_{c1} - V_{os2} = -\frac{(V_1 + V_{os2})}{s} - V_{os2}$$

$$V_2 = -\frac{(V_1 + V_{os2} - sV_{os2})}{s}$$

จากสมการ จะนำมาเขียนเป็น Block Diagram ได้เป็น

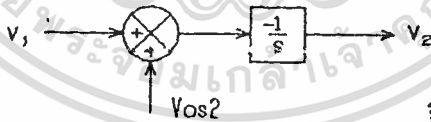


รูป 10

ในกรณีนี้เราคิดเฉพาะในส่วนของสัญญาณ DC ($s=0$) ดังนั้น พจน์

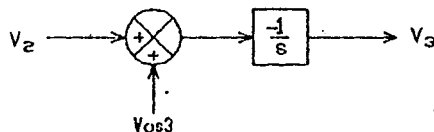
$$sV_{os2} = 0$$

จึงสามารถเขียน Block Diagram ได้ใหม่เป็น



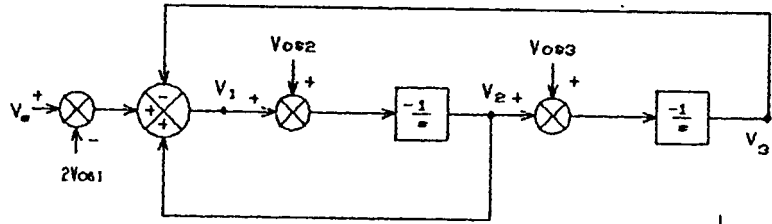
รูป 11

ในทำนองเดียวกัน จากรูปที่ 1 (ออปแอมป์ตัวที่ 3) เราสามารถเขียน Block Diagram ที่มี Output เป็น V_3 ได้ ดังนี้



รูป 12

จากสมการ (11) , (12) จะนำมาเขียนรวมใหม่ได้เป็น



รูป 13

จาก Block Diagram ที่ได้ จะสามารถนำมาคำนวณหาค่าโวลเตจที่จุดต่างๆได้ คือ

$$V_1 = V_o + V_2 - V_3 - 2V_{oa1} \quad \dots (3)$$

$$V_2 = -(V_1 + V_{oe2}) / s$$

$$V_3 = -V_1/s - V_{oe2}/s \quad \dots (4)$$

$$V_3 = -(V_2 + V_{oe3}) / s = -V_2/s - V_{oe3}/s$$

$$= V_1/s^2 + V_{oe2}/s^2 - V_{oe3}/s \quad \dots (5)$$

แทนค่า (4) , (5) ลงใน (3) จะได้

$$V_1 = V_o - \frac{V_1}{s} - \frac{V_{oe2}}{s} - \frac{V_1}{s^2} - \frac{V_{oe2}}{s^2} + \frac{V_{oe3}}{s} - 2V_{oa1}$$

$$V_1 + \frac{V_1}{s} + \frac{V_1}{s^2} = V_o - \frac{V_{oe2}}{s} - \frac{V_{oe2}}{s^2} + \frac{V_{oe3}}{s} - 2V_{oa1}$$

$$V_1 = \frac{V_o s^2}{s^2 + s + 1} + \frac{1}{s^2 + s + 1} (sV_{oe3} - sV_{oe2} - V_{oe2} - 2s^2V_{oa1})$$

... (6)

จากที่เราได้กำหนดไว้แล้วว่า จะคิดเฉพาะสัญญาณ DC ดังนั้นจึงต้องแทน V_o และ s ให้เท่ากับศูนย์ทั้งคู่ (ในที่นี้เราให้ V_o เป็นสัญญาณไฟสลั๊บที่เป็นอินพุทของวงจรสเตทวาริเอเบิล เมื่อเราให้เป็นศูนย์จึงเสมือนว่าเรากรวนดอินพุทของวงจรวีแล้วพิจารณาเฉพาะผลที่เกิดจากโวลเตจออฟเซ็ทที่จุดต่างๆ)

จะได้ V_1 เป็น

$$V_1 = -V_{oe2} \quad \dots (7)$$

ต่อไปจะหาค่า V_2

แทนค่าสมการที่ (6) ลงในสมการที่ (4) จะได้เป็น

$$V_2 = \frac{1}{s^2 + s + 1} (-sV_{\infty} + 2sV_{\infty 1} + V_{\infty 2} + V_{\infty 2}/s - V_{\infty 3}) - \frac{V_{\infty 2}}{s}$$

$$V_2 = \frac{1}{s^2 + s + 1} (-sV_{\infty} + 2sV_{\infty 1} - sV_{\infty 2} - V_{\infty 3}) \quad \dots(8)$$

แทนค่า $s, V_{\infty} = 0$ จะได้

$$V_2 = -V_{\infty 3} \quad \dots(9)$$

ต่อไปจะหาค่าโวลเตจที่จุด 3 (V_3)

โดยการแทนค่าสมการ (8) ลงในสมการ (5) จะได้

$$V_3 = \frac{1}{s^2 + s + 1} \left(V_{\infty} + \frac{V_{\infty 3}}{s} + V_{\infty 2} - 2V_{\infty 1} - \frac{(s^2 + s + 1)V_{\infty 3}}{s} \right)$$

$$V_3 = \frac{1}{s^2 + s + 1} \left(V_{\infty} - 2V_{\infty 1} + V_{\infty 2} - (s+1)V_{\infty 3} \right) \quad \dots(10)$$

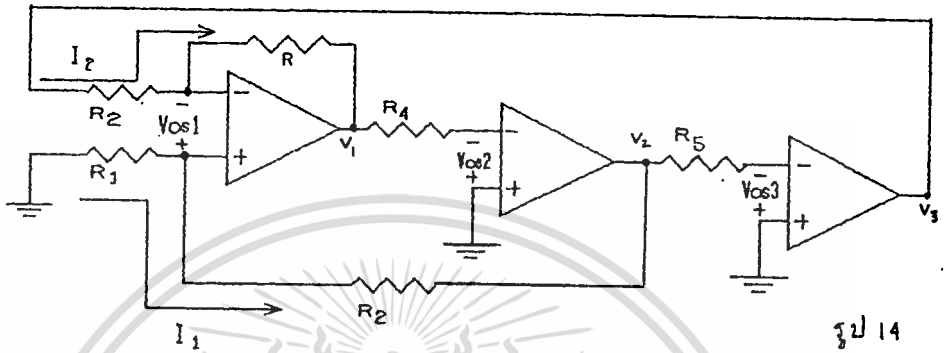
แทนค่า $s, V_{\infty} = 0$ จะได้

$$V_3 = -2V_{\infty 1} + V_{\infty 2} - V_{\infty 3} \quad \dots(11)$$

เราจะเห็นได้ว่าคักคาตติซที่จุดต่าง ๆ ที่วิเคราะห์มาจะมีค่าเพียงเล็กน้อยเท่านั้น (เนื่องมาจากโวลเตจออฟเซ็ทของออปแอมป์) ผลที่ได้จะทำให้วงจรมีความผิดพลาดอยู่ก็จริง แต่ก็เพียงเล็กน้อยเท่านั้น จะสามารถละเลยไม่สนใจเลยก็ได้ ซึ่งกรณีนี้ต่างไปจากวงจรที่แล้ว ๆ มาทั้งหมดที่ผลจากโวลเตจออฟเซ็ทจะทำให้วงจรอ้อมตัวจนไม่สามารถทำงานได้เลย

ต่อไป เราจะทำการเขียนเทียบค่าที่คิดได้โดยใช้ลอคโคจรและวงจรที่คิดโดยตรงจากวงจร

เนื่องจากเราคิดเฉพาะสัญญาณ DC ดังนั้นจึง Open C ทุกตัวในวงจรและทำการกราวด์อินพุท ($V_{in} = 0$) จะได้รูปวงจรเป็น



เนื่องจากเมื่อตอนคิดเป็นลอคโคจรและกราวด์ เราให้ไบอัสคอร์เรนทเป็นศูนย์ ดังนั้นในการคิดจากวงจรเราจึงให้ไบอัสคอร์เรนทเป็นศูนย์เช่นกัน

จากรูป จะได้ว่า

$$V_1 = -V_{os2}$$

$$V_2 = -V_{os3}$$

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{R_2} \quad \text{โดย } V_1 = -I_1 R_1$$

$$I_1 = \frac{-I_1 R_1 + V_{os3}}{R_2} = \frac{V_{os3}}{R_1 + R_2}$$

$$I_2 = (V_b - V_1) / R \quad \text{โดย } V_b = -V_{os1} + V_1 = -V_{os1} - I_1 R_1$$

$$I_2 = \frac{-V_{os1}}{R} - \frac{V_{os3} R_1}{(R_1 + R_2) R} + \frac{V_{os2}}{R}$$

$$V_3 = I_2 R_3 + V_b$$

$$V_3 = \frac{(V_{os2} - V_{os1}) R_3}{R} - \frac{V_{os3} R_1 R_3}{R(R_1 + R_2)} - V_{os1} - \frac{V_{os3} R_1}{R_1 + R_2}$$

ถ้ากำหนดให้ $R_1 = R_2 = R_3 = R$ จะได้

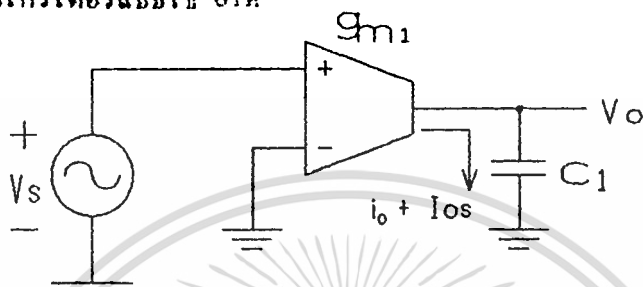
$$v_{\text{B}} = v_{\text{A} \rightarrow \text{B}} - 2 v_{\text{C} \rightarrow \text{B}} - v_{\text{D} \rightarrow \text{B}}$$

จะเห็นได้ว่าการคิดจากวงจรโดยตรงจะให้ผลเท่ากับการคิดเป็นบล็อกโดย
แกรมในทุกจุด



วงจรมีลักษณะที่คล้ายกันกับวงจรที่ใช้ OTA อื่นๆ ซึ่งถ้าเราใช้ OTA (OUTPUT TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER) คู่มือ

วงจรมีที่เกเรเตอร์แบบใช้ OTA



จากวงจร จะได้ว่า

$$i_o = V_o * g_m \dots (1)$$

$$V_o = \frac{i_o + I_{os}}{sC_1} \dots (2)$$

(โดย I_{os} คือกระแสออฟเซตทางเอาต์พุตของ OTA เกิดขึ้นมาจากความไม่สมดุลของ OTA เอง ทำให้มีกระแสไฟตรงไหลออกจากจุดเอาต์พุตของมันอย่างสม่ำเสมอ ไม่ว่าอินพุตจะเป็นเท่าไรก็ตาม)

แทนค่า (1) ลงในสมการ (2)

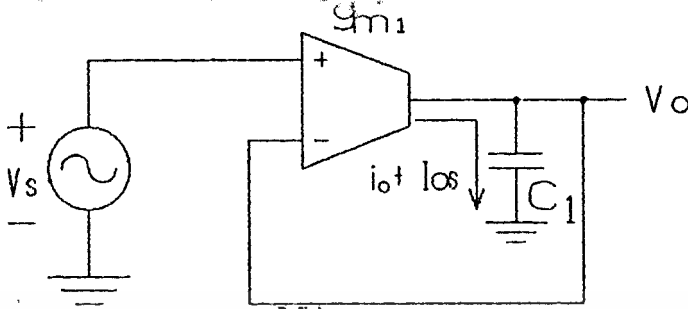
$$V_o = \frac{V_o * g_m}{sC_1} + \frac{I_{os}}{sC_1}$$

เนื่องจาก I_{os} เป็นสัญญาณไฟตรง พจน์ที่มี I_{os} ประกอบอยู่จึงต้องแทน $s = 0$ ดังนั้น

$$V_o = \frac{V_o * g_m}{sC_1 + g_m} + \alpha$$

ซึ่งในทางปฏิบัติจะให้ค่าคัททที่เอาต์พุตประมาณไฟเลี้ยงของ OTA เสมอ วงจรนี้จึงมีลักษณะคล้ายคลึงกับวงจรมัลติเพล็กซ์ที่ใช้ออปแอมป์ กล่าวคือไม่สามารถใช้งานได้จริง

จงหาค่าถ่ายโอนโวลต์ของอินเวอร์เตอร์แบบที่ใช้ OTA



จากวงจร จะได้ว่า

$$i_o = (V_s - V_o) g_m \quad \dots (1)$$

$$V_o = \frac{i_o + I}{sC_1} \quad \dots (2)$$

แทนค่า (1) ลงในสมการ (2)

$$V_o = \frac{(V_s - V_o) g_m}{sC_1} + \frac{I}{sC_1}$$

$$V_o + \frac{V_o g_m}{sC_1} = \frac{V_s g_m}{sC_1} + \frac{I}{sC_1}$$

$$V_o \frac{sC_1 + g_m}{sC_1} = \frac{V_s g_m}{sC_1} + \frac{I}{sC_1}$$

$$V_o = \frac{V_s g_m}{sC_1 + g_m} + \frac{I}{sC_1 + g_m}$$

เนื่องจาก I_{DC} เป็นสัญญาณไฟตรงจนที่มี I_{DC} ประกอบอยู่จึงต้องแทน $s = 0$

ดังนั้น

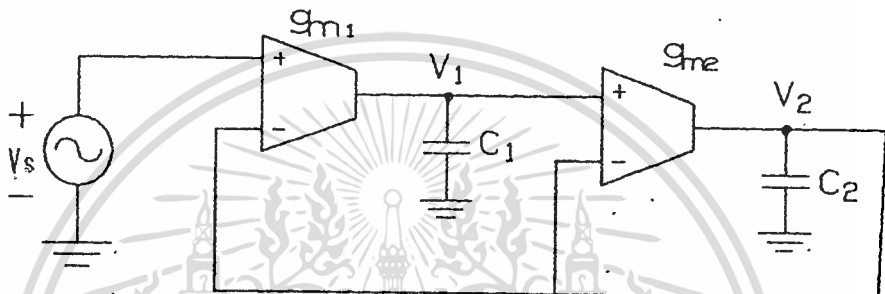
$$V_o = \frac{V_s g_m}{sC_1 + g_m} + \frac{I}{g_m}$$

จากสมการ จะเห็นได้ว่า ถ้า $I_{DC} = 0$ ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันที่ได้จะเป็นสมการของเฟิร์สท้อร์เดอร์ โวลต์นาล นิลเตอร์

อย่างไรก็ตามแม้ในทางปฏิบัติจะถือว่า I_{sc} อยู่ วงจรวิหยังสามารถทำงานได้ แม้จะมีความผิดพลาดอยู่บ้างก็เพียงเล็กน้อย ผิดกับวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่สามารถทำงานได้เลย

ข้อแตกต่างระหว่างวงจรทั้งสอง ก็คือวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์มีการฟีดแบ็ค สัญญาณ ในขณะที่วงจรอินทิเกรเตอร์ไม่มีการป้อนสัญญาณกลับเลย

วงจรเซคกัอนอร์เคอร์โลว์พาสฟิลเตอร์



เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ เราจะกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ และ $C_1 = C_2 = C$

$$V_1 = \frac{(V_2 - V_1) \frac{g_m}{sC} + I_{sc1}}{sC} = \frac{V_1 \frac{g_m}{sC} - \frac{V_2 \frac{g_m}{sC} + I_{sc1}}{sC}}{sC} \dots (1)$$

$$V_2 = \frac{(V_1 - V_2) \frac{g_m}{sC} + I_{sc2}}{sC} = \frac{V_1 \frac{g_m}{sC} - \frac{V_2 \frac{g_m}{sC} + I_{sc2}}{sC}}{sC}$$

$$V_2 + \frac{V_2 \frac{g_m}{sC}}{sC} = \frac{V_1 \frac{g_m}{sC}}{sC} + \frac{I_{sc2}}{sC} \dots (2)$$

แทนค่าสมการ (1) ลงในสมการ (2) จะได้

$$V_2 + \frac{V_2 \frac{g_m}{sC}}{sC} = \frac{V_1 \frac{g_m}{sC}}{(sC)^2} - \frac{V_2 \frac{g_m}{sC}}{(sC)^2} + \frac{I_{sc1} \frac{g_m}{sC}}{(sC)^2} + \frac{I_{sc2}}{sC}$$

$$V_2 \left(1 + \frac{g_m}{sC} + \frac{g_m^2}{(sC)^2} \right) = \frac{V_1 \frac{g_m}{sC}}{(sC)^2} + \frac{I_{sc1} \frac{g_m}{sC}}{(sC)^2} + \frac{I_{sc2}}{sC}$$

$$V_2 \left(\frac{(sC)^2 + sCg_m + g_m^2}{(sC)^2} \right) = \frac{V_1 \frac{g_m}{sC}}{(sC)^2} + \frac{I_{sc1} \frac{g_m}{sC}}{(sC)^2} + \frac{I_{sc2}}{sC}$$

$$V_2 = \frac{V g^2}{s^2 c^2 + scg_{\text{m}} + g_{\text{m}}^2} + \frac{I_{\text{o=1}} g}{s^2 c^2 + scg_{\text{m}} + g_{\text{m}}^2} + \frac{I_{\text{o=2}} sc}{s^2 c^2 + scg_{\text{m}} + g_{\text{m}}^2} \dots (3)$$

จากสมการ(3)ที่ได้ ถ้าเราแทนค่า s ในพจน์ที่ 2 และ ที่ 3 ให้เท่ากับศูนย์ (เนื่องจาก $I_{\text{o=1}}$ และ $I_{\text{o=2}}$ เป็นกระแสไฟตรง)

$$V_2 = \frac{V g^2}{s^2 c^2 + scg_{\text{m}} + g_{\text{m}}^2} + \frac{I_{\text{o=1}}}{g_{\text{m}}} \dots (4)$$

แทนสมการ (1) ด้วยสมการ (3) จะได้ว่า

$$V_1 = \frac{V g_{\text{m}}}{sc} + \frac{I_{\text{o=1}}}{sc} - \frac{g_{\text{m}} [V g^2 + I_{\text{o=1}} g_{\text{m}} + I_{\text{o=2}} sc]}{sc[s^2 c^2 + scg_{\text{m}} + g_{\text{m}}^2]}$$

$$V_1 = \frac{V [scg_{\text{m}} + g_{\text{m}}^2]}{[s^2 c^2 + scg_{\text{m}} + g_{\text{m}}^2]} + \frac{I_{\text{o=1}} [sc + g_{\text{m}}]}{[s^2 c^2 + scg_{\text{m}} + g_{\text{m}}^2]} - \frac{I_{\text{o=2}} * g_{\text{m}}}{[s^2 c^2 + scg_{\text{m}} + g_{\text{m}}^2]} \dots (5)$$

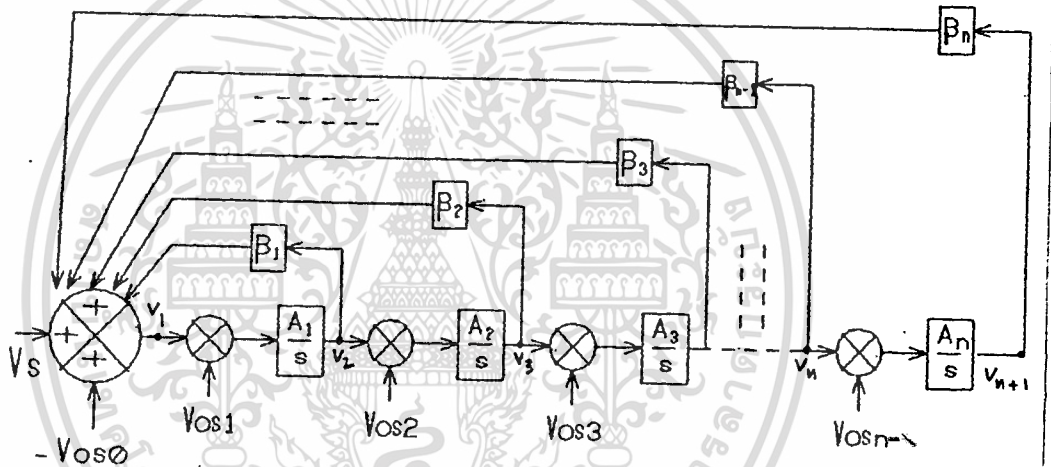
ในทำนองเดียวกัน เราแทน s ด้วยศูนย์ในพจน์ที่ 2 จะได้

$$V_1 = \frac{V [scg_{\text{m}} + g_{\text{m}}^2]}{[s^2 c^2 + scg_{\text{m}} + g_{\text{m}}^2]} + \frac{I_{\text{o=1}}}{g_{\text{m}}} - \frac{I_{\text{o=2}}}{g_{\text{m}}} \dots (6)$$

จะเห็นได้ว่าวงจรนี้สามารถทำงานได้ในทางปฏิบัติเช่นกัน โดยจะมีข้อผิดพลาดเกิดขึ้นเพียงเล็กน้อยเท่านั้น โดยเฉพาะถ้า $I_{\text{o=1}} = I_{\text{o=2}}$ จะทำให้ไม่มีความผิดพลาดเกิดขึ้นเลย

จากวงจรที่ 1.1 เราพบว่าในขณะที่ใช้ เราได้พบปัญหา คือเนื่องจากความไม่
 อดมคติของอุปกรณ์ที่ใช้ ทำให้วงจรบางวงจรไม่สามารถทำงานได้จริง แต่ก็มีอีก
 บางวงจรที่มีลักษณะคล้ายคลึงกับวงจรเหล่านั้น กลับสามารถทำงานได้เป็นอย่างดี ทั้งนี้
 เป็นผลเนื่องมาจากปรากฏการณ์ของการมีผิดเบี่ยง เพื่อจะทำให้ทฤษฎีความละเอียด
 สมบูรณ์และใช้ได้ทั่วไป จึงได้สร้างบล็อกโดยแกรมขึ้นเพื่อทำการวิเคราะห์หาคำคาคณิตที่
 โหนดต่าง ๆ และผลของการผิดเบี่ยงที่เกิดขึ้นกับวงจร

จากบล็อกโดยแกรมข้างล่าง V_{os0} ถึง V_{osn} เป็นศักดาออฟเซ็ทที่
 เกิดจากความไม่อดมคติของออปแอมป์ ซึ่งถ้ามองอย่างผิวเผินแล้ววงจรนี้ไม่น่าจะทำงาน
 ได้ เนื่องจาก V_{os} แต่ละตัวนั้นเป็นส่วนหนึ่งของอินพุทของเน็ตเวิร์คที่มี s เป็นโพลอยู่
 เนื่องจากเราทราบอยู่แล้วว่า s ของ V_{os} เท่ากับศูนย์



จากบล็อกโดยแกรม เราจะหาสมการของโวลเตจที่จุดต่างๆได้ดังนี้ คือ

$$V_2 = \frac{A_1 V_s}{s} + \frac{A_1 V_{os0}}{s}$$

$$V_3 = \frac{A_1 A_2 V_s}{s^2} + \frac{A_1 A_2 V_{os0}}{s^2} + \frac{A_2 V_{os1}}{s}$$

$$\vdots$$

$$V_n = \frac{A_1 A_2 \dots A_{n-1} V_s}{s^{n-1}} + \frac{A_1 A_2 \dots A_{n-1} V_{os0}}{s^{n-1}} + \dots + \frac{A_{n-1} V_{os_{n-1}}}{s}$$

$$V_{n+1} = \frac{A_1 A_2 \dots A_n V_s}{s^n} + \frac{A_1 A_2 \dots A_n V_{os0}}{s^n} + \frac{A_1 A_2 \dots A_{n-1} V_{os1}}{s^{n-1}} + \dots + \frac{A_n V_{os_n}}{s}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
V_1 &= (\beta_1 V_2 + \beta_2 V_2 + \dots + \beta_n V_{n+1}) - V_{0=0} + V_0 \\
&= \frac{A \beta_1}{s} + \frac{A \beta_1 V}{s} \\
&\quad + \frac{A A_2 \beta_2 V}{s^2} + \frac{A A_2 \beta_2 V}{s^2} + \frac{A \beta_2 V}{s^2} \\
&\quad \vdots \\
&\quad + \frac{A A_2 \dots A_n \beta_n V}{s^n} + \frac{A A_2 \dots A_n \beta_n V}{s^n} + \dots + \frac{A \beta_n V}{s} \\
&\quad - V_{0=0} + V_0 \\
V_1 &\left(1 - \frac{A \beta_1}{s} - \frac{A A_2 \beta_2}{s^2} - \dots - \frac{A A_2 \dots A_n \beta_n}{s^n} \right) \\
&= V_{0=1} \frac{A \beta_1}{s} + \frac{A A_2 \beta_2}{s^2} + \dots + \frac{A A_2 \dots A_n \beta_n}{s^n} \\
&\quad + V_{0=2} \frac{A \beta_2}{s} + \frac{A A_2 \beta_2}{s^2} + \dots + \frac{A A_2 \dots A_n \beta_n}{s^{n-1}} \\
&\quad \vdots \\
&\quad + V_{0=n} \frac{A \beta_n}{s} \\
&\quad - V_{0=0} + V_0
\end{aligned}$$

กำหนดให้

$$K(s) = s^n - A_1 \beta_1 s^{n-1} - \dots - A_1 A_2 \dots A_n \beta_n$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_1 = \frac{s^n}{K(s)} \left[V_{\infty 1} \left(\frac{A_1 \beta_1}{s} + \frac{A_1 A_2 \beta_2}{s^2} + \dots + \frac{A_1 A_2 \dots A_n \beta_n}{s^n} \right) \right. \\ \left. + V_{\infty 2} \left(\frac{A_2 \beta_2}{s} + \frac{A_2 A_3 \beta_3}{s^2} + \dots + \frac{A_2 A_3 \dots A_n \beta_n}{s^{n-1}} \right) \right. \\ \dots \\ \left. + V_{\infty n} \left(\frac{A_n \beta_n}{s} \right) + V_{\infty} - V_{\infty 0} \right] \dots (1)$$

จากสมการของ V_1 ที่ได้นำไปแทนในสมการเพื่อหาค่าของ V_2, V_3, \dots
 V_n ต่อไป เราจะสามารถเขียนสมทั่วไปของโวลเตจที่จุดต่างๆ ได้ดังนี้

$$V_k = \frac{\prod_{i=1}^k A_i}{s^{k-1} K(s)} \left[V_{\infty 1} (A_1 \beta_1 s^{n-1} + A_1 A_2 \beta_2 s^{n-2} + \dots + A_1 A_2 \dots A_n \beta_n) \right. \\ \left. + V_{\infty 2} (A_2 \beta_2 s^{n-1} + A_2 A_3 \beta_3 s^{n-2} + \dots + A_2 A_3 \dots A_n \beta_n s) \right. \\ \left. + V_{\infty 3} (A_3 \beta_3 s^{n-1} + A_3 A_4 \beta_4 s^{n-2} + \dots + A_3 A_4 \dots A_n \beta_n s^2) \right. \\ \dots \\ \left. + V_{\infty n} (A_n \beta_n s^{n-1}) + V_{\infty} s^n - 2 V_{\infty 0} s^n \right] \\ + \sum_{i=1}^n \left(\prod_{j=i}^{k-1} \frac{A_j}{s} \right) V_{\infty i}$$

ต่อไปจะเป็นการหาค่าโวลเตจ DC ที่ node ต่างๆ

$$V_{1DC} = \frac{V_{\infty 1}}{K(s)} \left(\frac{A_1 \beta_1 s^n}{s} + \frac{A_1 A_2 \beta_2 s^n}{s^2} + \dots + \frac{A_1 A_2 \dots A_n \beta_n s^n}{s^n} \right) \\ + \frac{V_{\infty 2}}{K(s)} \left(\frac{A_2 \beta_2 s^n}{s} + \frac{A_2 A_3 \beta_3 s^n}{s^2} + \dots + \frac{A_2 A_3 \dots A_n \beta_n s^n}{s^{n-1}} \right) \\ \dots \\ + \frac{V_{\infty n}}{K(s)} \left(\frac{A_n \beta_n s^n}{s} \right) - V_{\infty 0} \frac{s^n}{K(s)} \Big|_{s=0}$$

$$V_{1DC} = \frac{V_{0s1} (A_{11} A_{12} \dots A_{1n})}{(s^n - A_{11} \beta_1 s^{n-1} - \dots - A_{12} A_{22} \dots A_{1n} \beta_n)} \quad \Big|_{s=0}$$

$$V_{1DC} = -V_{0s1} \dots (2)$$

ต่อไปจะหา V_{2DC}

$$V_{2DC} = \frac{A_{11}}{K(s)} \left[V_{0s1} (A_{11} \beta_1 s^{n-2} + A_{11} A_{22} \beta_2 s^{n-3} + \dots + A_{11} A_{22} \dots A_{n1} \beta_n s^{-1}) \right. \\ + V_{0s2} (A_{22} \beta_2 s^{n-2} + A_{22} A_{33} \beta_3 s^{n-3} + \dots + A_{22} A_{33} \dots A_{n1} \beta_n) \\ + V_{0s3} (A_{33} \beta_3 s^{n-2} + A_{33} A_{44} \beta_4 s^{n-3} + \dots + A_{33} A_{44} \dots A_{n1} \beta_n s) \\ + V_{0sn} (A_{n1} \beta_n s^{n-2}) \\ + V_{0s} s^{n-1} - V_{0s0} s^{n+1} + \frac{A_{11} V_{0s1}}{s} \Big]_{s=0}$$

$$V_{2DC} = -V_{0s2} \dots (3)$$

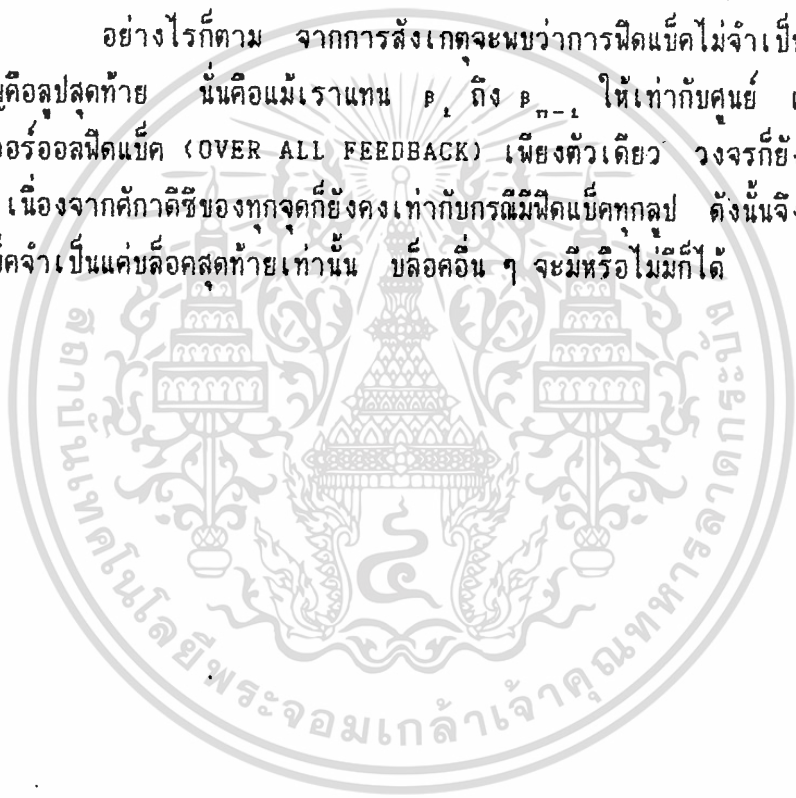
$$V_{nDC} = \frac{A_{11} A_{22} \dots A_{n-1}}{K(s)} \left[V_{0s1} (A_{11} \beta_1 + \frac{A_{11} A_{22} \beta_2}{s} + \dots + \frac{A_{11} A_{22} \dots A_{n1} \beta_n}{s^{n-1}}) \right. \\ + V_{0s n-1} (A_{n-1} \beta_{n-1} + \frac{A_{n-1} A_{n1} \beta_n}{s}) \\ + V_{0sn} (A_{n1} \beta_n) - V_{0s0} \Big] \\ + \frac{A_{11} A_{22} \dots A_{n-1} V_{0s1}}{s^{n-1}} + \dots + \frac{A_{n-1} V_{0s n-1}}{s} \quad \Big|_{s=0}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

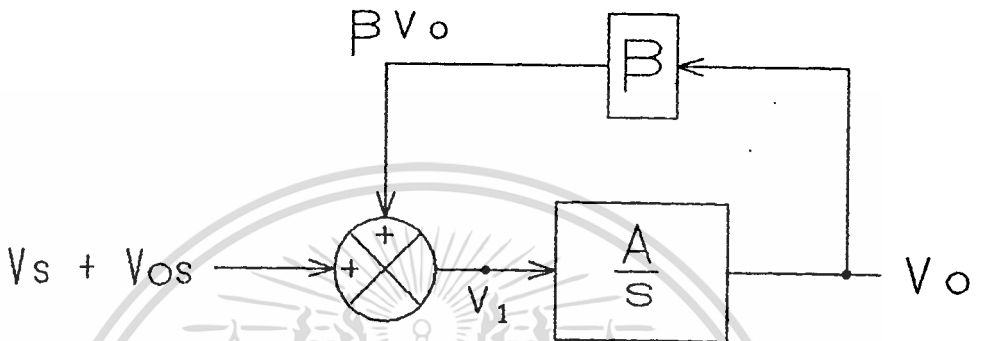
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2) - (2) จะเห็นได้ว่าสัญญาณที่อินพุทของบล็อกที่มีส่วน เป็น ๘ จะเท่ากับศูนย์เสมอ ปรากฏการณ์นี้เป็นส่วนสำคัญที่ทำให้วงจรนี้สามารถทำงาน ได้ในทางปฏิบัติ เพราะจะทำให้เอาท์พุทที่ขึ้นแต่ละจุดเป็นอะไรก็ได้ (เท่ากับศูนย์คือด้วย อนันต์) โดยจะเป็นเช่นนี้ทุก ๆ บล็อก ทำให้ไม่มีบล็อกใดเลยที่จะให้เอาท์พุทที่อินพุท

อย่างไรก็ตาม จากการสังเกตจะพบว่า การฟีดแบ็คไม่จำเป็นต้องมีทุกจุด ที่สำคัญคือลูปสุดท้าย นั่นคือแม้เราแทน x_n ถึง x_{n-1} ให้เท่ากับศูนย์ และมี x_n เป็น โอเวอร์ออลฟีดแบ็ค (OVER ALL FEEDBACK) เพียงตัวเดียว วงจรก็ยังสามารถทำงาน ได้ เนื่องจากคิกคาติชของทุกจุดก็ยังคงเท่ากับกรณีฟีดแบ็คทุกจุด ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าการ ฟีดแบ็คจำเป็นแค่บล็อคลoopสุดท้ายเท่านั้น บล็อกอื่น ๆ จะมีหรือไม่มีก็ได้



นอกจากการวิเคราะห์โดยวิธีทางคณิตศาสตร์แล้ว เราอาจจะพิจารณาจากกรณีขั้วลอคเดี่ยว ๆ ได้ว่า ออฟเซทโวลเตจนั้นเป็นอันหนึ่งของวงจร แต่ในที่นี้วงจรมีโพลอยู่ที่ 0 เฮิร์ตซ์ซึ่งเป็นความถี่ของออฟเซ็ทโวลเตจพอดี วงจรจึงไม่มีเสถียรภาพ แต่เมื่อมีฟีดแบ็คเกิดขึ้น โพลของวงจรจึงเปลี่ยนไป นั่นคือมีการเลื่อนโพลจาก 0 ไปอยู่ที่จุดอื่น



$$\frac{V_o}{V_s + V_{os}} = \frac{(A/s)}{1 - (A\beta/s)} = \frac{A}{s - A\beta}$$

คิดเฉพาะสัญญาณตั้งให้ $V_s = 0$

$$\frac{V_o}{V_s + V_{os}} = \frac{A}{s - A\beta} \Big|_{s=0} = -1/\beta$$

$$\begin{aligned} V_{dc} &= \frac{V_{oc}}{\beta} \\ V_{dc} &= \frac{V_{os} + \beta V_o}{\beta} \\ &= \frac{V_{os} + \beta(-V_{os}/\beta)}{\beta} \\ &= 0 \\ V_{dc} &= V_{dc} (A/s) \\ &= A * 0/0 \\ &= 0 * \infty \end{aligned}$$

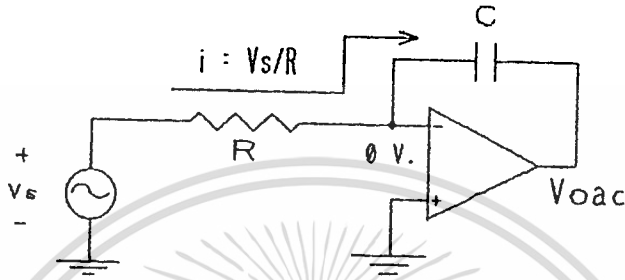
จะเห็นได้ว่า v_{dc} จะมีค่าเป็นศูนย์ด้วยอนันต์ นั่นคือจะเป็นเท่าไรก็ได้
นั่นเอง โดยในที่นี้ $v_{dc} = -V_{os}/\beta$

นอกจากยังเห็นได้ชัดว่าโพลของวงจรถูกเลื่อนจากศูนย์ไปอยู่ที่ $A\beta$ ซึ่งเป็น
ขั้วเกินของวงจร



วงจรอินทิเกรเตอร์แบบใช้คาปาซิเตอร์

การวิเคราะห์ผลทางด้านไฟกระแสสลับ (AC ANALYSIS)



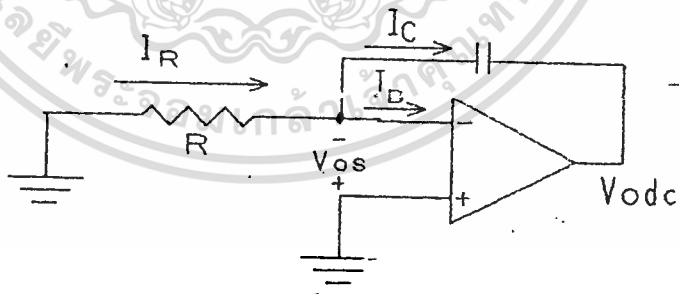
$$V_{oac} = -i/sC$$

$$V_{oac} = \frac{-Vs}{sCR}$$

โดย

$$i = Vs/R$$

การวิเคราะห์ผลทางด้านไฟกระแสตรง (DC ANALYSIS)



ในกรณีนี้เรานำค่าออฟเซ็ทโวลเตจ (V_{os}) และไบอัสเคอร์เรนท์ (I_B) ซึ่งเป็นสัญญาณไฟตรงมาคิด และทำการกรรวนค้อินพุท

$$I_R = V_{os}/R$$

$$I_1 = I_1 - I_B$$

$$= \frac{V_{os} - I_B}{R}$$

$$V_{odc} = \left\{ \frac{-V_{os} + I_B}{R} \right\} * \frac{1}{sC} - V_{os}$$

เนื่องจากเป็นสัญญาณไฟตรง แทน $s = 0$

$$V_{odc} = -\infty$$

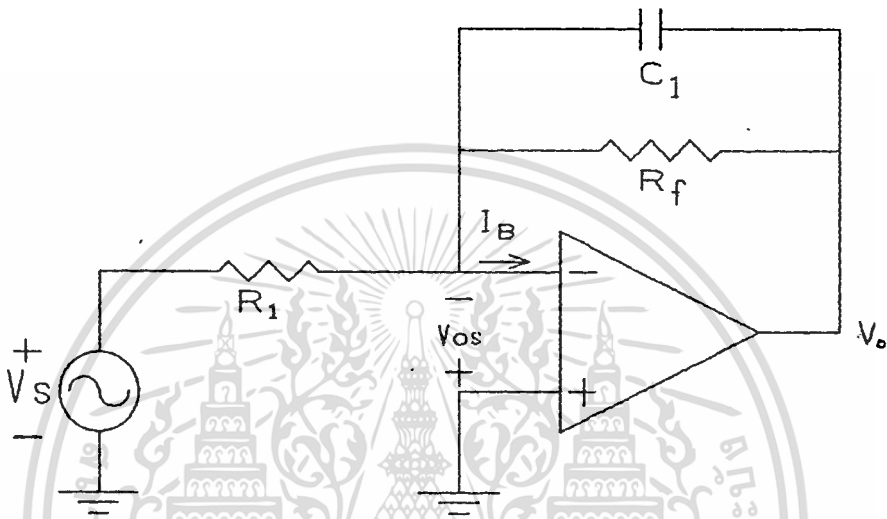
$$V_o = V_{oac} + V_{odc}$$

นั่นคือวงจรนี้ไม่สามารถใช้งานได้



INTEGRATOR

1. วิเคราะห์วงจร Integrator แบบมีความต้านทาน R_f ต่อคร่อม C ปิดเบิ้ลอยู่



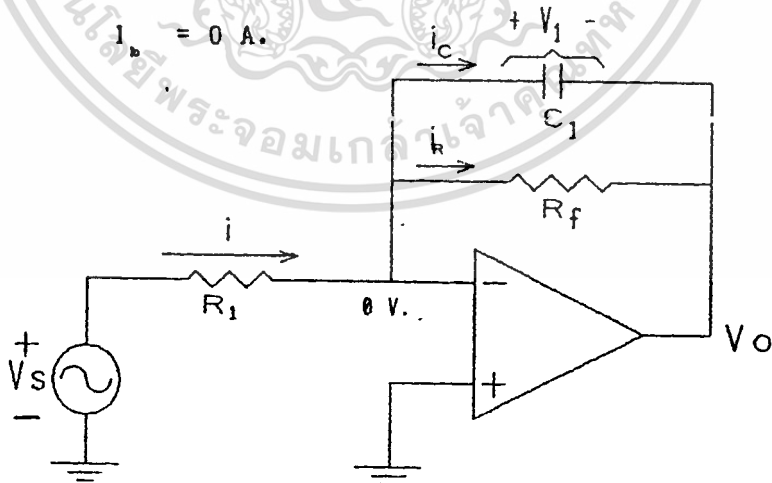
รูปที่ 1

เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ เราจะแยกคิดทางด้าน AC และ DC

(1) AC ANALYSIS

กำหนดให้ $V_{os} = 0 \text{ v.}$

$I_B = 0 \text{ A.}$



รูปที่ 2

จากรูป จะได้

$$V_o = -V_c$$

$$V_c = IR_1$$

$$\text{โดยที่ } I = I_c + I_R$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้... (1) ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = - (I_c + I_R) \left[\frac{R_f}{1 + sC_f R_f} \right] \quad \dots(2)$$

(1)/(2) จะได้

$$\frac{V_o}{V_i} = \left[\frac{-R_f}{1 + sC_f R_f} \right] \frac{1}{R_i}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-1}{(sC_f + 1/R_f)R_i} \quad \dots(3)$$

จากสมการข้างบนเราจะพบว่า ถ้า $R_f = \infty$ จะได้สมการเป็น

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-1}{sC_f R_i}$$

หรือ

$$V_o(t) = \frac{-1}{R_i C_f} \int V_i(t) dt$$

ซึ่งจะเป็น Real Integrator ที่มี $\phi_{-90} = 90$ องศา เสมอ

แต่ในทางปฏิบัติถ้าไม่ต่อ R_f , V_o จะ Saturate ดังจะแสดงให้ดูต่อไปในการวิเคราะห์ผลในทาง DC

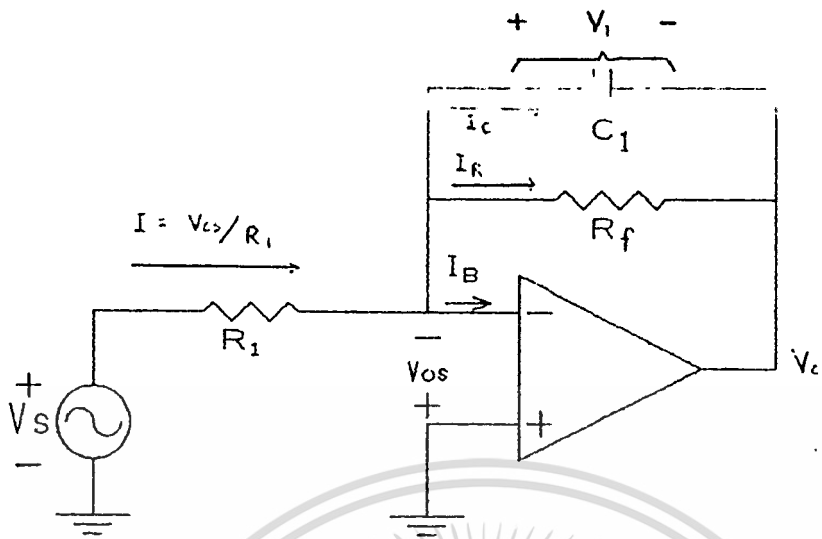
จากสมการที่ 3 เราจะได้ว่า Phase Shift ของวงจรจะเป็นไปตามสมการ

$$\phi_{-90} = 180 - \tan^{-1}(\omega R_f C_f)$$

(2) DC ANALYSIS

เริ่มแรกกำหนดให้ $V_i = 0$ V. จะได้วงจรดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3

จากรูปจะได้ว่า

$$V_o = -(V_1 + V_{os})$$

$$V_1 = \frac{1}{C_1} \int I_c dt$$

$$= \frac{1}{C_1} \int (I - I_b - I_r) dt$$

กระแส I และ I_b จะมีค่าคงที่เสมอ จะได้ว่า

$$V_1 = \frac{(I - I_b) t}{C_1} - \frac{1}{C_1} \int I_r dt$$

$$= \frac{(I - I_b) t}{C_1} - \frac{1}{C_1} \int (V_1/R_f) dt$$

$$V_1 + \frac{1}{R_f C_1} \int V_1 dt = \frac{(I - I_b) t}{C_1}$$

$$\frac{dV_1}{dt} + \frac{V_1}{R_f C_1} = \frac{I - I_b}{C_1} \dots (4)$$

จากสมการที่ 4 เมื่อ $R_f = \infty$ จะได้

$$V_i = \frac{(I - I_b) t}{c_i}$$

$$V_i = \frac{(V_{oc}/R_i - I_b) t}{c_i}$$

จากสมการข้างบน เราจะเห็นได้ว่า c_i จะถูก charge ตลอดเวลา (โดยทั่วไป $V_{oc}/R_i > I_b$) จน V_o ซึ่งเท่ากับ $-(V_i + V_{oc})$ จะต่ำลงจนเกิดการ Saturate ในทางด้านลบในที่สุด

ในทางตรงกันข้าม ถ้า $V_{oc}/R_i < I_b$ จะทำให้ได้ V_o ซึ่งจะ Saturate ในทางด้านบวก

ต่อไปเราจะพิจารณาที่ R_f ไม่เป็น ∞

จากสมการที่ 4 เป็นสมการ First Order ซึ่งเราจะแก้สมการ ได้ผลเป็น

$$\begin{aligned} V_i &= e^{-t/R_f c_i} \left[\int e^{t/R_f c_i} (I - I_b) / c_i dt + K \right] \\ &= e^{-t/R_f c_i} \left[e^{t/R_f c_i} * R_f c_i (I - I_b) / c_i + K \right] \\ &= R_f (I - I_b) + K e^{-t/R_f c_i} \end{aligned}$$

ถ้าเรากำหนดให้ Initial Condition ไม่มีประจุตกค้างอยู่ใน c_i เลย จะได้ว่า

$$\begin{aligned} V_i(0) = 0 &= R_f (I - I_b) + K e^0 \\ K &= -R_f (I - I_b) \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้นจะได้

$$V_i = R_f (I - I_b) (1 - e^{-t/R_f c_i})$$

และจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา แล 36 งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = -(V_i + V_{o_{ss}})$$

$$V_o(t) = -R_f \left[\frac{V_{o_{ss}}}{R_i} - I_b \right] (1 - e^{-t/R_f C_1}) - V_{o_{ss}}$$

จากสมการที่ได้ เราจะคิดเมื่อสัญญาณเข้าสู่สภาวะคงตัว (Steady State) โดยการแทน $t \rightarrow \infty$

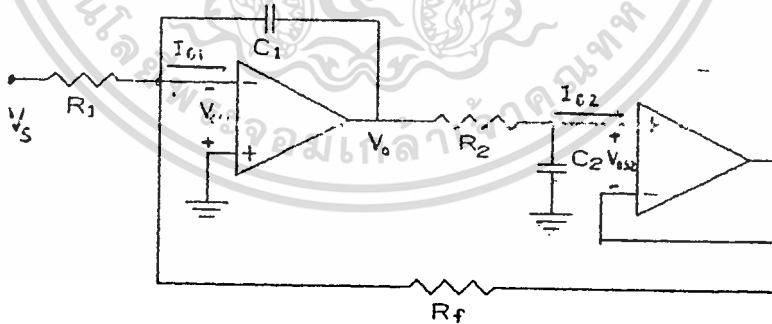
$$\begin{aligned} V_o(t) \Big|_{t \rightarrow \infty} &= -R_f \left[\frac{V_{o_{ss}}}{R_i} + R_f I_b \right] - V_{o_{ss}} \\ &= -V_{o_{ss}} \left(1 + R_f/R_i \right) + I_b R_f \end{aligned} \quad \dots(5)$$

จากสมการจะเห็นได้ว่า ถ้าเรากำหนดให้ค่าอุปกรณ์ต่างๆ มีค่าคงที่ใดๆ จะได้ว่า Output Voltage จะมีค่าคงที่ค่าใดค่าหนึ่งเสมอ วงจรจะไม่เกิดการ Saturate

2. วิเคราะห์วงจร Integrator แบบมีคัตออฟที่ประกอบด้วย Low-Pass

Filter และ R_f

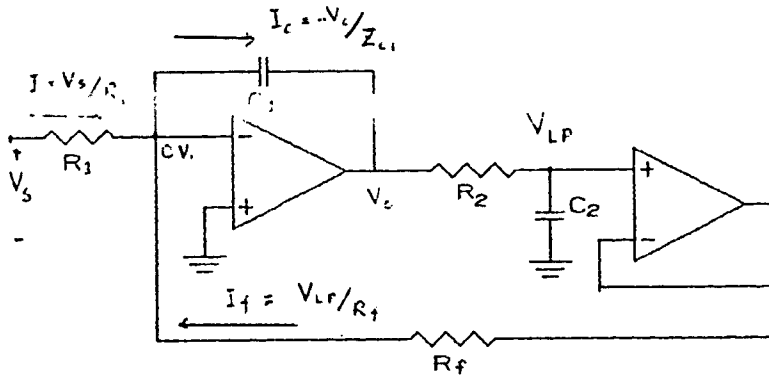
ดังรูป



รูปที่ 4

(1) AC ANALYSIS

$$\begin{aligned} \text{กำหนดให้ } V_{o_{ss1}} &= 0 \text{ V.} \\ V_{o_{ss2}} &= 0 \text{ V.} \\ I_b &= 0 \text{ A.} \end{aligned}$$



รูปที่ 5

จากรูป จะได้ว่า

$$I + I_f = I_c$$

$$\frac{V_-}{R_1} + \frac{V_{LP}}{R_f} = -\frac{V_c}{Z_{c1}}$$

$$\frac{V_-}{R_1} + \frac{V_c}{(1 + sC_2 R_2) R_f} = -\frac{V_c}{Z_{c1}}$$

$$\frac{V_-}{R_1} = -V_c \left[\frac{1}{(1 + sC_2 R_2) R_f} + \frac{1}{Z_{c1}} \right]$$

$$= -V_c \left[\frac{1}{(1 + sC_2 R_2) R_f} + sC_1 \right]$$

จากสมการข้างบนพบว่า ถ้า R_f หรือ $R_2 C_2 = \infty$

$$\frac{V_-}{V_+} = \frac{-1}{sC_1 R_1}$$

จะเห็นได้ว่า ได้สมการเป็น Real Integrator

หมายเหตุ เราสามารถทำให้ R_f เป็น ∞ ได้โดยการ Open R แต่ในทางปฏิบัติ ถ้าเราไม่ต่อ R_f จะทำให้ V_o Saturate และถ้า $R_2 C_2 = \infty$ ก็จะทำให้ระบบ

ได้ผลลัพธ์ออกมาดังต่อไปนี้คือวงจรโอปแอมป์วิเคราะห์ทาง DC

$$\frac{V_o}{R_1} = -V_o \left[\frac{1 + sR_f C_1 (1 + sC_2 R_2)}{R_f (1 + sC_2 R_2)} \right]$$

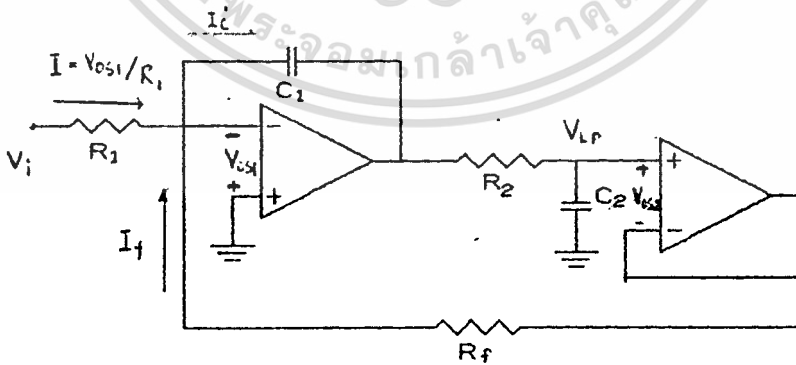
$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_f}{R_1} \left[\frac{(1 + sC_2 R_2)}{1 + sR_f C_1 (1 + sC_2 R_2)} \right]$$

แทน $s = j\omega$ จะได้

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_f}{R_1} \left[\frac{1 + j\omega R_2 C_2}{(1 - \omega^2 R_f R_2 C_1 C_2) + j\omega R_f C_1} \right]$$

$$\phi_{phase} = 180 + \tan^{-1}(\omega R_2 C_2) - \tan^{-1} \left[\frac{\omega R_f C_1}{(1 - \omega^2 R_f R_2 C_1 C_2)} \right]$$

(2) DC ANALYSIS



รูปที่ 6

จากรูป จะได้

$$I + I_f = I_c + I_u$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{o1}}{R_1} + \frac{V_o - I_b R_2}{R_f (1 + sC_2 R_2)} - \frac{V_{o2}}{R_f} + \frac{V_{o1}}{R_f} = -V_{o1} sC_1 - V_o sC_1 + I_b$$

$$\frac{V_{o1}}{R_1} + \frac{V_o - I_b R_2}{R_f (1 + sC_2 R_2)} - \frac{V_{o2}}{R_f} + \frac{V_{o1}}{R_f} = -V_{o1} sC_1 - V_o sC_1 + I_b$$

$$V_o = -V_{o1} \frac{(R_f + sR_f R_2 C_2)(R_f + R_1 + sR_1 R_2 C_2)}{(s^2 R_f^2 R_2 C_2 C_1 + sR_f C_1 + 1)(R_1 R_f)} + \frac{(V_{o2} + I_b R_2)}{(s^2 R_f^2 R_2 C_2 C_1 + sR_f C_1 + 1)} + \frac{I_b R_2}{(s^2 R_f^2 R_2 C_2 C_1 + sR_f C_1 + 1)} \dots (5)$$

เนื่องจากสัญญาณที่เรากำลังวิเคราะห์เป็น DC ดังนั้น เราจะแทนค่า $s=0$ เพื่อหา V_o ที่สัญญาณ DC จะได้ว่า

$$V_o (s=0) = -V_{o1} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] + V_{o2} \left[\frac{R_1}{R_f} + \frac{R_2}{R_1} \right] \dots (6)$$

จากสมการที่ 6 เราจะเห็นได้ว่า เมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณ DC จะทำให้ได้ V_o คงที่ค่าหนึ่ง ซึ่งเป็นค่าที่ไม่ทำให้วงจรเกิดการ Saturate

ภาคสมการ

$$V_o = -V_{o1} \left\{ \frac{S^2(R_1 R_2 R_f^2 C_1 C_2) + S(R_1 R_2 R_f C_2 + R_f^2 R_2 C_2 + R_f^2 R_1 C_1) + R_f^2 + R_1 R_f}{S^2(R_1 R_2 R_f^2 C_1 C_2) + S(R_1 R_f^2 C_1) + R_1 R_f} \right\}$$

$$+ (V_{o2} + I_{B1} R_f) \left\{ \frac{1 + S R_2 C_2}{S^2 R_f R_2 C_1 C_2 + S R_f C_1 + 1} \right\}$$

$$+ I_{B2} R_2 \left\{ \frac{1}{S^2 R_f R_2 C_1 C_2 + S R_f C_1 + 1} \right\}$$

เราได้นำมาคิดวิเคราะห์ เพื่อหาผลของความถี่ไม่ได้ ไม่ใช้เลือกค่าอุปกรณ์
 ต่างๆ กันไป โดยเราคิดแยกพิจารณาเป็นส่วนๆ ตาม source ต่างๆ
 เป็น 3 ส่วน คือ

- ผลจาก V_{o1}
- ผลจาก $V_{o2} + I_{B1} R_f$
- ผลจาก $I_{B2} R_2$

1.) ผลจาก V_{o1}

ดังเคหา: สมการในส่วนของ V_{o1} (V_2) ได้ เป็น

$$V_{o1} = -V_{o1} \left\{ \frac{S^2(R_1 R_2 R_f^2 C_1 C_2 + S(R_1 R_2 R_f C_2 + R_f^2 R_2 C_2 + R_f^2 R_1 C_1) + R_f^2 + R_1 R_f)}{S^2(R_1 R_2 R_f^2 C_1 C_2) + S(R_1 R_f^2 C_1) + R_1 R_f} \right\}$$

$$\frac{V_{o1}}{V_{o1}} = T_1(s) = -1 - \left\{ \frac{S(R_1 R_2 R_f C_2 + R_f^2 R_2 C_2) + R_f^2}{S^2(R_1 R_2 R_f^2 C_1 C_2) + S(R_f^2 R_1 C_1) + R_f R_1} \right\}$$

$$= -1 - \left\{ \frac{\left(\frac{1}{R_f C_1} + \frac{1}{R_1 C_1}\right) S + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{S^2 + S\left(\frac{1}{R_2 C_2}\right) + \frac{1}{R_f R_2 C_1 C_2}} \right\}$$

ค่าคงที่ [A] จะพิจารณาที่รากของสมการ (ถ้า Pole ของ $T_i(s)$)

จะได้ว่าค่า $s^2 + \frac{s}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_f R_2 C_1 C_2} = 0$

$$s = \frac{-\frac{1}{R_2 C_2} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{R_2 C_2}\right)^2 - \frac{4}{R_f R_2 C_1 C_2}}}{2}$$

ค่ารากของ s จะเห็นได้ว่า แบ่งได้เป็น 3 กรณี คือ

1. ถ้าใน Root > 0 จะได้ s เป็นจำนวนจริง 2 ค่า
2. ถ้าใน Root $= 0$ จะได้ s เป็นจำนวนจริง 2 ค่า เท่ากัน
3. ถ้าใน Root < 0 จะได้ s เป็นจำนวนเชิงซ้อน

กรณี 1

$$\left(\frac{1}{R_2 C_2}\right)^2 > \left(\frac{4}{R_f R_2 C_1 C_2}\right)$$

$$R_f C_1 > 4 R_2 C_2$$

$$T_i(s) = -1 - \left\{ \frac{\left(\frac{1}{R_f C_1} + \frac{1}{R_2 C_2}\right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{\left[\left(s + \frac{1}{2R_2 C_2}\right) + A\right] \left[\left(s + \frac{1}{2R_2 C_2}\right) - A\right]} \right\}$$

จะได้

$$A^2 = \left(\frac{1}{2R_2 C_2}\right)^2 - \frac{1}{R_f C_1 R_2 C_2}$$

$$A = \sqrt{\left(\frac{1}{2R_2 C_2}\right)^2 - \frac{1}{R_f C_1 R_2 C_2}}$$

จะได้

$$T_i(s) = -1 - \left\{ \frac{D}{\left(s + \frac{1}{2R_2 C_2}\right) + A} + \frac{E}{\left(s + \frac{1}{2R_2 C_2}\right) - A} \right\}$$

เอกสารนี้เผยแพร่โดยงานวิจัยของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณี 2.

$$\frac{4}{R_f C_1 R_2 C_2} = \left(\frac{1}{R_2 C_2} \right)^2$$

หรือ $R_f C_1 = 4 R_2 C_2$

$$T_1(s) = -1 - \left\{ \frac{\left(\frac{1}{R_f C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} \right) s + \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_2 C_2} \right) + \frac{1}{R_f C_1 R_2 C_2}} \right\}$$

$$= -1 - \left\{ \frac{\left[\frac{1}{R_f C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} \right] \left[s + \frac{1}{2R_2 C_2} \right] - \left[\frac{1}{R_f C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} \right] \left[\frac{1}{2R_2 C_2} \right] + \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}}{\left(s + \frac{1}{2R_2 C_2} \right)^2} \right\}$$

$$= -1 - \left\{ \frac{\left[\frac{1}{R_f C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} \right]}{\left[s + \frac{1}{2R_2 C_2} \right]} - \frac{\left[\frac{1}{2R_1 R_2 C_1 C_2} - \frac{1}{2R_f C_1 R_2 C_2} \right]}{\left[s + \frac{1}{2R_2 C_2} \right]^2} \right\}$$

$$T_1(t) = -\delta(t) - \left[\frac{1}{R_f C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} \right] e^{-t/2R_2 C_2} - \left[\frac{1}{2R_1 R_2 C_1 C_2} - \frac{1}{2R_f R_2 C_1 C_2} \right] t e^{-t/2R_2 C_2}$$

กรณี 3.

$$\left(\frac{1}{R_2 C_2} \right)^2 < \frac{4}{R_f C_1 R_2 C_2}$$

$$T_1(s) = -1 - \left\{ \frac{\left(\frac{1}{R_f C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} \right) \left(s + \frac{1}{2R_2 C_2} \right) + \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2} - \frac{1}{2R_1 C_1 R_2 C_2} - \frac{1}{2R_f R_2 C_1 C_2}}{s^2 + \frac{s}{R_2 C_2} + \left(\frac{1}{2R_2 C_2} \right)^2 - \left(\frac{1}{2R_2 C_2} \right)^2 + \frac{1}{R_f R_2 C_1 C_2}} \right\}$$

$$= -1 - \left\{ \frac{\left(\frac{1}{R_f C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} \right) \left(s + \frac{1}{2R_2 C_2} \right) + \frac{1}{2R_1 C_1 R_2 C_2} - \frac{1}{2R_f R_2 C_1 C_2}}{\left(s + \frac{1}{2R_2 C_2} \right)^2 + \left[\frac{1}{R_f C_1 R_2 C_2} - \left(\frac{1}{2R_2 C_2} \right)^2 \right]} \right\}$$

$$T_1(t) = -\delta(t) - \left\{ \left(\frac{1}{R_f C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} \right) e^{-t/2R_2 C_2} \cos(At) \right\} - \left\{ \left(\frac{1}{2R_1 R_2 C_1 C_2} - \frac{1}{2R_f R_2 C_1 C_2} \right) e^{-t/2R_2 C_2} \sin(At) \right\}$$

ข้อนี้เป็นเอกสารที่ส่งไปขอข้อมูลการวิจัยที่ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.) พลากร $V_{o2} + I_{B1}R_f$

พิจารณาเฉพาะ = สมการในส่วนของ $V_{o2} + I_{B1}R_f$ $\sigma=1$ ได้เป็น

$$V_{o2} = (V_{o2} + I_{B1}R_f) \left\{ \frac{SR_2C_2 + 1}{S^2R_fC_1R_2C_2 + SR_fC_1 + 1} \right\}$$

$$\frac{V_{o2}}{V_{o2} + I_{B1}R_f} = T_2(s) = \frac{SR_2C_2 + 1}{S^2R_fC_1R_2C_2 + SR_fC_1 + 1}$$

$$= \frac{\frac{S}{R_fC_1} + \frac{1}{R_fC_1R_2C_2}}{\left\{ S^2 + \frac{S}{R_2C_2} + \frac{1}{R_fC_1R_2C_2} \right\}}$$

จากสมการ $\sigma=1$ เห็นได้ว่า สามารถแยกได้เป็น 3 กรณี เช่นกัน
กรณี 1

$$T_2(s) = \frac{\frac{1}{R_fC_1} \left[S + \frac{1}{2R_2C_2} \right] + \frac{1}{2R_fC_1R_2C_2}}{\left[S + \frac{1}{2R_2C_2} \right]^2 + \left[\frac{1}{R_fC_1R_2C_2} - \left(\frac{1}{2R_2C_2} \right)^2 \right]}$$

$$= \frac{\frac{1}{R_fC_1} \left[S + \frac{1}{2R_2C_2} \right]}{\left[S + \frac{1}{2R_2C_2} \right]^2 + \left[\frac{1}{R_fC_1R_2C_2} - \left(\frac{1}{2R_2C_2} \right)^2 \right]} + \frac{\frac{1}{2R_fC_1R_2C_2}}{\left[S + \frac{1}{2R_2C_2} \right]^2 + \left[\frac{1}{R_fC_1R_2C_2} - \left(\frac{1}{2R_2C_2} \right)^2 \right]}$$

$$T_2(t) = \frac{1}{R_fC_1} e^{-t/2R_2C_2} \cos(At) + \frac{1}{A \cdot 2R_fC_1R_2C_2} e^{-t/2R_2C_2} \sin(At)$$

$$126' \quad A = \sqrt{\frac{1}{R_fC_1R_2C_2} - \left(\frac{1}{2R_2C_2} \right)^2}$$

กรณี 2

$$4R_2C_2 = R_fC_1$$

$$T_2(s) = \frac{\left\{ \frac{s}{R_fC_1} + \frac{1}{R_fC_1R_2C_2} \right\}}{\left\{ s + \frac{1}{2R_2C_2} \right\}^2}$$

$$= \frac{\frac{1}{R_fC_1} \left(s + \frac{1}{2R_2C_2} \right)}{\left[s + \frac{1}{2R_2C_2} \right]^2} + \frac{\frac{1}{2R_fC_1R_2C_2}}{\left[s + \frac{1}{2R_2C_2} \right]^2}$$

$$T_2(t) = \frac{1}{R_fC_1} e^{-t/2R_2C_2} + \frac{1}{2R_fC_1R_2C_2} t \cdot e^{-t/2R_2C_2}$$

กรณี 3.

$$4R_2C_2 < R_fC_1$$

$$T_2(s) = \frac{\left(\frac{s}{R_fC_1} + \frac{1}{R_fC_1R_2C_2} \right)}{\left[\left(s + \frac{1}{2R_2C_2} \right) + A' \right] \left[\left(s + \frac{1}{2R_2C_2} \right) - A' \right]}$$

$$= \frac{B}{\left(s + \frac{1}{2R_2C_2} + A' \right)} + \frac{C}{\left(s + \frac{1}{2R_2C_2} - A' \right)}$$

70

$$A = \sqrt{\left(\frac{1}{2R_2C_2} \right)^2 - \frac{1}{R_fC_1R_2C_2}}$$

$$T_2(t) = B e^{-t\left(\frac{1}{2R_2C_2} + A'\right)} + C e^{-t\left(\frac{1}{2R_2C_2} - A'\right)}$$

3.) ผลจาก I_{B2}

$$V_{O3} = I_{B2} R_2 \left\{ \frac{1}{s^2 R_1 C_1 R_2 C_2 + s R_1 C_1 + 1} \right\}$$

$$\frac{V_{O3}}{I_{B2} R_2} = T_3(s) = \frac{1}{s^2 R_1 C_1 R_2 C_2 + s R_1 C_1 + 1}$$

จากสมการ = เห็นได้ว่า แบ่งได้เป็น 3 กรณี เช่นเดียวกับที่เราได้วิเคราะห์จากตัวอื่นมาแล้ว
ดังนั้นจะสรุปทั้ง 3 กรณีได้ คือ

กรณี 1

$$4 R_2 C_2 > R_1 C_1$$

$$T_3(t) = \frac{1}{A} e^{-t/2R_2C_2} \sin(At)$$

กรณี 2

$$4 R_2 C_2 = R_1 C_1$$

$$T_3(t) = t e^{-t/2R_2C_2}$$

กรณี 3

$$4 R_2 C_2 < R_1 C_1$$

$$T_3(t) = E e^{-t(\frac{1}{2R_2C_2} + A')} + F e^{-t(\frac{1}{2R_2C_2} - A')}$$

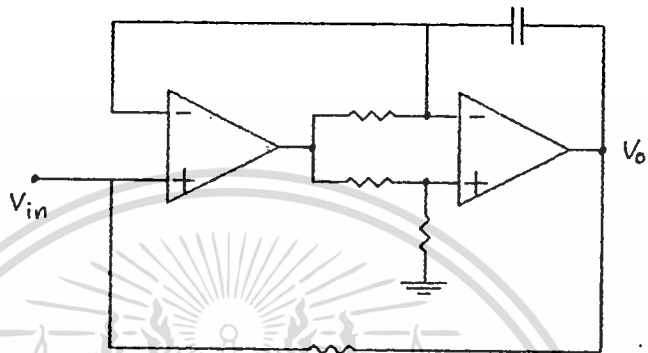
จากสมการที่ได้ทั้งหมดนี้ ต่อไปจะนำไปลอง Plot กราฟ แล้ววัดผล เพื่อพิสูจน์ว่าการต้านอนุภาคตัวนี้หรือไม่ และเพื่อที่จะหาค่าของอุปกรณที่จะใช้ ที่ดีที่สุดว่า ควรจะอยู่ในช่วงเท่าไร

บทที่ ๔

การแปลงและผลการทดลอง

อปแอมป์ที่ใช้ในการทดลองเป็นอปแอมป์ เบอร์ 741 ป้อนไฟเลี้ยง ± 9 v.

1. วงจร GIC

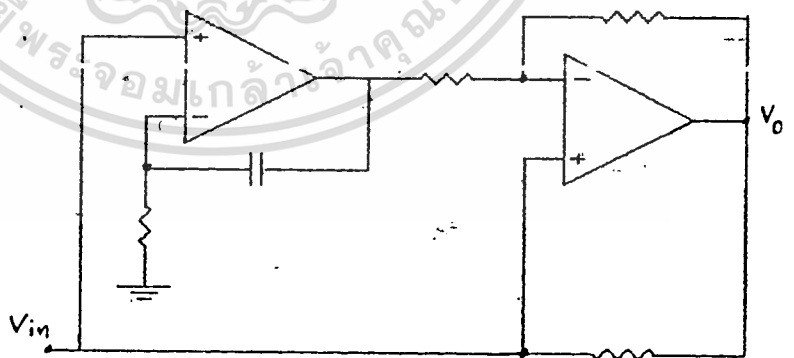


ให้ R ทุกตัวเท่ากับ 10 กิโลโอห์ม

C เท่ากับ 0.1 ไมโคฟารัด

ทำการกรานต์อินพุท แล้ววัดคิกตาที่จุดเอาท์พุทปรากฏว่าเอาท์พุทมีการอิมตัว (วัดได้ -8 โวลต์)

2. วงจร Riodan Gytrater

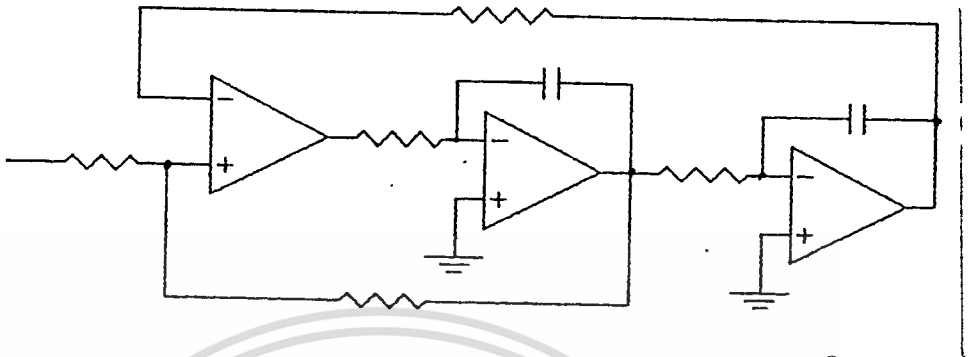


ให้ R ทุกตัวเท่ากับ 10 กิโลโอห์ม

C เท่ากับ 0.1 ไมโคฟารัด

ทำการกรานต์อินพุท แล้ววัดคิกตาที่จุดเอาท์พุทปรากฏว่าเอาท์พุทมีการอิมตัว (วัดได้ 8 โวลต์)

5. 2545 State Variable Filter



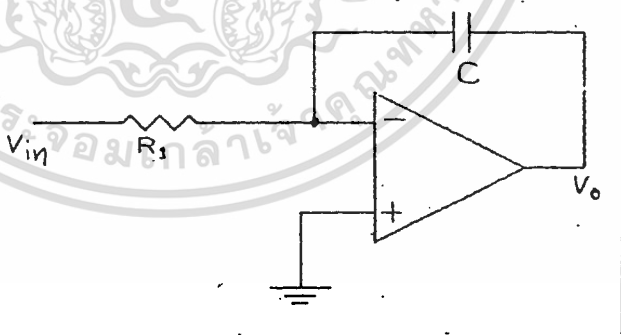
ให้ R ทุกตัวเท่ากับ 10 กิโลโอห์ม

C เท่ากับ 0.1 ไมโครฟารัด

ทำการกราวด์อินพุท แล้ววัดศักดาที่จุดต่าง ๆ ในวงจร ปรากฏว่าทุก ๆ จุด ในวงจรไม่มีการอ้อมตัวเลข

4. วงจร Integrator แบบใช้ OP AMP

4.1 แบบไม่มี R_f

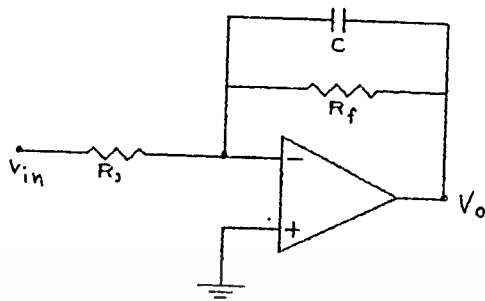


$R_1 = 10$ กิโลโอห์ม

$C = 0.1$ ไมโครฟารัด

ทำการกราวด์อินพุท วัดโวลเตจเอาต์พุตได้ -9 โวลต์

4.2 แบบมี R_f



$R = 10$ กิโลโอห์ม

$C = 0.1$ ไมโครฟารัด

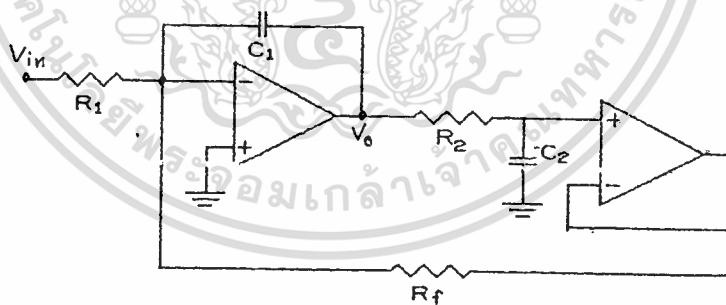
กราวนด์อินพุท

$R_f = 1$ กิโลโอห์ม วัด V_o ได้ -3 mV.

$R_f = 10$ กิโลโอห์ม วัด V_o ได้ -6 mV.

$R_f = 100$ กิโลโอห์ม วัด V_o ได้ -30 mV.

4.3 แบบมีโลว์พาสฟิลเตอร์



$R_1 = 10$ K $R_2 = 1$ K $R_f = 100$ K

$C_1 = 1$ μ F $C_2 = 1$ μ F.

กราวนด์อินพุท วัด V_o ได้เท่ากับ 20 mV.

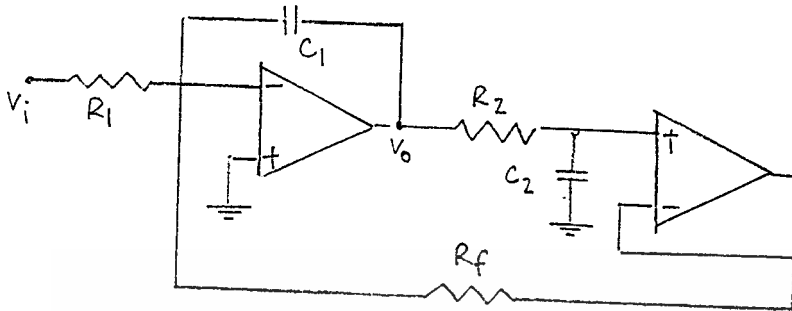
$R_1 = 2$ K $R_2 = 100$ K $R_f = 200$ K

$C_1 = 1$ μ F $C_2 = 1$ μ F.

กราวนด์อินพุท วัด V_o ได้เท่ากับ 6 mV.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง วงจรอินทิเกรเตอร์แบบมีโลว์พาสฟิลต์แบ็ค



- วงจรที่ 1**
- $R_1 = 10 \text{ K}$
 - $R_2 = 1 \text{ M}$
 - $R_f = 100 \text{ K}$
 - $C_2 = 1 \text{ }\mu\text{F}$
 - $C_1 = 1 \text{ }\mu\text{F}$

PHASE RESPONSE

การคำนวณ ได้เฟสที่ขึ้นต้วระหว่งเอาท์พุทและอินพุทดังกราฟข้างล่าง

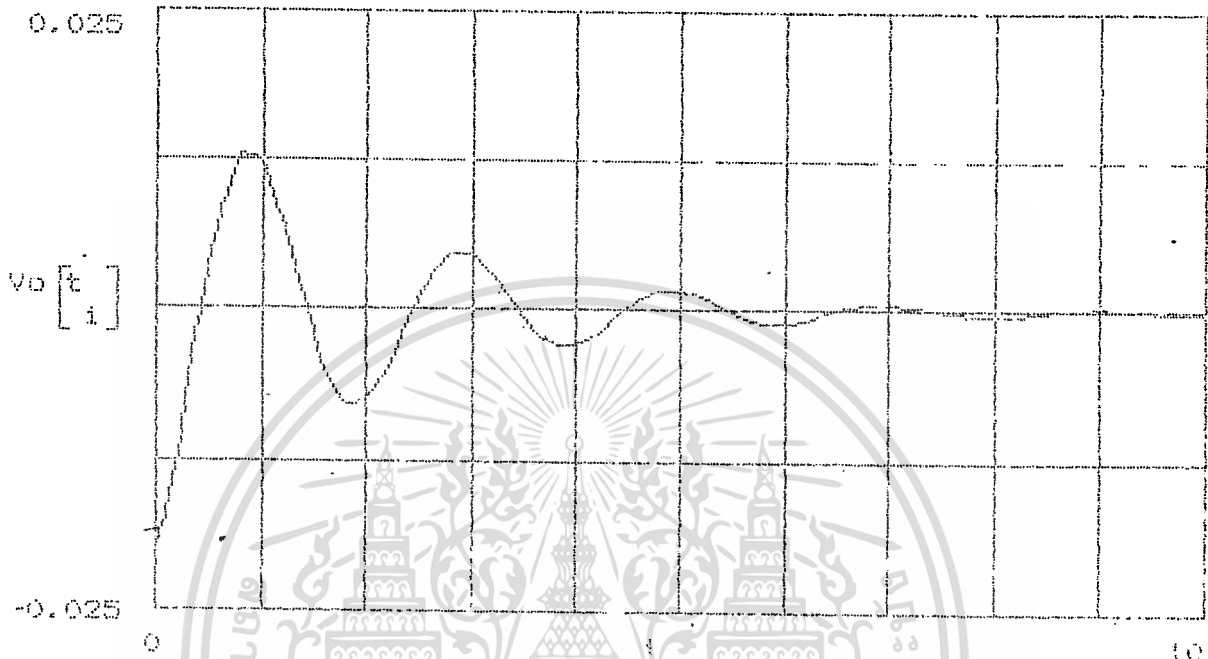


โดย ϕ_1 คือเฟสขั้วต้วของวงจรวจอินทิเกรเตอร์แบบมีความต้านทานเปิดแบ็ค
 ϕ_2 คือเฟสขั้วต้วของวงจรวจอินทิเกรเตอร์แบบมีโลว์พาสฟิลต์แบ็ค (คือเฟสของวงจรวจที่ทดลอง)

การทดลอง ความถี่ต่ำสุดที่วัดได้ที่เฟสขั้วต้วยังคงเป็น 90 องศา อยู่ คือ 13 Hz.

TIME RESPONSE

การคำนวณ ได้ Time Response ดังกราฟข้างล่าง



การทดลอง เวลาในการเข้าสู่ Steady State ของสัญญาณเอาต์พุต
คือ 11 วินาที

สัญญาณไฟตรงของเอาต์พุตเมื่อเข้าสู่สภาวะคงที่
ทำการกราวด์เอาต์พุต

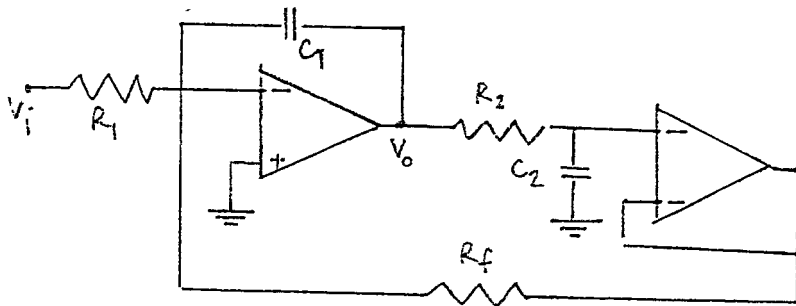
การคำนวณ

$$V_o = -V_{os1} \left\{ 1 + \frac{R_f}{R_1} \right\} + V_{os2} + I_{B1} R_f + I_{B2} R_2$$

$$V_o = 19.94 \text{ mV.}$$

การทดลอง

วัด V_o ได้ 20 mV.



วงจรที่ 2

$$R_1 = 2 \text{ M}$$

$$R_2 = 200 \text{ K}$$

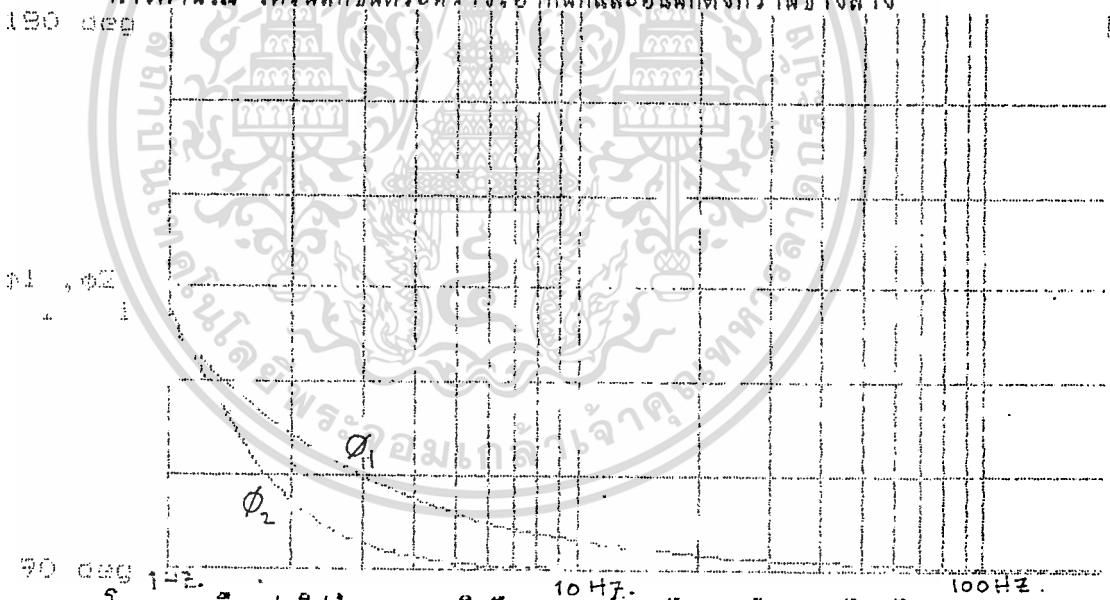
$$R_f = 100 \text{ K}$$

$$C_2 = 1 \text{ }\mu\text{F.}$$

$$C_1 = 1 \text{ }\mu\text{F.}$$

PHASE RESPONSE

การคำนวณ ได้เฟสที่ขึ้นตระหว่างเอาต์พุตและอินพุตดังกราฟข้างล่าง



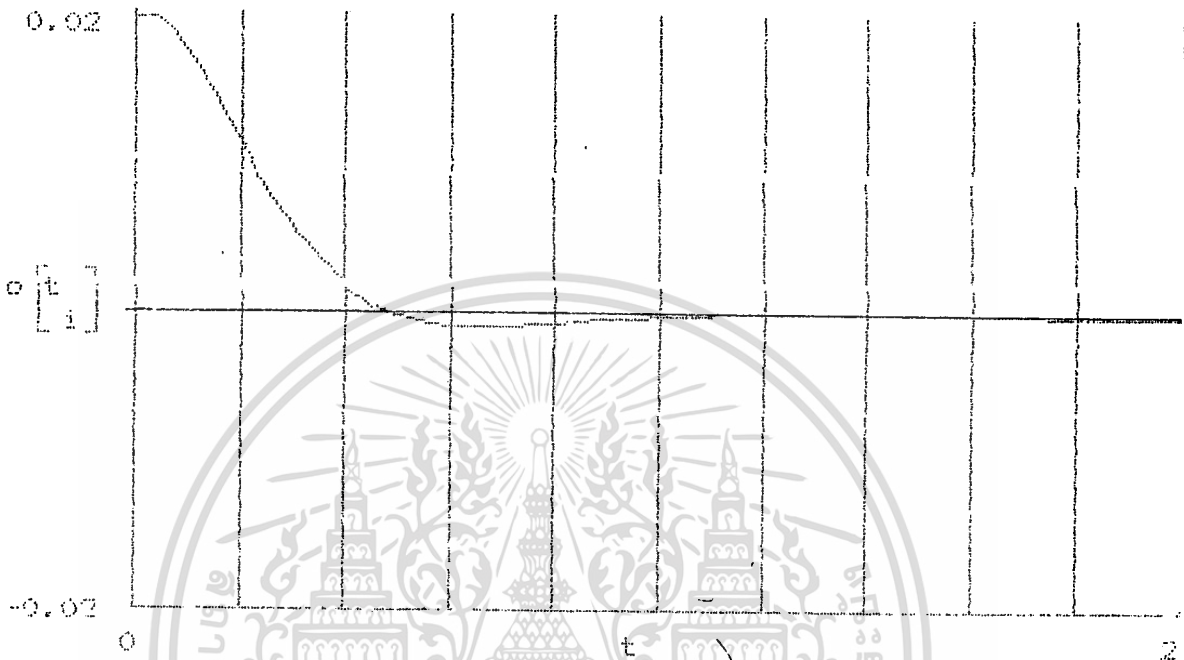
โดย ϕ_1 คือเฟสขั้วของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบมีความต้านทานฟีดแบ็ค

ϕ_2 คือเฟสขั้วของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบมีโลว์พาสฟีดแบ็ค (คือเฟสของวงจรที่ทดลอง)

การทดลอง ความถี่ต่ำสุดที่วัดได้ที่เฟสขั้วยังคงเป็น 90 องศา อยู่ คือ 13 Hz.

TIME RESPONSE

การคำนวณ ได้ Time Response ดังกราฟข้างล่าง

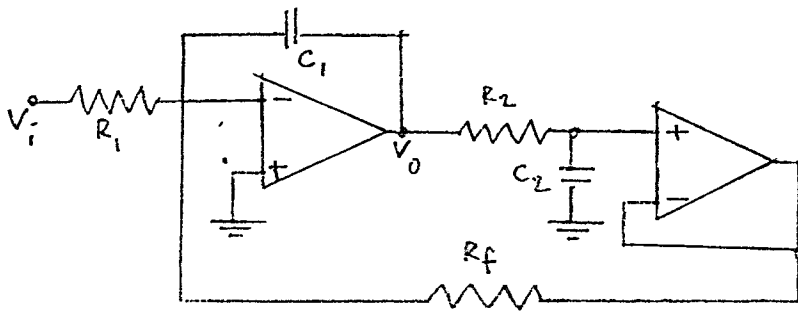


การทดลอง เวลาในการเข้าสู่ Steady State ของสัญญาณเอาต์พุต
คือ 1.3 วินาที

สัญญาณไฟตรงของเอาต์พุตเมื่อเข้าสู่สภาวะคงที่
ทำการกราวนด์อินพุต
การคำนวณ

$$V_o = 6.1 \text{ mV.}$$

การทดลอง
วัด V_o ได้ 6 mV.

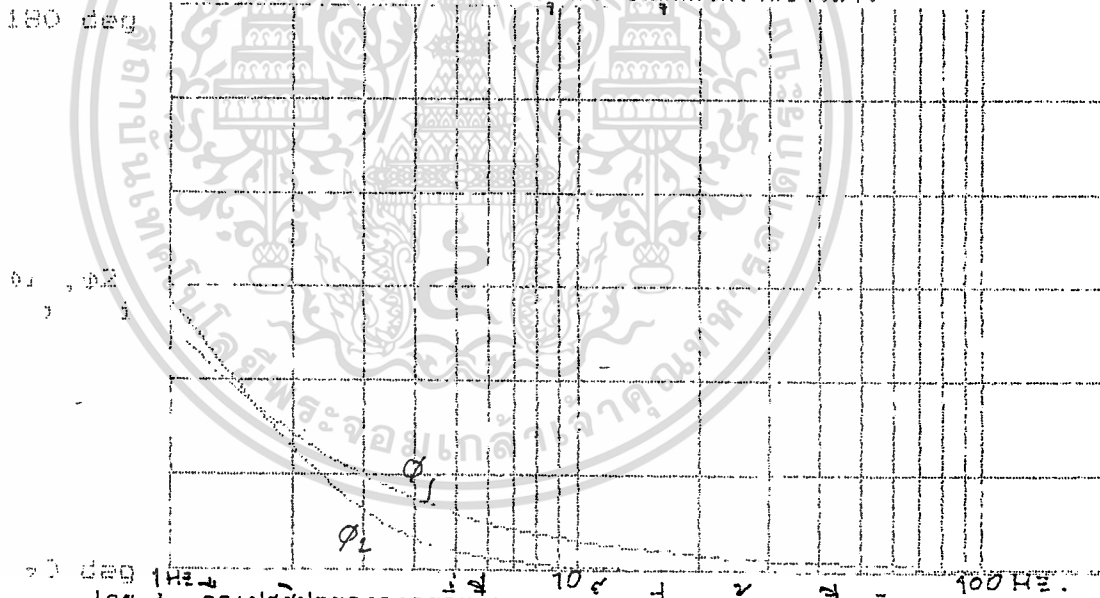


วงจรที่ 3

$R_1 = 2 \text{ M}$
 $R_2 = 200 \text{ K}$
 $R_f = 50 \text{ K}$
 $C_2 = 1 \text{ }\mu\text{F}$
 $C_1 = 1 \text{ }\mu\text{F}$

PHASE RESPONSE

การคำนวณ ได้เฟสที่ขึ้นระหว่างเอาต์พุตและอินพุตดังกราฟข้างล่าง

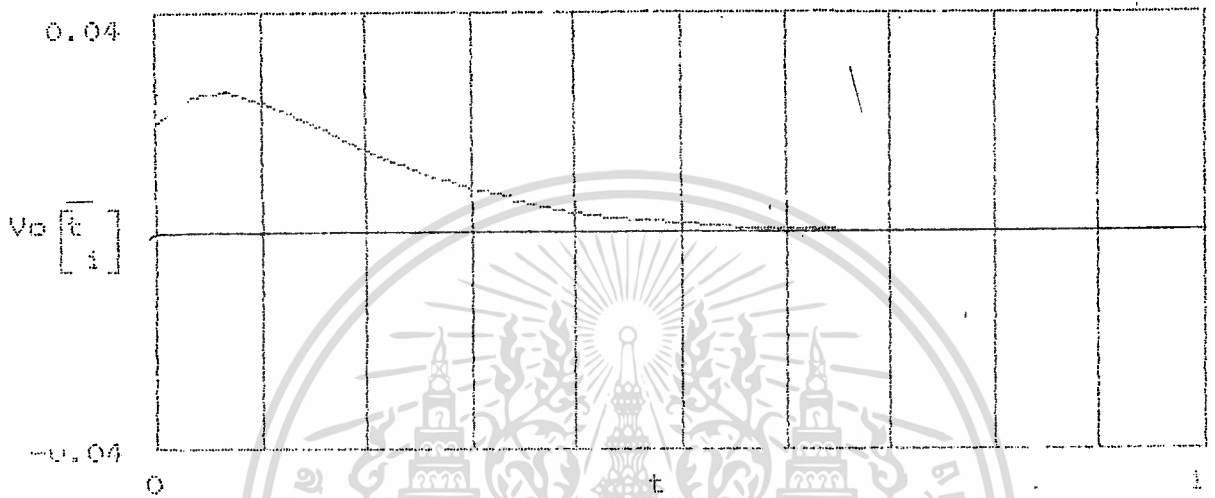


โดย ϕ_1 คือเฟสชัฟต์ของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบมีความต้านทานเปิดแบ็ค
 ϕ_2 คือเฟสชัฟต์ของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบมีโวลุ่มเฟสเปิดแบ็ค (คือเฟสของวงจรที่ทดลอง)

การทดลอง ความถี่ต่ำสุดที่วัดได้ที่เฟสชัฟต์ยังคงเป็น 90 องศา อยู่ คือ 20 Hz.

TIME RESPONSE

การคำนวณ ได้ Time Response ตั้งกราฟข้างล่าง

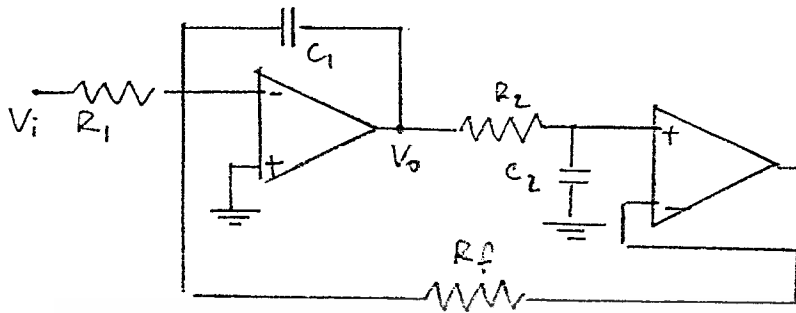


การทดลอง เวลาในการเข้าสู่ Steady State ของสัญญาณเอาต์พุต
คือ 1 วินาที

สัญญาณไฟตรงของเอาต์พุตเมื่อเข้าสู่สภาวะคงที่
ทำการกราวด์อินพุต
การคำนวณ

$$V_o = 5 \text{ mV.}$$

การทดลอง
วัด V_o ได้ 5 mV.



วงจรที่ 4

$$R_1 = 2 \text{ M}$$

$$R_2 = 400 \text{ K}$$

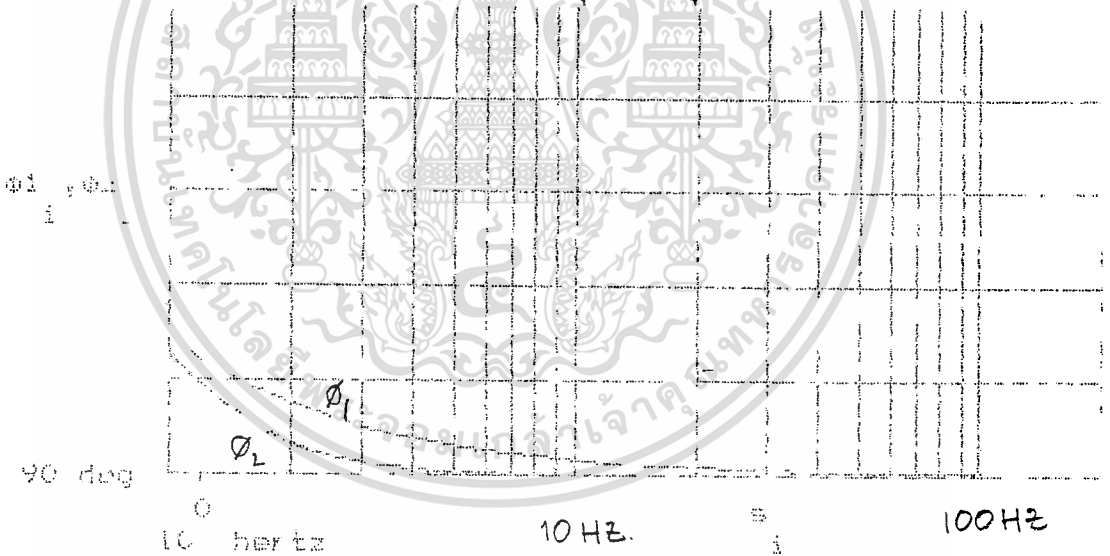
$$R_F = 100 \text{ K}$$

$$C_2 = 1 \text{ }\mu\text{F.}$$

$$C_1 = 1 \text{ }\mu\text{F.}$$

PHASE RESPONSE

การคำนวณ ได้เฟสที่ขึ้นระหว่างเอาต์พุตและอินพุตกราฟข้างล่าง



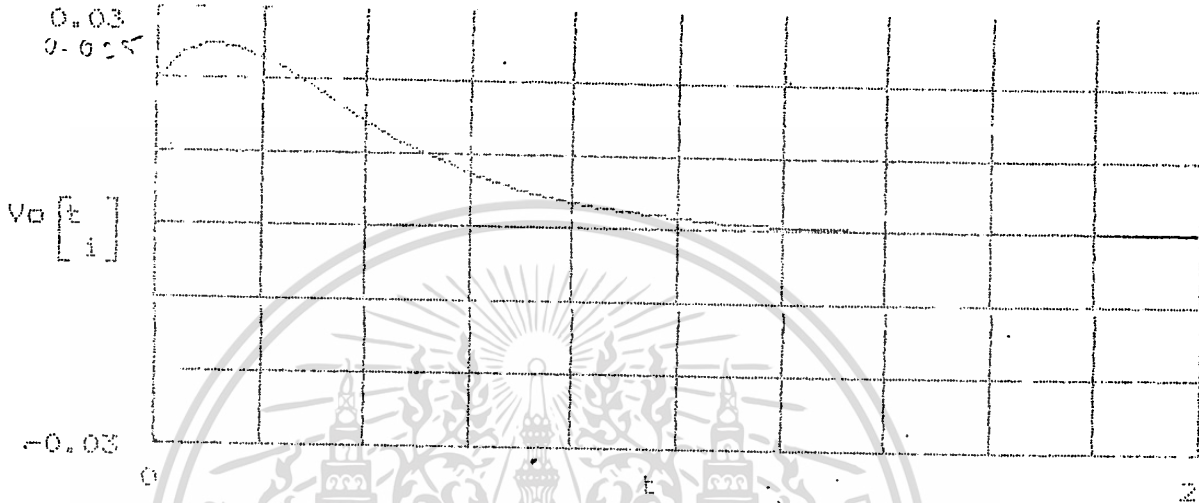
โดย ϕ_1 คือเฟสชัฟต์ของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบมีความต้านทานฟีดแบ็ค

ϕ_2 คือเฟสชัฟต์ของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบมีโลว์พาสฟีดแบ็ค (คือเฟสของวงจรที่ทดลอง)

การทดลอง ความถี่ต่ำสุดที่วัดได้ที่เฟสชัฟต์ยังคงเป็น 90 องศา อยู่ คือ 13 Hz.

TIME RESPONSE

การคำนวณ ได้ Time Response ดังกราฟข้างล่าง



การทดลอง เวลาในการเข้าสู่ Steady State ของสัญญาณเอาต์พุต คือ 1.4 วินาที

สัญญาณไฟตรงของเอาต์พุตเมื่อเข้าสู่สภาวะคงที่
ทำการกราวนด์อินพุต
การคำนวณ

$$V_o = 10.06 \text{ mV.}$$

การทดลอง
วัด V_o ได้ 10 mV.

บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป

จากการวิเคราะห์ทุก ๆ วงจรที่ผ่านมาทั้งหมด รวมทั้งจากการทดลองซึ่งให้ผลสอดคล้องกับการวิเคราะห์ ทำให้เราได้ทราบถึงผลของการพีดแบ็คที่มีต่อเสถียรภาพของวงจร โดยเฉพาะวงจรที่มี ๓ เป็นตัวประกอบอยู่ในทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน โดยความไม่อุดมคติของอุปกรณ์ที่ใช้ไม่ว่าจะเป็นออปแอมป์หรือโอทีเอ จะทำให้วงจรบางประเภทขาดเสถียรภาพโดยสิ้นเชิงในกรณีที่ไม่มีพีดแบ็ค แต่ถ้าหากมีการพีดแบ็คสัญญาณแล้ว ผลของความไม่อุดมคติของอุปกรณ์จะแสดงผลออกมา น้อยมาก วงจรสามารถทำงานได้เป็นอย่างดี

ถึงแม้ผลของการพีดแบ็คจะแก้ปัญหาด้านเสถียรภาพของวงจรได้ แต่มันก็ไปสร้างปัญหาอีกด้านหนึ่ง จากตัวอย่างของวงจรอินทิเกรเตอร์ การต่อตัวต้านทานพีดแบ็คเพื่อแก้ปัญหาคือการอิมิต์ทำให้วงจรสามารถทำงานได้ก็จริง แต่ก็ทำให้วงจรขาดคุณสมบัติของวงจรอินทิเกรเตอร์ที่หายไปเช่นกัน ดังนั้นการใช้วิธีพีดแบ็คจึงควรทำอย่างระมัดระวัง เพื่อให้ได้ผลที่ใกล้เคียงกับความต้องการของเราที่สุด

จากที่ได้กล่าวมาแล้ว ว่าการพีดแบ็คเพื่อแก้ปัญหาด้านเสถียรภาพ จะทำให้วงจรสูญเสียคุณสมบัติบางอย่างไป ดังนั้นเราจึงยังไม่สามารถสร้างอุปกรณ์แอกคัพที่มีคุณสมบัติเป็นอุดมคติได้จริง ๆ เรายังไม่สามารถสร้างวงจรอินทิเกรเตอร์ที่เป็นอุดมคติได้ หรือยังไม่สามารถสร้างวงจรรีซีทีฟเวร์คที่มีคุณสมบัติเป็นอินดีคแทนซ์ที่มีค่า Q (QUALITY FACTOR) สูงเป็นอันต้นได้

ในกรณีของวงจรอินทิเกรเตอร์การพีดแบ็คจะทำให้สัญญาณเอาต์พุทและอินพุทไม่ต่างกัน 90 องศาพอดี ส่วนกรณีวงจรที่สร้างอินดีคแทนซ์ การพีดแบ็คก็ทำให้ได้อินดีคแทนซ์ที่อ่อนกรมอยู่กับรีซีสแทนซ์ค่าหนึ่งเสมอ

อย่างไรก็ตาม วิธีการพีดแบ็คก็เป็นส่วนสำคัญเช่นกัน จากการวิเคราะห์และการทดลองพบว่า วงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการพีดแบ็คอย่างตัวต้านทานตรง ๆ จะมีคุณสมบัติ ของความเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ดีสู้วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ให้เอาต์พุทผ่านโลว์พาสฟิลเตอร์แล้วค่อยนำมาพีดแบ็คไม่ได้ (ในบางย่านความถี่)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

การคำนวณเพื่อหาค่าเฉลี่ยของ INPUT OFFSET VOLTAGE และ
INPUT OFFSET CURRENT ของ ออปแอมป์ เซอร์ 741

A6.1 CALCULATION OF THE INPUT OFFSET VOLTAGE AND CURRENT OF THE 741

Two important aspects of the performance of the amplifier are its input offset current and voltage. As discussed earlier in this chapter, these parameters place a lower limit on the values of dc current and voltage than can be accurately detected and amplified by the circuit. Calculation of these performance parameters, however, is fundamentally different from calculation of other parameters such as voltage gain. Offset voltage and current are random parameters with mean values that are usually very near zero. These offsets arise from randomly occurring mismatches between the device pairs making up the input stage of the circuit, and are best described by a probability distribution with (ideally) zero mean and some standard deviation. The parameter of interest from the designer's standpoint is the standard deviation of the offset voltage and current distributions, which will dictate the limit he can place on the offset voltage and current of production units being tested while maintaining an acceptable yield. From the user's standpoint the details of the distribution are of little significance except as they affect the specified maximum offset voltage arrived at by the designer. The information available to the designer at the design stage is the distribution of mismatches in resistor values, transistor saturation current, and transistor beta.

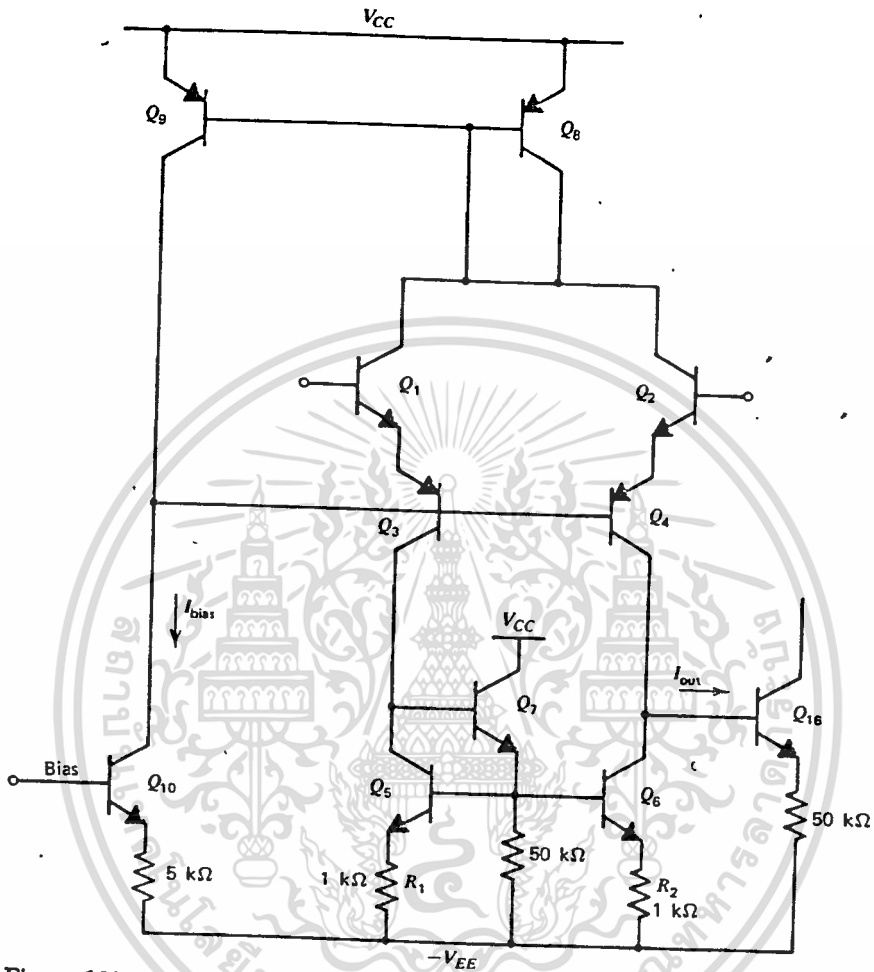


Figure 6.39 Circuit for the calculation of V_{OS} of the 741.

Given these distributions, his task is to design an input stage with the minimum offset while meeting the other circuit requirements. We will calculate the offset voltage and current of the 741 under the assumption that the various device mismatches are described by normal or Gaussian distributions.

A simplified input stage schematic diagram is shown in Fig. 6.39. In this analysis we will assume that the current gains of the *nnp* transistors, Q_1 , Q_2 , Q_5 , and Q_6 , are large enough that their base currents can be neglected. The same assumption is made regarding Q_7 and Q_{16} .

Provided that the mismatches are small enough that they only slightly perturb the currents in the circuit, we can simplify the problem by considering each device pair mismatch independently and superposing the results. Referring to Fig. 6.39, we see that the problem is to determine the input voltage, V_{OS} , to drive I_{out} to zero in the presence of the various mismatches.

First consider a mismatch between Q_5 and Q_6 and between R_1 and R_2 . The offset in the collector currents of such a configuration was investigated in Chapter 4, with the result that

$$\frac{\Delta I_{C5-6}}{I_{C5-6}} = \left(\frac{1}{1 + g_m R_{1-2}} \right) \frac{\Delta I_{S5-6}}{I_{S5-6}} - \left(\frac{g_m R_{1-2}}{1 + g_m R_{1-2}} \right) \frac{\Delta R_{1-2}}{R_{1-2}} \quad (6.90)$$

where $\Delta I_{C5-6}/I_{C5-6}$ is the fractional mismatch in the collector currents, I_{C5} and I_{C6} . Equation 6.90 can be written as

$$\frac{\Delta I_{C5-6}}{I_{C5-6}} = \left(\frac{1}{1 + \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}} \right) \left(\frac{\Delta I_{S5-6}}{I_{S5-6}} \right) - \left(\frac{\frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}}{1 + \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}} \right) \left(\frac{\Delta R_{1-2}}{R_{1-2}} \right) \quad (6.91)$$

In order to produce an equivalent difference current in Q_3 and Q_4 to drive I_{out} to zero, we must apply an input voltage of V_{OS1} where

$$\Delta I_{C3-4} = \frac{g_{m1-2}}{2} V_{OS1} = \Delta I_{C5-6} \quad (6.92)$$

Thus,

$$V_{OS1} = 2 \frac{\Delta I_{C5-6}}{g_{m1-2}} \quad (6.93)$$

Using (6.91) in (6.93),

$$V_{OS1} = \frac{2}{g_{m1-2}} \left[(I_{C5-6}) \left(\frac{1}{1 + \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}} \right) \left(\frac{\Delta I_{S5-6}}{I_{S5-6}} \right) - (I_{C5-6}) \left(\frac{\frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}}{1 + \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}} \right) \left(\frac{\Delta R_{1-2}}{R_{1-2}} \right) \right] \quad (6.94)$$

But

$$\frac{I_{C5-6}}{g_{m1-2}} = \frac{I_{C5-6}}{g_{m5-6}} = V_T \quad (6.95)$$

and substitution of (6.95) in (6.94) gives

$$V_{OS1} = 2V_T \left[\left(\frac{1}{1 + \frac{I_{C5-6}R_{1-2}}{V_T}} \right) \left(\frac{\Delta I_{S5-6}}{I_{S5-6}} \right) - \left(\frac{\frac{I_{C5-6}R_{1-2}}{V_T}}{1 + \frac{I_{C5-6}R_{1-2}}{V_T}} \right) \left(\frac{\Delta R_{1-2}}{R_{1-2}} \right) \right] \quad (6.96)$$

Now we consider mismatches in I_{S1-2} and I_{S3-4} . If the collector currents of Q_1 , Q_2 , Q_3 , and Q_4 are equal, the offset contribution of the Q_1 - Q_2 mismatch is just the difference between V_{BE1} and V_{BE2} at the same I_C . This is given by

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \approx -V_T \frac{\Delta I_{S1-2}}{I_{S1-2}} \quad (6.97)$$

The contribution of the Q_3 - Q_4 mismatch is similar, so that

$$V_{OS2} = -V_T \frac{\Delta I_{S1-2}}{I_{S1-2}} - V_T \frac{\Delta I_{S3-4}}{I_{S3-4}} \quad (6.98)$$

The final consideration is the beta mismatch in the *pn*p transistors. Assuming that the two collector currents, I_{C3} and I_{C4} , are equal, the emitter currents will be unequal by an amount equal to the difference in the base currents. Assuming $\Delta\beta_F \ll \beta_F$,

$$\frac{\Delta I_{E3-4}}{I_{E3-4}} = - \left(\frac{1}{\beta_{3-4}} \right) \left(\frac{\Delta\beta_{3-4}}{\beta_{3-4}} \right) \quad (6.99)$$

If we neglect base currents in the *npn* transistors, the two collector currents in Q_1 and Q_2 will differ by ΔI_{E3-4} . Then

$$V_{OS3} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \cong V_T \frac{\Delta I_{C1-2}}{I_{C1-2}} = V_T \frac{\Delta I_{E3-4}}{I_{E3-4}}$$

and substitution of (6.99) yields

$$V_{OS3} = -V_T \frac{1}{\beta_{3-4}} \frac{\Delta\beta_{3-4}}{\beta_{3-4}} \quad (6.100)$$

The total input offset voltage is then the sum of the three components.

$$V_{OS} = V_{OS1} + V_{OS2} + V_{OS3}$$

$$V_{OS} = V_T \left[\left(\frac{2}{1 + \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}} \right) \left(\frac{\Delta I_{S5-6}}{I_{S5-6}} \right) - \left(\frac{2 \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}}{1 + \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}} \right) \left(\frac{\Delta R_{1-2}}{R_{1-2}} \right) - \frac{\Delta I_{S1-2}}{I_{S1-2}} - \frac{\Delta I_{S3-4}}{I_{S3-4}} - \left(\frac{1}{\beta_{3-4}} \right) \left(\frac{\Delta \beta_{3-4}}{\beta_{3-4}} \right) \right] \quad (6.101)$$

For a given set of mismatches this expression will give the input offset voltage. However, the information of interest to the designer is the distribution of the observed offset voltages over a large number of samples, and the information available is the distribution of the mismatch factors. If each of the quantities

$$\frac{\Delta I_{S5-6}}{I_{S5-6}}, \frac{\Delta R_{1-2}}{R_{1-2}}, \frac{\Delta I_{S1-2}}{I_{S1-2}}, \frac{\Delta I_{S3-4}}{I_{S3-4}}, \frac{\Delta \beta_{3-4}}{\beta_{3-4}}$$

are regarded as independent random variables with normal distributions, then, as discussed in Appendix A3.1, the standard deviation of the sum is given by

$$\sigma_{\text{sum}} = \sqrt{\sum_n \sigma_n^2} \quad (6.102)$$

Thus the standard deviation of the distribution for V_{OS} is calculated by taking the square root of the sum of the squares of the individual contributions.

Assuming that the standard deviation of resistor matching is 1 percent, that of I_S matching is 5 percent, and that of beta matching is 10 percent, we obtain, with $R_{1-2} = 1 \text{ k}\Omega$, $I_{C5-6} = 9.5 \text{ }\mu\text{A}$, $\beta_{3-4} = 50$

$$\begin{aligned} \sigma_{V_{OS}} &= V_T \sqrt{(0.073)^2 + (0.0052)^2 + (0.05)^2 + (0.05)^2 + \left(\frac{1}{50}\right)^2 (0.1)^2} \\ &= V_T (0.103) = 2.6 \text{ mV} \end{aligned} \quad (6.103)$$

The largest single offset contribution is thus the mismatch in the active load devices, Q_5 and Q_6 . If, for example, the offset voltage has a standard deviation of 2.6 mV, then the fraction, Y , of all devices fabricated that will have an offset voltage of less than the 741 specification of 5 mV is given by

$$Y = \int_{-5}^{+5} \frac{1}{2.6\sqrt{2\pi}} \exp \frac{x^2}{2(2.6)^2} dx \quad (6.104)$$

This integral can be evaluated with the aid of Fig. 3.49, giving a value of .93. Thus a 7 percent yield loss will be suffered from offset voltage variations with the 5-mV offset specification.

The input offset current is determined by the beta mismatch between Q_1 and Q_2 and the mismatch in I_{C1} and I_{C2} . It is given approximately by

$$\begin{aligned}
 I_{OS} &= I_{B1} - I_{B2} \\
 &= I_{B1-2} \left(-\frac{\Delta\beta_{1-2}}{\beta_{1-2}} - \frac{1}{\beta_{3-4}} \frac{\Delta\beta_{3-4}}{\beta_{3-4}} + .73 \frac{\Delta I_{S5-6}}{I_{S5-6}} - .27 \frac{\Delta R_{1-2}}{R_{1-2}} \right)
 \end{aligned}
 \tag{6.105}$$

Assuming a *pn*p beta of 50, and an *n*pn beta of 250, $I_{B1-2} = 9.5 \mu\text{A}/250 = 38 \text{ nA}$ and

$$\sigma_{I_{OS}} \cong (0.1) I_{B1-2} = 3.8 \text{ nA}
 \tag{6.106}$$

กิติกรรมประกาศ

งานวิจัยชิ้นนี้ สำเร็จลงได้ก็ด้วยความร่วมมือและการให้ความช่วยเหลือของบุคคลหลายๆคน ตั้งแต่แก่ รศ.ดร. สิทธิชัย โภไคยอุดม อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ให้คำปรึกษา คำแนะนำต่างๆ ซึ่งเป็นแนวทางที่สำคัญอย่างยิ่งในการค้นคว้างานวิจัยจนสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ขอขอบคุณ อาจารย์ พลผดุง ผดุงกุล ที่ได้ให้ยืมห้องเพื่อใช้ในการทำงานวิจัย รวมทั้งขอขอบคุณ เพื่อนๆทุกคน ตำราทุกเล่ม ที่ได้ช่วยส่งเสริมให้งานวิจัยนี้สมบูรณ์ยิ่งขึ้น ผู้จัดทำขอขอบคุณเป็นอย่างมากไว้ ณ. ที่นี้ด้วย และหวังเป็นอย่างยิ่งว่าสิ่งที่ดีใดๆอันเกิดจากผลงานนี้ ก็ขอมอบให้กับผู้อ่านทุกท่าน รวมเผื่อแผ่ไปยังผู้ที่ยังไม่ได้อ่าน แต่มีความต้องการที่จะรู้ในเรื่องที่เกี่ยวกับงานวิจัยนี้ด้วย

นาย ชัชวาลย์ เต็มฤทธิวงศ์
นาย จิรยุทธี มหัทธนกุล
ผู้จัดทำ

หนังสืออ้างอิง

1. กลุ่ม CNS , " Op-Amp 741 " , หจก., สนพ. นิสสิคส์ เซ็นเตอร์ , หน้า 1-29 ,
พ.ศ. 2532
2. Wai-Kai Chen , " Passive & Active Filter Theory
and Implementary " , John Wiley & Sons , Inc. ,
pp. 306-315 & 324-332 , 1986
3. Gobind Daryanani , " Principle of Active Network
Synthesis and Design " , Bell Laboratories , Inc . ,
pp. 370-374 , 1976
4. Walter G. Jung , " IC Op-Amp Cookbook " ,
Howard W. Sams & Co., Inc. , pp. 13-59 , 1974
5. Erwin Kreyszig , " Advance Engineering Mathematics " ,
John Wiley & Sons , Inc. , pp. 198-245 , 1983
6. Paul R. Gray & Robert G. Meyer ,
" Analysis and Design of Analog Integrated Circuits " ,
John Wiley & sons , Inc. , pp. 402-407 , 1977
7. M.E. Van Valkenburg , " Analog Filter Design " ,
Holt-Saunders International Editions , pp. 1-562 , 1982
8. John L. Hilburn & David E. Johnson ,
" Manual of Active Filter Design " ,
McGraw-Hill Book Company , Inc. , pp. 1-184 , 1973

SECOND ORDER PHASE SHIFTER BY OP AMP



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
ทฤษฎี	1
การทดลอง	4
สรุปผลการทดลอง	9
สิ่งที่จะทำต่อไป	14
Appendix A (ผลการทดลอง)	
Appendix B (วิเคราะห์)	

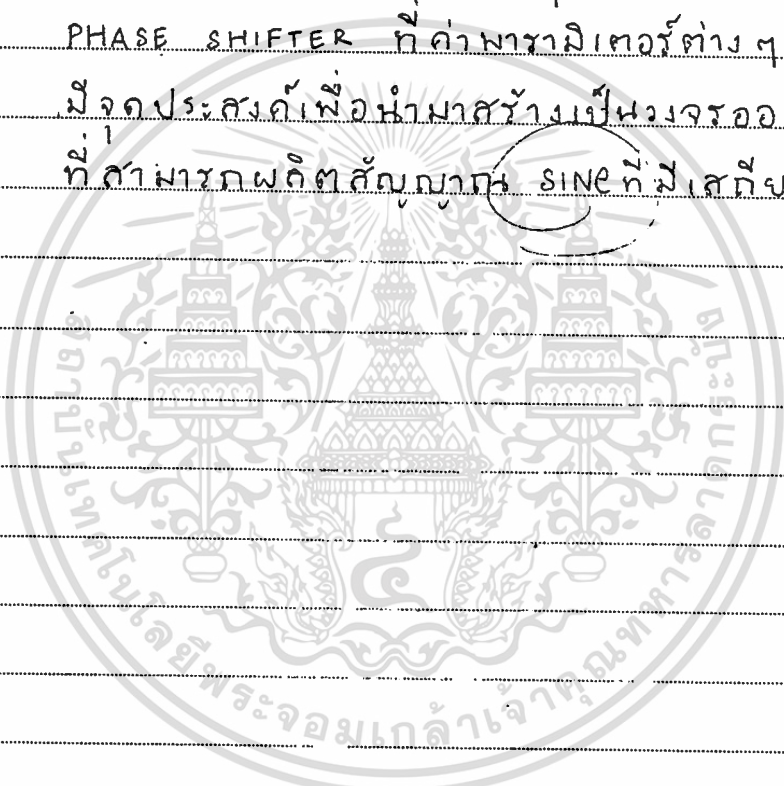


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



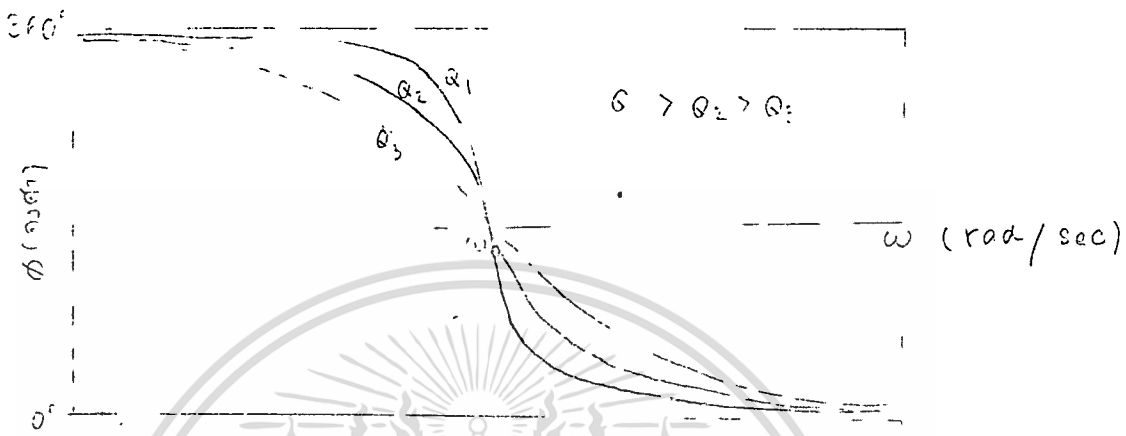
บทคัดย่อ

การวิจัยนี้เป็นการศึกษาทดลองหาคุณสมบัติของวงจร
PHASE SHIFTER ที่ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ โดย
มีจุดประสงค์เพื่อนำมาสร้างเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์
ที่ค่ามาทพหุคูณของ \sin ที่มีเสถียรภาพสูง



ทฤษฎี

วงจร Phase Shifter เป็นวงจรประเภท Allpass Filter ซึ่งเป็นวงจร Filter ประเภทหนึ่งที่มี Voltage Gain คงที่เสมอในทุก ๆ ความถี่อินพุท และได้ลักษณะของ Phase Response ดังรูปข้างล่าง



เราสามารถเขียน Transfer Function ของวงจร 2nd Order Allpass Filter ได้คือ

$$T_{AP} = \frac{s^2 - \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2}$$

จากสมการข้างบนเราสามารถเขียนได้ว่า

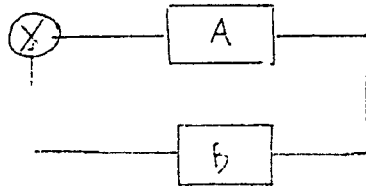
$$\begin{aligned} |T_{AP}| &= 1 \\ \angle T_{AP} &= -2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega - \omega_0/Q}{\omega_0^2 - \omega^2} \right) \end{aligned}$$

๑. ω_0 คือความถี่เรโซแนนซ์ (เป็นความถี่ที่ทำให้ $\phi = 180^\circ$) และค่า Q คือ Quality Factor ของวงจร

๒. รูปข้างบนจะเห็นว่าค่า Q มีความสัมพันธ์กับความคม (sharpness) ของวงโคจรในแถบพาสของวงจรที่ความถี่ต่าง ๆ โดยค่า Q สูง ๆ จะทำให้ความชันของวงโคจรที่ความถี่เรโซแนนซ์มีค่าสูง

ประโยชน์ของ วงจร Phase Shifter ที่ได้นำมาใช้ในการวิจัยนี้ เราได้นำมาใช้ในการประกอบของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีเสถียรภาพของความถี่ของการแกว่งตัว (Frequency Stability) สูง ๆ

เราสามารถเขียน Block Diagram ของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปของวงจรที่มี Positive Feedback ได้ดังรูปข้างล่าง



โดยในที่นี้เราจะนำวงจร Phase Shifter มาทำเป็นส่วนบล็อก B ของวงจรรูปข้างบน (โดยบล็อก A ในการทดลองบางครั้งจะเป็นวงจรขยายสัญญาณธรรมดา และบางครั้งก็ไม่จำเป็นต้องมีวงจรบล็อก A เลย)

จากบทความของนักทฤษฎีทางด้านวงจรออสซิลเลเตอร์หลายท่าน ได้มีการนิยามค่า S_F ขึ้นมาให้เป็น เสถียรภาพทางด้านความถี่ของความถี่ออสซิลเลตที่ออสซิลเลเตอร์ผลิตออกมา โดยให้

$$S_F = \omega_0 \left. \frac{d\phi_B}{d\omega} \right|_{\omega = \omega_0}$$

โดยค่า ϕ_B คือ Phase Angle ของวงจรโพลีทีฟ ฟีดแบ็ค บล็อก B จากสมการของ S_F ข้างบน ถ้าเราให้ค่า ω_0 คงที่ เราจะพบว่าค่า S_F จะขึ้นกับค่า $\left. \frac{d\phi_B}{d\omega} \right|_{\omega = \omega_0}$ ซึ่งเป็น Slope ของกราฟ Phase Response ที่ ω_0 ขึ้นตรง จากกราฟ Phase Response ของวงจร 2nd Order Allpass Filter เราจะเห็นได้ชัดเจน ยิ่งค่า ω สูง ๆ ก็จะทำให้ค่า Slope ของ ϕ_B ที่ ω_0 มีค่าสูงมาก

$$Q \propto \left. \frac{d\phi_B}{d\omega} \right|_{\omega = \omega_0} \rightarrow S_F \propto Q$$

$$S_F \propto \left. \frac{d\phi_B}{d\omega} \right|_{\omega = \omega_0}$$

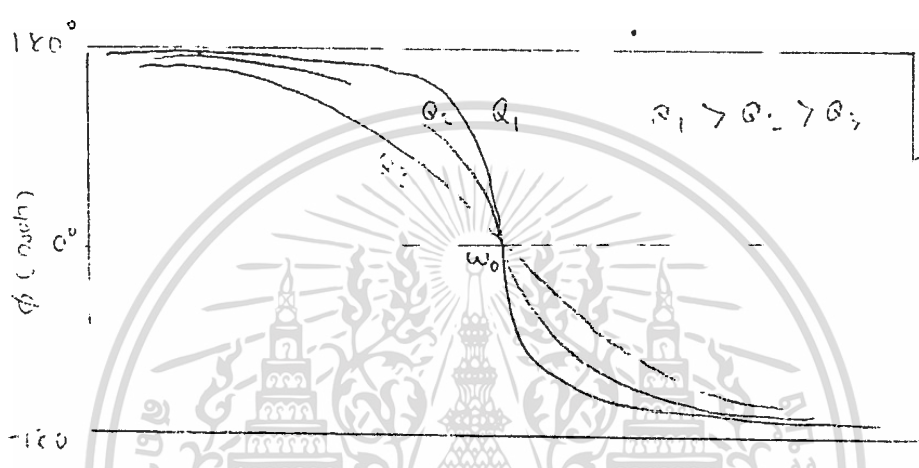
หรือจากการคำนวณเราก็สามารถพิสูจน์ได้ว่า

$$S_F = -4Q$$

ซึ่ง ร้อยค่าการวิเคราะห์ต่อไปก็จะพบว่า การที่ให้วงจรบล็อก B เป็นวงจรประเภทอื่น (เช่น แถวลอด P หรือ Bandpass Filter) ก็สามารถคำนวณได้ว่า $S_F = -2Q$

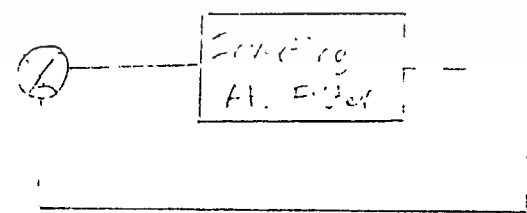
ดังนั้น จึงกล่าวได้ว่าในทางทฤษฎี ถ้าเราสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ให้มีส่วนบล็อก B เป็นวงจร n^{th} Order Allpass Filter แล้ว ออสซิลเลเตอร์ที่สร้างจะยอมเกิดผลสัญญาณที่มีเสถียรภาพทางด้านความถี่สูงกว่าวงจรที่ใช้ส่วนบล็อก B เป็นตัวแปรส่วนอื่น (ที่มี 0 เท่า ๆ กัน)

นอกจากนี้ ถ้าเราสร้างวงจรประเภท Inverting Allpass Filter แล้ว วงจรดังกล่าวจะมีลักษณะ Phase Response เปลี่ยนขึ้น (หรือเปลี่ยนลง) ไป 180° ที่ความถี่ ω_c ความถี่ของ Phase Response ของวงจร Allpass Filter จะรวมดังรูป -



จะเห็นได้ว่าที่ ω_c ค่า ϕ_c จะเท่ากับ 0 องศา ถ้าใช้ค่า ω_c ไปสร้างออสซิลเลเตอร์ เราก็จะสามารถตัดวงจร Block A ที่ไม่ได้พอ เพื่อให้ส่วนบล็อก B อย่างเดียว ก็เพียงพอแล้วสำหรับเงื่อนไขออสซิลเลชัน

ดังนั้น ออสซิลเลเตอร์ออสซิลเลเตอร์ เป็น Block Diagram ของวงจร Negative Feedback ได้ดังรูป



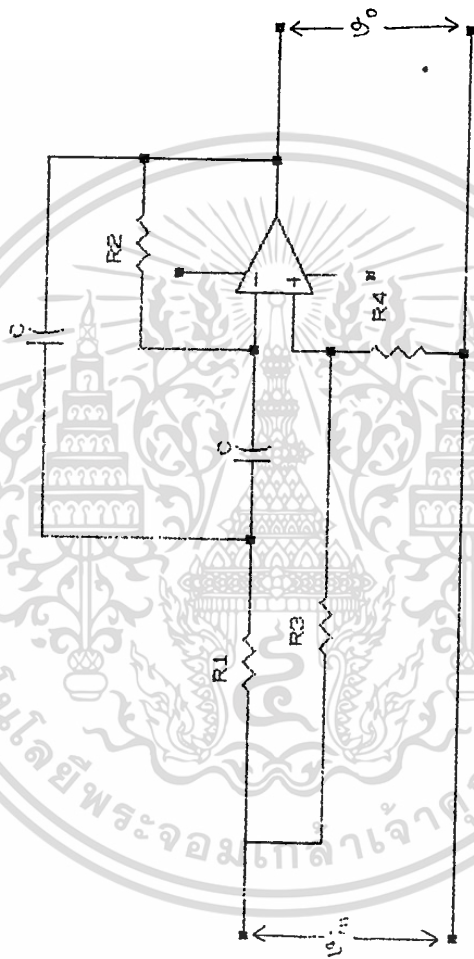
การทดลอง

การทดลองจะประกอบด้วยวงจร Phase Shifter 4 ประเภทด้วยกัน โดยในการทดลอง Phase Shifter แต่ละประเภทจะประกอบด้วยวงจรทดลอง 2 ส่วน

ทดลองหา Frequency Response และ Phase Response ของวงจรที่ค่า Parameter (ω_0 , Q) ต่าง เพื่อเปรียบเทียบกับทฤษฎี และหาความสัมพันธ์ การนำวงจร Phase Shifter แต่ละประเภท มาทำการต่อ Positive Feedback เพื่อทำให้เกิดการ Oscillate แล้วพิจารณารูปคลื่นที่ได้ ว่ามี Shape, Voltage และ Stability เป็นอย่างไร

แต่ละวงจรจะทำการปรับที่

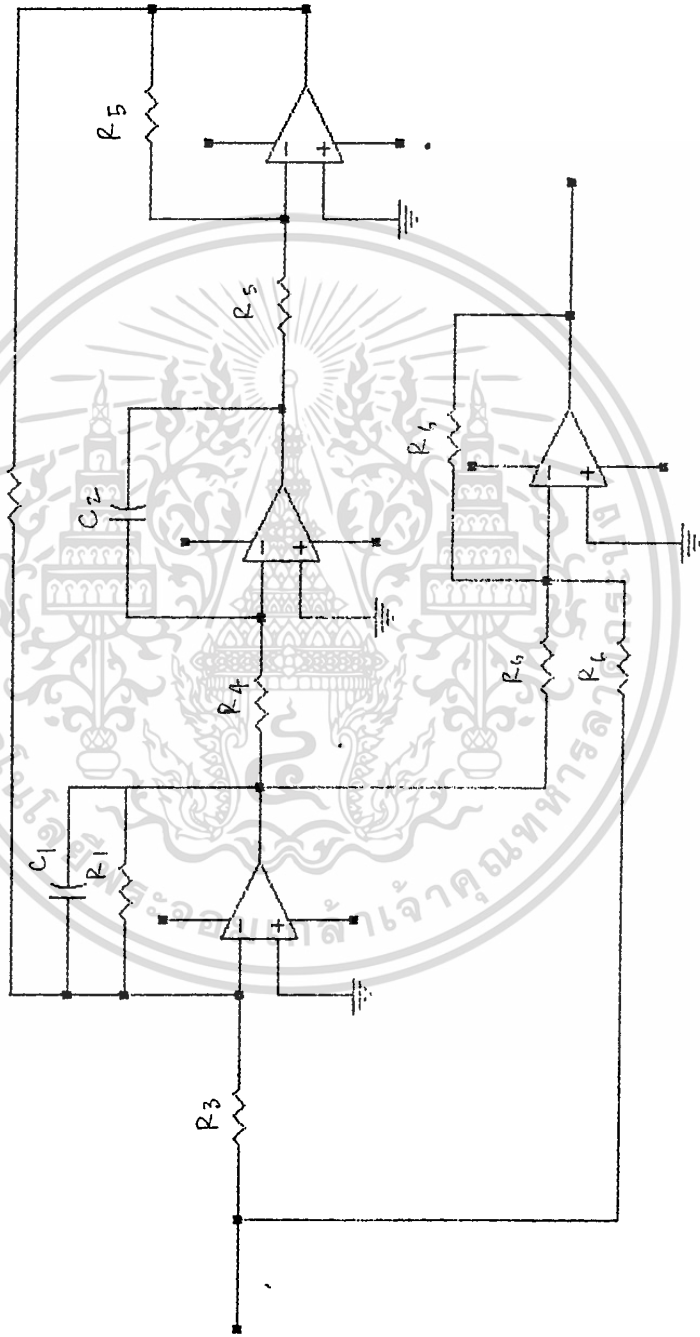
- วงจรที่ 1 ปรับ $R_{1,2}$ เพื่อเปลี่ยนค่า Q (ยอมให้ f_0 มีการเปลี่ยนแปลงได้) นอกจากนั้น ในส่วนของวงจรนี้มีการวัดในส่วนของ Band-Pass ด้วย เพื่อพิสูจน์สมการ $T_{All-Pass} = 1 - 2 T_{Band-Pass}$ ด้วย
- วงจรที่ 2 ปรับ R_2 เพียงตัวเดียวเพื่อให้ได้ f_0 ที่ความถี่ต่างๆกัน (ยอมให้ Q มีการเปลี่ยนแปลงได้)
- วงจรที่ 3 ปรับ R_2 เพื่อปรับค่า Q และที่ Q นั้นๆ ปรับ R_0 , R_9 เพื่อเปลี่ยน f_0
- วงจรที่ 4 ปรับเหมือนวงจรที่ 3 แต่การปรับค่า Q นั้น ใช้การปรับค่า Y แทน



Title The Sallen and Key Allpass Circuit
 Size Document Number A
 REV

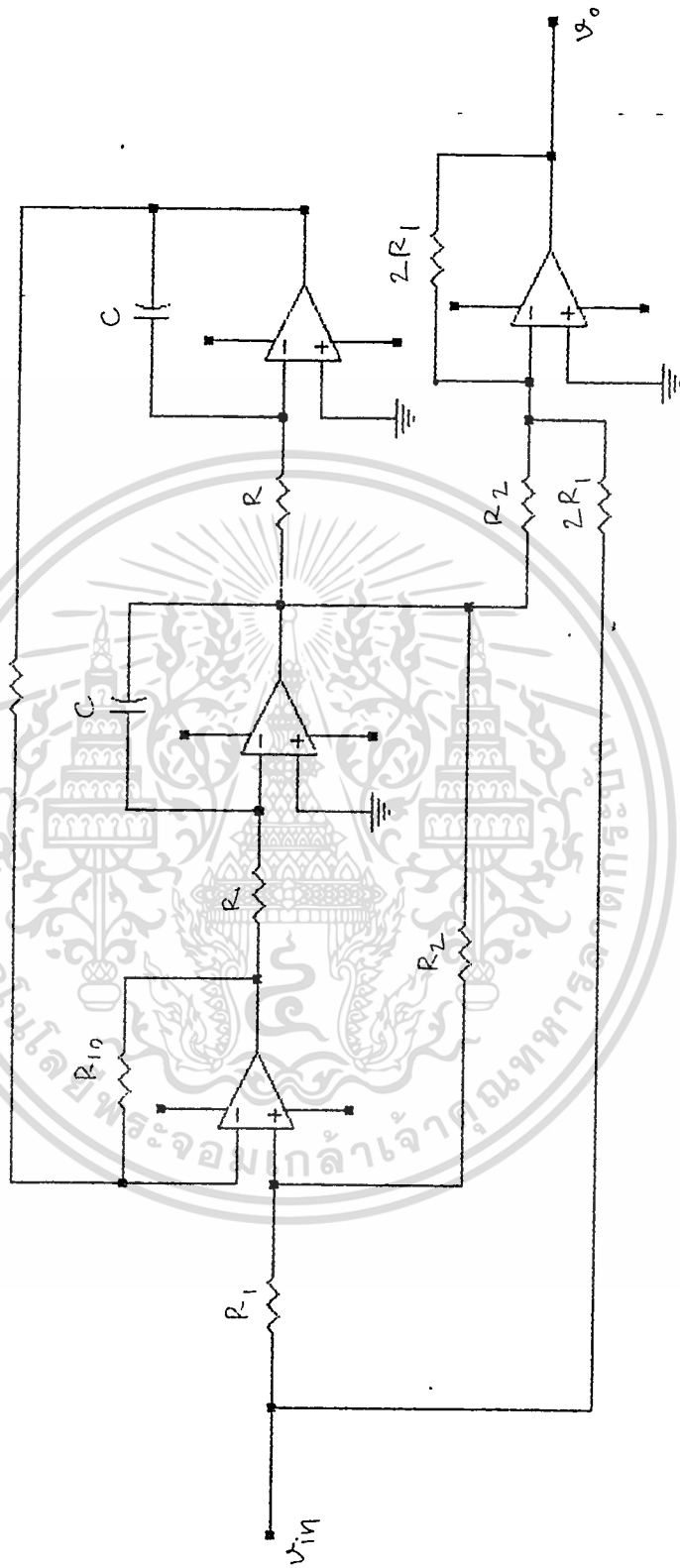
Date: January 1, 1990 Sheet 26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title		The Biquad Circuit
Size Document Number		A
Date:		January 1, 1980
REV		Sheet of

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title

The State-Variable Filter

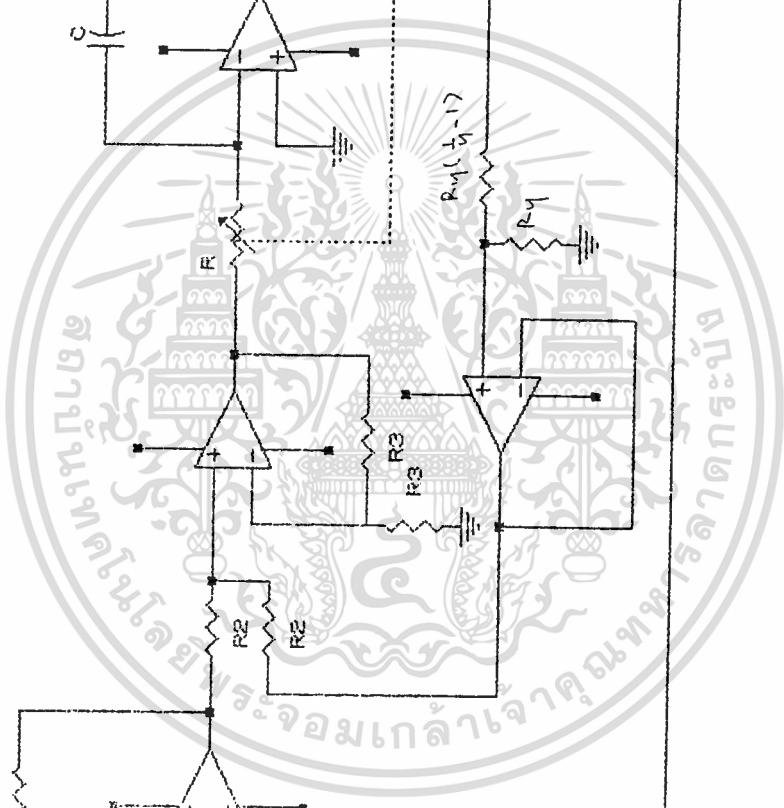
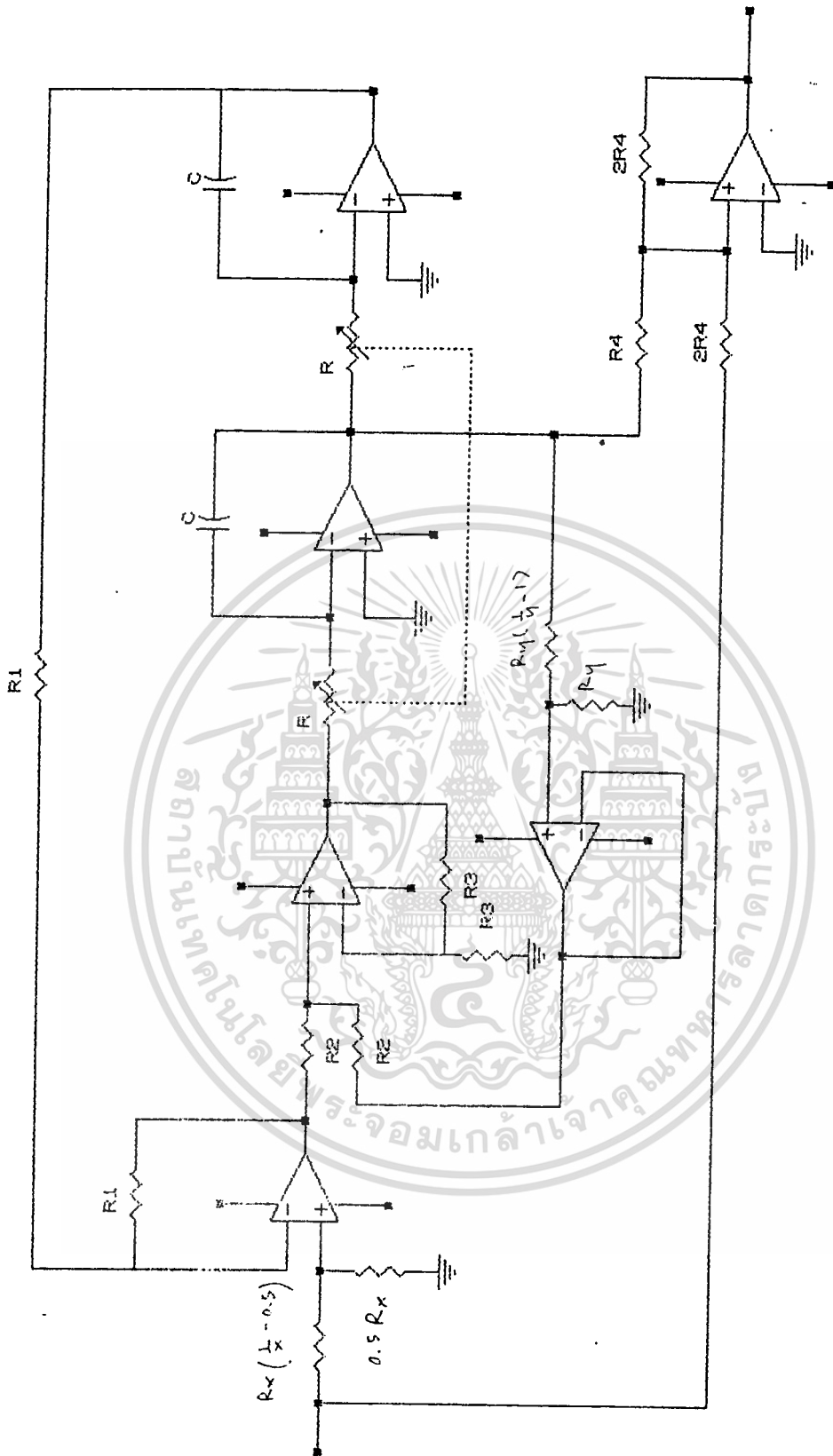
Size Document Number

A

REV

Date: January 1, 1980 Sheet of

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Size	A
Date	January 1, 1998
Page	1
Sheet	1
Size Document Number	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Short Circuit) พบว่า $W = R_1 + R_2 = \infty$

จะเกิดการ Oscillate ที่ความถี่ไม่เกิน 50 MHz.

ในกรณีที่ Phase Shift เป็น 0 หรือ 2π จะเกิดการ Oscillate ที่ความถี่ไม่เกิน 50 MHz.

ถ้า W และ Q มีการเปลี่ยนแปลง ค่า Gain ของวงจร โดยที่ค่าไม่คงที่ (ควรจะมีค่า Gain เป็น 1 ตลอด) โดยเฉพาะในช่วงความถี่ที่เกิด Oscillate จะมีการเปลี่ยนแปลงของค่า Gain จากค่าปรับค่า R_2 ซึ่งทำให้ W และ Q มีการเปลี่ยนแปลง ค่า Gain ของวงจร ความถี่ที่เกิดการ Oscillate จะเปลี่ยนแปลงไป เมื่อมีการเปลี่ยนค่า Q และ W ของวงจร

ค่า Q สูง จะให้ค่า Gain ที่สูง เกิด Oscillate เปลี่ยนไปเป็นลักษณะที่สั้นลงที่ 1 มาก คือ Gain จะมีค่าสูงเกิน 1 มาก จึงทำให้เกิด Oscillate และค่า W จะลดลง

- ในช่วงที่ค่า Q มีค่าไม่สูงมาก (เช่น $Q=1-10$) จะได้ว่า Gain ของวงจรเป็น Gain ที่คงที่คือ Gain ของตัวกรอง Band Pass และในช่วงที่ 1 Gain มีค่าสูง ใช้สมการที่คล้ายกับ (2) ดังกล่าวคือ $W = \frac{1}{Q}$ และ $Q = \frac{1}{W}$ ของตัวกรอง Band Pass

$\neq 0$, $R_1 \neq R_2$ จะเกิดการ Oscillate ที่ความถี่ f_0 ซึ่ง $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ ถ้า $R_1 \neq R_2$ จะเกิดการ Oscillate ที่ความถี่ f_0 ซึ่ง $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ ถ้า $R_1 = R_2$ จะเกิดการ Oscillate ที่ความถี่ f_0 ซึ่ง $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ ถ้า $R_1 \neq R_2$ จะเกิดการ Oscillate ที่ความถี่ f_0 ซึ่ง $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ ถ้า $R_1 = R_2$ จะเกิดการ Oscillate ที่ความถี่ f_0 ซึ่ง $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$

การปรับค่า R_2 จะทำให้ Gain ของวงจรเปลี่ยนแปลงไปเป็นลักษณะที่สั้นลงที่ 1 มาก คือ Gain จะมีค่าสูงเกิน 1 มาก จึงทำให้เกิด Oscillate และค่า W จะลดลง

การปรับค่า R_2 จะทำให้ Gain ของวงจรเปลี่ยนแปลงไปเป็นลักษณะที่สั้นลงที่ 1 มาก คือ Gain จะมีค่าสูงเกิน 1 มาก จึงทำให้เกิด Oscillate และค่า W จะลดลง

3. โลกการทดลองตอนที่ 3

เป็นการนำเอาวงจร State Variable มาทำเป็นวงจร All-less ของวงจรนี้คือ จะสามารถทำแบบทดลองโดยเพิ่มค่า f_0 โดยที่ค่า Q มีค่าคงที่ได้ ซึ่งคล้าย คือ ในการปรับค่า f_0 โดยไม่ให้มีผลต่อ Parameter อื่นๆ จะต้องปรับ R_1 2 ตัว คือ R_1 และ R_2 โดยที่ $R_1 = R_2$ นี้จะต้องมีค่าเท่ากัน (ถ้าเกิด Error จะมีผลต่อวงจรทดลอง) ในวงจรนี้มีการปรับค่า Q หรือค่า Gain ในความถี่ Band-Pass การปรับค่า Q นี้ทำได้โดยปรับค่า R_1 และ R_2 ดังกล่าวใน Appendix A เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ความถี่ Oscillate ที่ได้อาจจะถี่ขึ้น มีลักษณะเหมือนที่ 1 ที่วงจรที่ 2
 โดย f_c ใกล้เคียงกับความถี่ที่ใช้มากการคำนวณ แต่ในวงจรที่ความถี่สูงๆ ค่า
 และค่าแรงของ f_c จะมากขึ้น

- Phase-shift ที่ได้ มีค่าใกล้เคียงกับทางทฤษฎี คือ วงจรที่ค่า 0
 ความถี่ของรูปกราฟมาก ที่ 0 สูงๆ วงจรจะมี stability ที่คิดว่า 0 ต่ำๆ

- Gain ของวงจร ที่วงจร $Q = 1$ Gain จะมีค่าเป็น 1 ตลอด ส่วนวง
 - วงจร $Q = 5.5$ นั้น ที่ความถี่ Oscillate Gain จะลดลงเล็กน้อย ตาม
 เปรียบค่า R_1, R_2 ซึ่งทำให้ V_o เปลี่ยนแปลงไปบ้าง วงจรที่ค่า 0 สูง ค่า
 ความถี่ของรูปกราฟจะมีผลต่อวงจรมาก

- V_o ของวงจร จะเห็นได้ว่า ที่ $Q = 1$ ได้ $V_o = 8$ v. และที่
 $Q = 5.5$ จะได้ $V_o = 1$ v.

ผลการทดลองที่ได้ อธิบายได้จากวงจรประคณ

โดย $R_1 = R_2$ จะได้ $Q = R_1 + R_2$ และปรับค่า R_1, R_2

จะได้ผลต่อค่า Q โดยที่ค่าต้องการให้วงจรมีค่า $Q = 1$ และค่าเลือกให้ R_1, R_2 มี
 ค่าเท่าๆ กัน แต่จาก Transfer Function ของ Band-Pass

$$T = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2 + s^2 R_1 R_2 C^2}$$

$$T = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \frac{1}{1 + s^2 \frac{R_1 R_2 C^2}{R_1 + R_2}}$$

เมื่อค่า Gain ของวงจรในลักษณะของ Band-Pass ที่วงจรที่ 2 มีค่า $R_1 = 10$

โดยที่ R_1 และ R_2 จะมีผลต่อ Gain ของวงจรในลักษณะ Band-Pass $R_1 = R_2$
 ความถี่ของรูปกราฟทำให้ $R_1 = R_2$ จะได้ $Q = 1$ Band-Pass $Q = 1$ จึง

ทำให้ค่าในการทำให้เกิดการ Oscillate เมื่อที่ $Q = 1$ และ $Q = 5.5$ ได้ V_o
 ค่า V_o กับในวงจรที่ 2 แต่ในวงจรที่ค่าพาคให้ $Q = 1$ และ $Q = 5.5$

จะได้ว่า T_{dB} มี Gain $(K_{dB}) = 20 \log 10$ มีค่าที่เกิดการ Oscillate
 ค่า V_o ของ Feedback ที่มีค่า V_o จะเห็นได้ว่า

เมื่อ $V_o = V_{cc}$ Gain เพราะค่า Voltage ที่ Feedback กลับ เป็น V_o จะ
 มีค่า V_o จะเห็นได้ว่าขนาดของไฟเลี้ยง V_o มีค่าให้วงจรเกิดการขึ้น V_o ถึง
 Voltage output ของวงจร $Q = 5.5$ นี้ จึงต้องปรับให้ได้ V_o มีค่า V_o ของวงจร

$V_o = 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรที่ 4

เป็นวงจรที่ประยุกต์มาจากวงจรที่ 3 เนื่องจากวงจรที่ 3 มีขีดจำกัดทางด้านอัตราขยายโวลเตจ ในส่วนของ Bandpass ที่จะเกิดการขลิบของสัญญาณที่ค่าสูง ๆ ทำให้เอาพุดของวงจรที่เป็น Allpass โดยขลิบไปด้วยเช่นกัน (แม้ว่าจะ Voltage Gain ของ Allpass เป็น 1 ก็ตาม)

วงจรนี้เราสามารถทำให้ค่า Q สูงเท่าไรก็ได้ โดยที่ Voltage Gain ในส่วน Bandpass จะเท่ากับ 1 ตลอด เนื่องจาก

$$Q = 1/Y$$

$$A_{V \text{ Bandpass}} = \frac{X}{Y}$$

ดังนั้น ถ้าเราต้องการให้ Q มีค่าสูง ๆ ก็ทำให้ค่า Y มีค่าน้อย ๆ และทำให้ค่า X ให้เท่ากับค่า Y ก็จะทำให้ Voltage Gain ในส่วนของ Bandpass เป็นเสมอ

อย่างไรก็ตามการปรับวงจรนี้ในการใช้งานก็ทำได้ยากพอสมควร เพราะต้องทำให้ $X = Y$ เสมอ วงจรจึงจะมีลักษณะเป็น Allpass อย่างสมบูรณ์

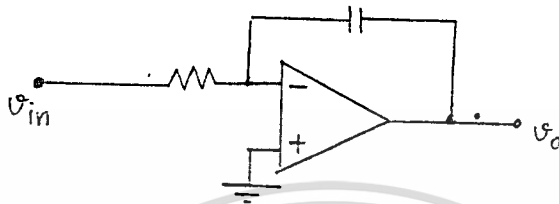
สำหรับผลการทดลองของวงจรนี้ยังไม่มีการวัดโดยละเอียด แต่อัตราขยายรวมก็ใกล้เคียงกับวงจรที่แล้ว เพียงแต่ไม่มีการขลิบสัญญาณเอาต์พุตที่ค่า Q สูง ๆ และเมื่อต่อทดลองเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แล้วก็สามารถผลิตสัญญาณ \sin ได้ใกล้เคียงกับวงจรที่แล้วแต่สามารถจ่ายโวลเตจ (ที่ยังไม่โค่นขลิบ) ได้สูงกว่า คือเกือบถึงไฟเลี้ยงที่เต็ม

หมายเหตุ

จากการทดลองได้พบข้อน่าสังเกตอยู่ประการหนึ่ง

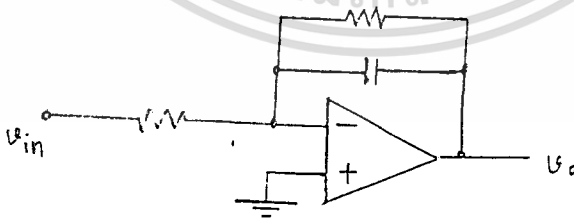
เนื่องมาจากวงจรที่ใช้ทดลองวงจรที่ 2 - 4 ได้มีการใช้วงจร

Integrator ต่อร่วมอยู่ด้วย (ในลักษณะคาสเคดกับภาคอื่น ๆ เพื่อสร้างเป็นวงจร Allpass)



ซึ่งวงจร Integrator ที่ใช้เป็นลักษณะแบบวงจรรูปข้างบน เป็นที่ทราบกันดีอยู่แล้วว่าวงจรรูปข้างบนไม่สามารถทำงานได้จริงในทางปฏิบัติ เพราะถึงแม้อินพุตของวงจรจะเป็น 0 โวลต์ก็ตาม เมื่อมีการ on supply กระแสไบอัสอินพุตของออปแอมป์จะทำให้ตัวเก็บประจุที่ต่อคร่อมเอาต์พุตและอินพุต (ขาอินเวอร์ตติง) ถูกชาร์จตลอดเวลา จนกระทั่งผลสุดท้าย โวลเตจเอาต์พุตจะอิ่มตัว (หลังจากที่ลดลงมาเรื่อย ๆ) โดยจะมีค่าประมาณแรงดันของแหล่งจ่ายไฟซีกลบ

ในทางปฏิบัติโดยทั่ว ๆ ไป ได้มีการแก้ไขวงจรให้ใช้งานได้โดยการต่อตัวต้านทานขนานกับตัวเก็บประจุ ซึ่งจะทำให้วงจรมีเสถียรภาพดีขึ้น เพราะตัวต้านทานที่ต่อเข้าไปนี้จะทำหน้าที่เป็นตัวรับการดิสชาร์จประจุจากตัวเก็บประจุ (วงจรจึงทำงานได้ แต่การต่อตัวต้านทานเข้าไปเพิ่มก็มีผลให้การทำงานของวงจรคลาดเคลื่อนไปจากเดิม (คือจะไม่มีลักษณะเป็นวงจร Integrator ที่สมบูรณ์)



แต่ในการทดลอง สามารถใช้วงจรนี้ทำงานได้ (โดยต่อเป็นส่วนประกอบของวงจร 2-4) โดยไม่ต้องมีการต่อตัวต้านทานขนานกับตัวเก็บประจุ เพื่อกันการอิ่มตัวเลย สันนิษฐานว่าอาจเป็นผลเนื่องมาจากการผิดเบี่ยงของสัญญาณ หรือจากจะเป็นผลทางค่านอื่นที่ยังไม่ทราบ ซึ่งจะได้ทำการวิเคราะห์ต่อไปเพื่อหาสาเหตุที่แท้จริง

สิ่งที่ควรทำต่อไป

- หาตัวแปรที่ทำให้เกิดสมการของโหนดวงนั้นเกิดการเปลี่ยนแปลง และหาว่าสมการโหนดวงนั้นเป็น
1. สมการเชิงเส้น หรือ สมการที่ขึ้นกับ \sin , \cos , เป็นค่าคงที่
2. ค่าคงที่และโหนดคู่ที่มีค่าการบิดงอในส่วนของ Integrator
3. Derivative วงจรที่ปรับ พู ได้ โดยการปรับ R เน้นตัวเดียว
 4. ใช้โหมด AGC เข้าช่วยในวงจร เมื่อมีการ Feedback ทำให้เกิดการ Oscillate



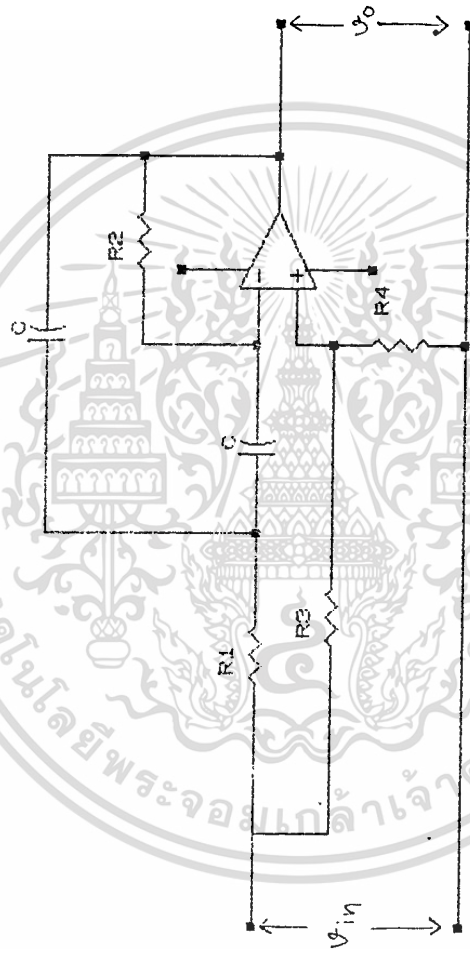
APPENDIX A

.....

ผลการทดลอง.....



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title The Sallen and Key Allpass Circuit

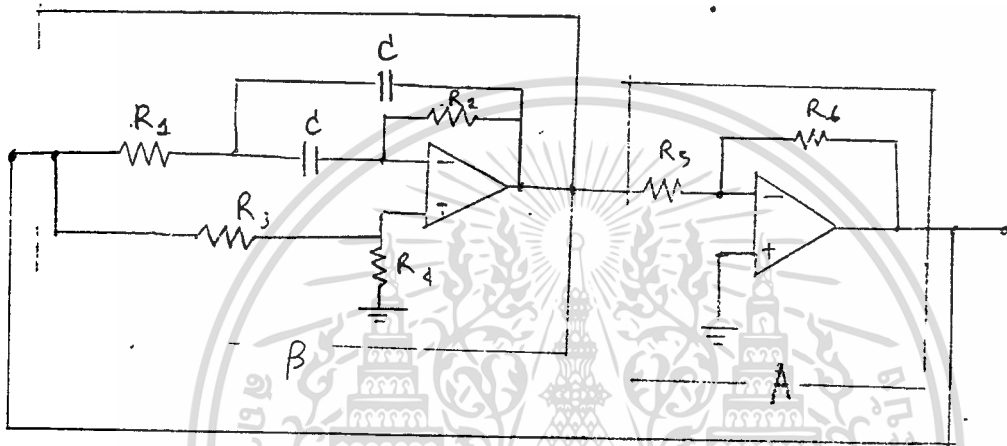
Size Document Number

A

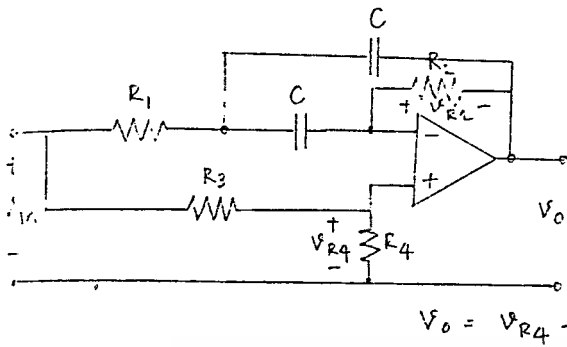
REV

Date: January 1, 1990 Sheet of

สร้าง OSC จาก Allpass Filter (ratio Positive FB).



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$R_1 = 10 \text{ K}\Omega$

$R_2 = 40 \text{ K}\Omega$

$R_3 = R_4 = 100 \text{ K}\Omega$

$C = 0.01 \mu\text{F}$

$\rightarrow K = \frac{1}{2}, Q = 1, f_0 = 795 \text{ Hz.}$

$V_0 = V_{R4} - V_{R2}$

$V_{in} = 2 V_{D-D}, \phi$ คือเฟสที่ V_0 lead V_{in}

งานที่ 1. แสดงค่าคิกคาไฟฟ้าและเฟสที่เอาที่พุดนำอินพุตที่ความถี่ต่าง ๆ

ความถี่ (Hertz)	V_0 (V_{D-D})	ϕ (degree)	
		คำนวณ	ทดลอง
0	1.0	360	360
100	1.0	345	360
200	1.0	330	326
500	1.0	263	261
600	1.0	240	226
700	1.0	209	192
724	1.0	201	180
800	1.0	179	172
1.0 k	1.0	131	115
1.5 k	1.0	73	64
2.0 k	1.0	51	50
5.0 k	1.0	19	18
10 k	1.0	8	8
100 k	1.0	0	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ϕ 315



230°
215°
180°
155°
120°
90°
45°
0°

100
150
200
250
300
350
400
450
500
550
600
650
700
750
800
850
900
950
1000

100
150
200
250
300
350
400
450
500
550
600
650
700
750
800
850
900
950
1000

100
150
200
250
300
350
400
450
500
550
600
650
700
750
800
850
900
950
1000

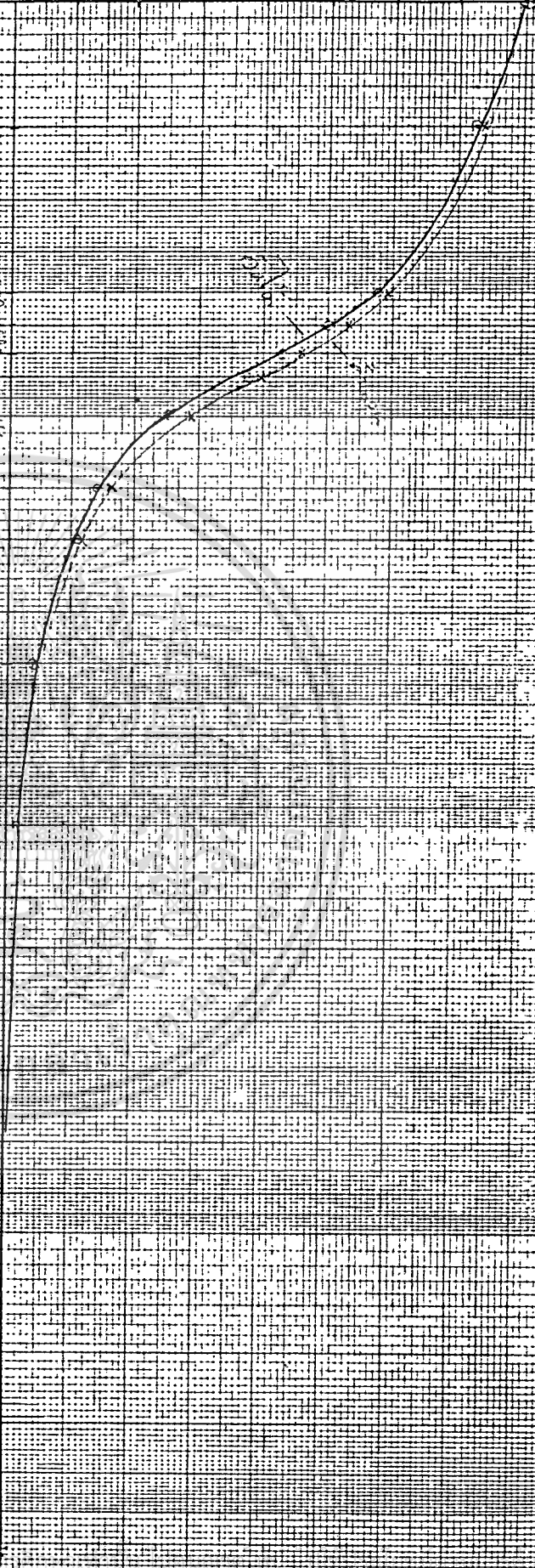
100
150
200
250
300
350
400
450
500
550
600
650
700
750
800
850
900
950
1000

100
150
200
250
300
350
400
450
500
550
600
650
700
750
800
850
900
950
1000

100
150
200
250
300
350
400
450
500
550
600
650
700
750
800
850
900
950
1000

100
150
200
250
300
350
400
450
500
550
600
650
700
750
800
850
900
950
1000

100
150
200
250
300
350
400
450
500
550
600
650
700
750
800
850
900
950
1000



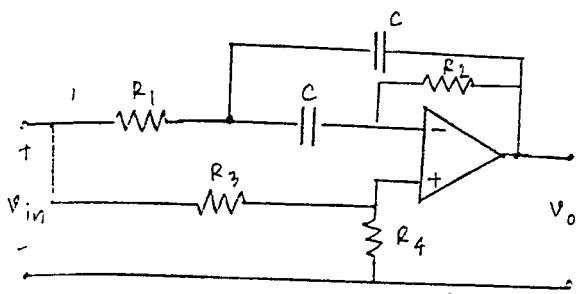
งานที่ 2 แสดงค่าคิกตาไฟฟ้าที่ตกคร่อม V_{R2} & V_{R4}

ความถี่ (Hertz)	$V_{R2} (V_{P-P})$		$V_{R4} (V_{P-P})$	
	จำนวน	ทดลอง	จำนวน	ทดลอง
200	0.52	0.7	1.0	1.0
500	1.44	1.4	1.0	1.0
600	1.74	1.7	1.0	1.0
700	1.94	1.8	1.0	1.0
800	2.00	1.9	1.0	1.0
900	1.94	1.8	1.0	1.0
1.0 k	1.82	1.7	1.0	1.0
1.1 k	1.67	1.5	1.0	1.0
1.2 k	1.53	1.3	1.0	1.0
1.3 k	1.40	1.2	1.0	1.0
1.4 k	1.29	1.0	1.0	1.0
1.6 k	1.19	0.9	1.0	1.0
1.7 k	1.03	0.8	1.0	1.0
2.0 k	0.85	0.6	1.0	1.0
3.0 k	0.85	0.5	1.0	1.0
5.0 k	0.55	0.3	1.0	1.0
10.0 k	0.16	0.2	1.0	1.0

$$\frac{V_{R4}}{V_{in}} = \frac{V_{R2}}{V_{in}}$$

$$AP = \frac{1}{2} - BP.$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$R_1 = 20\text{K}\Omega$$

$$R_2 = 80\text{K}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 100\text{K}\Omega$$

$$C = 0.01\mu\text{F}$$

$$\rightarrow K = 1/2, Q = 1, f_0 = 398.8$$

$V_{in} = 2\text{ V}_{p-p}$, ϕ คือเฟสที่ V_o lead V_{in}

ข้อที่ 3 แสดงค่าคัตออฟไฟร่าและเฟสที่เอากำหนดนำอินพุตที่ความถี่

ความถี่ (Hertz)	V_o (V_{p-p})	ϕ (degree)	
		คำนวณ	ทดลอง
0	1.0	360	360
30	1.0	351	360
50	1.0	345	360
100	1.0	330	331
200	1.0	292	288
300	1.0	239	236
380	1.0	190	180
400	1.0	178	166
500	1.0	130	115
600	1.0	99	87
700	1.0	80	74
800	1.0	66	58
900	1.0	57	49
1.0 k	1.0	50	43
2.0 k	1.0	23	27
5.0 k	1.0	9	9
10 k	1.0	5	5.7
100 k	1.0	0.46	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

360

315

270

225

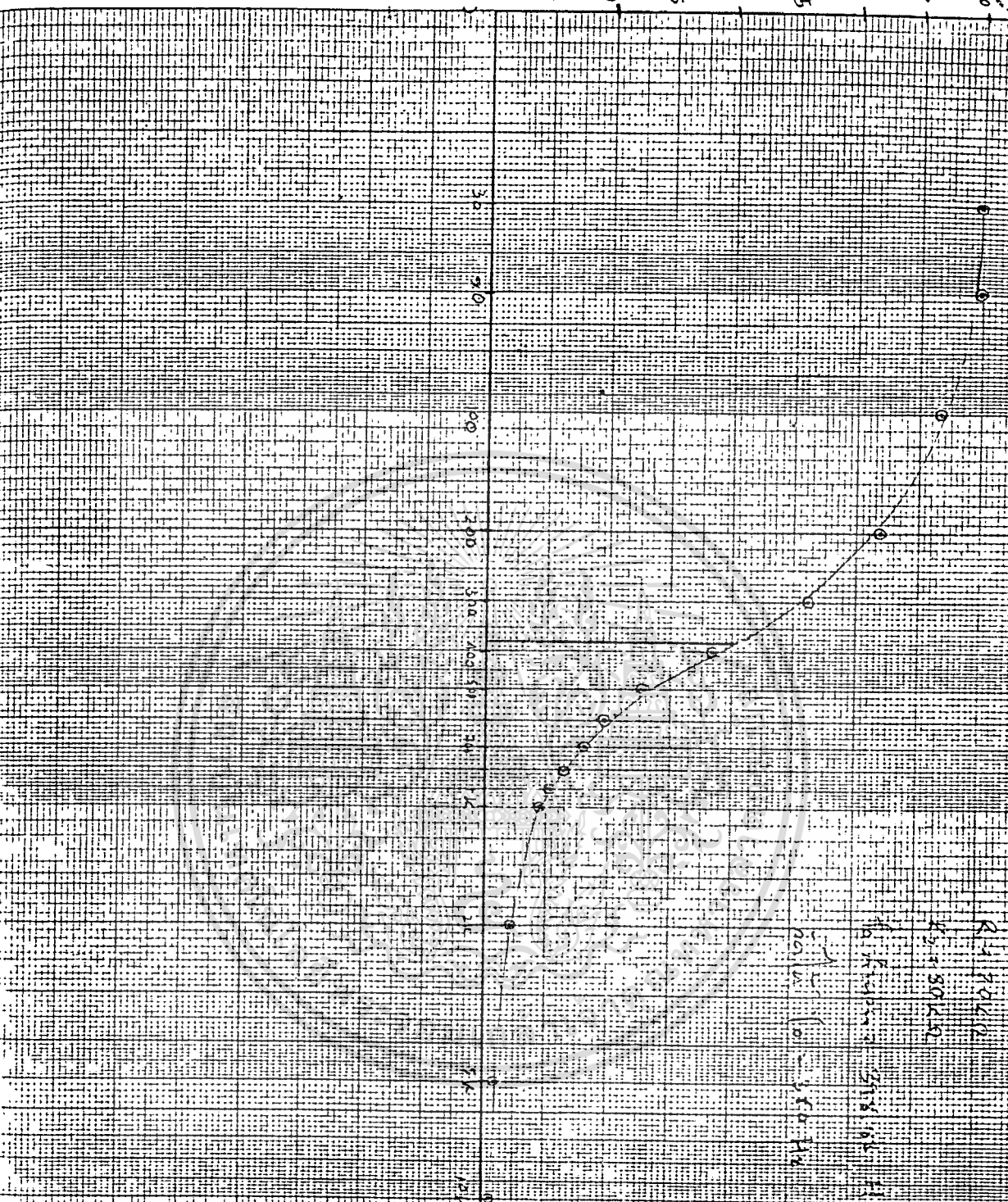
180

135

90

45

0 (180)



R-1 704.0
 X-1 804.0

R-2 704.0
 X-2 804.0

R-3 704.0
 X-3 804.0

f (180)

$$= 0.1$$

$$= \frac{300 \text{ K}\Omega}{3 \text{ K}\Omega + 300 \text{ K}\Omega}$$

$$= \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$= 2.0 \text{ V}_{p-p}$$

$$R_2 = 12 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 300 \text{ K}\Omega$$

$$C = 0.01 \mu\text{f}$$

$$= 0.01$$

$$f_c = 265 \text{ Hz}$$

ϕ คือ เฟสที่ V_o lead V_{in}

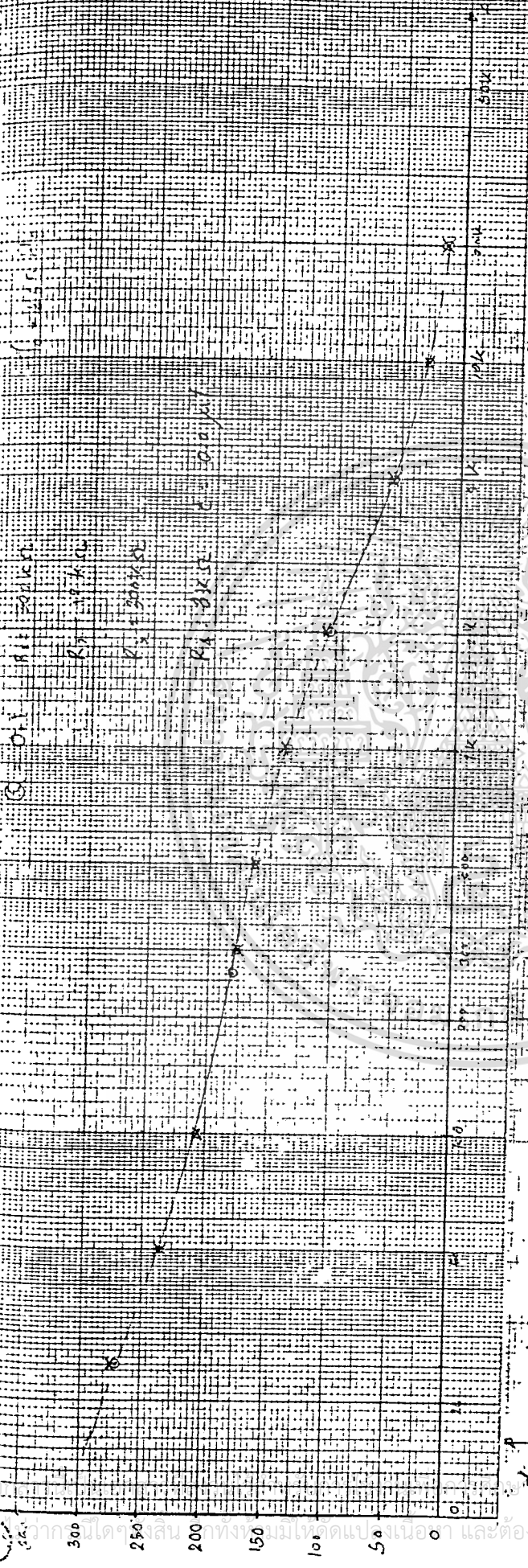
ตารางแสดงค่า ϕ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ เมื่อวงจรมี $Q = 0.1$

f (ความถี่) (Hz)	V _{p-p} (V) (mV)	ϕ (degree)	
		ค่าในวงจร	ทดลอง
25	20	278	270
50	20	234	235
100	20	200	207
200	20	187	189
260	20	181	180
300	20	177	177
500	20	165	163
1K	20	142	138
2K	20	107	104
5K	20	56	55
10K	20	30	29
20K	20	15	15
50K	20	6	0

หมายเหตุ จากการทดลอง วัดค่าความถี่ที่ Oscillate = 260 Hz

G-OFF AIR FOLK
 R₁ = 19.6 CG
 R₂ = 300 KG

R₁ BIKES COPY



$f_0 \text{ (m/s)} = 265 \text{ Hz}$; $f_0 \text{ (m/s)} = 260 \text{ Hz}$

$\frac{\Delta \phi}{400} = \frac{190 - 175}{350 - 175}$

$= 0.086$

$\omega_0 \Delta \phi = 22.3 \text{ C}$

$\omega \cdot \frac{\Delta \phi}{400} = 0.39$

$$= 1/2$$

$$10 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 =$$

$$10 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 =$$

$$40 \text{ K}\Omega$$

$$= 10 \text{ K}\Omega$$

$$C =$$

$$0.01 \mu\text{f}$$

$$= \frac{R_1}{R_1 + R_3}$$

$$= 1/5$$

:

$$-f_0 =$$

$$1591.5 \text{ Hz.}$$

$$= 2.5 \text{ V}$$

V

:

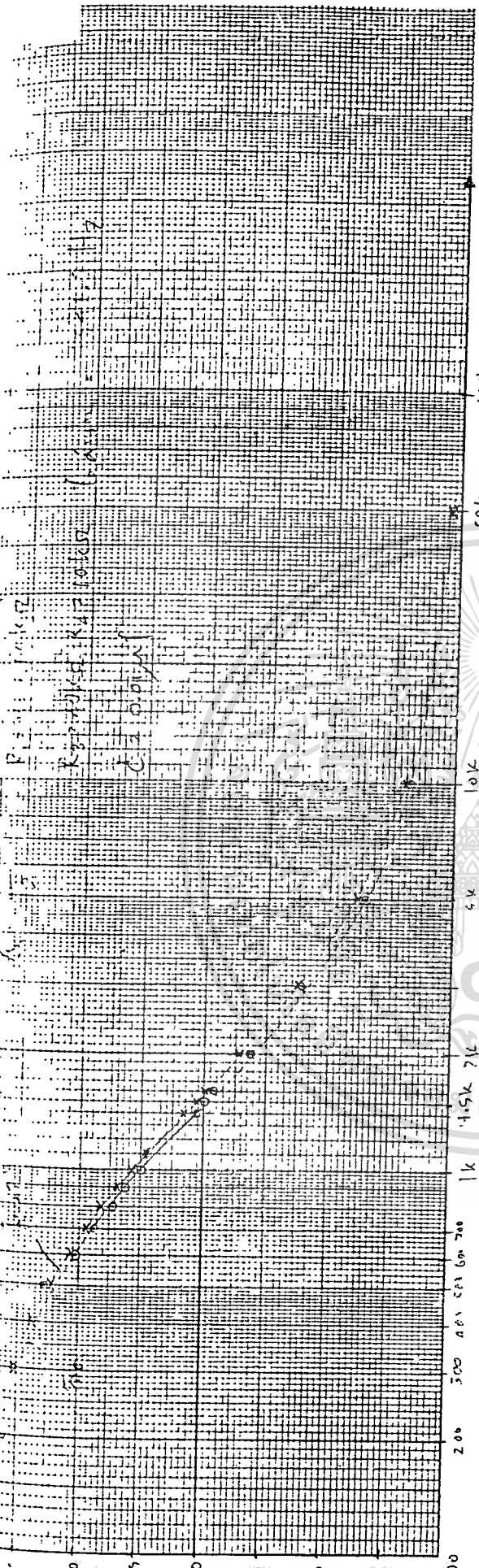
ϕ คือ เฟสที่ V_o lead V_{in}

ตารางแสดงค่า ϕ ที่เปลี่ยนแปลงไปตามค่าความถี่ เมื่อวงจรมี $Q = 1/2$

f (ความถี่) (Hz.)	V _o (V _{p-p})	ϕ (degree)	
		คำนวณ	ทดลอง
100	0.5	346	346
200	0.5	331	326
300	0.5	317	317
400	0.5	303	304
500	0.5	290	294
600	0.5	277	279
700	0.5	265	260
800	0.5	253	246
900	0.5	242	237
1K	0.5	231	225
1.1K	0.5	221	221
1.4K	0.5	194	184
1.5K	0.5	186	180
1.6K	0.5	179	173
2K	0.5	154	146
5K	0.5	71	65
10K	0.5	36	34
50K	0.5	7	7

หมายเหตุ จากการทดลอง วัดค่าความถี่ที่ Oscillate = 1.5 K Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$f(H_2)$

100k

50k

10k

4k

1.5k 7k

1k

500

200

100

50

0

$f_0 \approx 1.5 \text{ kH}_2$

$f_0 \approx 1.5 \text{ kH}_2$

$f_0 \approx 1.5 \text{ kH}_2$

$f_0 \approx 1.5 \text{ kH}_2$

$f_0 \approx 1.5 \text{ kH}_2$

$f_0 \approx 1.5 \text{ kH}_2$

$f_0 \approx 1.5 \text{ kH}_2$

$f_0 \approx 1.5 \text{ kH}_2$

$f_0 \approx 1.5 \text{ kH}_2$

$\Delta \phi = 0.014$

$\Delta \phi = 0.014$

$\Delta \phi = 0.014$

$\Delta \phi = 0.014$

$\Delta \phi = 0.014$

$\Delta \phi = 0.014$

$\Delta \phi = 0.014$

$\Delta \phi = 0.014$

$\Delta \phi = 0.014$

$\Delta \phi = 0.014$

จุด minimum radiation คือ $\Delta \phi = 1.94$

จุด minimum radiation คือ $\Delta \phi = 1.94$

จุด minimum radiation คือ $\Delta \phi = 1.94$

$$= 1/\sqrt{2}$$

$$= 10 \text{ K}\Omega \quad R_2 = 20 \text{ K}\Omega \quad R_3 = 20 \text{ K}\Omega$$

$$= 10 \text{ K}\Omega \quad C = 0.01 \mu\text{f}$$

$$= \frac{R_4}{R_4 + R_3} = 1/3 \quad ; \quad f_0 = 1125.4 \text{ Hz.}$$

= 3.0 V : ϕ คือ เฟสที่ V_o lead V_{in}
 เปรียบเทียบค่า ϕ ที่เปลี่ยนแปลงไปตามค่าความถี่ เมื่อวงจรมี $Q = 1/2$

f (ความถี่) (Hz.)	V_o (V _{p-p})	ϕ (degree)	
		ภาพ	ทดลอง
100	1.0	346	340
200	1.0	331	330
300	1.0	317	312
400	1.0	300	297
500	1.0	284	277
600	1.0	267	261
700	1.0	250	242
800	1.0	232	228
900	1.0	215	206
1K	1.0	199	189
1.1K	1.0	184	174
1.2K	1.0	170	161
1.5K	1.0	125	124
2K	1.0	99	91
5K	1.0	37	33
10K	1.0	18	17
20K	1.0	9	7

หมายเหตุ จากการทดลอง วัดค่าความถี่ที่ Oscillate = 1.06 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$
 $C = 0.1 \mu\text{F}$
 $f_0 = 11.06 \text{ kHz}$

$$\frac{d\phi}{d\omega} = \frac{53.26}{11.06 \times 10^3} = 4.81 \text{ rad/s}$$

$f_0 = 11.06 \text{ kHz}$

$$\frac{38}{250} = 0.152$$

$$\frac{199 - 16}{1200 - 950} = 16.12$$

มุมของอนุพันธ์ $\frac{d\phi}{d\omega}$ ที่ $\omega = 11.06 \text{ kHz}$ คือ $\frac{d\phi}{d\omega} = 2.81$

$$= \sqrt{Z}$$

$$= \frac{10 \text{ K}\Omega}{20 \text{ K}\Omega} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \text{ K}\Omega}{10 \text{ K}\Omega + 10 \text{ K}\Omega}$$

$$= \frac{1}{2} = 0.5$$

$$= \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{10 \text{ K}\Omega}{10 \text{ K}\Omega + 10 \text{ K}\Omega} = 0.5$$

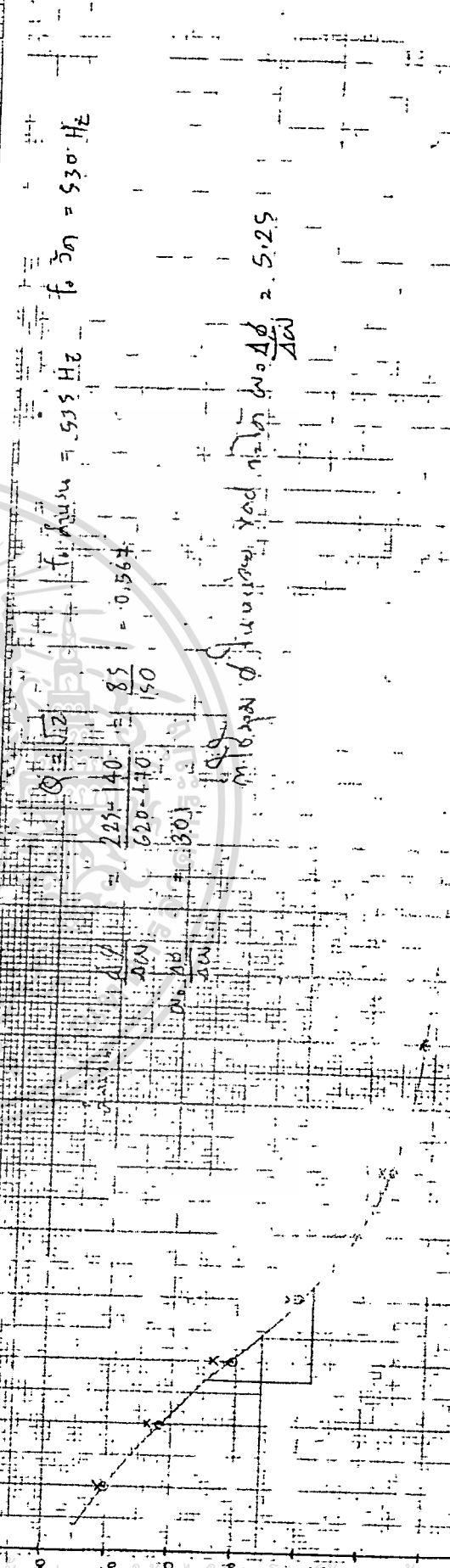
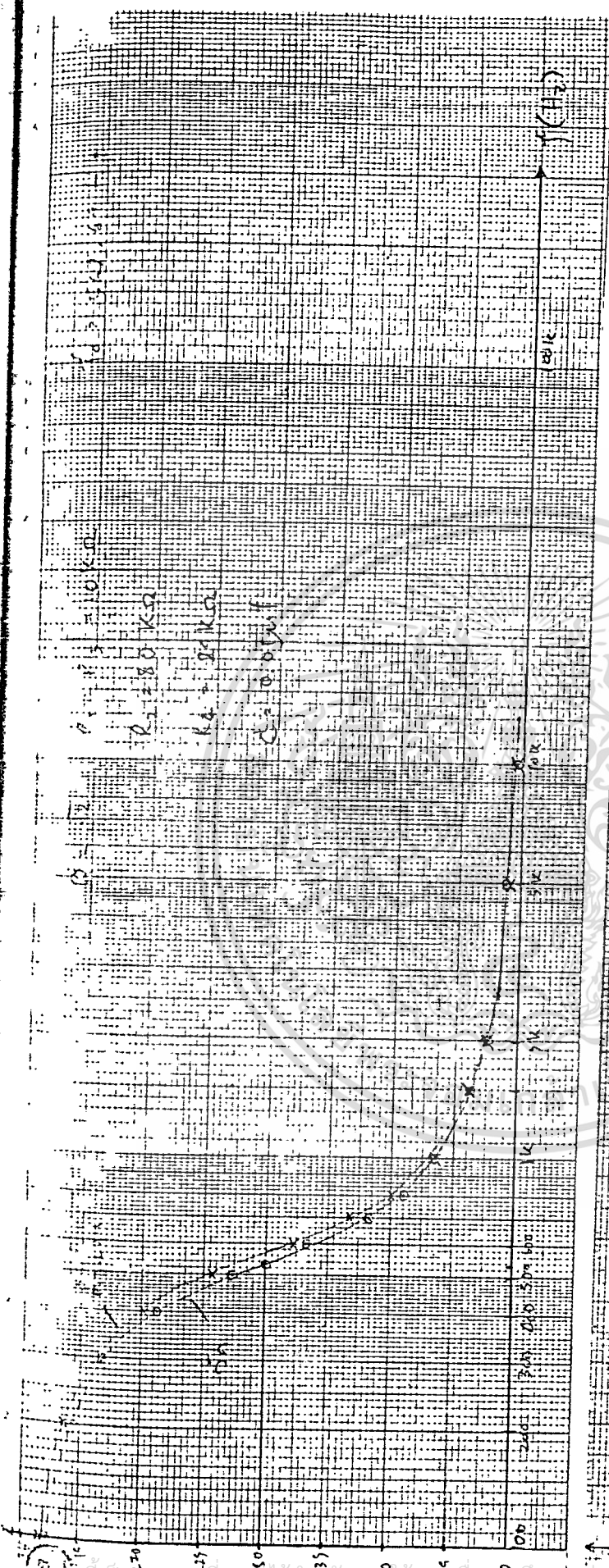
$$= 3.0 \text{ V}_{p-p} \quad ; \quad \phi \text{ คือ เฟสที่ } V_o \text{ lead } V_{in}$$

จงแสดงค่า ϕ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ เมื่อวงจรมี $Q = \sqrt{2}$

f (ความถี่) (Hz.)	V _o (V _{p-p})	φ (degree)	
		คำนวณ	ทดลอง
100	2.0	345	340
200	2.0	328	320
300	2.0	304	302
400	2.0	269	259
500	2.0	217	203
530	2.0	199	180
600	2.0	159	151
700	2.0	116	106
800	2.0	89	81
1K	2.0	60	60
1.5K	2.0	34	34
2K	2.0	24	23
5K	2.0	9	10
10K	2.0	5	5

หมายเหตุ จากการทดลอง วัดค่าความถี่ Oscillate = 535 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$= 2$$

$$= 10 \text{ K}\Omega$$

$$= 40 \text{ K}\Omega$$

$$= \frac{R_4}{R_4 + R_5}$$

$$R_2 = 160 \text{ K}\Omega$$

$$C = 0.01 \mu\text{f}$$

$$= 4/5$$

$$R_3 = 10 \text{ K}\Omega$$

$$f_0 = 398.0 \text{ Hz.}$$

$$= 2.5 \text{ V}_{p-p}$$

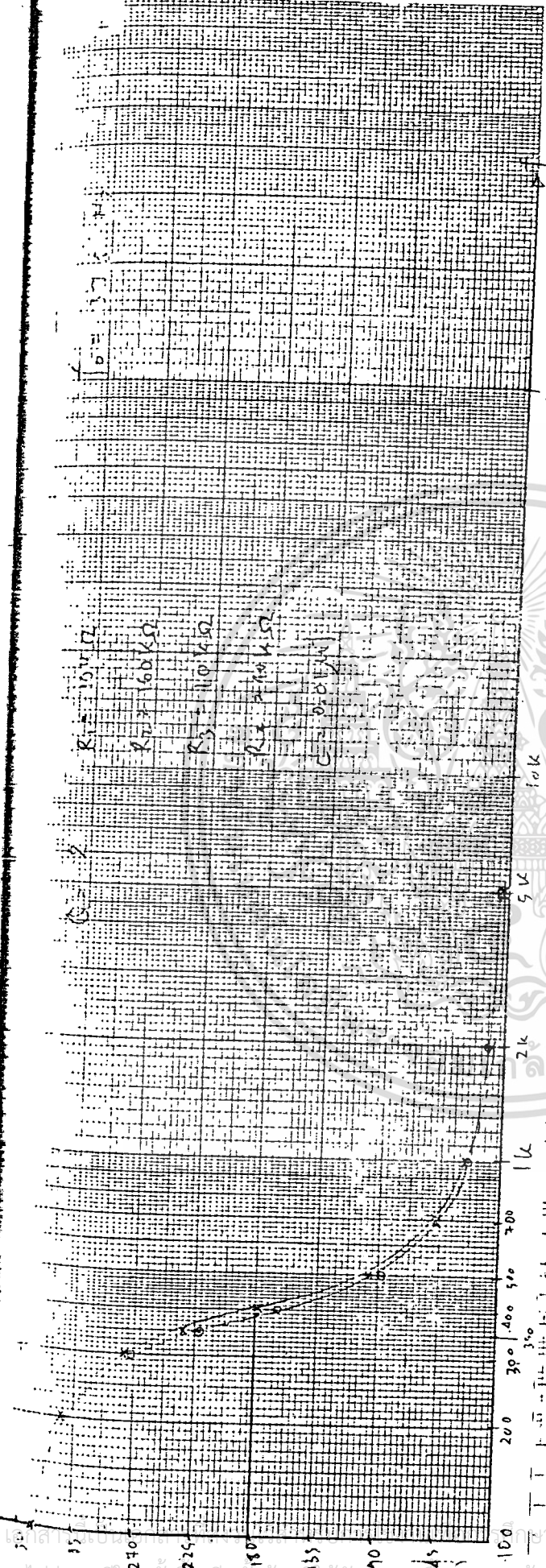
ϕ คือ เฟสที่ V_o lead V_{in}

วงแสดงค่า ϕ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ เมื่อวงจรมี $Q = 2$

f (ความถี่) Hz.	V _o (V _{p-p})	ϕ (degree)	
		คำนวณ	ทดลอง
100	2.0	345	343
200	2.0	323	321
300	2.0	278	272
350	2.0	234	222
390	2.0	189	180
400	2.0	178	164
500	2.0	95	87
700	2.0	46	40
1K	2.0	27	25
2K	2.0	12	14
5K	2.0	5	7

รูป ๒๓ การทดลอง วัดค่าความถี่ Oscillate = 380 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$f_0 \text{ (measured)} = 3910 \text{ Hz}$
 $f_0 \text{ (theoretical)} = 398 \text{ Hz}$
 $Q = 2$
 $Q = \frac{70}{1167} = 0.060$
 $\omega_p \frac{\Delta \phi}{\Delta \omega} = 455.3$
 200 Hz

= 4

$10 \text{ K}\Omega$

$R_z = 640 \text{ K}\Omega$

$R_3 = 10 \text{ K}\Omega$

= $160 \text{ K}\Omega$

$C = 0.01 \mu f$

= $\frac{R_4}{R_4 + R_3}$

= $16/17$

$f_0 = 198.9 \text{ Hz.}$

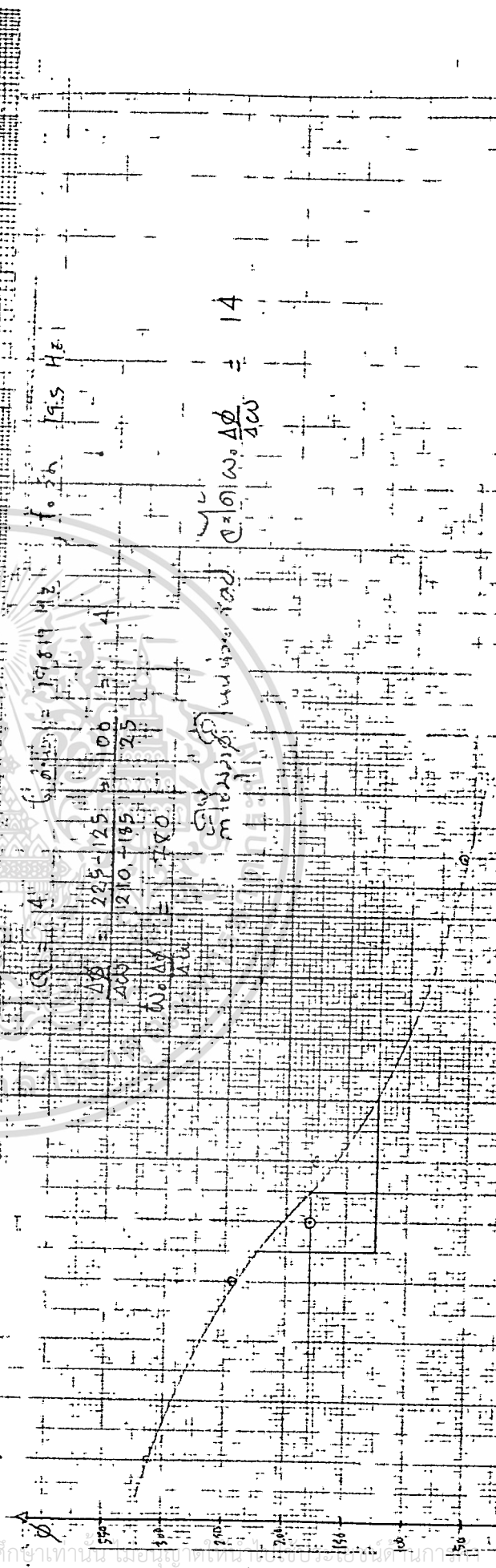
= 2.1 V_{out}

: ϕ คือ เฟสที่ V_{out} lead V_{in}

ตารางแสดงค่า ϕ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ เมื่อวงจรมี $n = 4$

f (ความถี่) (Hz.)	V_{out} (V_{out})	ϕ (degree)	
		คำนวณ	ทดลอง
100	2.0	341	342
150	2.0	313	313
180	2.0	257	249
190	2.0	220	180
200	2.0	175	175
250	2.0	57	55
300	2.0	33	33
500	2.0	13	14
1K	2.0	6	6
5K	2.0	1	0

หมายเหตุ จากการทดลอง วัดค่าความถี่ที่ Oscilloscope = 195 Hz



$Q = 4$
 $f = 19.819 \text{ Hz}$
 $R = 100 \text{ k}\Omega$
 $C = 0.001 \text{ F}$

$\Delta \phi = \frac{225 - 125}{400} = 0.25$
 $\Delta \phi = \frac{1210 - 135}{780} = 0.36$

$\phi = 14$
 $\phi = 101 \omega \frac{\Delta \phi}{400}$

จุดต่ำสุด ในหน่วย rad

$$= 10$$

$$= \frac{1 \text{ K}\Omega}{100 \text{ K}\Omega} \quad R_2 = 400 \text{ K}\Omega \quad R_3 = 1 \text{ K}\Omega$$

$$= \frac{R_4}{R_4 + R_3} = 100/101 \quad C = 0.01 \mu f$$

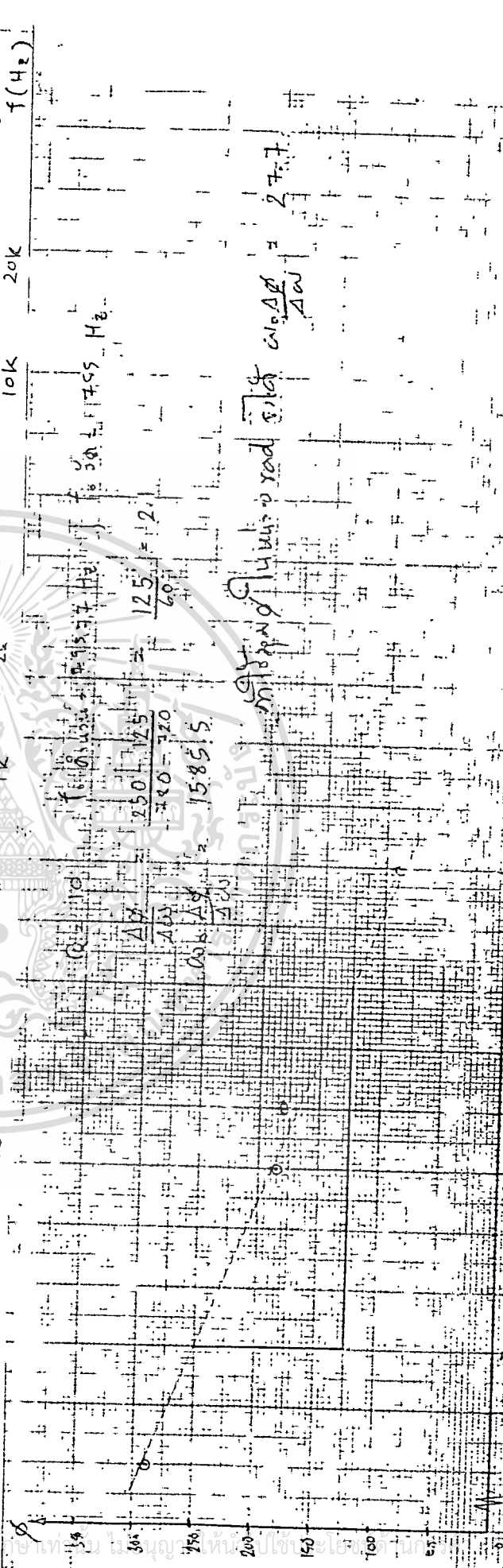
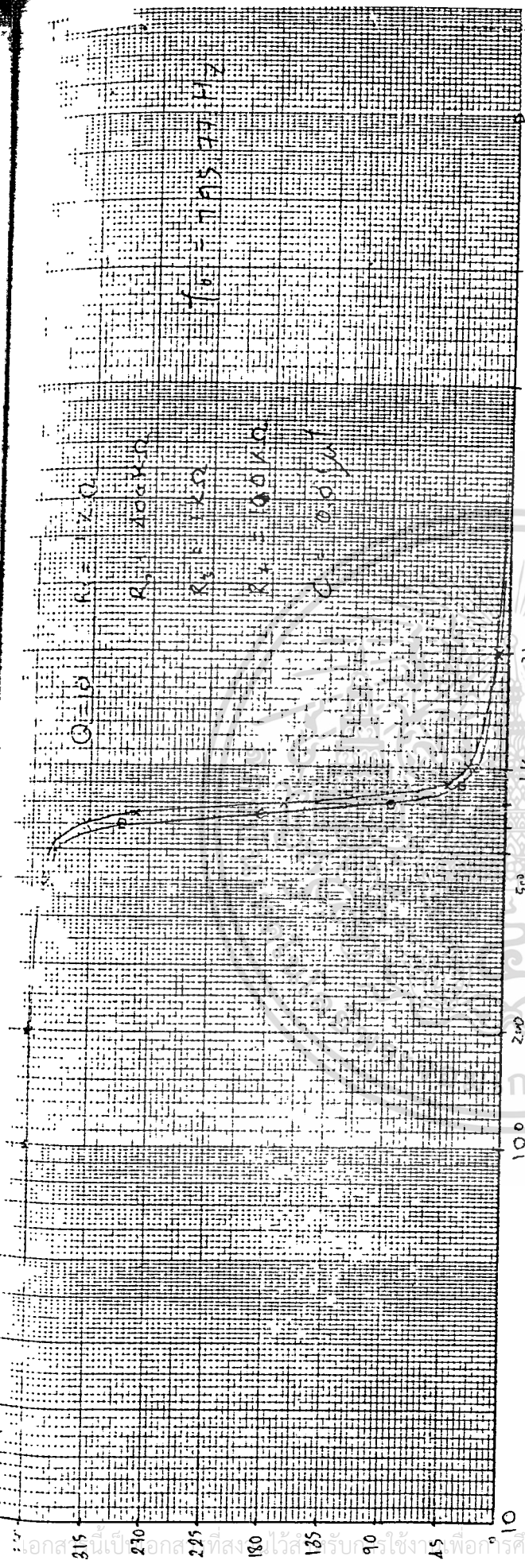
$$= \frac{R_4}{R_4 + R_3} = 100/101 \quad f_0 = 795.77 \text{ Hz.}$$

$$= 2.0 \text{ V}_{p-p} \quad \phi \text{ คือ เฟสที่ } V_o \text{ lead } V_{in}$$

วงแสดงค่า ϕ ที่เปลี่ยนแปลงไปตามค่าความถี่ เมื่อวงจรมี $Q = 10$

f (ความถี่) (Hz)	V _o (V _{p-p})	ϕ (degree)	
		คำนวณ	ทดลอง
100	2.0	359	360
200	2.0	357	360
500	2.0	348	346
600	2.0	340	340
700	2.0	318	290
750	2.0	280	185
760	2.0	265	180
800	2.0	168	88
900	2.0	44	33
1K	2.0	25	23
2K	2.0	5	7

หมายเหตุ จากการทดลอง วัดค่าความถี่ที่ Oscillate = 760 Hz



ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= 20 \\
 &100 \Omega \quad R_2 = 160 \text{ K}\Omega \quad R_3 = 100 \Omega \\
 &= 40 \text{ K}\Omega \quad C = 0.01 \mu\text{f} \\
 &= \frac{R_4}{R_4 + R_3} = 1 \quad ; \quad f_o = 3.98 \text{ KHz.}
 \end{aligned}$$

$$= 2.0 \quad V_{out} \quad ; \quad \phi \text{ คือ เฟสที่ } V_o \text{ lead } V_{in}$$

แสดงค่า ϕ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ เมื่อวงจรมี $Q = 20$

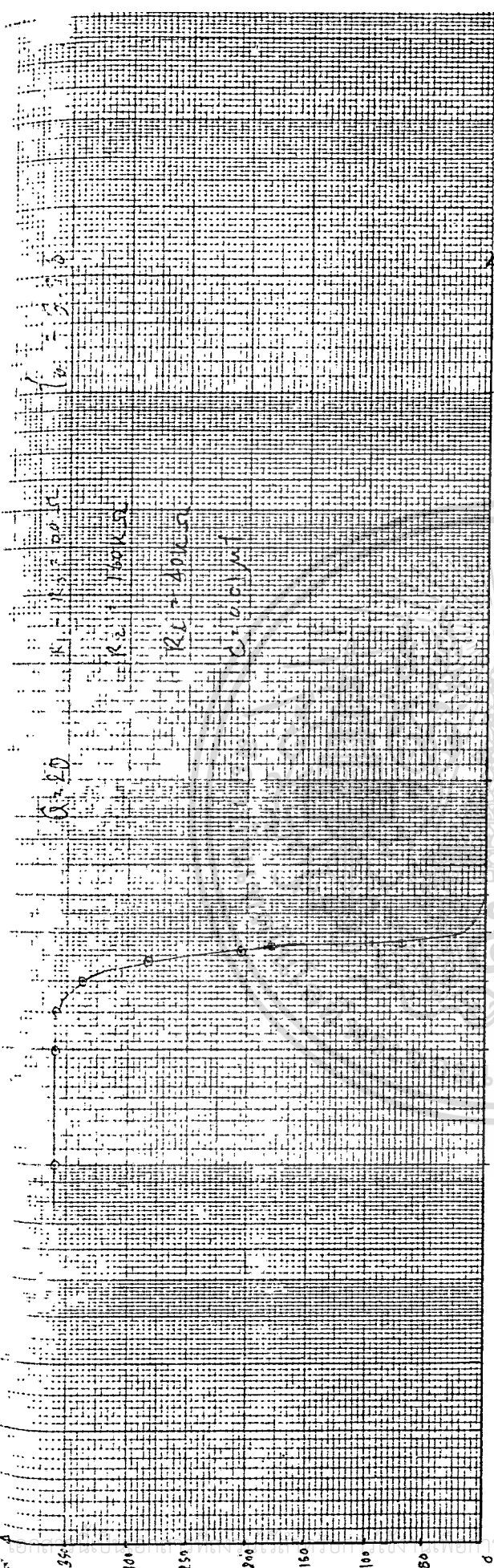
f (ความถี่) Hz.)	V _o (V _{out})	Gain (V _{out} /V _{in})	φ (degree)	
			ค่าขง	ทดลอง
100	2.0	1	360	360
500	2.0	1	359	360
1 K	2.0	1	358	360
2 K	2.14	1.07	356	360
2.50K	2.30	1.15	354	360
3 K	2.88	1.44	350	337
3.38K	5.65	2.83	343	283
3.56K	2.00	1	335	203
3.64K	0.80	0.40	329	180
3.75K	0.40	0.20	314	69
5 K	1.54	0.77	12	0
10 K	1.74	0.87	3	0
20 K	1.74	0.87	1	0

หมายเหตุ จากการทดลอง วัดค่าความถี่ Oscillate = 3.98 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$Q = 20$

$K_1 = 100 \text{ K}$

$K_2 = 100 \text{ K}$

$K_3 = 400 \text{ K}$

0.001μ

$f_0 = 3.78 \text{ K}$

$f(\text{Hz})$

100k

10k

5k

2k

1k

ϕ

350

300

250

200

150

100

50

$f_0 = 3.78 \text{ K}$

$= 0.92$

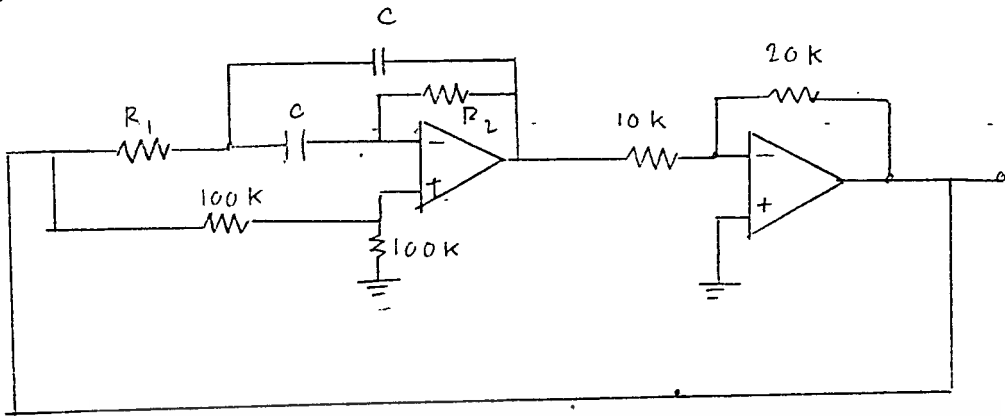
110

120

$= 334.88$

Mile / hour = 700

58.45



งานที่ 4 แสดงค่าความถี่ของการออสซิลเลตเมื่อเปลี่ยนค่า R_1 , R_2 และ C

0.01 F.

R_1 (Ohm)	R_2 (Ohm)	ความถี่ (Hertz)	
		คำนวณ	ทดลอง
500 k	2 M	15.9	12
50 k	200 k	159	150
25 k	100 k	318	310
20 k	80 k	399	378
10 k	40 k	795	730
5 k	20 k	1.59 k	1.5 k
1 k	4 k	7.95 k	6.9 k
100	400	79.57 k	60 k

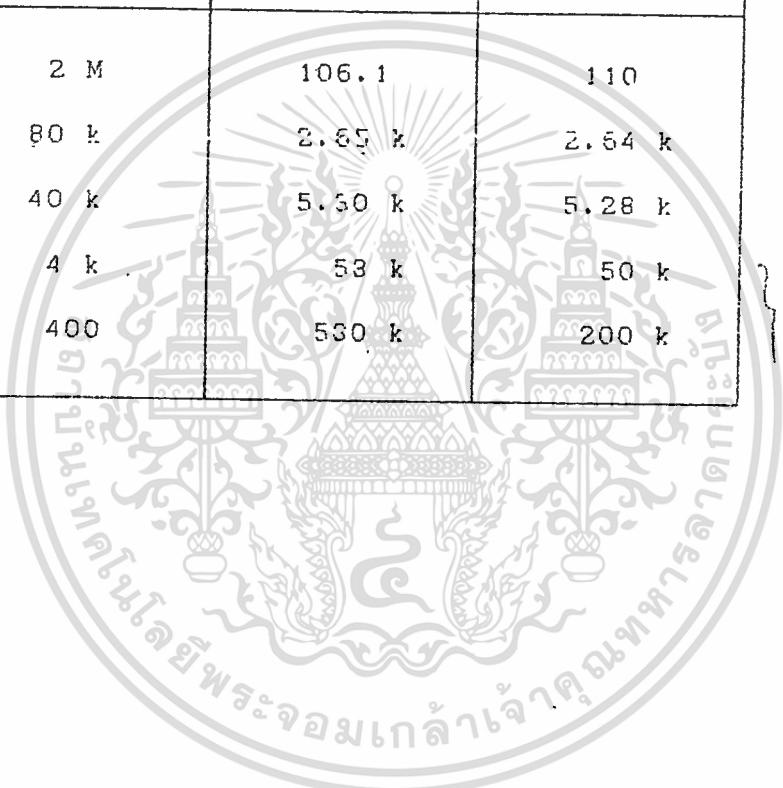
Wave form 13d

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

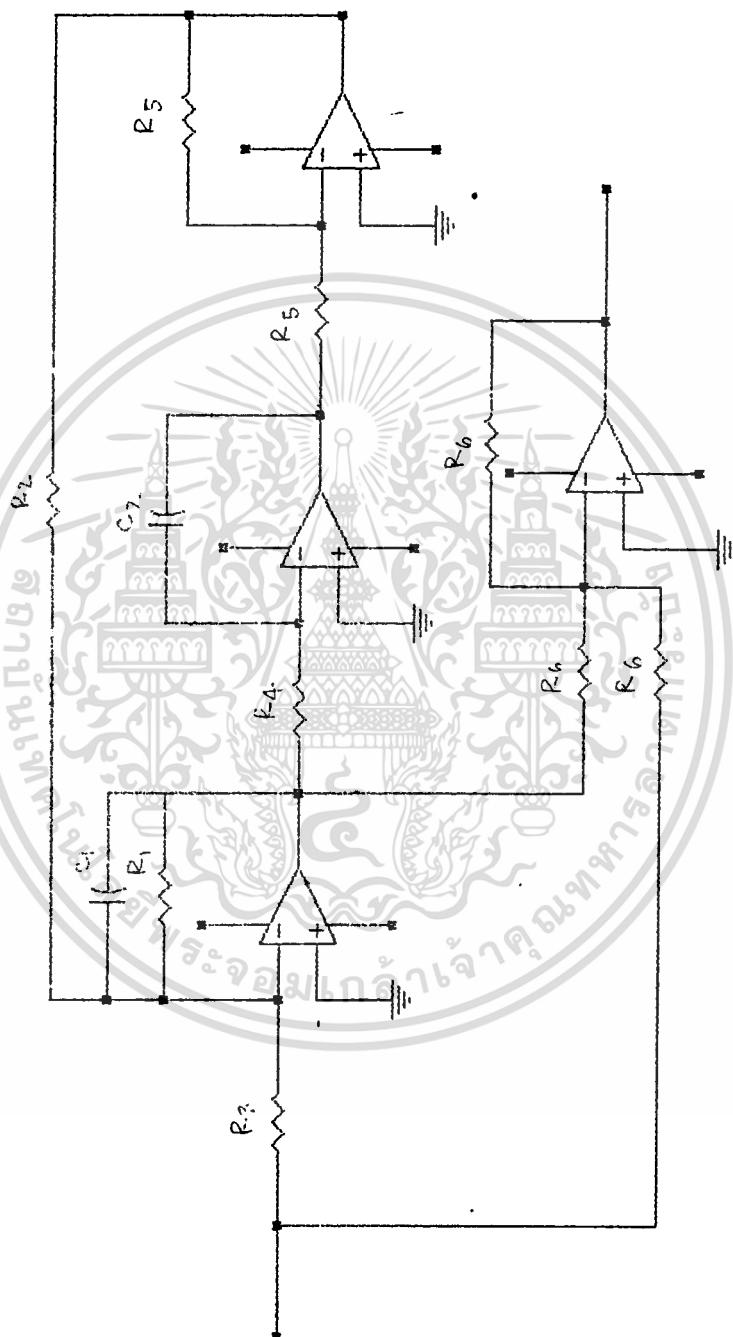
0.0015 F. - - -

R_1 (Ohm)	R_2 (Ohm)	ความถี่ (Hz)	
		คำนวณ	ทดลอง
100 k	2 M	106.1	110
20 k	80 k	2.65 k	2.64 k
10 k	40 k	5.30 k	5.28 k
1 k	4 k	53 k	50 k
100	400	530 k	200 k

$V_s = 0.01V$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title	
The Biquad Circuit	
Size Document Number	
A	
Date: January 1, 1990	
Sheet	of

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

= 0.1

= 100 Ω R₂ = 100 Ω R_a = 50 Ω

= 10 KΩ R_b = 40 KΩ R_e = 39 KΩ

= 0.01 μf

= $\frac{\sqrt{1/(R_2 R_4 C^2)}}{2\pi}$ = 15.91 KHz

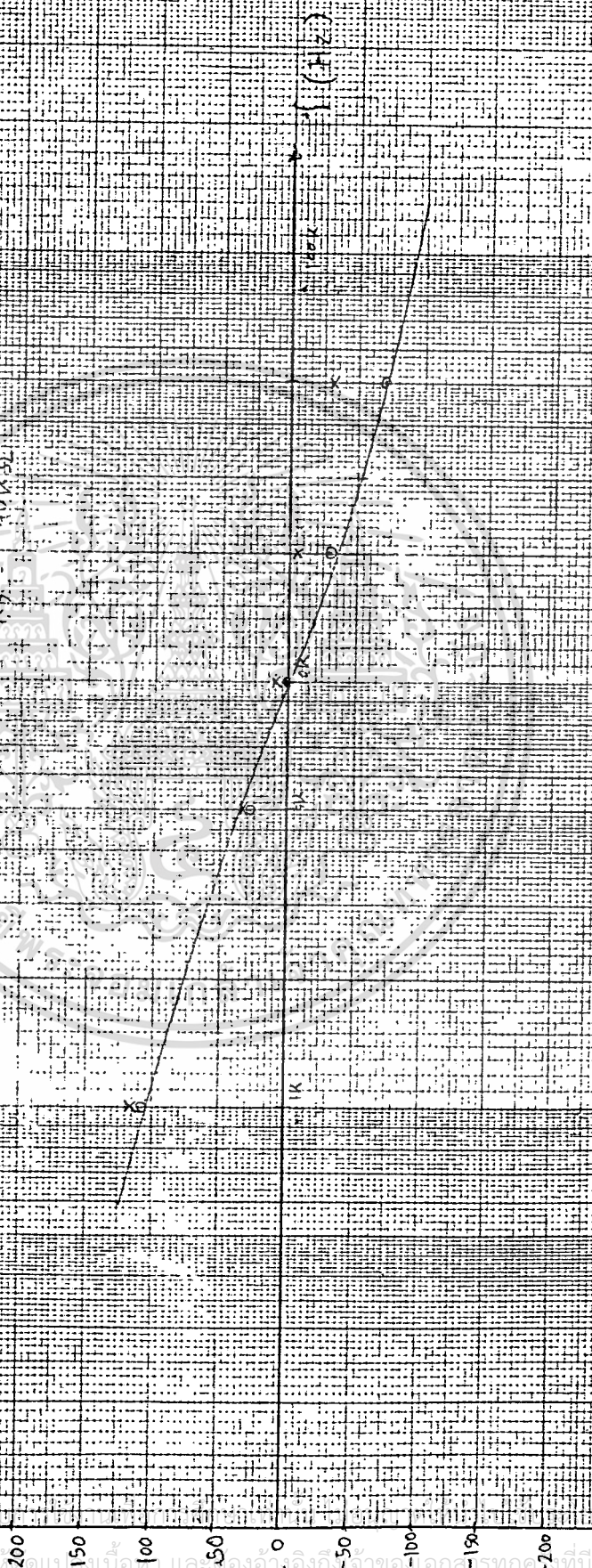
= 2.0 V_{p-p} : φ คือ เฟสที่ V_o lead V_{in}

ตารางแสดงค่า φ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ เมื่อวงจรมี Q = 0.1

f (ความถี่) (Hz)	V _o (V _{p-p})	Gain (V _{out} /V _{in})	φ (degree)	
			คำนวณ	ทดลอง
1 K	2.0	1	116	108
5 K	2.0	1	32	27
10 K	2.0	1	11	0
20 K	2.0	1	-5	-30
50 K	2.2	1.1	-32	-72
100 K	2.0	1	-180	-180

หมายเหตุ จากตารางทดลอง วัดค่าความถี่ที่ Oscillate = 8.7 KHz 6 2.

$\omega = 0.1$
 $R_1 = 100 \Omega$
 $R_2 = 100 \Omega$
 $R_3 = 50 \Omega$
 $R_4 = 10 \text{ K}\Omega$
 $R_5 = 10 \text{ K}\Omega$
 $R_6 = 30 \text{ K}\Omega$
 $\omega = 0.1 \text{ rad/s}$
 $\omega_{\text{break}} = 5.91 \text{ KHz}$
 $\omega_{\text{break}} = 8.71 \text{ KHz}$



$$= 1$$

$$= 100 \text{ K}\Omega \quad R_2 = 100 \text{ K}\Omega \quad R_3 = 50 \text{ K}\Omega$$

$$= 100 \text{ K}\Omega \quad R_5 = 40 \text{ K}\Omega \quad R_6 = 39 \text{ K}\Omega$$

$$= 0.01 \mu\text{f}$$

$$= \sqrt{1/(R_2 R_3 C^2)} / 2\pi = 159 \text{ Hz.}$$

$$= 2.0 \text{ V}_{p-p} \quad \phi \text{ คือ เฟสที่ } V_o \text{ lead } V_{in}$$

ตารางแสดงค่า ϕ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ เมื่อวงจรมี $Q = 1$

f (ความถี่) (Hz.)	V _o (V _{p-p})	Gain (V _{out} /V _{in})	φ (degree)	
			คำนวณ	ทดลอง
50	2.0	1	142	171
100	2.0	1	88	92
140	2.0	1	29	15
160	1.96	0.98	- 1	0
180	2.0	1	- 28	- 33
200	2.0	1	- 50	- 73
300	2.0	1	- 107	- 116
500	2.0	1	- 141	- 142
1 K	2.0	1	- 161	- 161
2 K	2.0	1	- 171	- 167
5 K	2.0	1	- 176	- 175
10 K	2.0	1	- 178	- 180
01 K	1.8	0.9	- 180	- 180

หมายเหตุ ใช้ค่า R₅ ตัวที่ 3 ค่า = 40 K จึงจะทำให้เกิดการ oscillate จากการทดลอง วัณห์ความถี่ที่ Oscillate = 160 Hz 8 V.

$R_1 = 20 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 50 \text{ k}\Omega$
 $R_4 = 100 \text{ k}\Omega$
 $R_5 = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_6 = 20 \text{ k}\Omega$
 $d = 0.1 \text{ cm}$
 $f_{\text{max}} = 15 \text{ Hz}$
 $f_{\text{min}} = 60 \text{ Hz}$

Q

Gain

2

1

0

ϕ

200

150

100

50

0

-50

-100

-150

-200

$f(\text{Hz})$

$f(\text{Hz})$

10k

1k

100

10

1

0.1

0.01

0.001

0.0001

10k

1k

100

10

1

0.1

0.01

0.001

0.0001

0.00001

0.000001

0.0000001

0.00000001

0.000000001

0.0000000001

10k

1k

100

10

1

0.1

0.01

0.001

0.0001

0.00001

0.000001

0.0000001

0.00000001

0.000000001

0.0000000001

การนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นานพอที่จะเผยแพร่สู่สาธารณะ
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

= 3.16

= 100 KΩ R₂ = 10 KΩ R₃ = 50 KΩ

= 100 KΩ R₅ = 40 KΩ R₆ = 39 KΩ

= 0.01 μF

= $\frac{\sqrt{1/(R_2 R_4 C^2)}}{2\pi}$ = 503 Hz.

= 2.0 V_{p-p} : φ คือ เฟสที่ V_o lead V_{in}

จะแสดงค่า φ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ เมื่อวงจรมี Q = 3.16

f (ความถี่) (Hz.)	V _o (V _{p-p})	Gain (V _{out} /V _{in})	φ (degree)	
			ค่าบวก	ลบ
100	2.0	1	173	170
200	2.0	1	166	158
300	2.0	1	147	146
400	2.0	1	111	104
450	1.98	0.99	71	56
490	1.90	0.95	19	0
500	1.94	0.97	5	- 21
600	2.0	1	- 96	- 106
700	2.0	1	- 130	- 134
800	2.0	1	- 144	- 144
1 K	2.0	1	- 160	- 158
2 K	2.0	1	- 170	- 168
5 K	2.0	1	- 176	- 178
10 K	2.0	1	- 178	- 180
61 K	1.8	0.9	- 180	- 180

หมายเหตุ ใช้ค่า R₆ ตัวที่ 3 ค่า = 42 K จึงจะทำให้เกิดการ oscillate จากการทดลอง วัดค่าความถี่ที่ Oscillate = 490 Hz ± 8 V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\beta = 10$

$R_1 = 100k\Omega$

$R_2 = 10k\Omega$

$R_3 = 50k\Omega$

$R_4 = 100k\Omega$

$R_5 = 100k\Omega$

$R_6 = 10k\Omega$

$C = 0.01\mu F$

$f_{mid} = 500Hz$

$f_{low} = 1000Hz$



Gain

ϕ

f (Hz)

f (Hz)

การเป็นเอกสวณวิศวกรรมหรือการเชิงเพื่อการศึกษา...
 ไม่ว่าในกรณีใดๆก็ตาม ผู้ออกแบบหรือผู้จัดทำเอกสารนี้จะไม่รับผิดชอบต่อการใช้งานที่ไม่ถูกต้องหรือการเสียหายใดๆก็ตาม

10

100 KΩ

R₂

= 1 KΩ

R₃

= 50 KΩ

100 KΩ

R₅

= 40 KΩ

R₆

= 39 KΩ

0.01 μf

$\sqrt{\frac{1}{(R_2 R_4 C^2)}} = 1591.5 \text{ Hz.}$

2π

2.0 V_{P-P}

φ คือ เฟสที่ V_o lead V_{in}

แสดงค่า φ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ เมื่อวงจรมี Q = 10

f (ความถี่) (Hz)	V _o (V _{P-P})	Gain (V _{out} / V _{in})	φ (degree)	
			คำนวณ	ทดลอง
100	2.0	1	179	175
500	2.0	1	176	173
1 K	2.0	1	168	159
1.2 K	2.0	1	160	152
1.4 K	2.0	1	137	114
1.45 K	1.92	0.96	124	77
1.5 K	1.90	0.95	100	8
1.51 K	1.88	0.94	93	0
1.55 K	1.92	0.95	56	- 85
1.60 K	1.98	0.99	- 12	- 109
1.70 K	2.0	1	- 106	- 138
2 K	2.0	1	- 156	- 160
5 K	2.0	1	- 176	- 178
10 K	2.0	1	- 178	- 180
61 K	1.8	0.9	- 180	- 180

ใช้ค่า R_e ตัวที่ 3 ค่า = 45 K จะจะทำให้เกิดการ oscillate จากการทดลอง วัดค่าความถี่ที่ Oscillate = 1.51 KHz @ V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$Q = 10$

$R_1 = 110 \text{ k}\Omega$

$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$

$R_3 = 50 \text{ k}\Omega$

$R_4 = 100 \text{ k}\Omega$

$R_5 = 40 \text{ k}\Omega$

$R_6 = 3.9 \text{ k}\Omega$

$C = 0.01 \mu\text{F}$

$f_{\text{dom}} = 139.5 \text{ Hz}$

$f_{\text{pc}} = 151 \text{ kHz}$

Gain

ϕ

200

150

100

50

0

-50

-100

-150

-200

$f \text{ (Hz)}$

100k

10k

1k

ค่าที่ได้อีกหนึ่งค่าที่เปลี่ยนแปลงเนื้อหาและอ้างอิงของสารกึ่งตัวนำ



= 14

= 100 KΩ

$R_2 = 500 \Omega$

$R_3 = 50 K\Omega$

= 100 KΩ

$R_5 = 40 K\Omega$

$R_6 = 39 K\Omega$

= 0.01 μF

= $\frac{\sqrt{1/(R_2 R_4 C^2)}}{2\pi} = 2250.8 \text{ Hz.}$

= 2.0 V_{p-p} ; φ คือ เฟสที่ V_o lead V_{in}

ตารางแสดงค่า φ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ เมื่อวงจรมี Q = 14

f (ความถี่) (Hz.)	V _o (V _{p-p})	Gain (V _{out} /V _{in})	φ (degree)	
			คำนวณ	ทดลอง
100	2.0	1	180	176
500	2.0	1	178	174
1 K	2.0	1	175	171
2 K	2.0	1	147	87
2.05 K	1.98	0.99	139	61
2.10 K	1.96	0.98	120	0
2.20 K	2.0	1	- 66	- 110
2.50 K	2.0	1	- 69	- 133
2.50 K	2.0	1	- 148	- 159
3 K	2.0	1	- 166	- 167
5 K	2.0	1	- 175	- 175
10 K	2.0	1	- 178	- 180
61 K	1.8	0.9	- 180	- 180

หมายเหตุ ใช้ค่า R₆ ตัวที่ 3 ค่า = 44 K จึงจะทำให้เกิดการ oscillate
จากการทดลอง วัดค่าความถี่ที่ Oscillate = 2.1 KHz. 8 V.

$R_1 = 100 \text{ K}\Omega$
 $R_2 = 500 \text{ K}\Omega$
 $R_3 = 50 \text{ K}\Omega$
 $R_4 = 100 \text{ K}\Omega$
 $R_5 = 20 \text{ K}\Omega$
 $R_6 = 30 \text{ K}\Omega$
 $\mu = 0.01 \text{ MAF}$
 $f_{R_{1,2,3}} = 2250 \text{ Hz}$
 $f_{R_4} = 2 \text{ kHz}$

$D_c = 1$

$T(f)$

$f(\text{Hz})$

50K

0K

5K

1K

50K

0K

5K

50K

Gain

ϕ

200

150

100

50

-50

-100

-150

-200



ค่าคงที่ไดนามิกอื่น อีกทั้งที่ ไม่มีเห็นแต่แปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเขาขอ อีกสารทุกคงที่ที่มีกรนำให้

= 32

$R_2 = 100 \text{ K}\Omega$ $R_2 = 100 \text{ }\Omega$ $R_3 = 50 \text{ K}\Omega$
 $R_5 = 100 \text{ K}\Omega$ $R_5 = 40 \text{ K}\Omega$ $R_6 = 39 \text{ K}\Omega$
 $C = 0.01 \text{ }\mu\text{f}$
 $f = \frac{1}{2\pi(R_2 R_4 C^2)} = 5033 \text{ Hz.}$

= 2.0 V_{P-P} : ϕ คือ เฟสที่ V_o lead V_{in}

วงแสดงค่า ϕ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ เมื่อวงจรมี Q = 32

f (ความถี่) (Hz.)	V_o (V_{P-P})	Gain (V_{out}/V_{in})	ϕ (degree)	
			คำนวณ	ทดลอง
100	2.0	1	180	179
500	2.0	1	180	176
1 K	2.0	1	179	175
3 K	2.0	1	177	175
4 K	2.10	1.05	172	161
4.2 K	2.34	1.17	170	146
4.3 K	3.0	1.50	169	124
4.35 K	4.4	2.2	168	92
4.39 K	7.0	3.5	167	0
4.42 K	5.4	2.7	166	- 50
4.5 K	2.8	1.4	164	- 123
4.6 K	2.25	1.125	160	- 146
4.7 K	2.2	1.1	154	- 154
4.8 K	2.1	1.05	143	- 161
5 K	2	1	45	- 164
10 K	2	1	- 177	- 178
20 K	2	1	- 179	- 180
61 K	1.8	0.9	- 180	- 180

หมายเหตุ จากการทดลอง วัดค่าความถี่ที่ Oscillate = 4.39 KHz 8 V.
 พิจารณาเฉพาะวงจรมุมที่ใช้ค่า $R_2 = 100$ นี้ V_o ที่ได้จะสามารถปรับให้ต่ำได้จนถึง
 100 mV V_{P-P} โดยที่สัญญาณที่ได้อาจเป็นรูป Sine ที่สวยงามอยู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Gain 3 2 1 0 ϕ 200 150 100 50 0 -50 -100 -150 -200

$R_1 = 50 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 50 \text{ k}\Omega$
 $R_4 = 100 \text{ k}\Omega$
 $f_{osc} = 47.5 \text{ kHz}$
 $f_{osc} = 50 \text{ kHz}$



$$\begin{aligned}
 &= 100 \, \Omega & R_3 &= 50 \, \Omega & R_4 &= 10 \, \text{K}\Omega \\
 &= 40 \, \text{K}\Omega & R_5 &= 39 \, \text{K}\Omega & C &= 0.01 \, \mu\text{F} \\
 &= \sqrt{1/(R_2 R_4 C^2)} / 2\pi
 \end{aligned}$$

ความถี่ที่เปลี่ยนไปตามการปรับค่าความต้านทาน โดยที่ค่า Q มีการเปลี่ยนแปลงดังนี้

R ₂	Q	ความถี่ (Hz.)	
		คำนวณ	ทดลอง
0	∞	-	20.0 K
50	0.14	22.50 K	12.5 K
100	0.10	15.90 K	8.7 K
500	0.045	7.11 K	4.2 K
1 K	0.032	5.03 K	3.0 K
5 K	0.014	2.25 K	1.3 K
10 K	0.01	1.59 K	1 K
50 K	4.47*10 ⁻³	712	370

ค่า R₂ จะทำให้ค่า Q เปลี่ยนไปด้วย โดยจะเป็นไปตามสมการ

$$Q = \sqrt{R_2 / R_3 R_4}$$

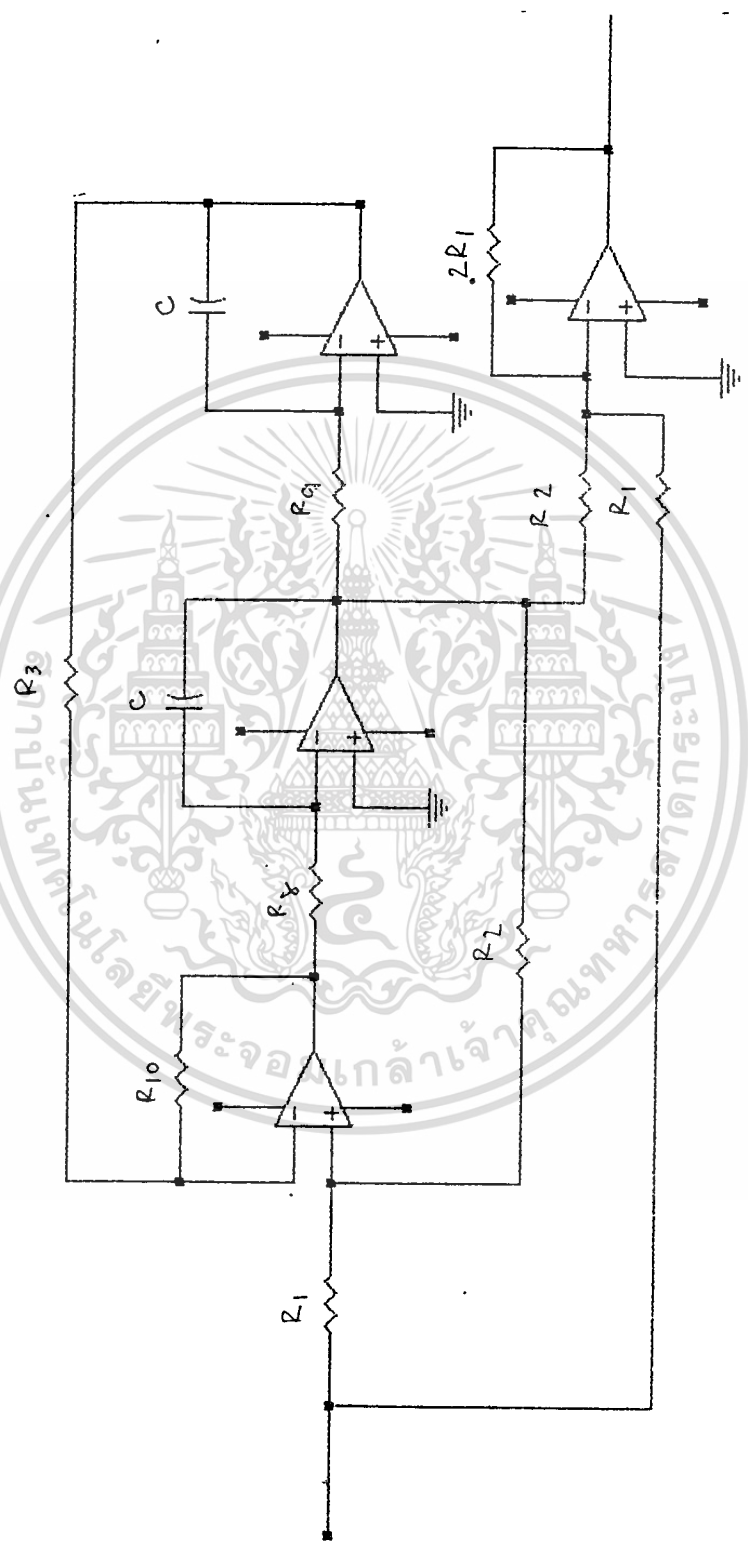
$$\begin{aligned}
 &= 100 \text{ K}\Omega \quad R_s = 50 \text{ K}\Omega \quad R_4 = 100 \text{ K}\Omega \\
 &= 40 \text{ K}\Omega \quad R_6 = 39 \text{ K}\Omega \quad C = 0.01 \mu\text{f} \\
 &= \sqrt{1/(R_2 R_4 C^2)} / 2\pi
 \end{aligned}$$

วงแสดงค่าความถี่ ที่เปลี่ยนไปตามการปรับค่าความต้านทาน โดยที่ค่า Q มีการเปลี่ยนแปลงดังนี้

R ₂	Q	ความถี่ (Hz.)	
		คำนวณ	ทดลอง
0	∞	-	10.2 K
10	100.0	16 K	7.2 K
50	45.0	7.10 K	5.8 K
100	32.0	5.00 K	4.4 K
500	14.0	2.35 K	2.1 K
1 K	10.0	1.59 K	1.5 K
5 K	4.5	712	685
10 K	3.2	503	490
50 K	1.4	225	215
100 K	1.0	159	150
200 K	0.7	112	100
500 K	0.45	72	60

ค่า R₂ จะทำให้ค่า Q เปลี่ยนไปคือ โดยจะเห็นไปตามสมการ

$$Q = \sqrt{R_1^2 / R_2 \cdot R_4}$$



วงจร 3 State Variable

Title		The State-Variable BiQuad
Size / Document Number		A
Date:	January 1, 1980	Sheet of

$$= \frac{R_1 + R_2}{2R_1} = 1$$

$$= \frac{10 \text{ K}\Omega}{2 \times 10 \text{ K}\Omega} = 0.5$$

$$= \frac{1 \text{ K}\Omega}{2 \times 1 \text{ K}\Omega} = 0.5$$

$$= 0.01 \mu\text{f}$$

$$= \frac{(1/RC)}{2\pi} = 15.9 \text{ KHz.}$$

$$= 2.0 V_{out} : \phi \text{ คือ เฟสที่ } V_o \text{ lead } V_{in}$$

ตารางแสดงค่า ϕ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ เมื่อกำหนดให้ $R_1 = R_2 = R = 1 \text{ K}$

f (ความถี่) (Hz)	V _{out} (V _{out})	Gain (V _{out} /V _{in})	ϕ (degree)	
			คำนวณ	ทดลอง
100	2.0	1	179	180
200	2.0	1	179	180
500	2.0	1	176	175
1 K	2.0	1	173	174
2 K	2.0	1	165	164
5 K	2.0	1	142	139
10 K	2.08	1.04	88	76
12 K	2.14	1.07	50	44
14.6 K	2.2	1.1	20	0
18 K	2.3	1.15	- 28	- 48
20 K	2.3	1.15	- 49	- 73
50 K	2.2	1.1	- 141	- 159

หมายเหตุ จากการทดลอง วัดค่าความถี่ Oscillate = 13.8 KHz
 $V_o = 8.0 \text{ V}$. ถ้าปรับเกนของวงจรเพื่อให้ได้ V_o มากกว่านี้ รูปที่ได้จะเกิดการ

$R_1 = R_2 = 10k\Omega$ $C = 0.1\mu F$
 $R_3 = R_4 = 33k\Omega$
 $R_5 = R_6 = 1k\Omega$
 formula: $S_u \times K_H$
 $f_{osc} = \frac{1}{3.18 K_H C}$

OK

Gain

1
0.5

ϕ

200

150

100

50

0

-50

-100

-150

-200

$f(H_2)$

50K

10K

$f(H_2)$

50K

10K

5K

10K

50K



$$= \frac{R_1 + R_2}{2R_1} = 1$$

$$= \frac{10 \text{ K}\Omega}{8 \text{ K}\Omega} \quad R_2 = 10 \text{ K}\Omega \quad R_3 = 33 \text{ K}\Omega$$

$$= 0.01 \mu\text{f} \quad R_9 = 8 \text{ K}\Omega \quad R_{10} = 33 \text{ K}\Omega$$

$$= \frac{(1/RC)}{2\pi} = 1989 \text{ Hz.}$$

= 2.0 V_{p-p} : ϕ คือ เฟสที่ V_o lead V_{in}

ตารางแสดงค่า ϕ ที่เปลี่ยนแปลงไปตามค่าความถี่ เมื่อกำหนดให้ $R_6 = R_9 = R = 8 \text{ K}$

f (ความถี่) (Hz.)	V _o (V _{p-p})	Gain (V _o /V _i)	ϕ (degree)	
			คำนวณ	ทดลอง
100	2.0	1	174	174
200	2.0	1	168	171
500	2.0	1	150	144
1 K	2.0	1	112	111
1.5 K	2.0	1	60	46
1.7 K	2.0	1	35	21
1.86 K	2.0	1	15	0
2 K	2.0	1	-1	-17
3 K	2.0	1	-80	-92
5 K	2.0	1	-129	-140
10 K	2.0	1	-157	-163
20 K	2.0	1	-169	-175
50 K	2.0	1	-175	-180

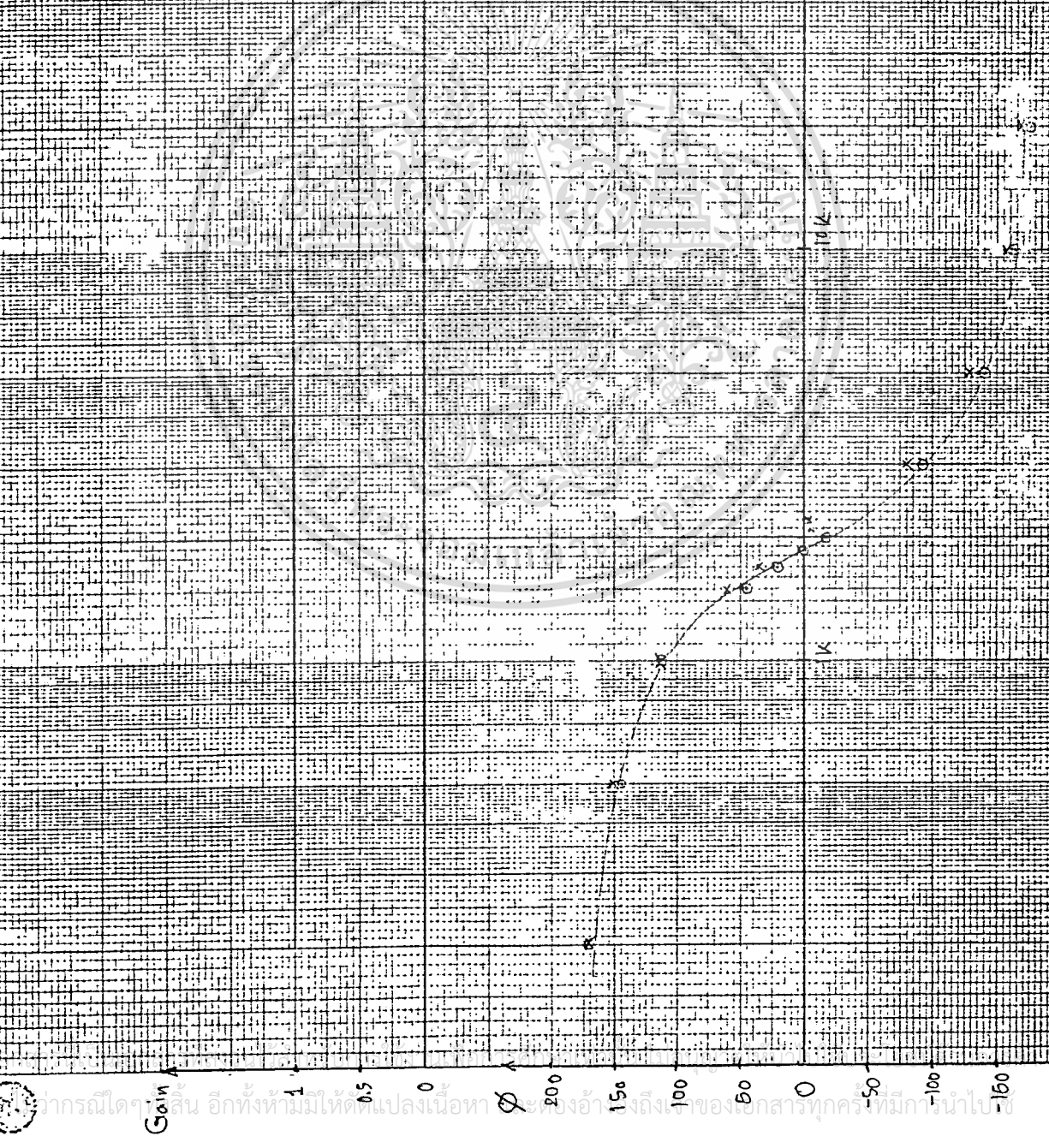
หมายเหตุ จากการทดลอง วัดค่าความถี่ Oscillate = 1.86 KHz

$V_o = 8.0 \text{ V}$. ถ้าปรับเกนของวงจรเพื่อให้ได้ V_o มากกว่า รูปที่ได้จะเกิดการข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ $C = 0.1 \mu\text{F}$
 $R_3 = R_{10} = 5 \text{ k}\Omega$
 $R_4 = R_9 = 8 \text{ k}\Omega$
 $f_{\text{osc}} = 1989 \text{ Hz}$
 $f_{\text{osc}} = 1.986 \text{ kHz}$

$\alpha = 1$



$$= \frac{R_1 + R_2}{2R_1} = 1$$

$$= \frac{10 \text{ K}\Omega}{2 \times 40 \text{ K}\Omega} = 0.125$$

$$= \frac{1}{RC} = 398 \text{ Hz}$$

$$= \frac{1}{2\pi RC} = 314 \text{ Hz}$$

= 2.0 V_{p-p} : ϕ คือ เฟสที่ V_o lead V_{in}

ตารางแสดงค่า ϕ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ เมื่อกำหนดให้ $R_1 = R_2 = R = 40 \text{ K}$

f (ความถี่) (Hz)	V _o (V _{p-p})	Gain (V _{out} /V _{in})	ϕ (degree)	
			จำนวน	ทดลอง
100	2.0	1	150	141
200	2.0	1	112	97
300	2.0	1	60	62
350	2.0	1	29	16
360	2.0	1	28	11
375	2.0	1	14	0
390	2.0	1	5	- 9
400	2.0	1	1	- 16
500	2.0	1	- 49	- 53
1 K	2.0	1	- 129	- 134
2 K	2.0	1	- 157	- 163
5 K	2.0	1	- 171	- 172
10 K	2.0	1	- 175	- 177

หมายเหตุ จากการทดลอง วัดค่าความถี่ที่ Oscillate = 358 Hz
 $V_o = 8.0 \text{ V}$. ถ้าปรับเกนของวงจรเพื่อให้ได้ V_o มากกว่านี้ รูปที่ได้จะเกิดการบิดเบี้ยว

$$Q = 1$$

$$R_1 = R_2 = 10k\Omega$$

$$R_3 = R_{10} = 33k\Omega$$

$$R_4 = R_5 = 40k\Omega$$

$$f_{osc} = 698 \text{ Hz}$$

$$f_{cyc} = 358 \text{ Hz}$$

$\Delta f (Hz)$



$$= \frac{R_1 + R_2}{2R_1} = 1$$

$$= \frac{10 \text{ K}\Omega}{100 \text{ K}\Omega} \quad R_2 = 10 \text{ K}\Omega \quad R_9 = 33 \text{ K}\Omega$$

$$= 0.01 \text{ }\mu\text{f} \quad R_9 = 100 \text{ K}\Omega \quad R_{10} = 33 \text{ K}\Omega$$

$$= \frac{(1/RC)}{2\pi} = 159 \text{ Hz.}$$

= 2.0 V_{p-p} : ϕ คือ เฟสที่ V_o lead V_{in}

ตารางแสดงค่า ϕ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ เมื่อกำหนดให้ $R_8 = R_9 = R = 100 \text{ K}$

f (ความถี่) (Hz.)	V _o (V _{p-p})	Gain (V _{out} /V _{in})	ϕ (degree)	
			คำนวณ	ทดลอง
50	2.0	1	142	141
100	2.0	1	88	82
130	2.0	1	44	32
150	2.0	1	14	0
180	2.0	1	- 28	- 44
200	2.0	1	- 49	- 63
500	2.0	1	- 141	- 144
1 K	2.0	1	- 161	- 163
2 K	2.0	1	- 171	- 171
5 K	2.0	1	- 176	- 175
10 K	2.0	1	- 178	- 180

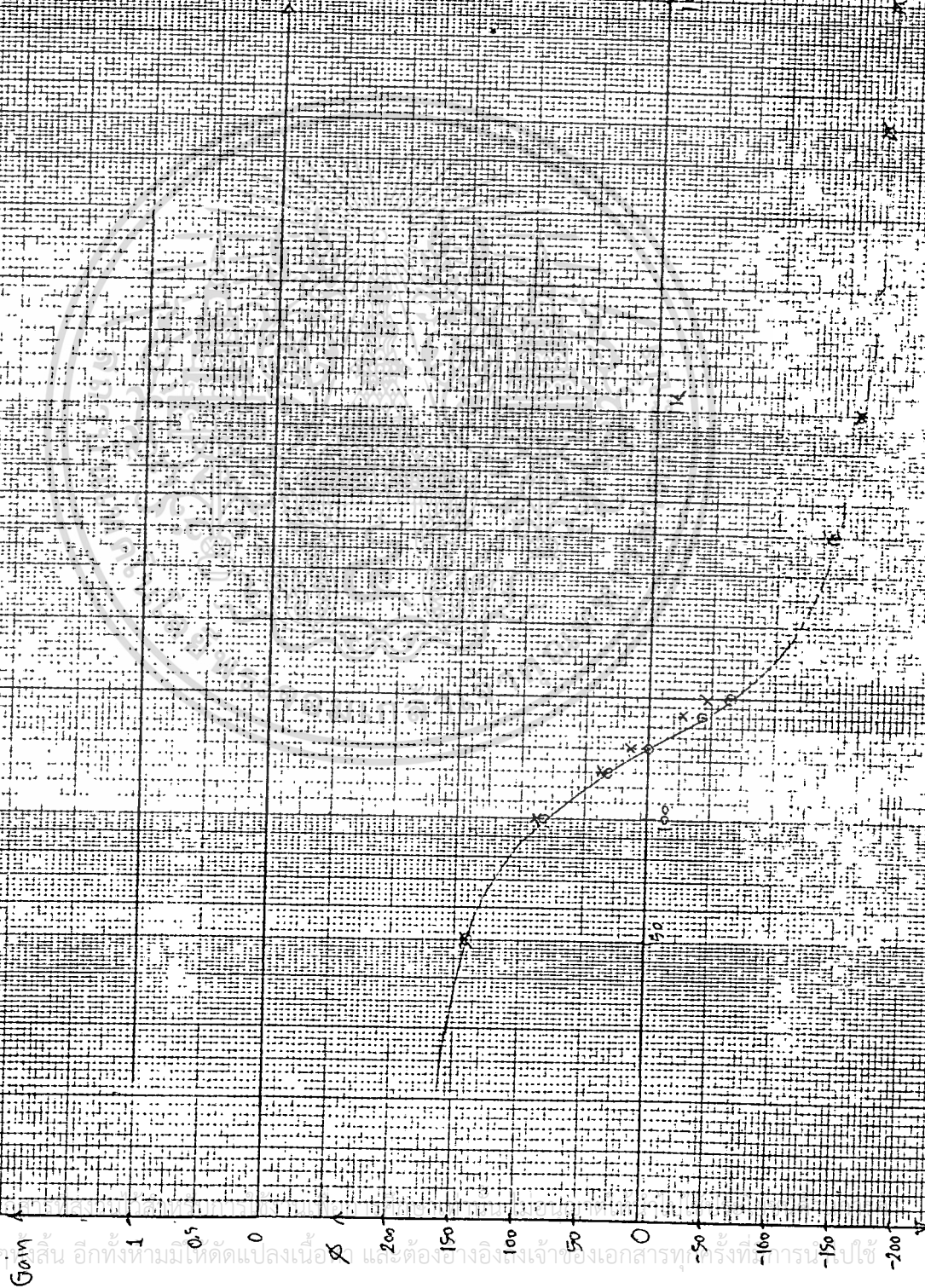
หมายเหตุ จากการทดลอง วัดค่าความถี่ที่ Oscillate = 143 Hz
 $V_o = 8.0 \text{ V.}$ ถ้าปรับเกนของวงจรเพื่อให้ได้ V_o มากกว่า V_i รูปที่ได้จะเกิดการ

$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ $C = 0.01 \mu\text{F}$
 $R_3 = R_4 = 33 \text{ k}\Omega$
 $R_5 = R_6 = 100 \text{ k}\Omega$
 $f_{\text{pole 1}} = 59 \text{ Hz}$
 $f_{\text{pole 2}} = 143 \text{ Hz}$

$\omega = \omega$

ϕ (Hz)

f (Hz)



$$= \frac{R_1 + R_2}{2R_1} = 11/2 = 5.5$$

$$= 10 \text{ K}\Omega \quad R_2 = 100 \text{ K}\Omega \quad R_9 = 33 \text{ K}\Omega$$

$$= 1 \text{ K}\Omega \quad R_5 = 1 \text{ K}\Omega \quad R_{10} = 33 \text{ K}\Omega$$

$$= 0.01 \mu\text{f}$$

$$= \frac{(1/RC)}{2\pi} = 15.9 \text{ KHz.}$$

= 2.0 V_{p-p} ; ϕ คือ เฟสที่ V_o lead V_{in}

วงแสดงค่า ϕ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ เมื่อกำหนดให้ $R_9 = R_5 = R_{10} = 1 \text{ K}$

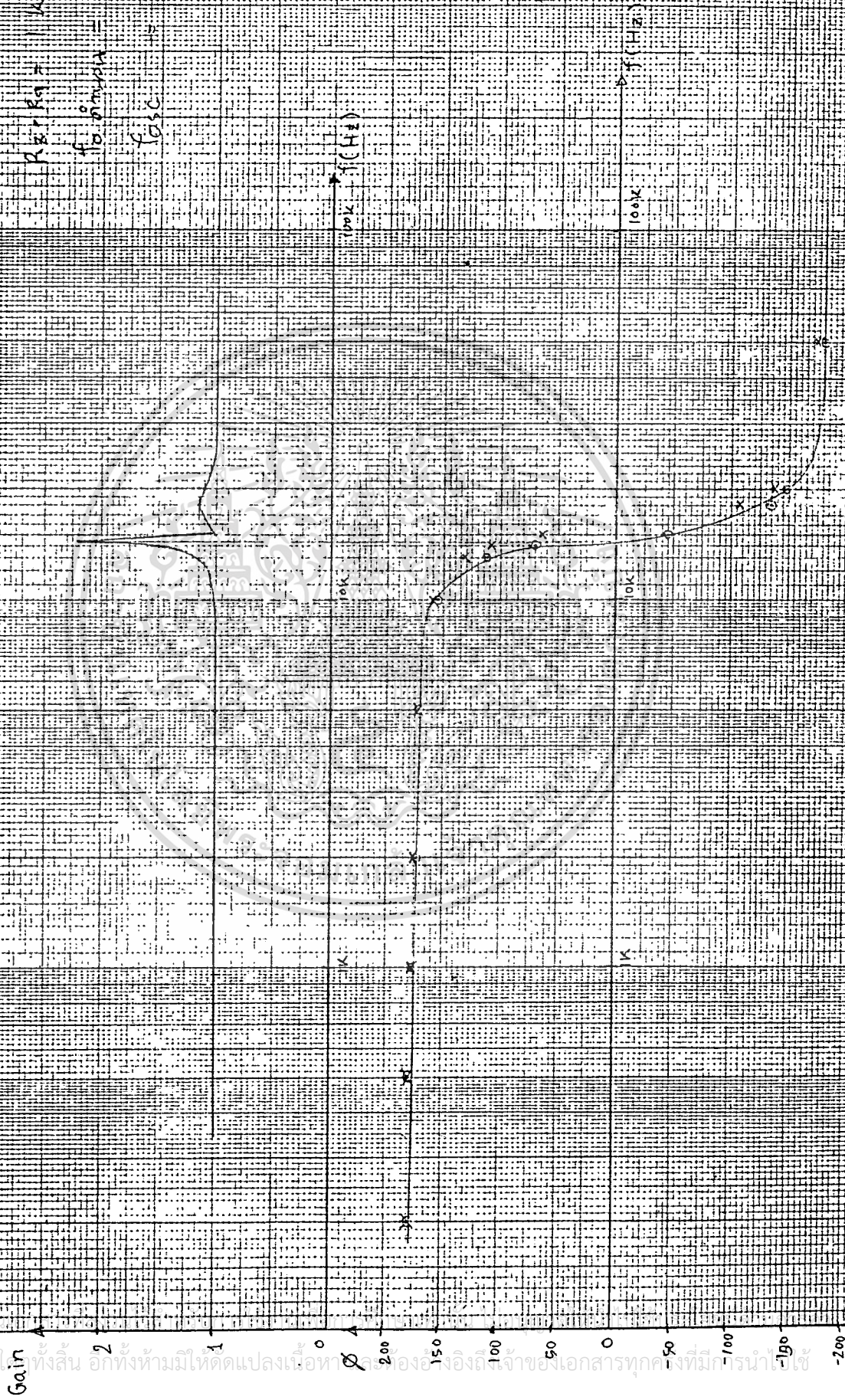
f (ความถี่) (Hz.)	V _o (V _{p-p})	Gain (V _{out} / V _{in})	ϕ (degree)	
			ตัวเลข	ทดลอง
100	2.0	1	180	180
200	2.0	1	180	180
500	2.0	1	179	180
1 K	2.0	1	179	176
2 K	2.0	1	177	174
5 K	2.0	1	173	172
10 K	2.02	1.01	159	155
13 K	2.24	1.12	132	112
14 K	3.1	1.55	109	69
14.4 K	4.4	2.2	96	0
15 K	2.0	1	66	- 46
18 K	2.3	1.15	- 107	- 135
20 K	2.2	1.1	- 137	- 149
50 K	2.0	1	- 173	- 180

หมายเหตุ จากการทดลอง วัดค่าความถี่ที่ Oscillate = 14 KHz
 $V_o = 0.4 \text{ V}$. ถ้าปรับเกนของวงจรเพื่อให้ได้ V_o มากกว่านี้ รูปที่ได้จะเกิดการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$R_{10} = 10k\Omega$
 $R_{20} = 10k\Omega$
 $R_{11} = 10k\Omega$
 $R_{21} = 10k\Omega$
 $R_{30} = 10k\Omega$
 $R_{40} = 10k\Omega$
 $R_{50} = 10k\Omega$
 $R_{60} = 10k\Omega$
 $R_{70} = 10k\Omega$
 $R_{80} = 10k\Omega$
 $R_{90} = 10k\Omega$
 $R_{100} = 10k\Omega$
 $R_{110} = 10k\Omega$
 $R_{120} = 10k\Omega$
 $R_{130} = 10k\Omega$
 $R_{140} = 10k\Omega$
 $R_{150} = 10k\Omega$
 $R_{160} = 10k\Omega$
 $R_{170} = 10k\Omega$
 $R_{180} = 10k\Omega$
 $R_{190} = 10k\Omega$
 $R_{200} = 10k\Omega$

$f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC}$
 $f_{osc} = \frac{1}{2\pi \cdot 10k\Omega \cdot 100nF}$
 $f_{osc} = 159.15 \text{ kHz}$
 $f_{osc} = 159.15 \text{ kHz}$



$$= \frac{R_1 + R_2}{2R_1} = 11/2 = 5.5$$

$$10 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R_{s1} = 33 \text{ K}\Omega$$

$$8 \text{ K}\Omega$$

$$R_s = 8 \text{ K}\Omega$$

$$R_{10} = 33 \text{ K}\Omega$$

$$= 0.01 \mu\text{f}$$

$$= \frac{(1/RC)}{2\pi} = 1989 \text{ Hz.}$$

$$= 2.0 \text{ V}_{P-P} \quad \therefore \phi \text{ คือ เฟสที่ } V_o \text{ lead } V_{in}$$

ตารางแสดงค่า ϕ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ เมื่อกำหนดให้ $R_s = R_{s1} = R_{10} = 8 \text{ K}$

f (ความถี่) (Hz.)	V _o (V _{P-P})	Gain (V _{out} /V _{in})	ϕ (degree)	
			คำนวณ	ทดลอง
100	2.0	1	179	180
200	2.0	1	178	180
500	2.0	1	174	180
1 K	2.0	1	166	156
1.5 K	2.0	1	145	134
1.7 K	2.0	1	120	94
1.8 K	1.92	0.96	96	45
1.86 K	1.92	0.96	73	0
1.9 K	1.92	0.96	54	- 30
2 K	1.96	0.98	- 7	- 78
3 K	2.0	1	- 156	- 156
5 K	2.0	1	- 170	- 172
10 K	2.0	1	- 176	- 180

หมายเหตุ จากการทดลอง วัดค่าความถี่ที่ Oscillate = 1758 Hz

$V_o = 0.71 \text{ V}$. ถ้าปรับเกนของวงจรเพื่อให้ได้ V_o มากกว่านี้ รูปที่ได้จะเกิดการบิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\omega = 5.5$ $K_1 = 10k$ $K_2 = 10k$

$K_3 = 50$ $\omega = 20k$ $\omega = 10k$

$R_1 = R_2 = 1k$ $R_3 = 1k$

$f_{c1} = 1989$ Hz

$f_{c2} = 1757$ Hz

Gain

1

0.5

0

ϕ

200

150

100

50

0

-50

-100

-150

-200

f (Hz)

f (Hz)

100k

10k

1k

500

100

$$= \frac{R_1 + R_2}{2R_1} = 11/2 = 5.5$$

$$10 \text{ K}\Omega$$

$$R_c = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 33 \text{ K}\Omega$$

$$10 \text{ K}\Omega$$

$$R_D = 40 \text{ K}\Omega$$

$$R_{10} = 33 \text{ K}\Omega$$

$$= 0.01 \mu\text{f}$$

$$= \frac{(1/RC)}{2\pi} = 398 \text{ Hz.}$$

$$= 2.0 \text{ V}_{p-p} \quad ; \quad \phi \text{ คือ เฟสที่ } V_o \text{ lead } V_{in}$$

ตารางแสดงค่า ϕ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ เมื่อกำหนดให้ $R_1 = R_2 = R_3 = R_D = 40 \text{ K}$

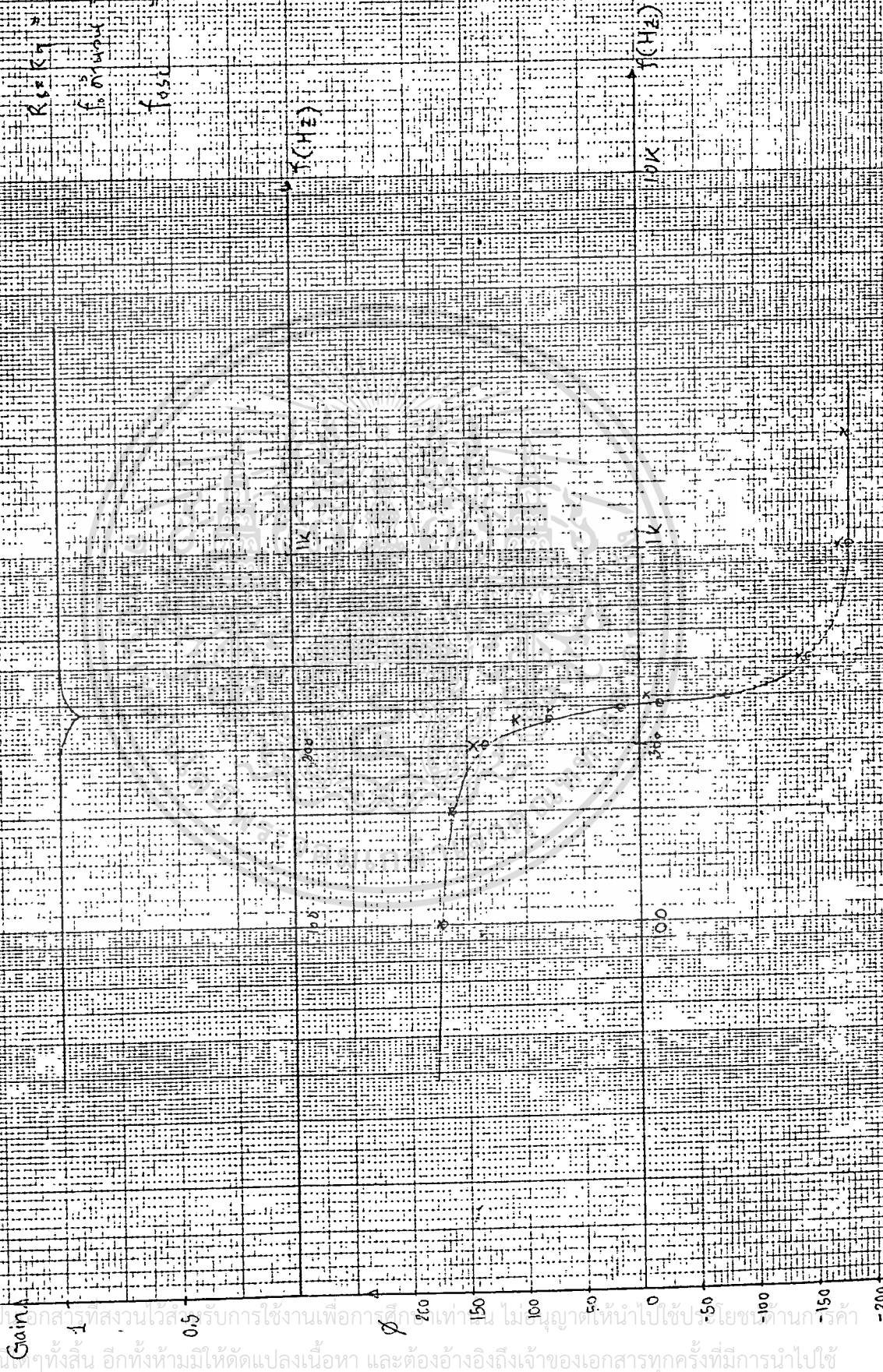
f (ความถี่) (Hz.)	V _o (V _{p-p})	Gain (V _{out} /V _{in})	φ (degree)	
			ค่าจริง	ทดลอง
100	2.0	1	174	171
200	2.0	1	165	164
300	2.0	1	145	135
350	1.92	0.95	109	77
370	1.88	0.94	77	16
375	1.84	0.92	55	0
380	1.88	0.94	54	19
400	1.92	0.95	7	75
500	2.0	1	137	145
1 K	2.0	1	170	180
2 K	2.0	1	176	180

หมายเหตุ จากการทดลอง วัดค่าความถี่ Oscillate = 358 Hz

V_o = 0.71 V. ถ้าปรับเกนของวงจรเพื่อให้ได้ V_o มากกว่านี้ จะทำให้เกิดการข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$C = 5.5$ $R_1 = 10 \text{ K}\Omega$ $R_2 = 100 \text{ K}\Omega$
 $R_3 = R_{id} = 33 \text{ K}\Omega$ $C = 0.001 \mu\text{F}$
 $R_6 = R_9 = 40 \text{ K}\Omega$
 $f_{\text{lower cut}} = 39.8 \text{ Hz}$
 $f_{\text{upper cut}} = 358 \text{ Hz}$



การเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด
 ว่าการแก้ไขที่สิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{R_1 + R_2}{2R_1} = 11/2 = 5.5$$

$10 \text{ K}\Omega$ $R_2 = 100 \text{ K}\Omega$ $R_5 = 33 \text{ K}\Omega$
 $100 \text{ K}\Omega$ $R_6 = 100 \text{ K}\Omega$ $R_{10} = 33 \text{ K}\Omega$
 $0.01 \mu\text{f}$
 $= \frac{(1 / RC)}{2 \pi} = 159 \text{ Hz.}$

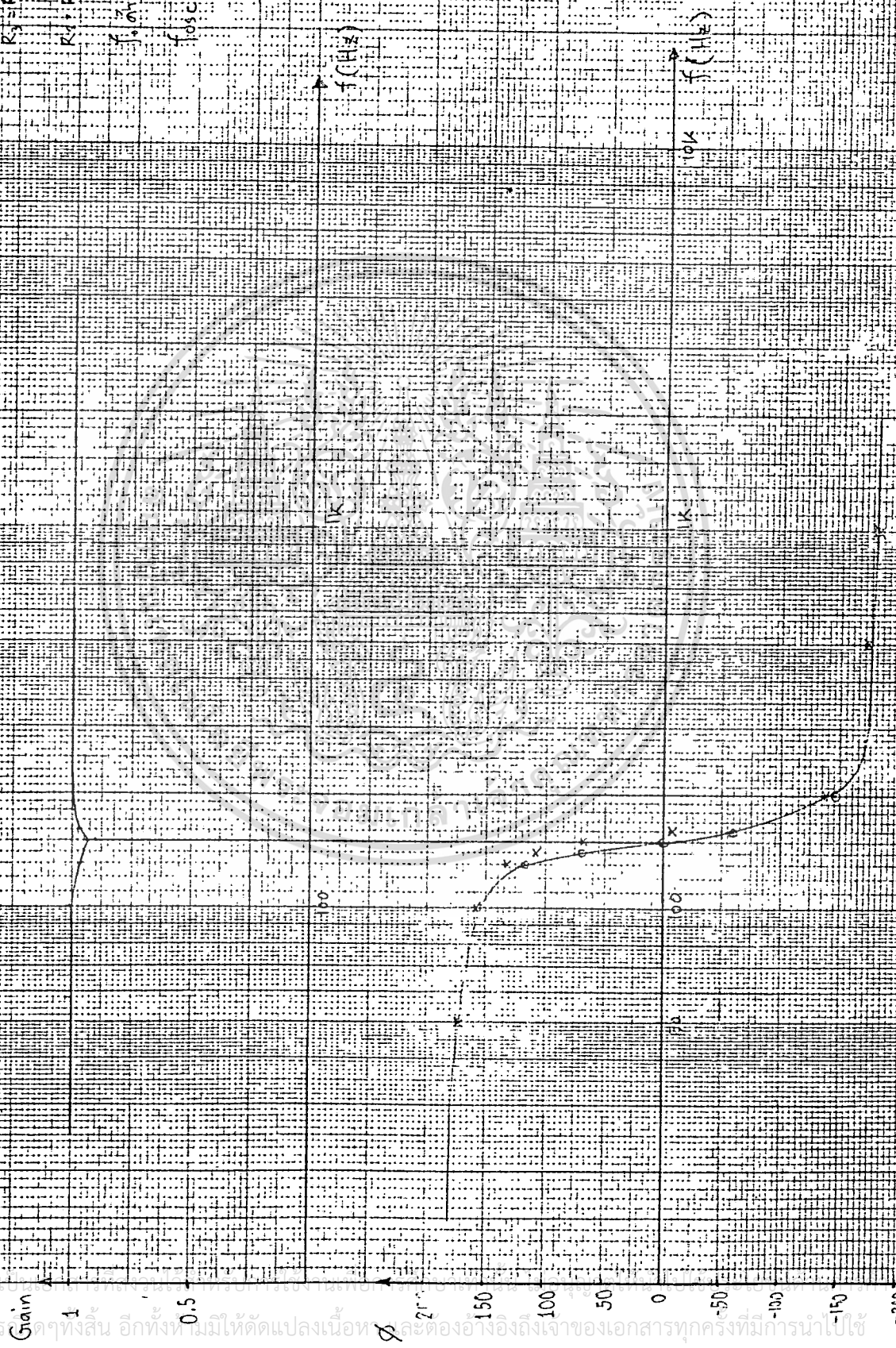
$= 2.0 \text{ V}_{p-p}$: ϕ คือ เฟสที่ V_o lead V_{in}

วงแสดงค่า ϕ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ เมื่อกำหนดให้ $R_5 = R_6 = R = 100 \text{ K}$

f (ความถี่) (Hz.)	V _o (V _{p-p})	Gain (V _{out} / V _{in})	φ (degree)	
			คำนวณ	ทดลอง
50	2.0	1	173	172
100	2.0	1	159	155
130	1.94	0.97	132	117
140	1.90	0.95	109	69
150	1.86	0.93	56	0
160	1.82	0.96	- 7	- 60
200	2.0	1	- 187	- 146
500	2.0	1	- 173	- 174
1 K	2.0	1	- 177	- 180

หมายเหตุ จากการทดลอง วัดค่าความถี่ที่ Oscillate = 141 Hz
 $V_o = 0.71 \text{ V}$. ถ้าปรับเกนของวงจรเพื่อให้ได้ V_o มากกว่านี้ รูปที่ได้จะเกิดการ

$Q = 5.5$ $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = R_4 = 33 \text{ k}\Omega$ $C = 0.01 \mu\text{F}$
 $R_1, R_4 = 100 \text{ k}\Omega$
 $f_{osc} = 159 \text{ Hz}$
 $f_{osc} = 14 \text{ Hz}$



APPENDIX B

.....

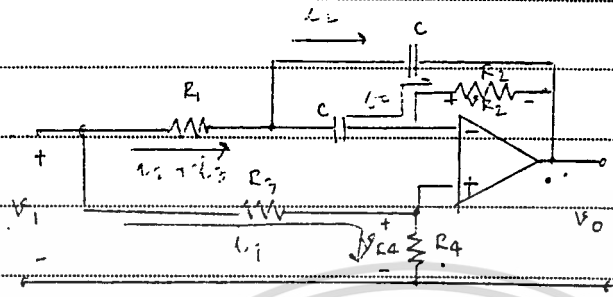
วิเคราะห์ผลการทดลอง.....



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



โจทย์ที่ 1



$$i_2 R_1 + i_3 R_1 + i_3 Z_C = i_1 R_3 \quad (1)$$

$$i_2 Z_C = i_3 (Z_C + R_2)$$

$$\rightarrow i_3 = \frac{i_2 Z_C}{(Z_C + R_2)} \quad \text{แทนใน (1)}$$

$$i_1 R_3 = i_2 R_1 + \left(\frac{i_2 Z_C}{Z_C + R_2} \right) R_1 + \left(\frac{i_2 Z_C}{Z_C + R_2} \right) Z_C$$

$$= i_2 \left[\frac{R_1 + Z_C R_1 + Z_C^2}{Z_C + R_2} \right]$$

$$= i_2 \left[\frac{R_1 Z_C + R_1 R_2 + R_1 Z_C + Z_C^2}{Z_C + R_2} \right]$$

$$(Z_C + R_2) R_3 i_1 = (2R_1 Z_C + R_1 R_2 + Z_C^2) i_2$$

$$\rightarrow i_2 = i_1 \left[\frac{R_3 (Z_C + R_2)}{2R_1 Z_C + R_1 R_2 + Z_C^2} \right]$$

จาก $i_1 = \frac{V_1}{(R_3 + R_4)} \rightarrow i_2 = \frac{V_1}{(R_3 + R_4)} \left[\frac{R_3 (Z_C + R_2)}{(2R_1 Z_C + R_1 R_2 + Z_C^2)} \right]$

จาก $i_3 = \frac{i_2 Z_C}{(Z_C + R_2)} \rightarrow i_3 = \frac{V_1}{(R_3 + R_4)} \left[\frac{R_3 Z_C}{(2R_1 Z_C + R_1 R_2 + Z_C^2)} \right]$

$$s - \begin{bmatrix} 0 \\ - \\ - \end{bmatrix} s 0.8 + 0$$



$$V_o = V_{R4} = V_{R2}$$

$$= V_{R4} - I_3 R_2$$

$$= \frac{V_1 R_4}{(R_3 + R_4)} - V_1 \left[\frac{R_2 R_3 Z_C}{(R_3 + R_4)(2R_1 Z_C + R_1 R_2 + Z_C^2)} \right]$$

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} \left[1 - \frac{R_2 R_3 Z_C}{(R_3 + R_4)(2R_1 Z_C + R_1 R_2 + Z_C^2)} \cdot \frac{1}{R_4} \right]$$

$$\text{กำหนด } K = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad \text{และ } Z_C = \frac{1}{sC}$$

$$\frac{V_o}{V_1} = K \left[1 - \frac{R_2 R_3 \cdot \frac{1}{sC}}{R_4 \left(\frac{2R_1}{sC} + R_1 R_2 + \frac{1}{s^2 C^2} \right)} \right] \times \frac{s^2 C^2}{s^2 C^2}$$

$$= K \left[1 - \frac{R_2 R_3 \left\{ \frac{sC}{2R_1 sC + R_1 R_2 s^2 C^2 + 1} \right\}}{R_4} \right]$$

$$= K \left[\frac{2R_1 sC + R_1 R_2 s^2 C^2 + 1 - \frac{R_2 R_3}{R_4} \times sC}{2R_1 sC + R_1 R_2 s^2 C^2 + 1} \right] \times \frac{1}{R_1 R_2 C^2}$$

$$= K \left[\frac{s^2 + \frac{2R_1 sC}{R_1 R_2 C^2} + \frac{1}{R_1 R_2 C^2} - \frac{R_2 R_3 \cdot sC}{R_4 R_1 R_2 C^2}}{s^2 + \frac{2R_1 sC}{R_1 R_2 C^2} + \frac{1}{R_1 R_2 C^2}} \right]$$

$$= K \left(\frac{s^2 + s \left(\frac{2}{R_2 C} \right) - s \left(\frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} \right) \left(\frac{1}{R_2 C} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C^2}}{s^2 + s \left(\frac{2}{R_2 C} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C^2}} \right)$$

$$\text{กำหนดค่า } \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} = 4$$

$$\rightarrow \frac{V_o}{V_1} = K \left\{ \frac{s^2 + \left(\frac{2}{R_2 C} \right) s - \left(\frac{4}{R_2 C} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C^2}}{s^2 + \left(\frac{2}{R_2 C} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C^2}} \right\}$$

$$\frac{V_o}{V_1} = K \left\{ \frac{s^2 - \left(\frac{2}{R_2 C} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C^2}}{s^2 + \left(\frac{2}{R_2 C} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C^2}} \right\} \quad \text{--- (2)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในกรณีที่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
 ไม่ว่าจะมิได้ทางทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{2}{s} - \left[\begin{array}{c} 0 \\ - \end{array} \right] \cdot s \cdot 0.8 + 0 \quad 2$$



ถ้าให้ $a = (2/R_2C)$, $b = 1/R_1R_2C^2$

$$\rightarrow \frac{V_0}{V_1} = K \left[\frac{s^2 - as + b}{s^2 + as + b} \right] \text{ เป็น transfer fn ของวงจร}$$

Allpass ที่มี gain = K

สมมติของ Allpass ทั่วๆไปเราสามารถเขียนในรูป

$$\frac{V_0}{V_1} = K \left[1 - \frac{2as}{s^2 + as + b} \right] = K \cdot \text{TAP}$$

$$\frac{V_0}{V_1} = K - K \left[\frac{2as}{s^2 + as + b} \right]$$

↓
เป็น transfer fn ของ Voltage Divider ($K < 1$ เสมอ)

↗ เป็น transfer fn ของ Bandpass Filter
ที่มี MAX GAIN = 2K

โดยที่เรารู้ว่า $\frac{V_{R1}}{V_1} = K$

$$\frac{V_{R2}}{V_1} = K \left[\frac{2as}{s^2 + as + b} \right] = 2K \cdot \text{TBP}$$

$$V_0 = V_{R1} - V_{R2}$$

$$V_0/V_1 = K - 2K \cdot \text{TBP}$$

$$K \cdot \text{TAP} = K [1 - 2 \text{TBP}]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่สามารถให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s^2 - \left[\frac{a}{b} \right] s + 0.8 + \omega^2$$



$$\frac{V_0}{V_1} = K \left[\frac{s^2 - as + b}{s^2 + as + b} \right]$$

สามารถเขียนในอีกอย่างรูปของ Biquad ได้

$$\frac{V_0}{V_1} = K \left[\frac{s^2 - \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \right]$$

โดย $a = \omega_0/Q$

$b = \omega_0^2$

FREQUENCY RESPONSE

$$|T(s)_{AP}| = K$$

$$\phi_{AP} = -2 \tan^{-1} \left[\frac{a\omega}{b - \omega^2} \right] = -2 \tan^{-1} \left[\frac{\frac{\omega_0}{Q} \cdot \omega}{\omega_0^2 - \omega^2} \right]$$

การตอบสนองของ Bandpass ในวงจร Allpass

$$\frac{V_{FE}}{V_1} = 2K \left[\frac{as}{s^2 + as + b} \right]$$

$$T(j\omega)_{BP} = 2K \left[\frac{a\omega \cdot j}{(b - \omega^2) + a\omega j} \right]$$

$$|T(j\omega)_{BP}| = 2K \left[\frac{a^2 \omega^2}{(b - \omega^2)^2 + a^2 \omega^2} \right]^{\frac{1}{2}} = 2K \left[\frac{a\omega}{\sqrt{(b - \omega^2)^2 + a^2 \omega^2}} \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s = \frac{2}{\omega} \left[\frac{\omega}{\omega_0} \right] s = 0.8 + \omega^2$$



$$S_F = \omega \cdot \frac{d\phi}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0}$$

$$\frac{d\phi_{AP}}{d\omega} = \frac{d}{d\omega} \left[-2 \tan^{-1} \frac{a\omega}{b-\omega^2} \right]$$

$$\text{จาก } d \tan^{-1} u = \frac{1}{1+u^2} du$$

$$\begin{aligned} \rightarrow \frac{d\phi_{AP}}{d\omega} &= -2 \left[\frac{1}{1 + \frac{a^2\omega^2}{(b-\omega^2)^2}} \right] \left[\frac{(b-\omega^2)a + 2a\omega^2}{(b-\omega^2)^2} \right] \\ &= -2 \left[\frac{ab - a\omega^2 + 2a\omega^2}{(b-\omega^2)^2 + a^2\omega^2} \right] \quad \begin{matrix} a = \frac{\omega_0}{Q} \\ b = \omega_0^2 \end{matrix} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_{AP}}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} &= -2 \left[\frac{\frac{\omega_0}{Q} \cdot \omega_0^2 + \frac{\omega_0}{Q} \omega_0^2}{\frac{\omega_0^4}{Q^2} + \omega_0^2} \right] \\ &= -2 \left[\frac{2 \frac{\omega_0^3}{Q}}{\frac{\omega_0^4}{Q^2}} \right] = -4Q \frac{\omega_0}{\omega_0} \end{aligned}$$

$$\rightarrow \frac{d\phi_{AP}}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = -4Q$$

$$S_F = \omega_0 \cdot \frac{d\phi_{AP}}{d\omega} = -4Q$$

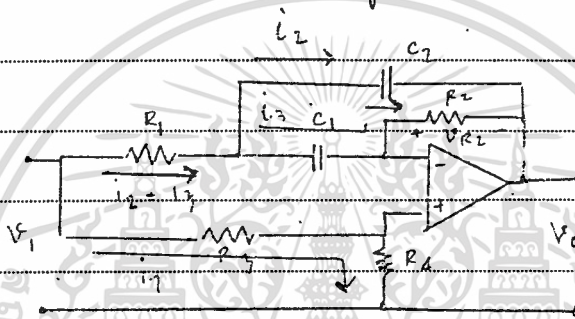
$$s^2 - \begin{vmatrix} 0 \\ - \end{vmatrix} s 0.8 + 0 \quad 2$$



300571

ต่อไปเราจะทำทรานส์เฟรเค้นวอร์ให้ละเอียดขึ้น เพื่อหาผลของ transfer function เมื่อมี error ของอุปกรณ์

โดยทรานส์เฟรเค้นเราจะใช้วงจรถ่ายแต่เปลี่ยน C ทั้ง 2 ใน วงจรถ่ายนี้ให้เป็น C_1 & C_2 ดังรูปข้างล่าง



$$i_2 R_1 + i_3 R_1 + i_3 Z_{C1} = i_1 R_3 \quad (1)$$

$$i_2 Z_{C2} = i_3 (Z_{C1} + R_2)$$

$$\rightarrow i_3 = \frac{i_2 Z_{C2}}{(Z_{C1} + R_2)} \quad \text{แทนใน (1)}$$

$$i_1 R_3 = i_2 R_1 + \left(\frac{i_2 Z_{C2}}{Z_{C1} + R_2} \right) R_1 + \left(\frac{i_2 Z_{C2}}{Z_{C1} + R_2} \right) Z_{C1}$$

$$= i_2 \left[\frac{R_1 + Z_{C2} R_1}{Z_{C1} + R_2} + \frac{Z_{C1} Z_{C2}}{Z_{C1} + R_2} \right]$$

$$= i_2 \left[\frac{R_1 Z_{C1} + R_1 R_2 + R_1 Z_{C2} + Z_{C1} Z_{C2}}{Z_{C1} + R_2} \right]$$

$$(Z_{C1} + R_2) R_3 i_1 = \left\{ R_1 (Z_{C1} + Z_{C2}) + R_1 R_2 + Z_{C1} Z_{C2} \right\} i_2$$

$$\rightarrow i_2 = i_1 \left[\frac{R_3 (Z_{C1} + R_2)}{R_1 (Z_{C1} + Z_{C2}) + R_1 R_2 + Z_{C1} Z_{C2}} \right]$$

$$\text{จาก } i_1 = \frac{V_1}{(R_3 + R_4)} \rightarrow i_2 = \frac{V_1}{(R_3 + R_4)} \left[\frac{R_3 (Z_{C1} + R_2)}{R_1 (Z_{C1} + Z_{C2}) + R_1 R_2 + Z_{C1} Z_{C2}} \right]$$

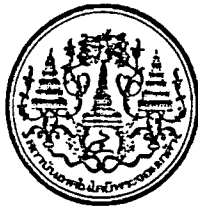
$$\text{จาก } i_3 = i_2 Z_{C2} \rightarrow i_3 = \frac{V_1}{(R_3 + R_4)} \left[\frac{R_3 Z_{C2}}{(R_3 + R_4) \left\{ R_1 (Z_{C1} + Z_{C2}) + R_1 R_2 + Z_{C1} Z_{C2} \right\}} \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในห้องเรียนเท่านั้น ไม่สามารถนำไปเผยแพร่ภายนอกได้

ศาสตราจารย์ ดร. อรรถวิทย์ อดิเรก

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s - \left[\begin{array}{c} 0 \\ - \end{array} \right] s 0.8 + w$$



$$\begin{aligned} V_o &= V_{R4} - V_{R2} \\ &= \bar{V}_{R4} - \bar{I}_3 R_2 \\ &= \frac{V_1 R_4}{(R_3 + R_4)} - V_1 \left[\frac{R_2 R_3 Z_{C2}}{(R_3 + R_4) \{ R_1 (Z_{C1} + Z_{C2}) + R_1 R_2 + Z_{C1} Z_{C2} \}} \right] \end{aligned}$$

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} \left[1 - \frac{R_2 R_3 Z_{C2}}{R_1 (Z_{C1} + Z_{C2}) + R_1 R_2 + Z_{C1} Z_{C2}} \times \frac{1}{R_4} \right]$$

ให้ $K = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$, $Z_{C1} = 1/sC_1$ และ $Z_{C2} = 1/sC_2$

$$\frac{V_o}{V_1} = K \left[1 - \frac{R_2 R_3 \cdot 1}{R_4 \cdot s C_2} \cdot \frac{1}{\left\{ \frac{R_1}{s} \left[\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right] + R_1 R_2 + \frac{1}{s^2 C_1 C_2} \right\}} \right] \times \frac{s^2 C_1 C_2}{s \cdot C_1 C_2}$$

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

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

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

$$\frac{V_o}{V_1} = K \left[\frac{s^2 + \frac{s}{R_2 C} \left[\frac{C_2}{C_1} + 1 - \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + \frac{s}{R_2 C} \left[\frac{C_2}{C_1} + 1 \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \right]$$

ถ้ากำหนดให้อัตรา $C_1 = C_2 = C$ และ $\frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} = 4$

$$\rightarrow \frac{V_o}{V_1} = K \left[\frac{s^2 - \left(\frac{2}{R_2 C} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C^2}}{s^2 + \left(\frac{2}{R_2 C} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C^2}} \right] \text{ เป็น Transfer fn ของวงจร Au pas ที่มี GAIN = K}$$

แต่ถ้าในกรณีที่ใช้งานจริง อุปกรณ์ที่ใช้ อาจคลาดเคลื่อนไปบ้าง

เช่น $C_1 \neq C_2$ หรือ $\frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} \neq 4$ ทำให้อัตราของสัญญาณเสียคุณสมบัติของ Au pas

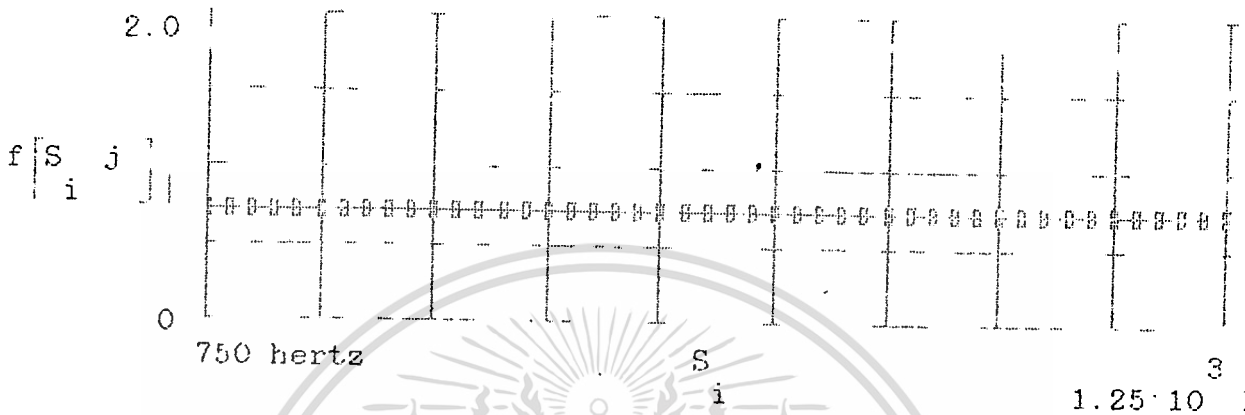
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับวัตถุประสงค์ทางการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f(s) := \frac{s^2 - \frac{\omega}{Q} s + \omega^2}{s^2 + \frac{\omega}{Q} s + \omega^2}$$

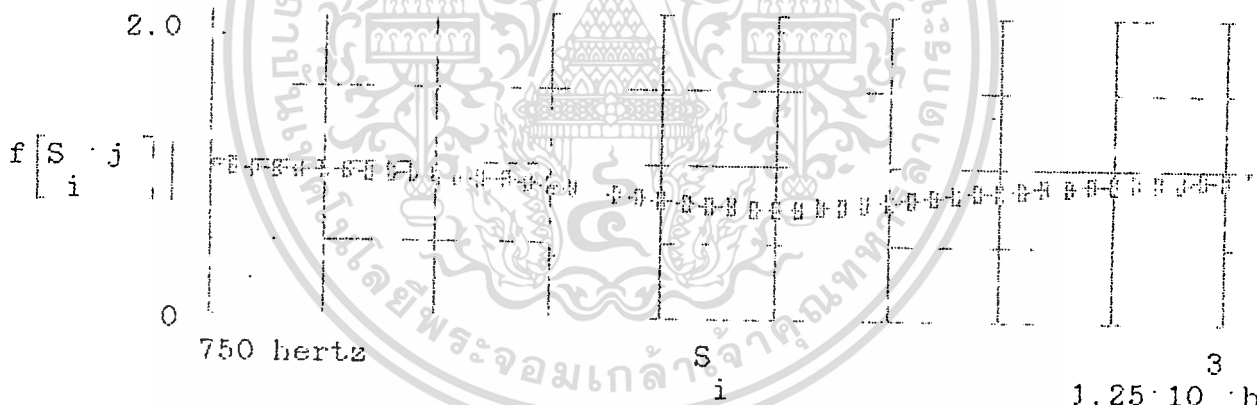
Q := 0.1 ω := 1000 hertz

Bode Plot of Second Order System



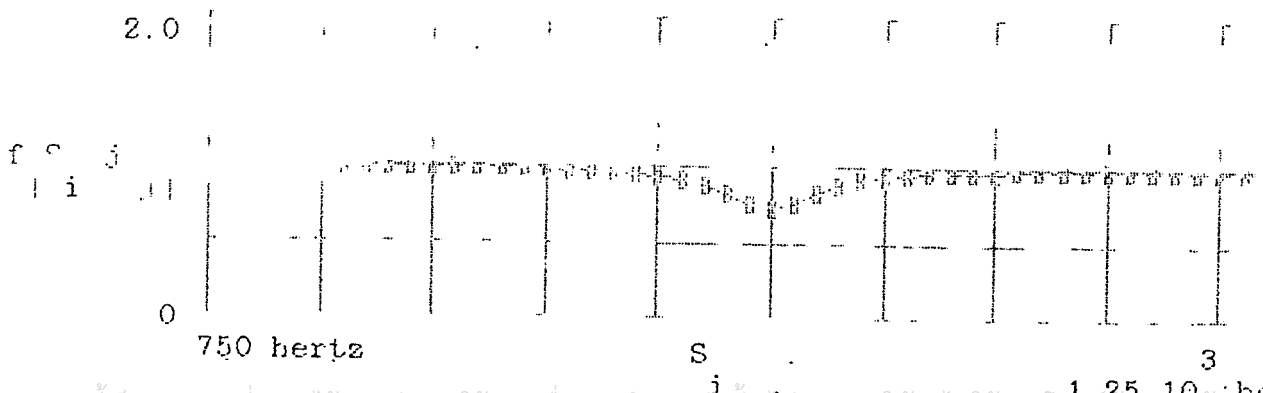
Q := 5 ω := 1000 hertz

Bode Plot of Second Order System



Q := 20 ω := 1000 hertz

Bode Plot of Second Order System



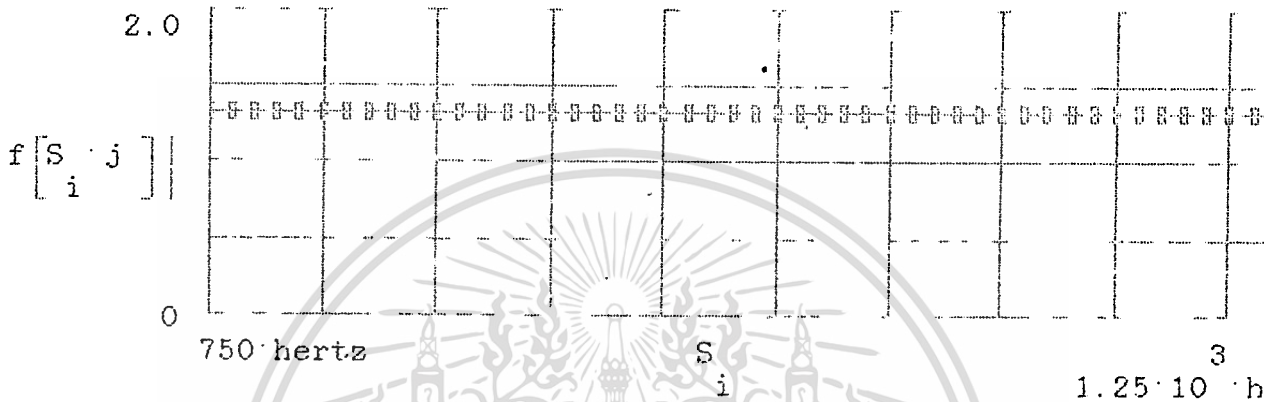
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f(s) := \frac{s^2 - \begin{bmatrix} 0 \\ - \\ Q \end{bmatrix} s \cdot 1.2 + \omega^2}{s^2 + \begin{bmatrix} 0 \\ - \\ Q \end{bmatrix} s \cdot 0.9 + \omega^2}$$

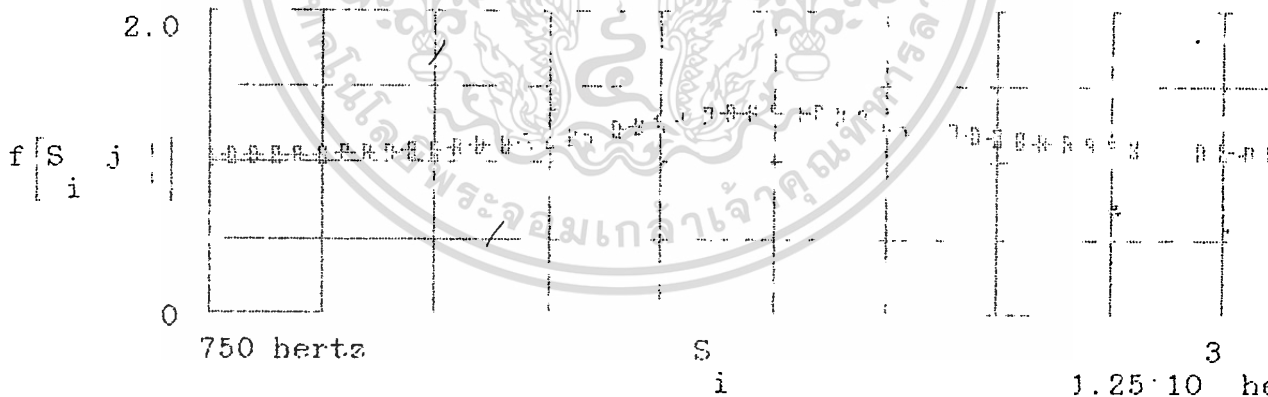
Q := 0.1 ω := 1000 hertz

Bode Plot of Second Order System



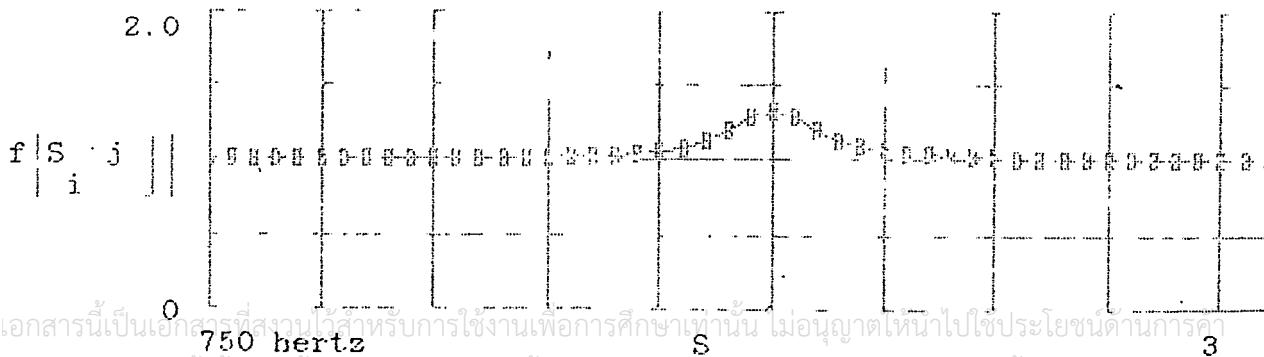
Q := 5 ω := 1000 hertz

Bode Plot of Second Order System



Q := 20 ω := 1000 hertz

Bode Plot of Second Order System



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มี 1:25 10 h

ต่อไปเป็นการแสดงผลของ Phase-Shift เมื่อเทียบกับความถี่ ที่ได้จากทฤษฎี (จากการคำนวณ) ของวงจรถูกที่ 1 ในแต่ละค่า Q ของวงจรถูก



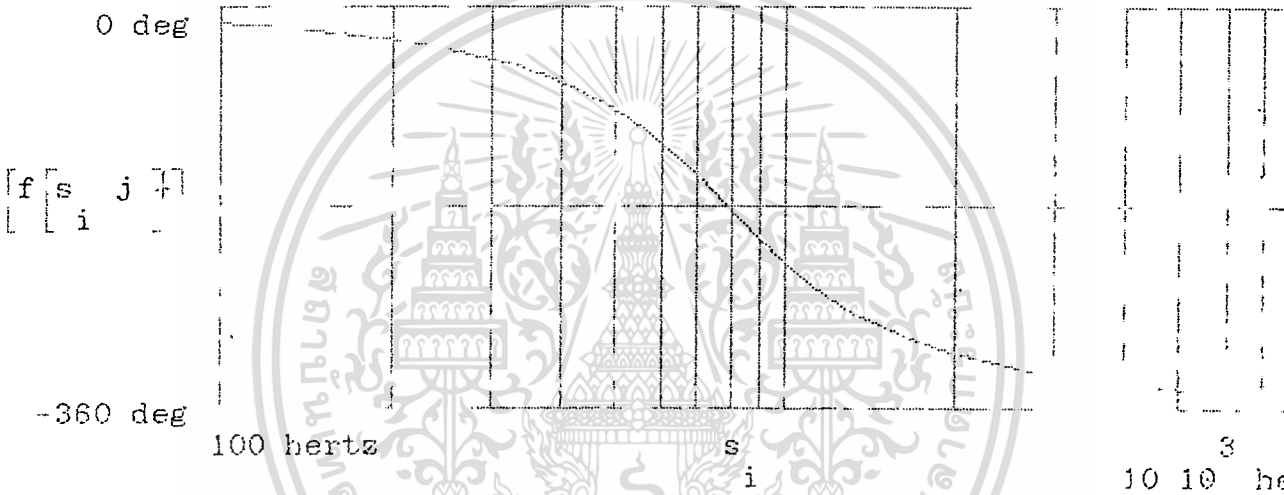
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q := 1

ω := 795 hertz

$$f(s) := \frac{s^2 - \left[\begin{array}{c} \omega \\ Q \end{array} \right] s + \omega^2}{s^2 + \left[\begin{array}{c} \omega \\ Q \end{array} \right] s + \omega^2}$$

Phase angle of second order system



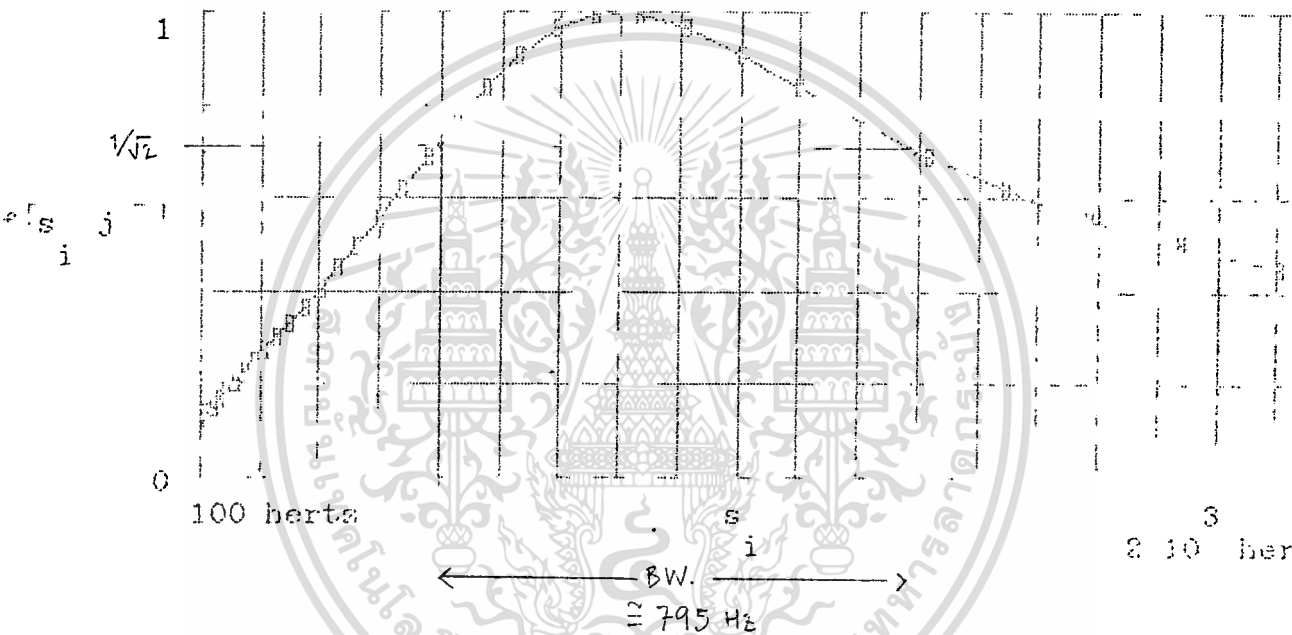
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q := 1$$

$$\omega := 795 \text{ hertz}$$

$$f(s) := \frac{s^2 + \frac{\omega}{Q}s + \omega^2}{s^2 + \omega^2}$$

Bode Plot of Second Order System



$$Q = \frac{\omega_0}{\text{BW}} = \frac{795}{795} = 1$$

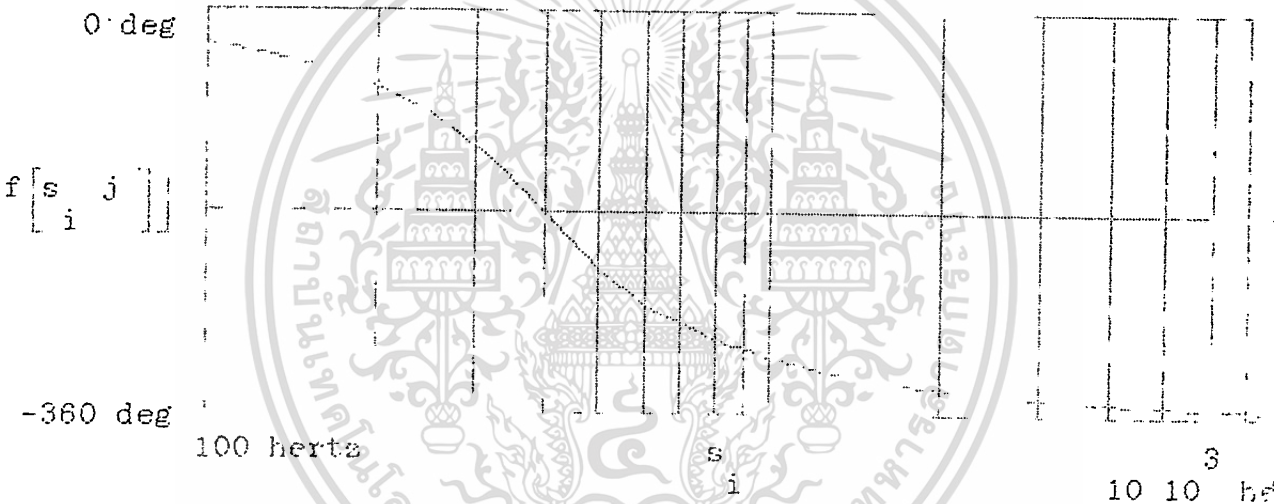
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q := 1$$

$$\omega := 398.88 \cdot \text{hertz}$$

$$f(s) := \frac{s^2 - \frac{\omega^2}{Q}}{s^2 + \frac{\omega^2}{Q}}$$

Phase angle of second order system

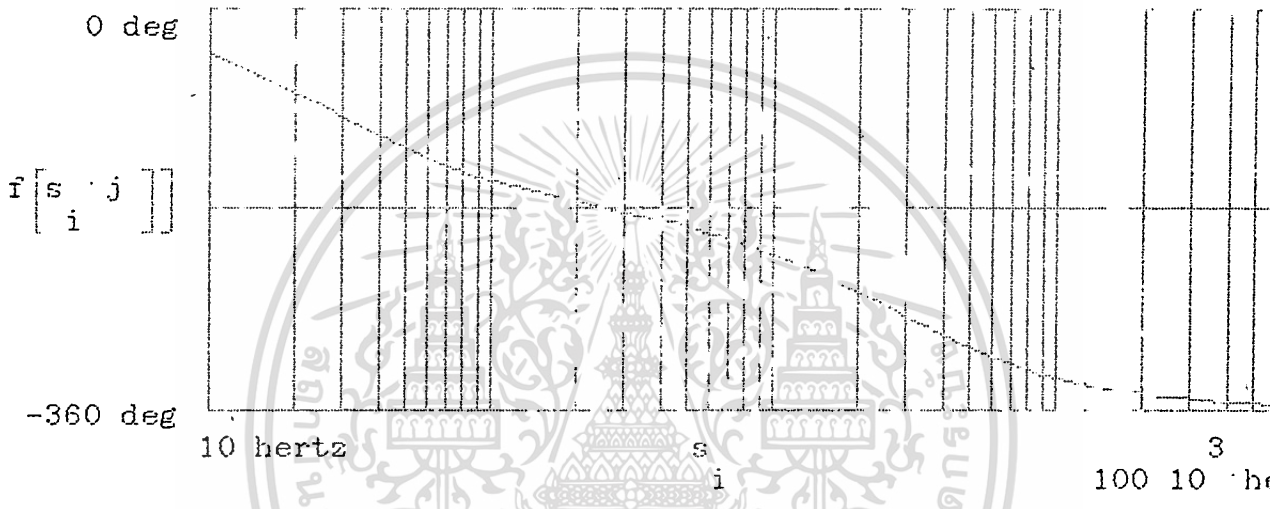


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

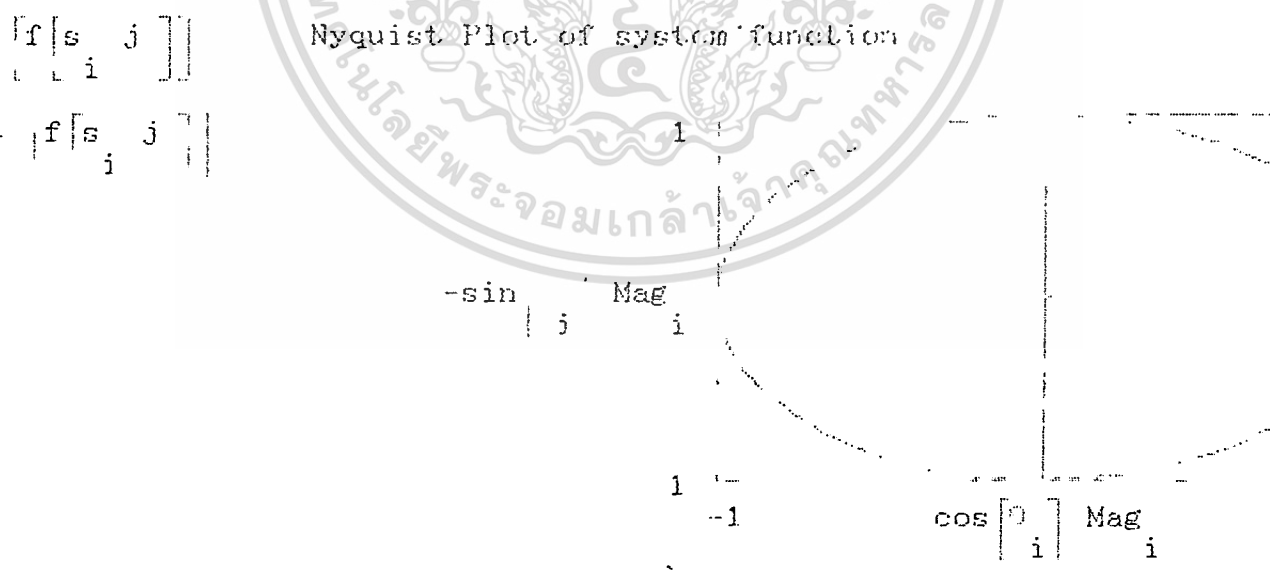
$$Q := 0.1 \quad \omega := 265 \text{ hertz}$$

$$f(s) := \frac{s^2 - \frac{\omega^2}{Q}}{s^2 + \frac{\omega^2}{Q}}$$

Phase angle of second order system



Nyquist Plot of system function

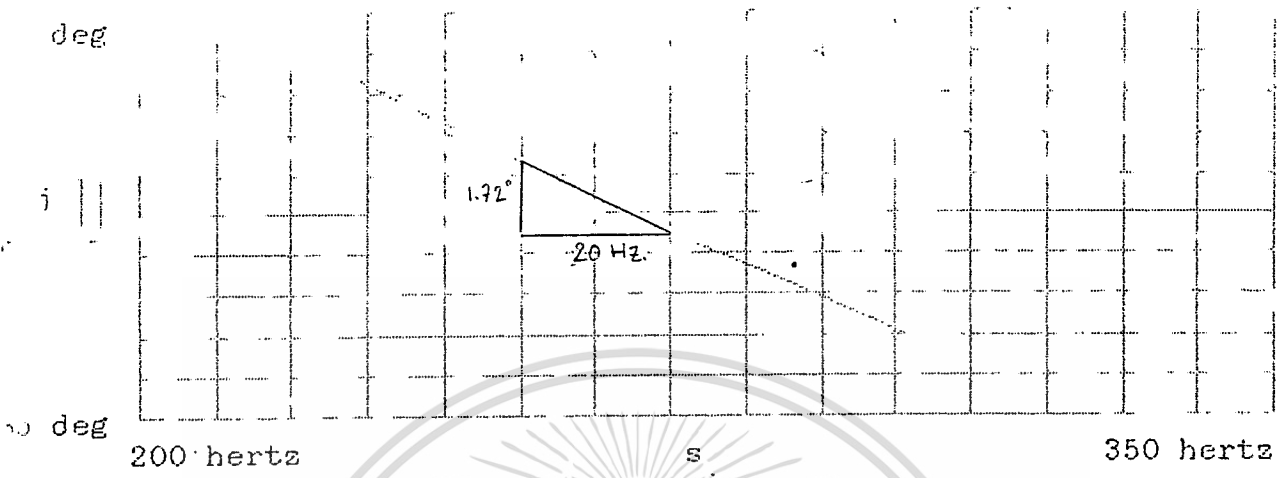


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$Q = 0.1$
 $S_F = -4Q$
 $= -0.4$

$\omega = 265 \text{ Hz.}$

Phase angle of second order system
(for a linear scale)



$$\frac{d\phi}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{-1.72 \times \frac{2\pi}{360}}{20} = -1.5 \times 10^{-7}$$

$$S_F = \omega_0 \frac{d\phi}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = -265 \times 1.5 \times 10^{-7} = -0.4$$



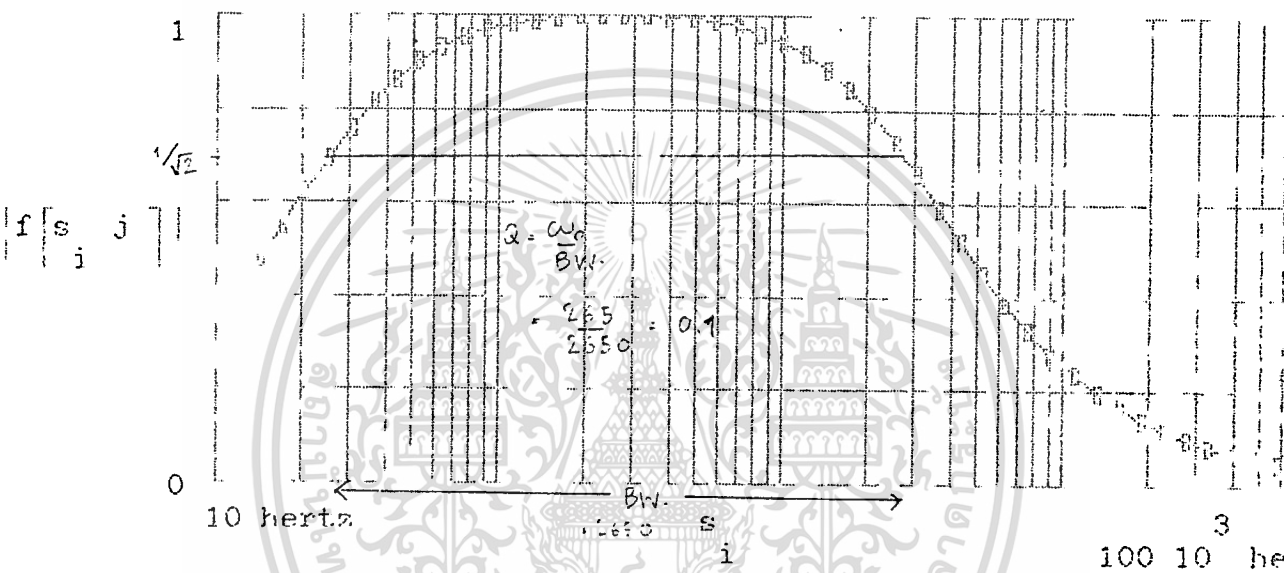
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q := 0.1

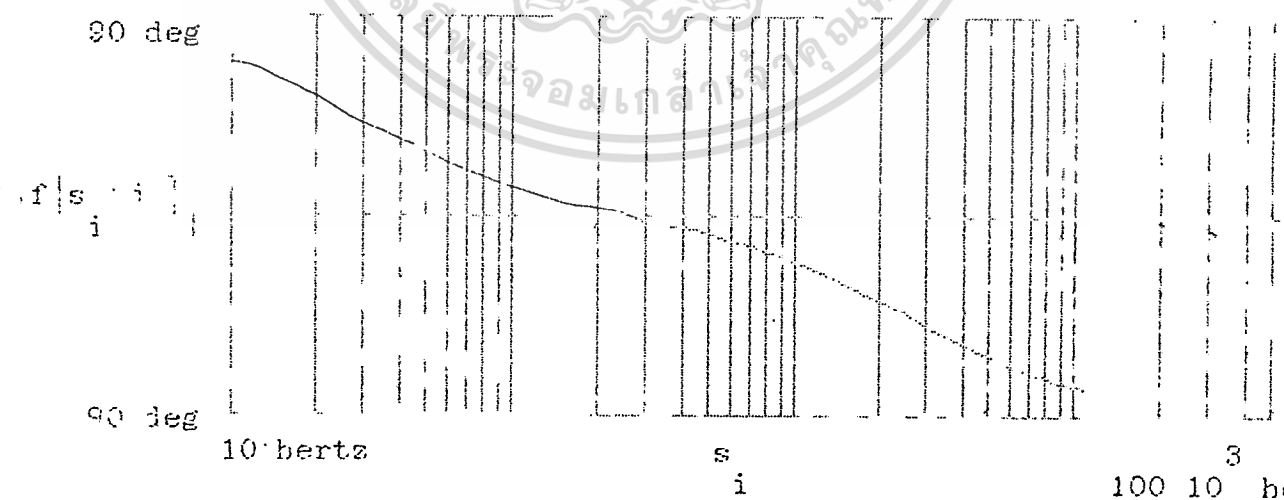
$\omega := 265 \text{ hertz}$

$$f(s) := \frac{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} s}{s^2 + \begin{bmatrix} 0 \\ Q \end{bmatrix} s + \begin{bmatrix} 0 \\ Q \end{bmatrix}}$$

Bode Plot of Second Order System



Phase angle of second order system



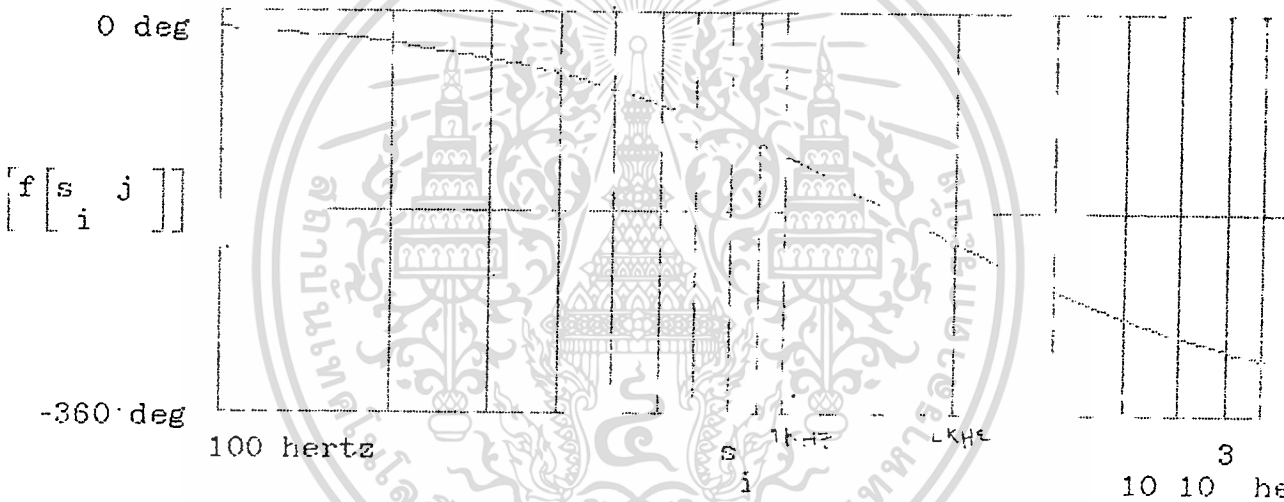
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q := \frac{1}{2}$$

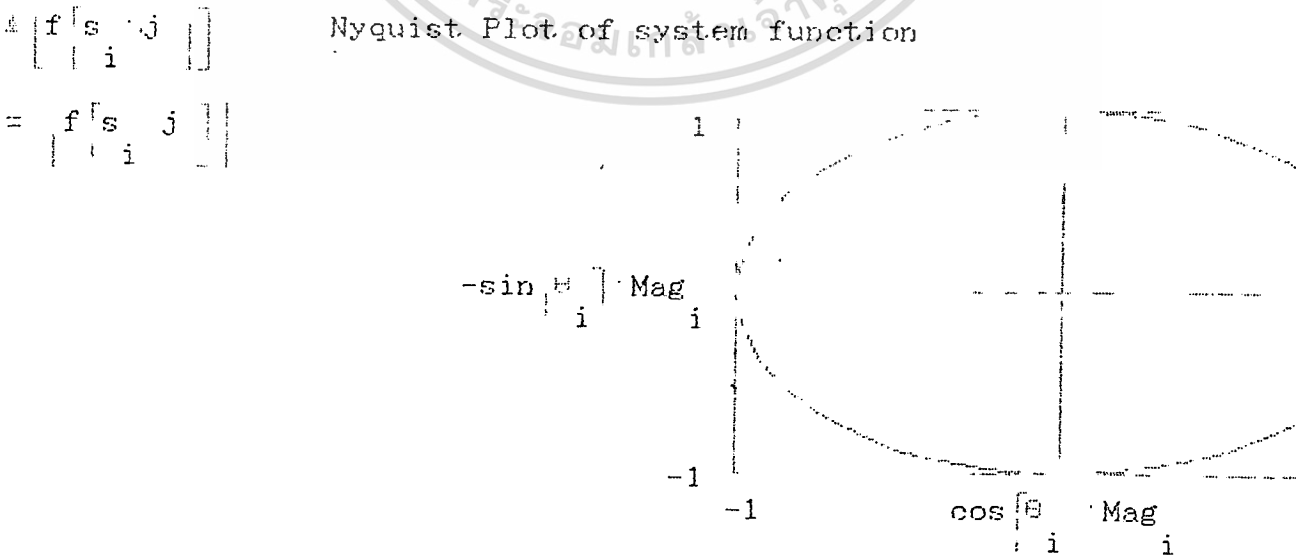
$$\omega := 1591.5 \text{ hertz}$$

$$f(s) := \frac{s^2 - \omega^2}{s^2 + 2Q\omega s + \omega^2}$$

Phase angle of second order system



Nyquist Plot of system function



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

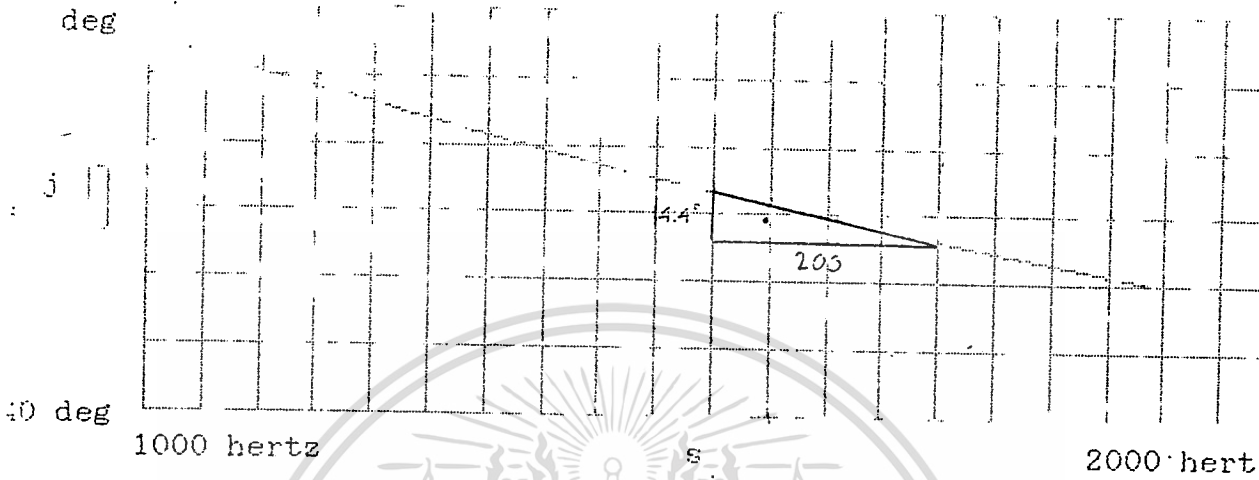
$$Q = 0.5$$

$$S_F = -4\alpha$$

$$= -2.0$$

$$\omega = 1591.5 \text{ Hz.}$$

Phase angle of second order system
(for a linear scale)



$$\left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{-14.4^\circ \times \frac{S_F}{200}}{200} = -1.257 \times 10^{-3}$$

$$S_F = \omega_0 \left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = -1.257 \times 10^{-3} \times 1591.5 = -2.0$$

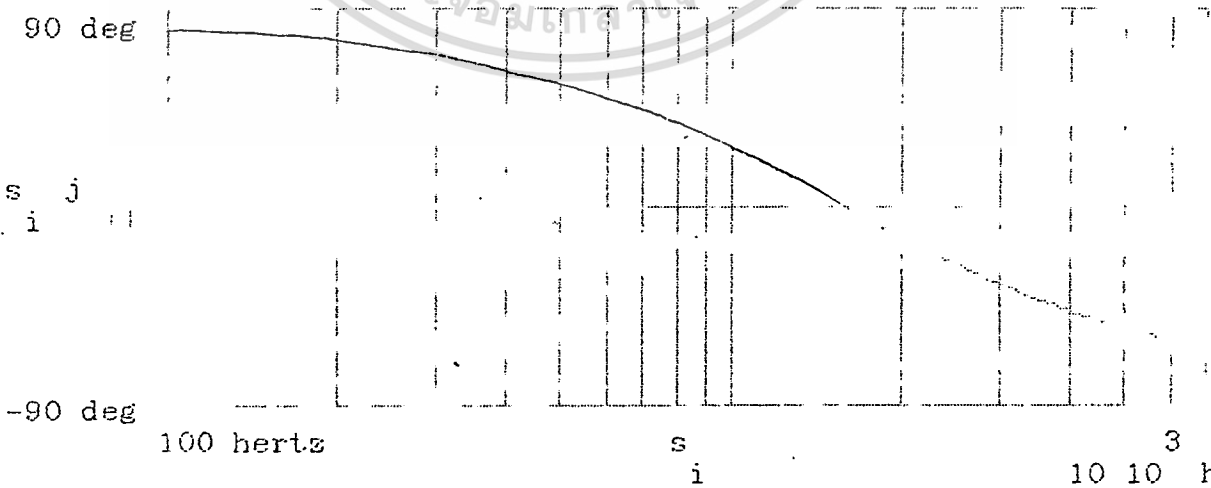
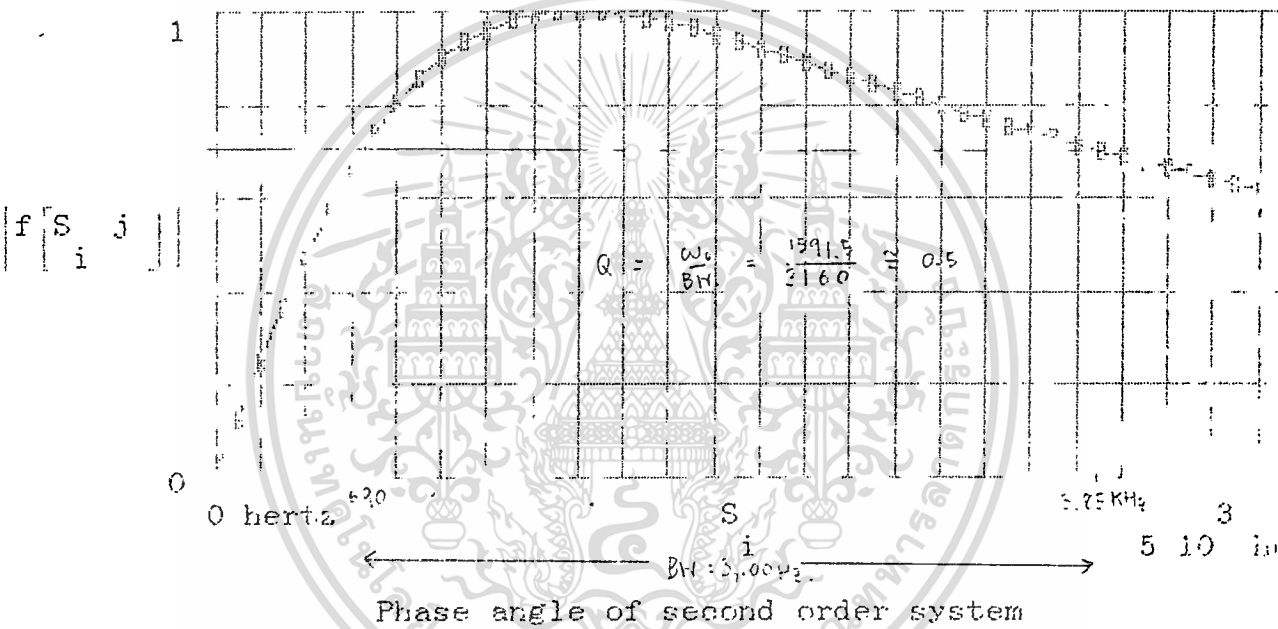
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q := \frac{1}{2}$$

$$\omega := 1591.5 \text{ hertz}$$

$$f(s) := \frac{1}{s^2 + \frac{\omega}{Q}s + \omega^2}$$

Bode Plot of Second Order System

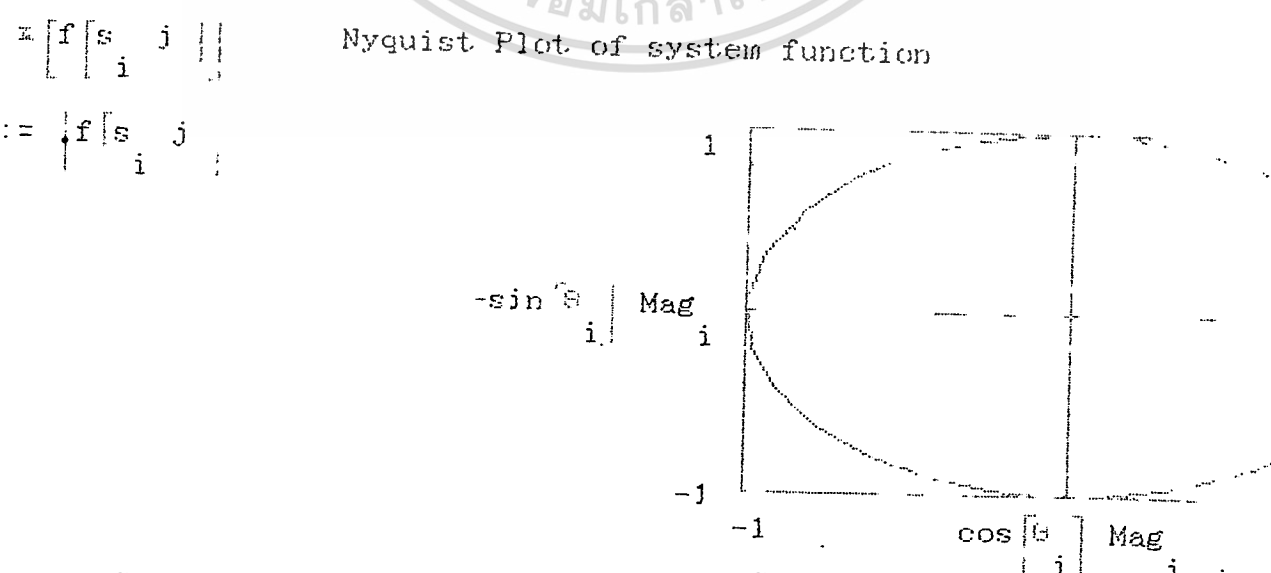
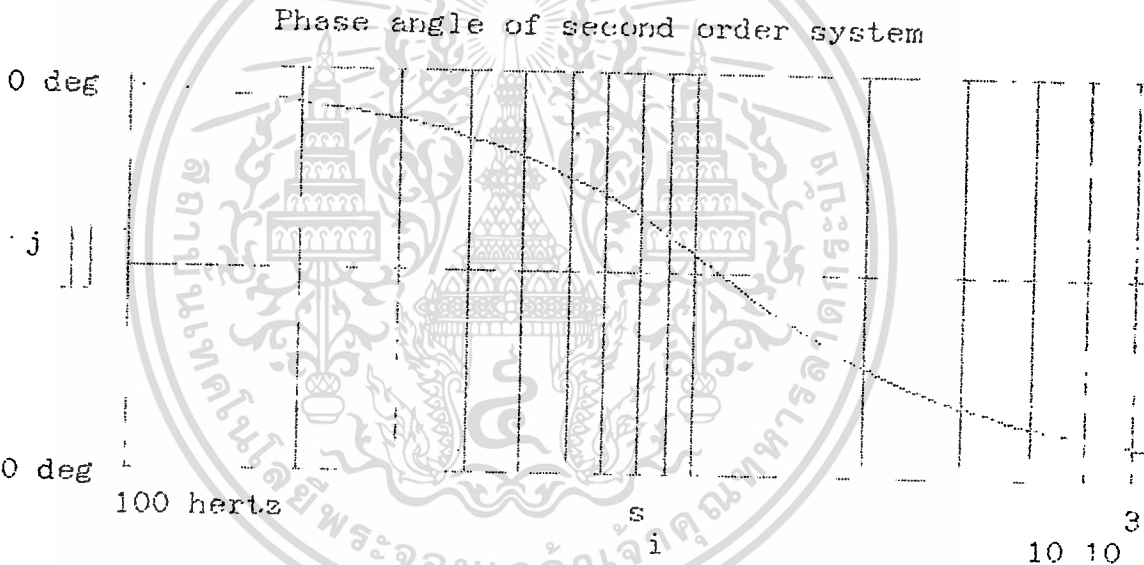


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q := \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\omega := 1125.4 \text{ hertz}$$

$$f(s) := \frac{s^2 - \left[\frac{\omega}{Q} \right] s + \omega^2}{s^2 + \left[\frac{\omega}{Q} \right] s + \omega^2}$$

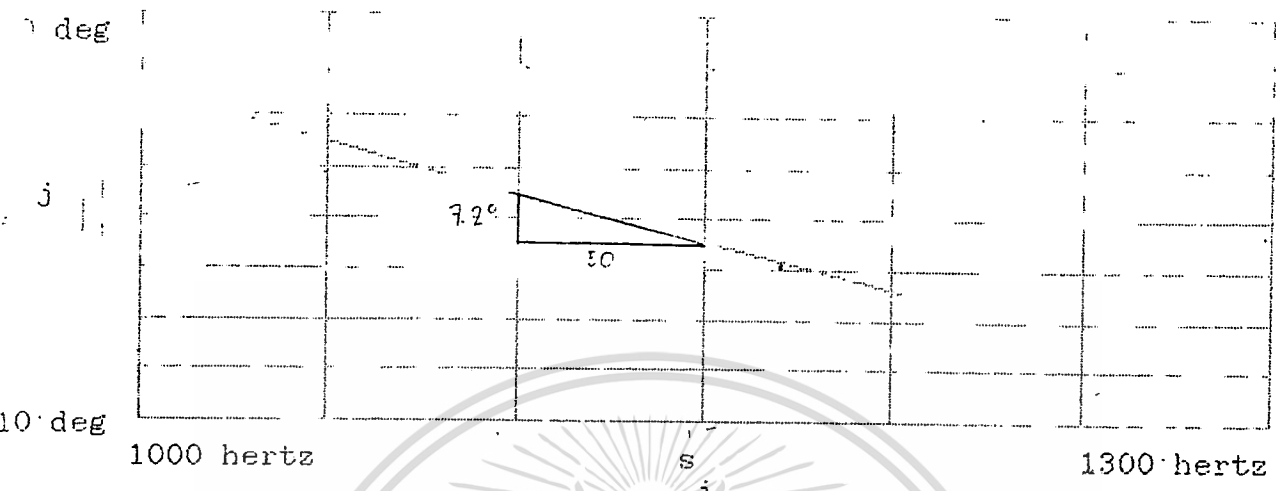


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$Q = 1/\sqrt{2}$ $\omega = 1125.4 \text{ Hz}$

$S_f = -46$
 $= -2.92\%$

Phase angle of second order system
(for a linear scale)



$$\left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{-7.2 \times \frac{2\pi}{360}}{50} = -2.513 \times 10^{-3}$$

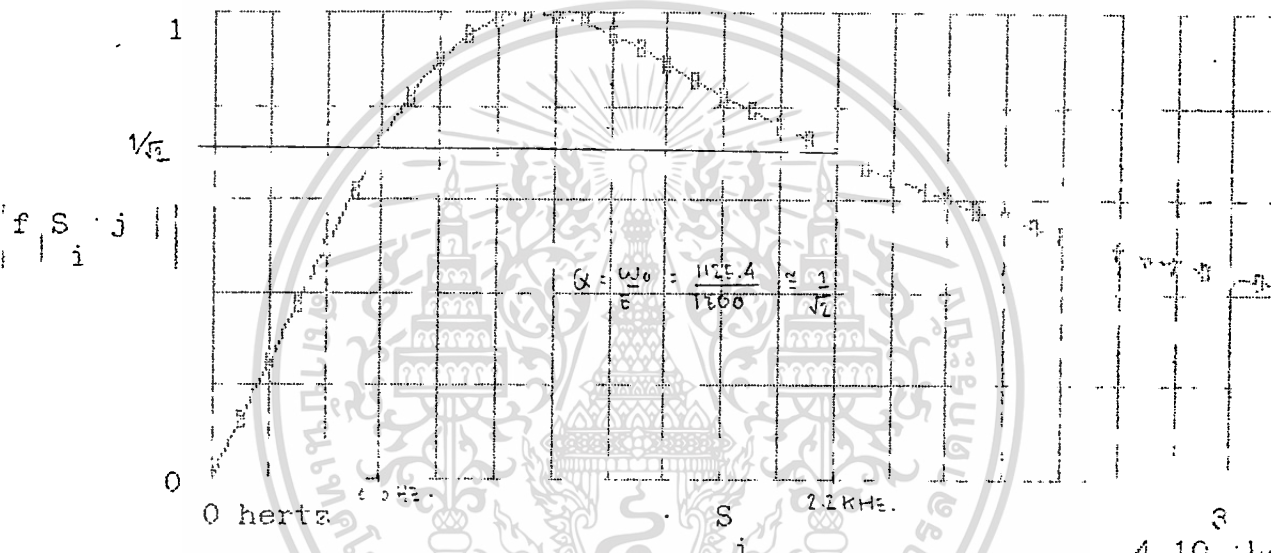
$$S_f = \omega_0 \frac{d\phi}{d\omega} = 1125.4 \times (-2.513 \times 10^{-3}) = -2.82\%$$



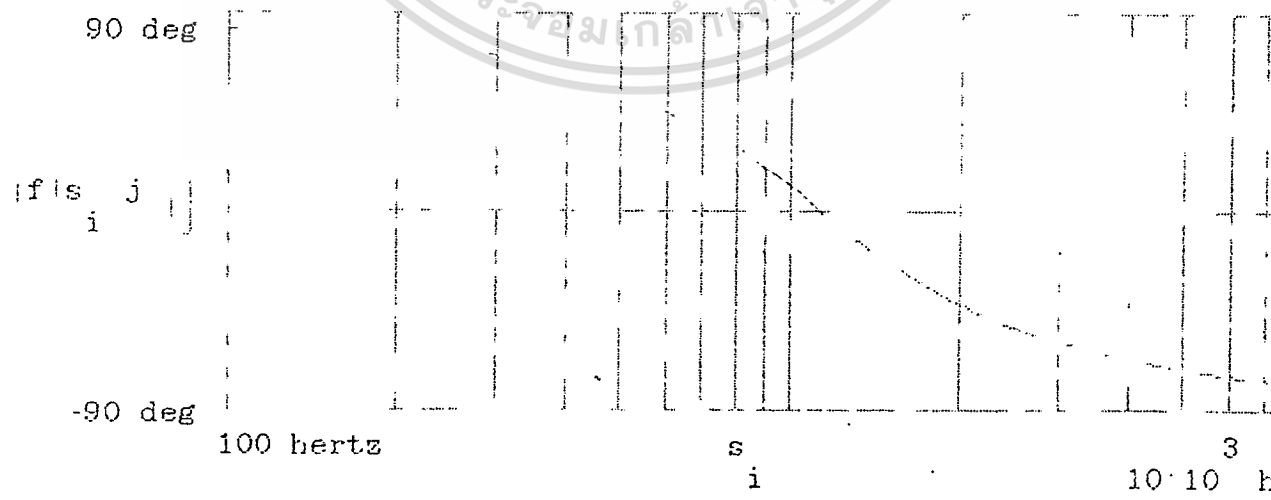
$$Q := \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \omega := 1125.4 \text{ hertz}$$

$$f(s) := \frac{\omega}{s^2 + \frac{\omega}{Q} s + \omega^2}$$

Bode Plot of Second Order System



Phase angle of second order system



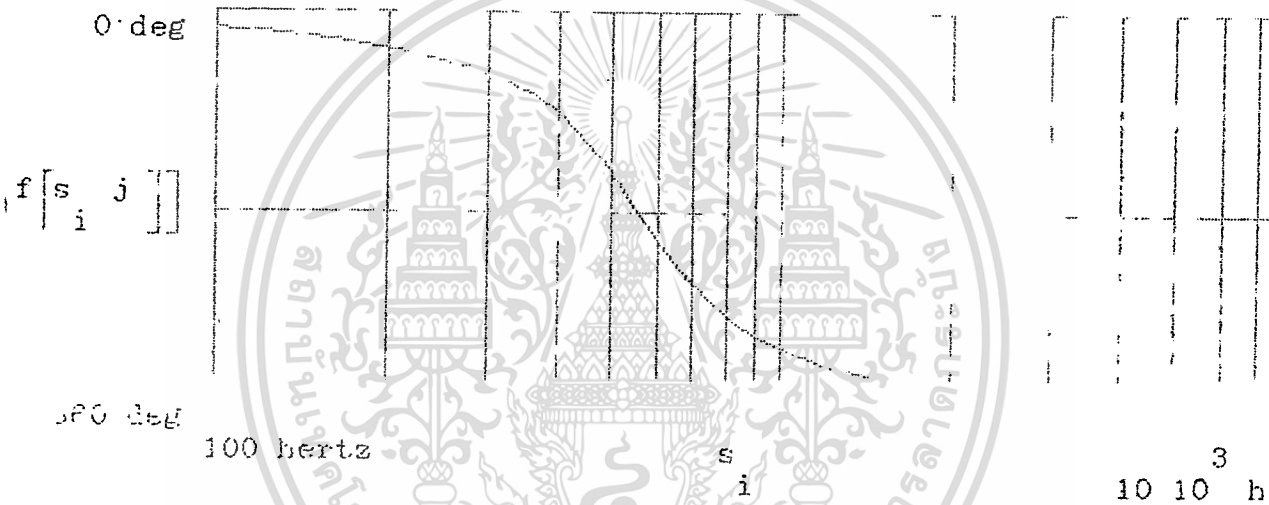
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q := \sqrt{2}$$

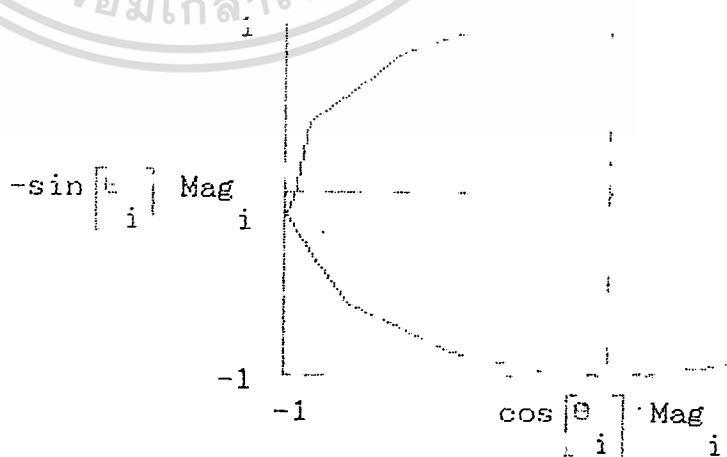
$$\omega := 562.7 \text{ hertz}$$

$$f(s) := \frac{s^2 - \begin{bmatrix} 0 \\ \cdot \end{bmatrix} s + \omega^2}{s^2 + \begin{bmatrix} 0 \\ \cdot \end{bmatrix} s + \omega^2}$$

Phase angle of second order system



Nyquist Plot of system function

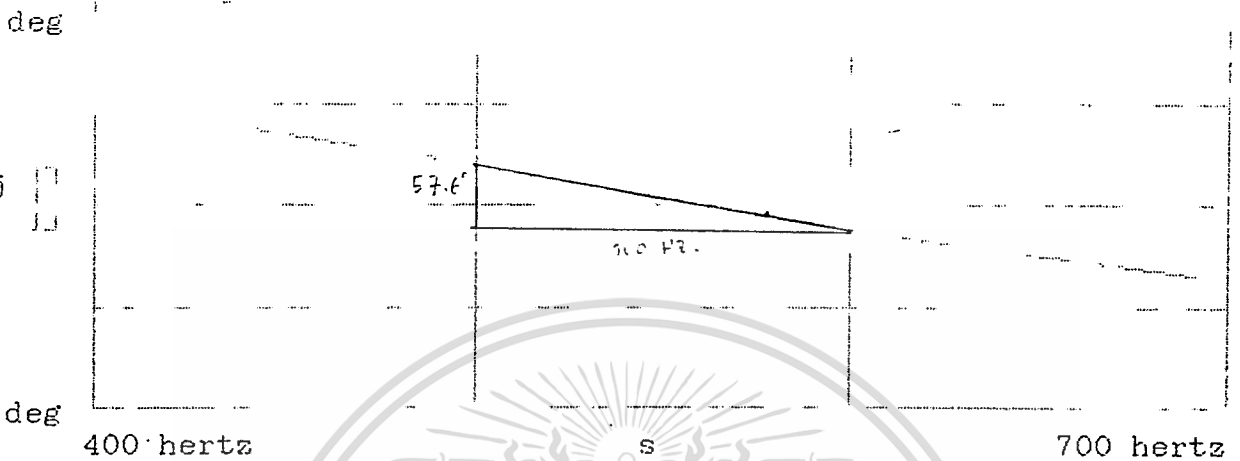


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \sqrt{2} \quad \omega = 562.7 \text{ Hz.}$$

$$S_1 = -4Q \\ = -5.657$$

Phase angle of second order system
(for a linear scale)



$$\left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega=c}$$

$$= \frac{-57.6 \times \frac{2\pi}{360}}{100} = -0.010055$$

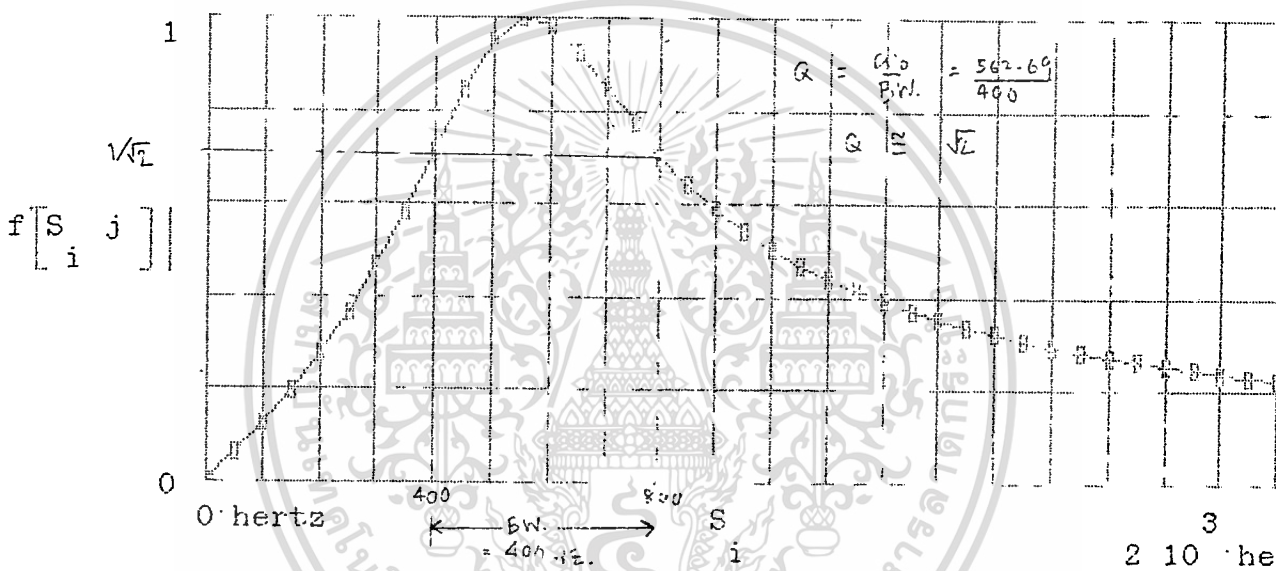
$$S_F = \left(\omega \right) \left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega=c} = -562.7 \times -0.010055 = -5.657$$

$$Q := \sqrt{2}$$

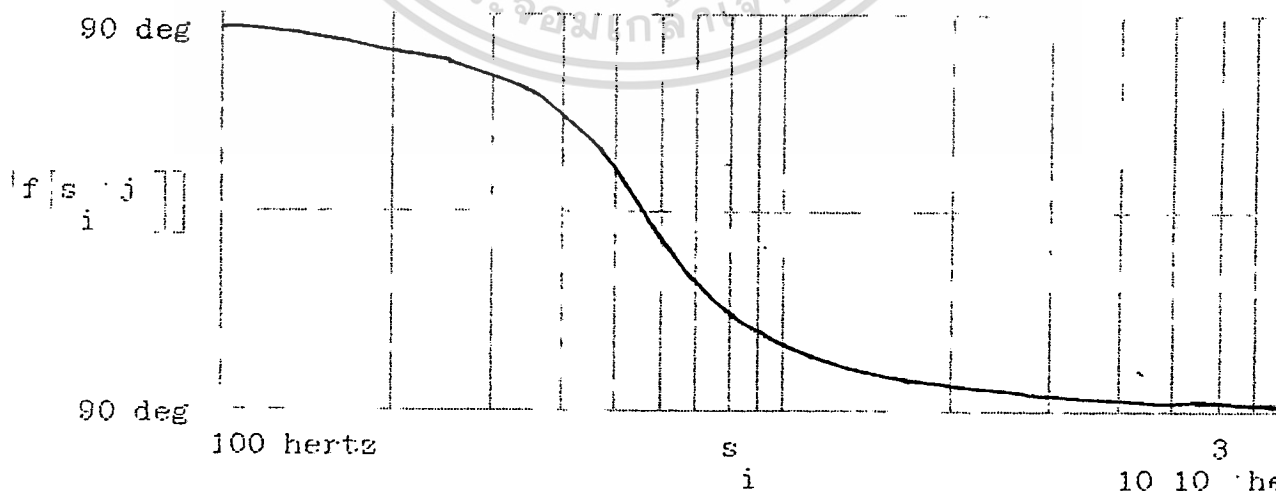
$$\omega := 562.69 \text{ hertz}$$

$$f(s) := \frac{\omega^2}{s^2 + \frac{\omega}{Q}s + \omega^2}$$

Bode Plot of Second Order System



Phase angle of second order system



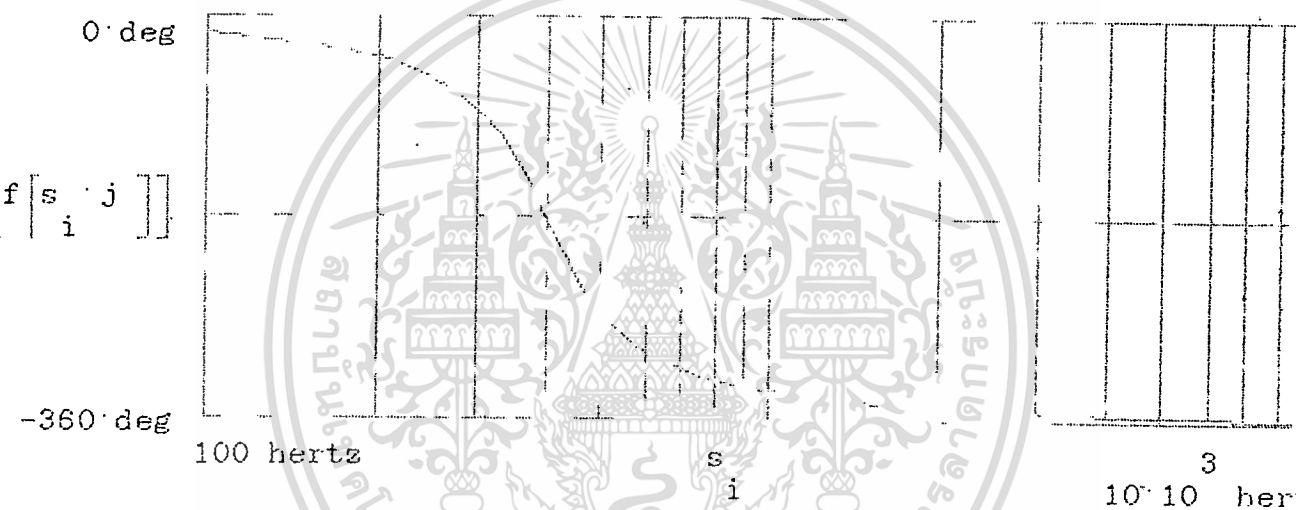
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q := 2

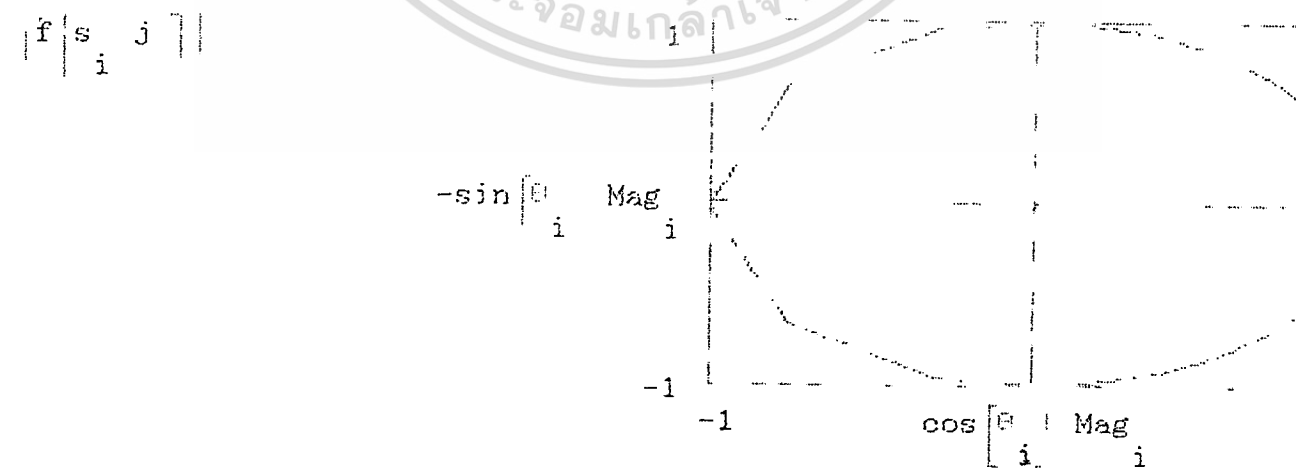
ω := 398 hertz

$$f(s) := \frac{s^2 - \left[\frac{\omega}{Q} \right] s + \omega^2}{s^2 + \left[\frac{\omega}{Q} \right] s + \omega^2}$$

Phase angle of second order system



Nyquist Plot of system function

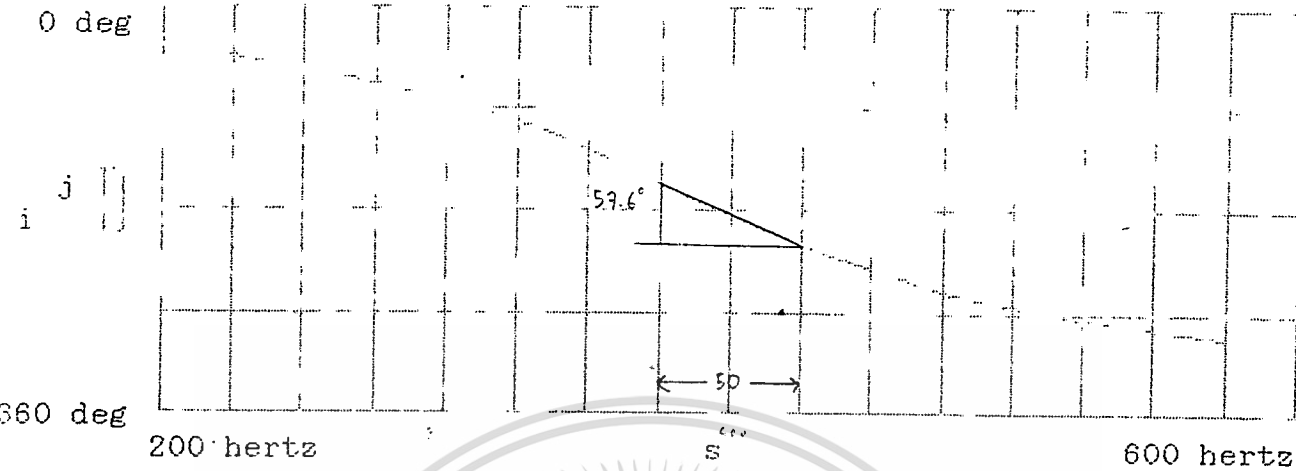


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = 2 \quad \omega = 398 \text{ Hz.}$$

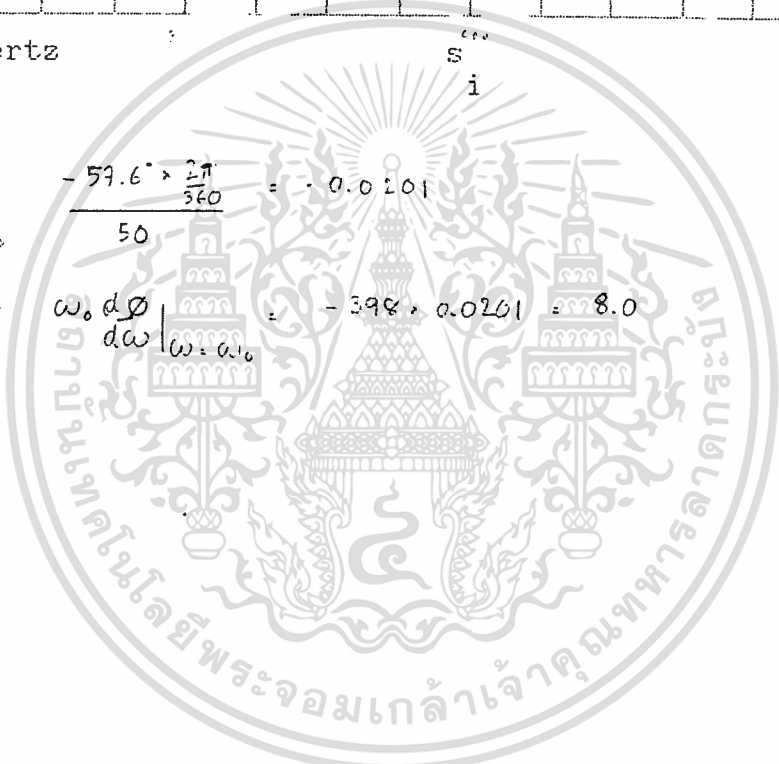
$$S_f = -4Q \\ = -8.0$$

Phase angle of second order system
(for a linear scale)



$$\left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_c} = \frac{-59.6^\circ \times \frac{2\pi}{360}}{50} = -0.0201$$

$$S_f = \omega_c \left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_c} = -398 \times 0.0201 = -8.0$$

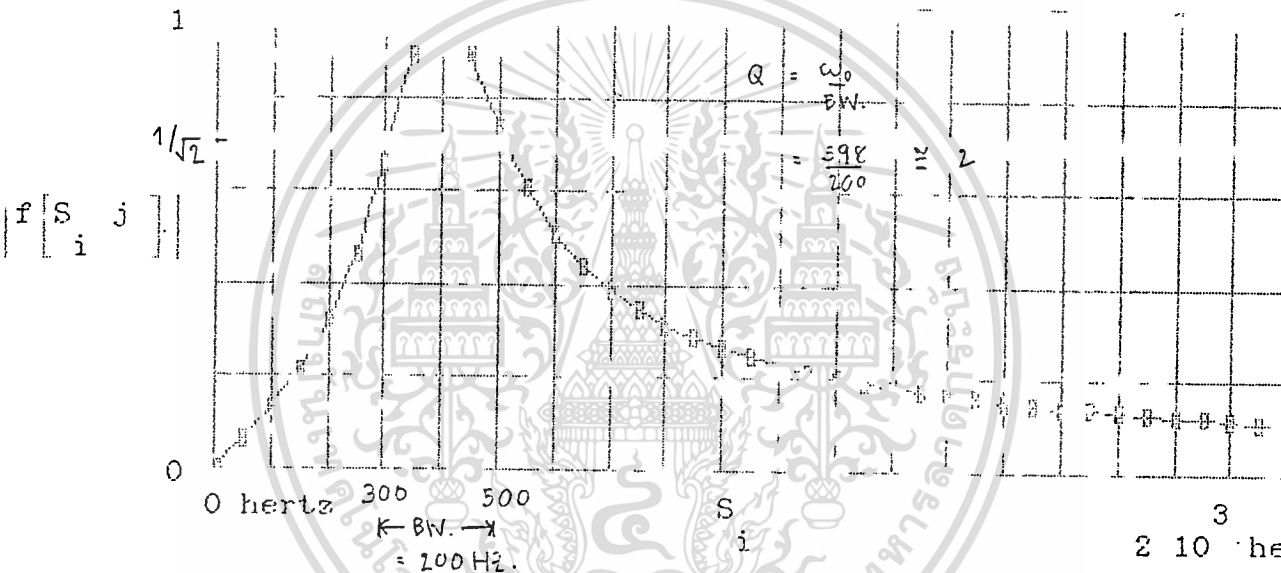


Q := 2

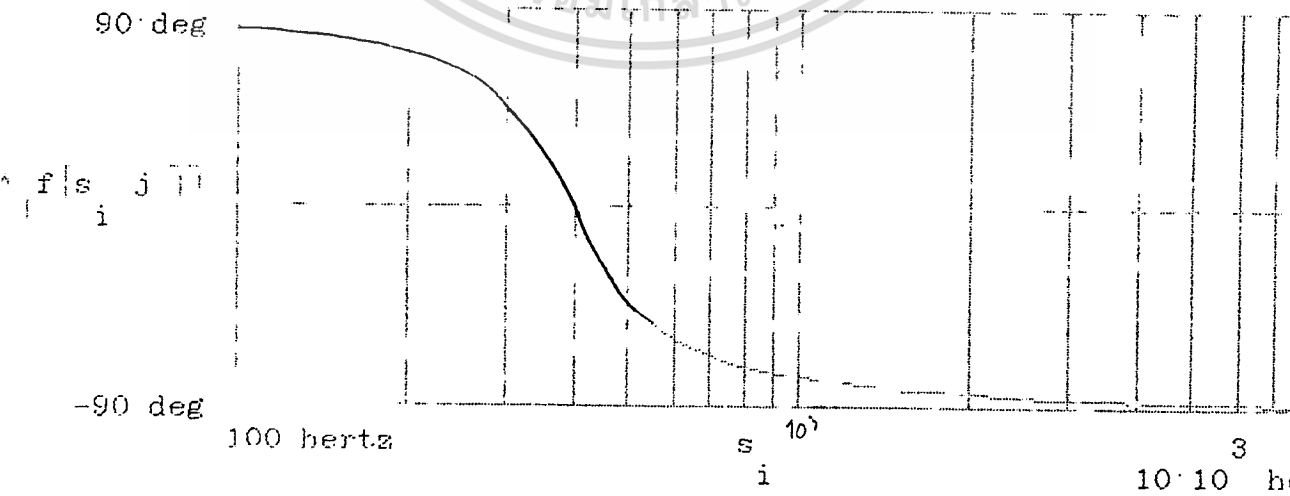
$\omega := 398 \text{ hertz}$

$$f(s) := \frac{s}{s^2 + \frac{\omega}{Q}s + \omega^2}$$

Bode Plot of Second Order System



Phase angle of second order system

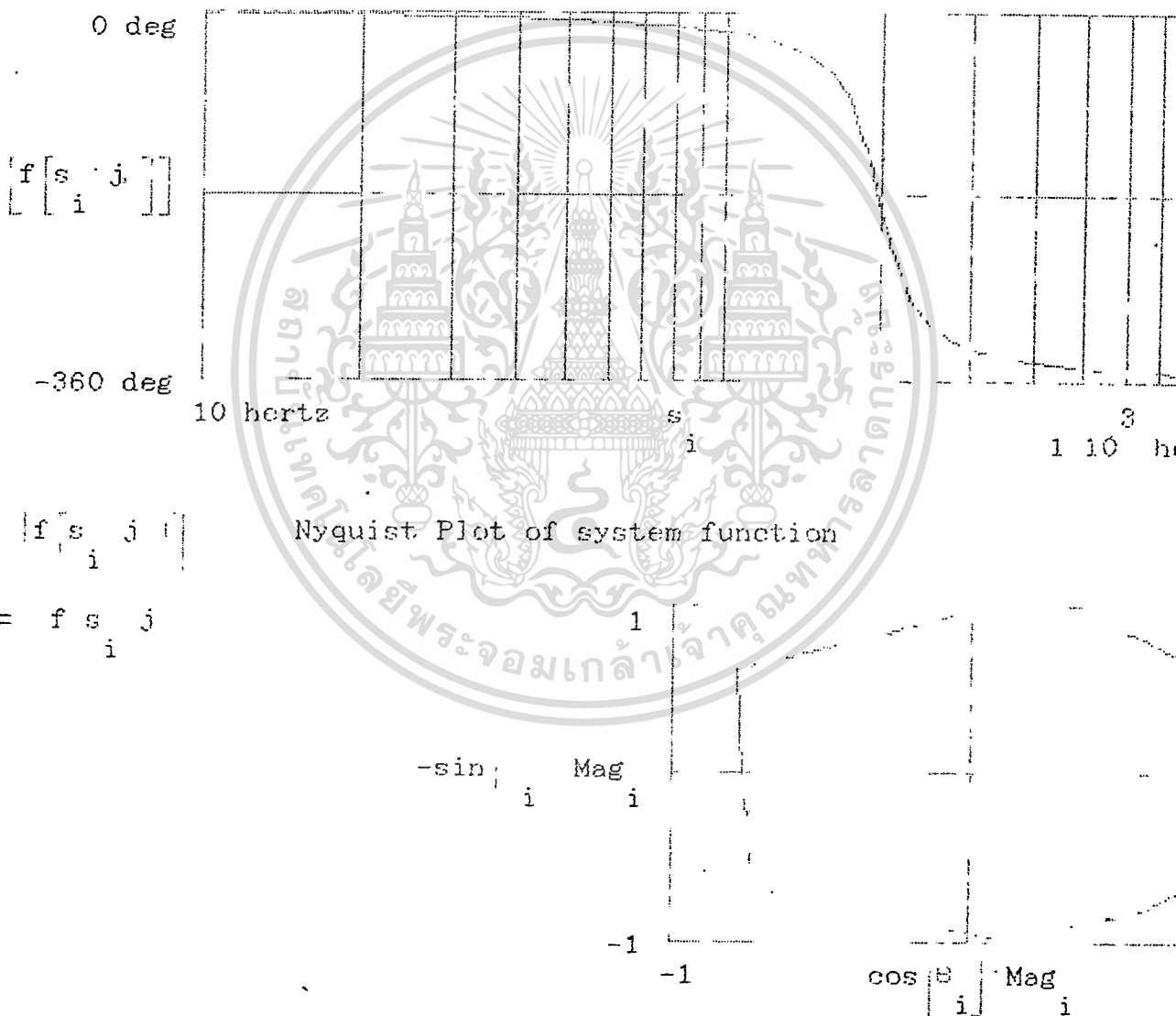


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q := 4$$

$$\omega := 198.9 \text{ hertz}$$

$$f(s) := \frac{s^2 - Q^2}{s^2 + \left[\frac{\omega}{Q} \right] s + \omega^2}$$



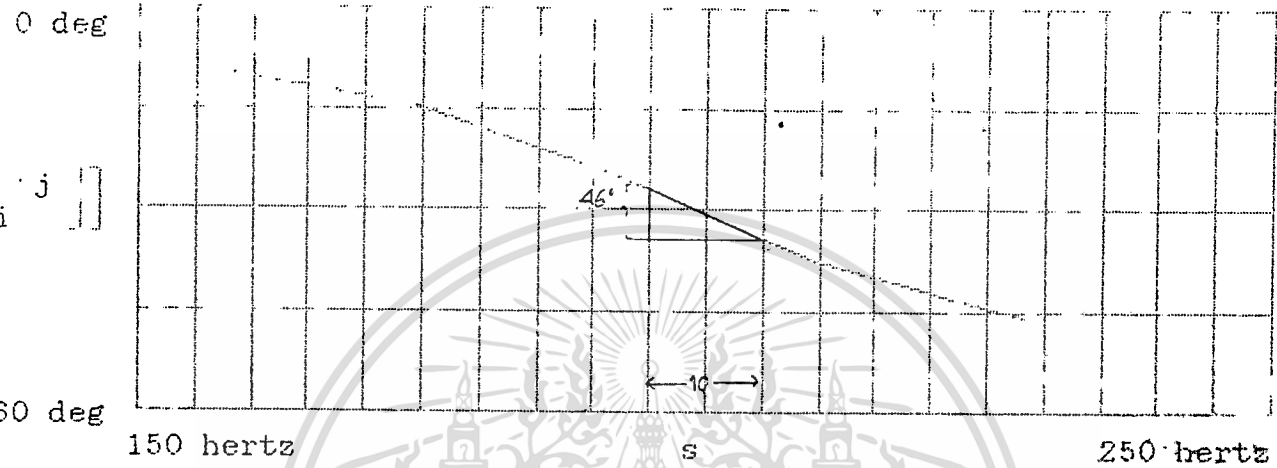
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = 4.0 \quad \omega = 198.90 \text{ Hz}$$

$$S_F = -4Q$$

$$= -16$$

Phase angle of second order system
(for a linear scale)



$$\frac{d\phi}{d\omega} \Big|_{\omega_0}$$

$$= \frac{-46 \times \frac{\pi}{180}}{10} = -0.0803$$

$$S_F =$$

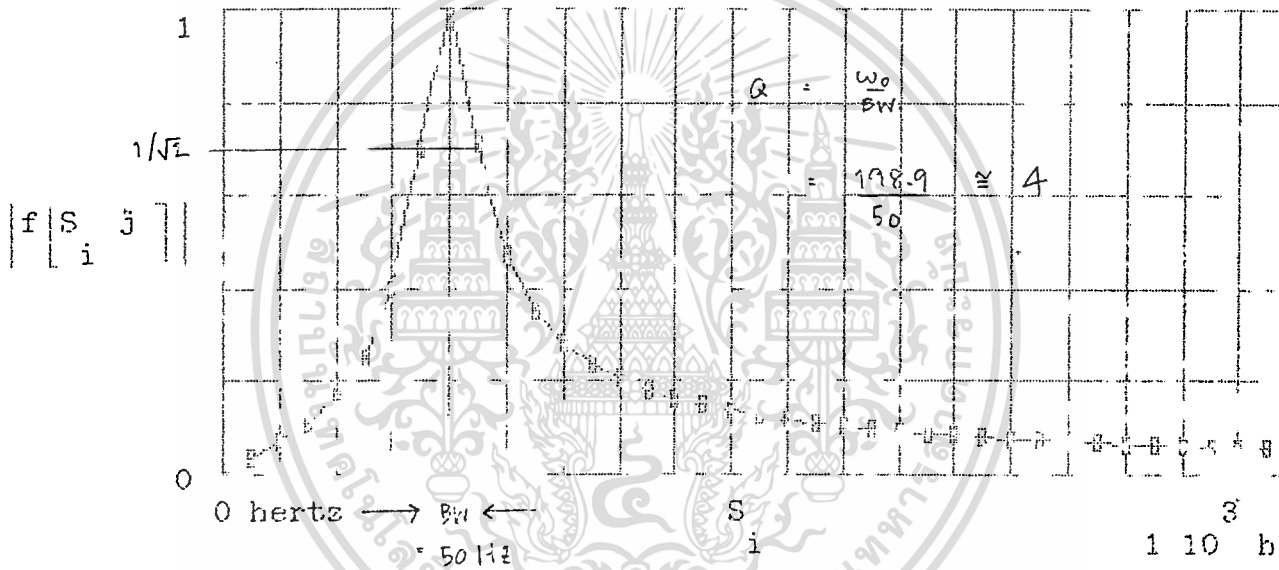
$$= \omega_0 \frac{d\phi}{d\omega} \Big|_{\omega_0} = -198.90 \times 0.0803 = -16$$

$$Q := 4$$

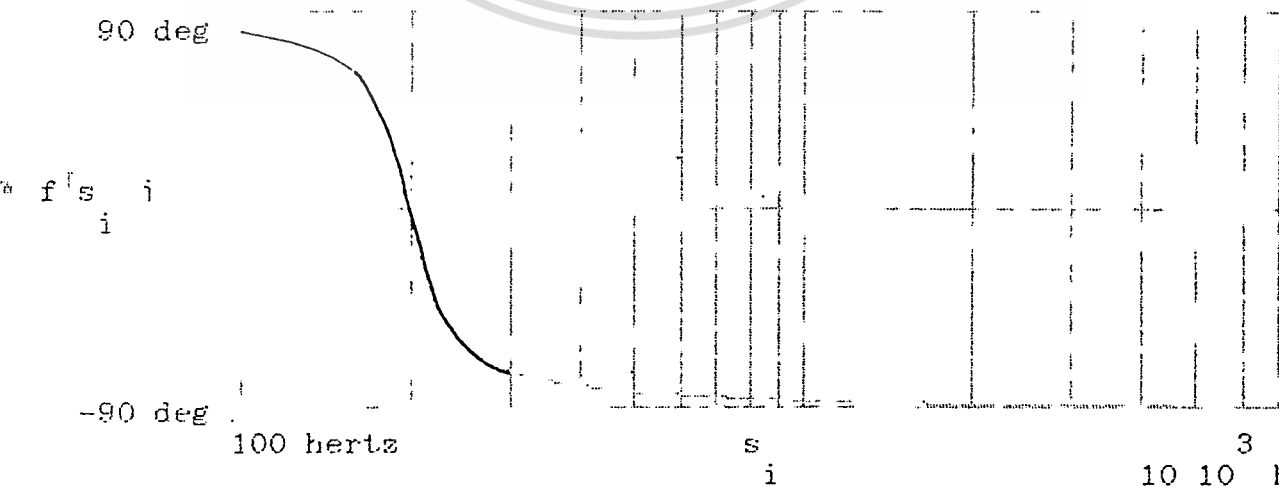
$$\omega := 198.9 \text{ hertz}$$

$$f(s) := \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega}{Q}s + \omega^2}$$

Bode Plot of Second Order System



Phase angle of second order system



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

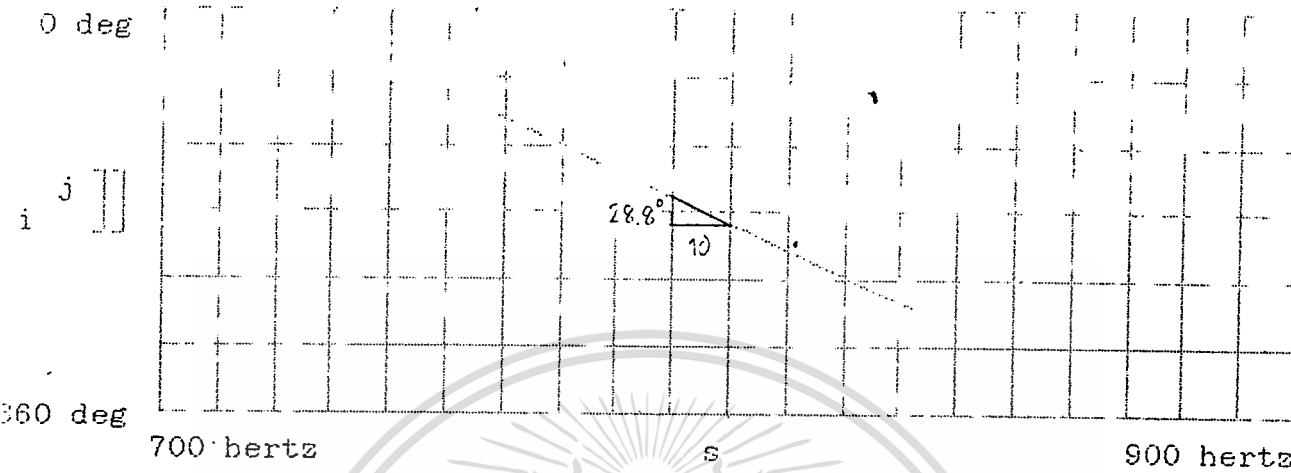
$$Q = .10$$

$$S_f = -4Q$$

$$= -40$$

$$\omega = 795.77 \text{ Hz.}$$

Phase angle of second order system
(for a linear scale)



$$\left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega = \omega_0} = \frac{-28.8^\circ \times \frac{2\pi}{360}}{10} = -0.050265$$

$$S_f = \omega_0 \left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega = \omega_0} = 795.77 \times -0.050265 = -40$$

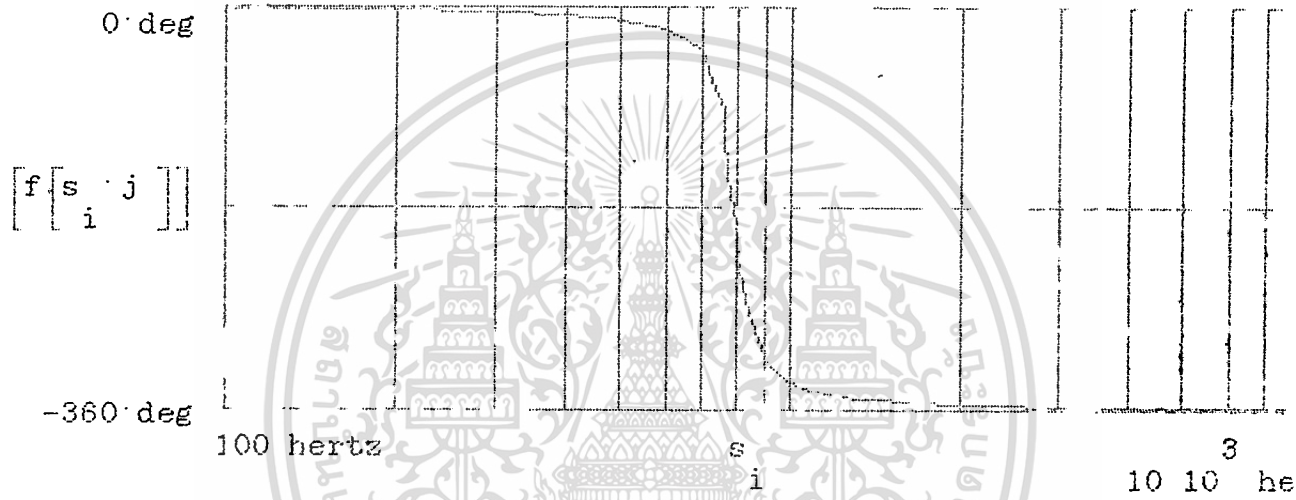


$$Q := 10$$

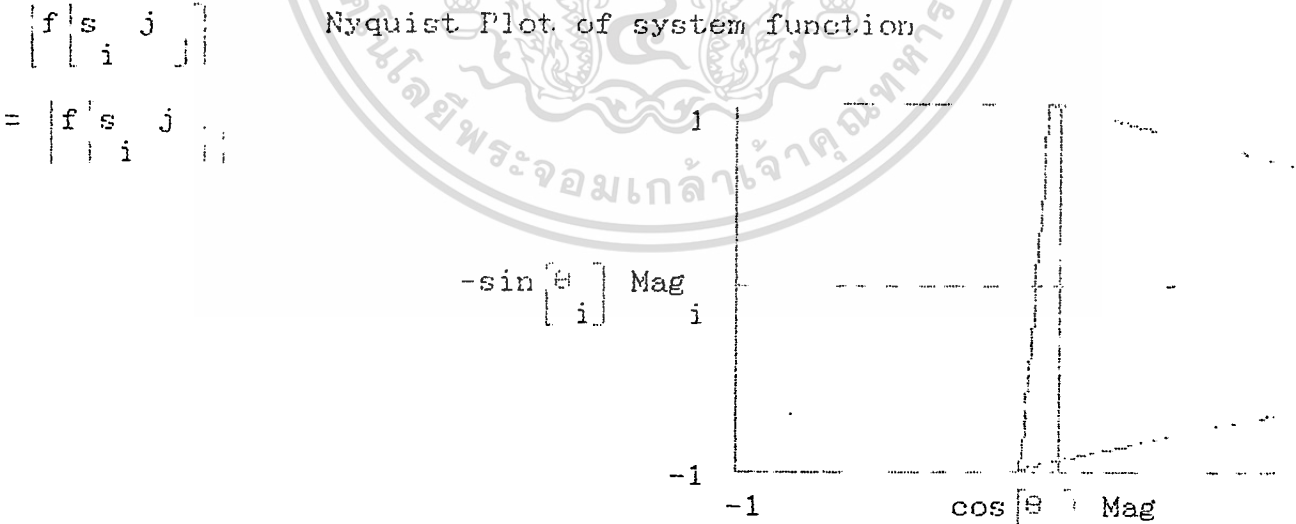
$$\omega := 795.77 \text{ hertz}$$

$$f(s) := \frac{s^2 - \left[\frac{\omega}{Q} \right] s + \omega^2}{s^2 + \left[\frac{\omega}{Q} \right] s + \omega^2}$$

Phase angle of second order system



Nyquist Plot of system function



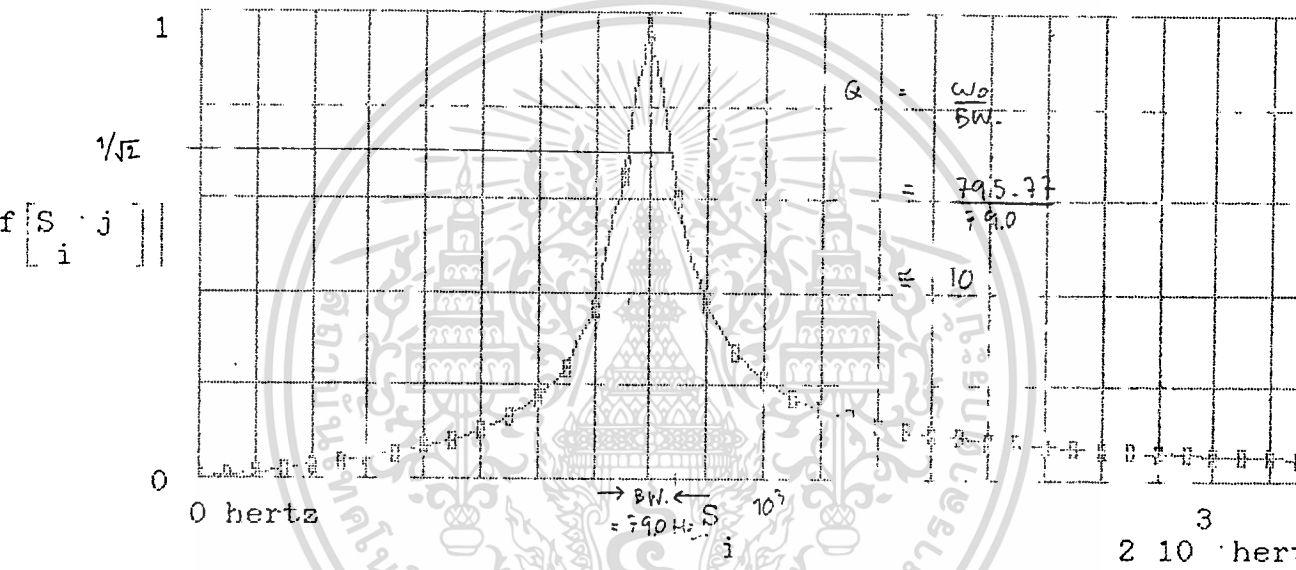
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q := 10

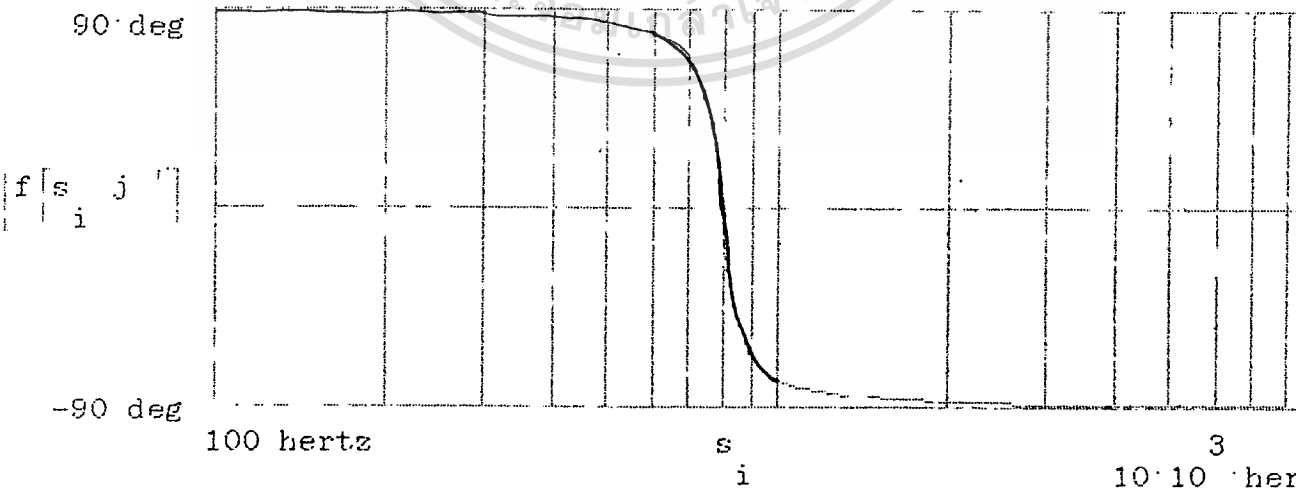
$\omega := 795.77 \text{ hertz}$

$$f(s) := \frac{\omega^2}{s^2 + \frac{\omega}{Q}s + \omega^2}$$

Bode Plot of Second Order System



Phase angle of second order system



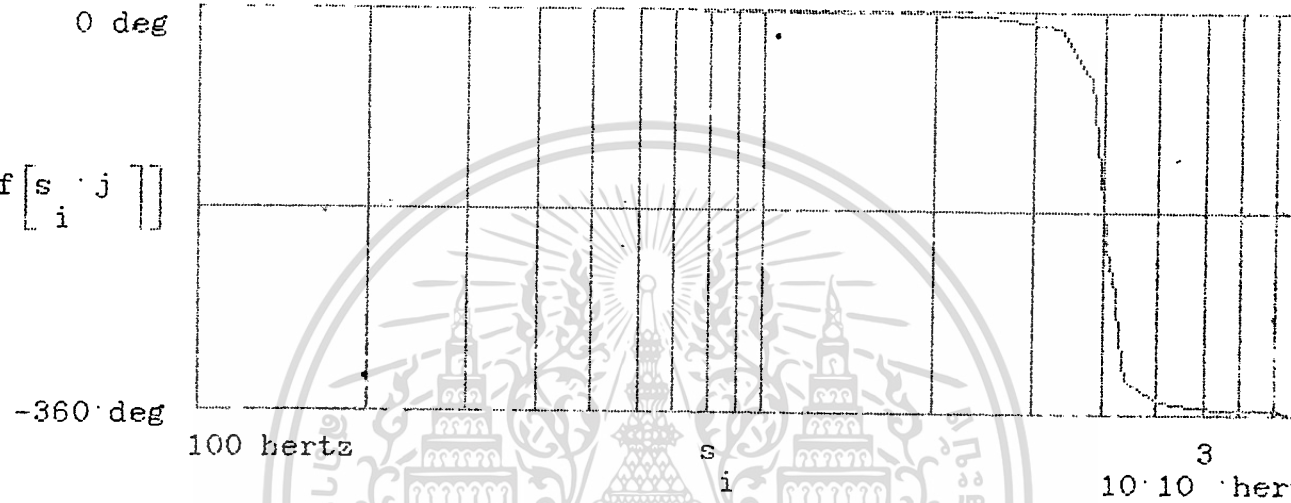
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q := 20$$

$$\omega := 3.98 \cdot 10^3 \text{ hertz}$$

$$f(s) := \frac{s^2 - \begin{matrix} \omega \\ Q \end{matrix}}{s^2 + \begin{matrix} \omega \\ Q \end{matrix}}$$

Phase angle of second order system



$$i := \Re [f[s \cdot j]]$$

Nyquist Plot of system function

$$i := \Im [f[s \cdot j]]$$

$$- \sin \theta_i \cdot \text{Mag}_i$$

$$-1$$

$$\cos \theta_i \cdot \text{Mag}_i$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

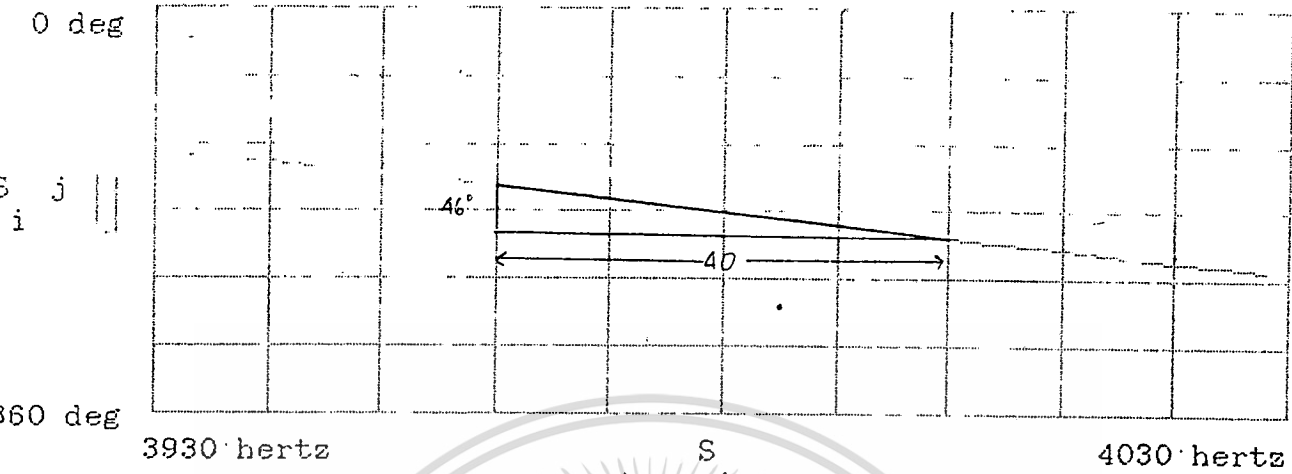
$$Q = 20$$

$$\omega = 3.98 \text{ KHz.}$$

$$S_F = -40$$

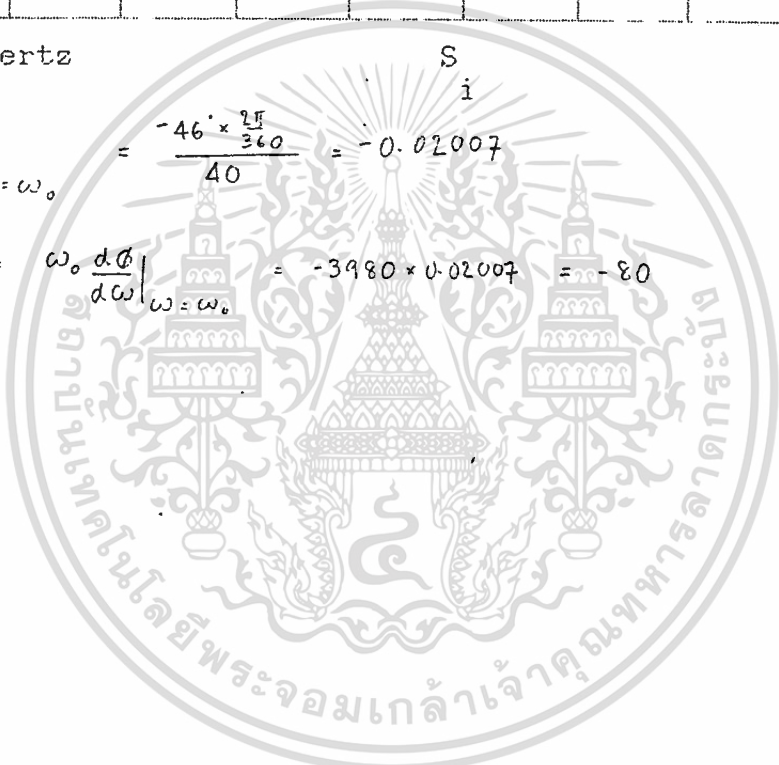
$$= -80$$

Phase angle of second order system
(for a linear scale)



$$\left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{-46 \times \frac{2\pi}{360}}{40} = -0.02007$$

$$S_F = \omega_0 \left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = -3980 \times 0.02007 = -80$$

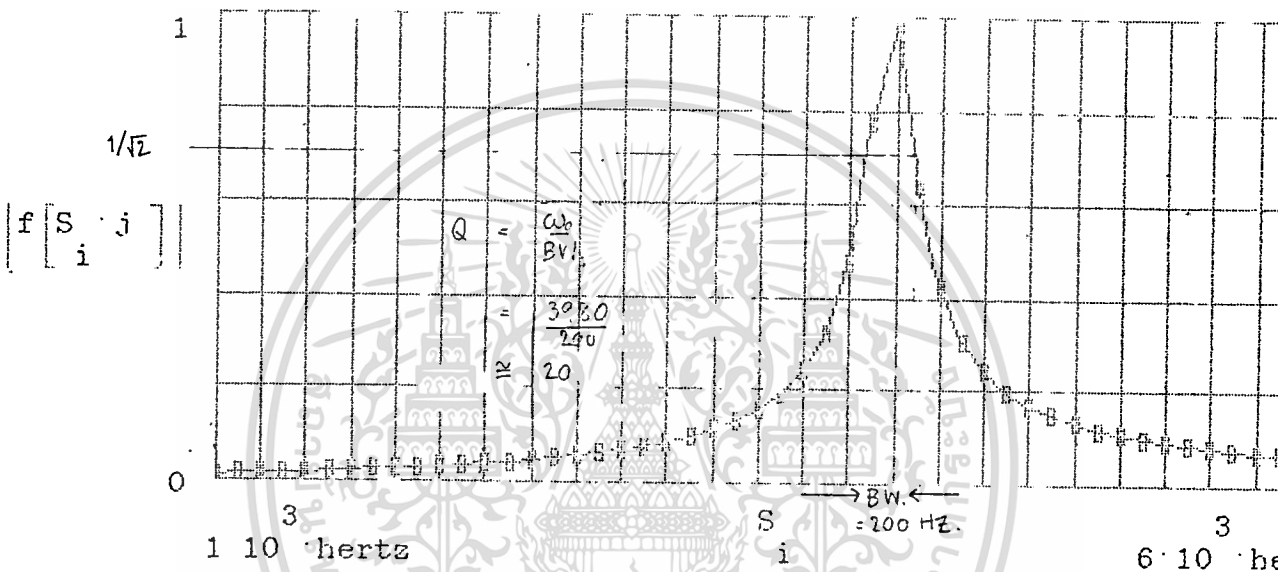


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

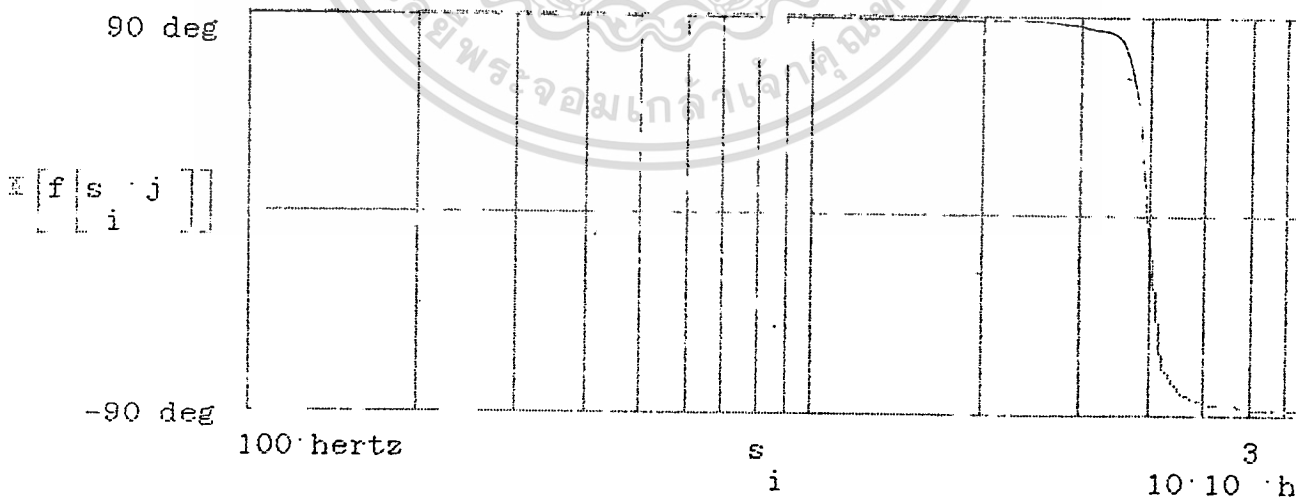
$$Q := 20 \quad \omega := 3.98 \cdot 10^3 \text{ hertz}$$

$$f(s) := \frac{\omega}{s + \frac{\omega}{Q}}$$

Bode Plot of Second Order System



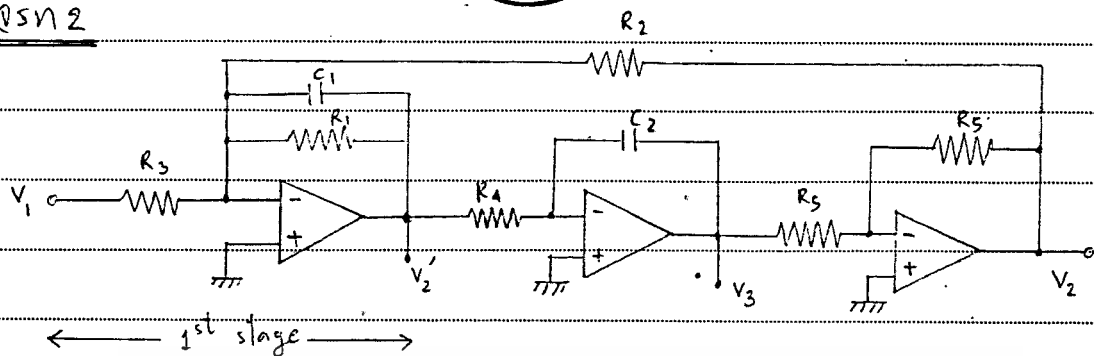
Phase angle of second order system



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Q572



วงจรใน 1st stage. จะได้ว่าเป็นขั้วที่มี Voltage 2 ตัดมา sum กัน ดังสมการ

$$V_2' = \left[\frac{-R_1}{1 + sC_1 R_1} \right] \left[\frac{V_1}{R_3} \right] + \left[\frac{-R_1}{1 + sC_1 R_1} \right] \left[\frac{V_2}{R_2} \right] \quad (1)$$

คำนวณหา V_2

$$\frac{V_2}{V_3} = -1$$

$$\frac{V_2}{V_3} = \frac{-1/sC_2 R_4}{R_4} = \frac{-1}{sC_2 R_4} \quad ; \quad \frac{V_2'}{V_3} = -sC_2 R_4$$

$$\frac{V_2'}{V_2} = \frac{V_2'}{V_3} \cdot \frac{V_3}{V_2} = (-sC_2 R_4)(-1) = sC_2 R_4$$

$$V_2 = \frac{V_2'}{sC_2 R_4} \quad (2)$$

นำ V_2 ลงในสมการที่ (1) จะได้

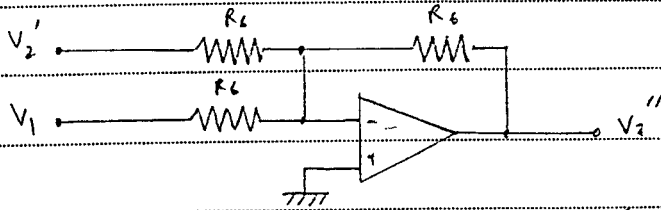
$$V_2' \left[1 + \frac{R_1}{(1 + sC_1 R_1)(sC_2 R_2 R_4)} \right] = \frac{-R_1}{1 + sC_1 R_1} \left[\frac{V_1}{R_3} \right]$$

$$V_2' \left[\frac{R_2 R_4 C_2 S + S^2 R_1 R_2 R_4 C_1 C_2 + R_1}{(1 + sC_1 R_1)(sC_2 R_2 R_4)} \right] = \frac{-R_1}{R_3 (1 + sC_1 R_1)} \left[V_1 \right]$$

$$\frac{V_2'}{V_1} = \frac{-R_1 R_2 R_4 C_2 S}{R_2 R_3 R_4 C_2 S + S^2 R_1 R_2 R_3 R_4 C_1 C_2 + R_1 R_3} = \frac{(-1/R_3 C_1) S}{S^2 + (1/R_3 C_1) S + 1/R_2 R_4 C_1 C_2}$$

คณิตศาสตร์ลาตกรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะวิธีใดทางสั้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลองตรวจดูได้ว่า V_2'' เกิดจาก ms sum กันระหว่าง V_2' และ V_1

$$V_2'' = -(V_2' + V_1)$$

$$\frac{V_2''}{V_1} = -\left(\frac{V_2'}{V_1} + 1\right)$$

$$\frac{V_2''}{V_1} = -\left[\frac{(-1/R_3 C_1) s}{s^2 + (1/R_1 C_1) s + 1/R_2 R_4 C_1 C_2} + \frac{s^2 + (1/R_1 C_1) s + 1/R_2 R_4 C_1 C_2}{s^2 + (1/R_1 C_1) s + 1/R_2 R_4 C_1 C_2} \right]$$

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

ให้ $R_3 = R_1/2$ จะได้ว่า

$$\frac{V_2''}{V_1} = -\left[\frac{s^2 - (1/R_1 C_1) s + 1/R_2 R_4 C_1 C_2}{s^2 + (1/R_1 C_1) s + 1/R_2 R_4 C_1 C_2} \right]$$

เป็น Transfer function ของวงจร All-pass

ซึ่งจะน่าค่า ω_0 และ Q ได้คือ

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_2 R_4 C_1 C_2} ; \omega_0 = 1/\sqrt{R_2 R_4 C_1 C_2}$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = 1/R_1 C_1$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_1^2 C_1}{R_2 R_4 C_2}}$$

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงแหล่งเอกสารที่นำมาใช้



จาก Transfer function , ค่า ω_0 และ สมการของ Q รั้ได้ $Q = \frac{1}{2\zeta}$ นั่นได้ว่า

ค่าของ ζ ที่ปรับใน ω_0 เปลี่ยนไปที่ค่าต่างๆนั้น จะทำได้ 2 ทางคือ

- ปรับค่า C โดยกำหนดให้ $C_1 = C_2$ จะทำในได้ค่า Q คงที่ แต่ปรับทำได้ยาก
- ปรับค่า R_2 หรือ R_4 ซึ่งปรับค่า R นี้ จะทำให้ ค่า Q เปลี่ยนแปลงไปด้วย

จากการทดลอง จะเลือกใช้วิธีปรับค่า R_2 โดยยอมให้ Q มีค่าเปลี่ยนแปลงไป

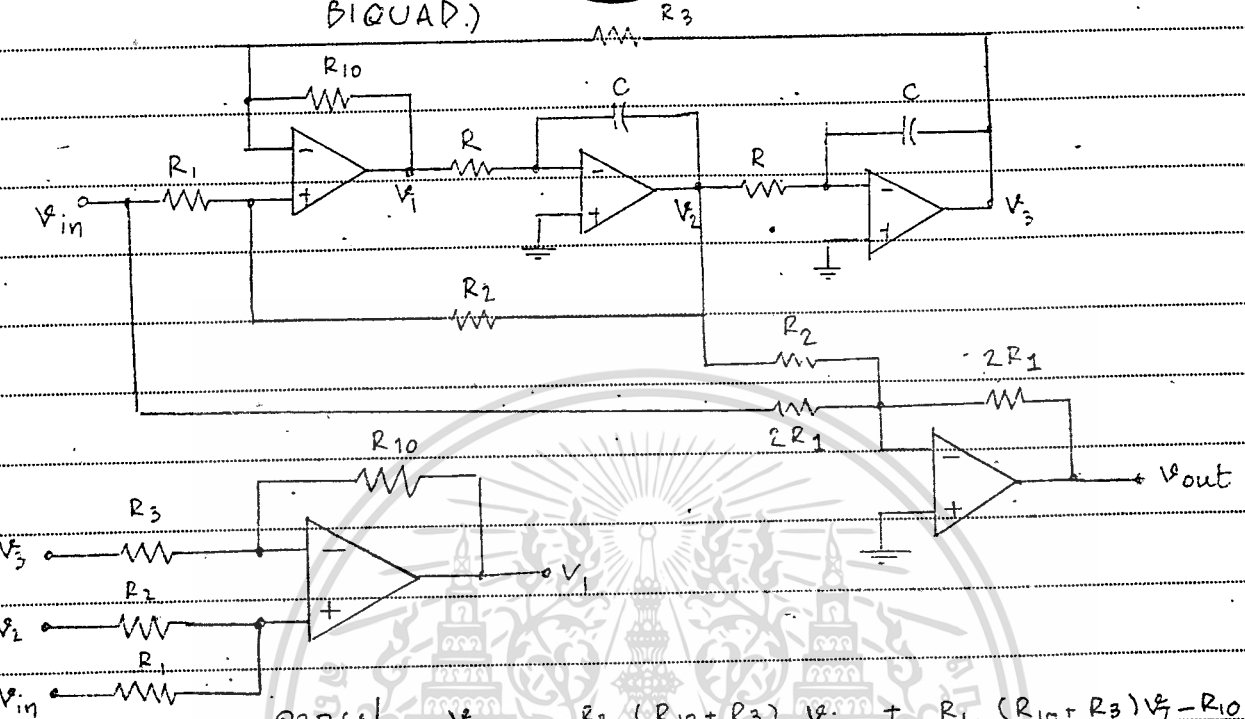
ของ ω_0 phase-shift และ Gain ถ้ามีทรานซิสเตอร์เปลี่ยน เช่น 1 หรือ 2 เท่ากับ
put ที่ของหม้อต้มๆ และ ข้อความว่า Voltage ของวงจรเมื่อต่อในโหมด Oscillator

ตบะวิศวะกรรณศาสตร์ สาตกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจรถ่าย
(วงจร STATE VARIABLE
BIQUAD.)



จากรูป
$$V_1 = \frac{R_2 (R_{10} + R_3)}{R_3 (R_1 + R_2)} V_{in} + \frac{R_1 (R_{10} + R_3)}{R_3 (R_1 + R_2)} V_2 - \frac{R_{10}}{R_3} V_3$$

ให้
$$K = \frac{R_2 (R_{10} + R_3)}{R_3 (R_1 + R_2)}$$

แทนค่า K ลงใน (1)

$$V_1 = KV_{in} + KR_1 V_2 - \frac{R_{10}}{R_3} V_3 \quad \text{--- (2)}$$

$$V_2 = \frac{-V_1}{sRC} \quad \text{--- (3)}$$

$$V_3 = \frac{-V_2}{sRC} = \frac{V_1}{s^2 R^2 C^2} \quad \text{--- (4)}$$

แทนค่า (3), (4) ลงใน (1)

$$V_1 = KV_{in} + \frac{KR_1}{R_2} \left[\frac{-V_1}{sRC} \right] - \frac{V_1}{s^2 R^2 C^2} \times \frac{R_{10}}{R_3}$$

$$\frac{V_1}{V_{in}} = \frac{K}{1 + \frac{KR_1}{R_2} \times \frac{1}{sRC} + \frac{R_{10}/R_3}{s^2 R^2 C^2}}$$

คณะวิศวกรรมศาสตร์ ลาดกระบัง



$$\frac{V_1}{V_{in}} = \frac{KS^2}{s^2 + s\left(\frac{KR_1/R_2}{RC}\right) + \frac{R_{10}/R_3}{R^2C^2}}$$

$$\rightarrow \frac{V_2}{V_{in}} = \frac{-s(K/RC)}{s^2 + s\left(\frac{KR_1/R_2}{RC}\right) + \frac{R_{10}/R_3}{R^2C^2}}$$

$$V_{out} = -\left(\frac{2R_1}{R_1} V_{in} + \frac{2R_1}{R_2} V_2\right)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\left(1 - 2\left[\frac{s\left(\frac{KR_1/R_2}{RC}\right)}{s^2 + s\left(\frac{KR_1/R_2}{RC}\right) + \frac{R_{10}/R_3}{R^2C^2}}\right]\right)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\left[\frac{s^2 - s\left[\frac{KR_1/R_2}{RC}\right] + \frac{R_{10}/R_3}{R^2C^2}}{s^2 + s\left[\frac{KR_1/R_2}{RC}\right] + \frac{R_{10}/R_3}{R^2C^2}}\right]$$

เป็นวงจร inverting second order allpass filter

ที่เป็น inverting เพราะ เครื่องหมาย - ที่อยู่ด้านขวาของสมการ

เมื่อเปรียบเทียบกับสมการมาตรฐาน

$$TAP = \frac{s^2 - \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2}$$

ถ้าเราให้ $R_{10} = R_3 \rightarrow \omega_0 = 1/RC$

$$1/Q = KR_1/R_2 \rightarrow Q = \frac{R_2}{2R_1 \times R_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_1}$$

$$K = \frac{R_2(R_{10} + R_3)}{R_3(R_1 + R_2)} = \frac{2R_2}{R_1 + R_2}$$

เราสามารถปรับค่า ω_0 ได้โดยมปรับค่า R, C

และสามารถปรับค่า Q ได้โดยมปรับค่า R_1, R_2

คณะวิศวกรรมศาสตร์ ลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$\rightarrow V_6 = -V_5 / SRC$$

$$\therefore \frac{V_6}{V_{in}} = x \left[\frac{-s/RC}{s^2 + \left(\frac{s}{RC}\right)\eta + \frac{1}{R^2C^2}} \right]$$

$$= x \left[\frac{-\left(\frac{\eta}{RC}\right)s}{s^2 + \left(\frac{\eta}{RC}\right)s + \frac{1}{R^2C^2}} \right]$$

ถ้า $x = 1 \rightarrow \frac{V_6}{V_{in}} = \frac{-\left(\frac{\eta}{RC}\right)s}{s^2 + \left(\frac{\eta}{RC}\right)s + \frac{1}{R^2C^2}}$

$$V_{out} = -(V_{in} - 2V_6)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\left(1 - 2\frac{V_6}{V_{in}}\right)$$

$$= -\left[\frac{1 - \left(\frac{\eta}{RC}\right)s + \frac{1}{R^2C^2}}{1 + \left(\frac{\eta}{RC}\right)s + \frac{1}{R^2C^2}} \right]$$

ซึ่งเป็น transfer fn ของ Allpass แบบที่กลับ
เช่นเดียวกับวงจรที่ 1 แล้ว

โดย $\omega_0 = 1/RC$

$Q = 1/\eta$

กำหนดค่า ω_0 ได้โดยเปลี่ยน R, C

_____ Q ได้โดยเปลี่ยนค่า η และ x

(x ต้องเท่ากับ η เสมอ)

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญต์เห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้