

อาร์ซี-แอกทีฟออสซิลเลเตอร์ ใช้วงจรรขยายสัญญาณที่มีอัตราขยายค่าเป็นหนึ่ง
RC-ACTIVE OSCILLATOR CONFIGURATIONS USING UNITY GAIN AMPLIFIERS

สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ อ.ส.บ
SINGTHONG PATANASETHANON B.Ind.Tech.

อาจารย์ที่ปรึกษา
ร.ศ.ดร. สิทธิชัย โภคิโยดม

Advisor

Associate Professor Dr. SITTICHAI POOKAIYAUDOOM

วิทยานิพนธ์ สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขา วิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2531

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	iii
ABSTRACT	iv
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ออสซิลเลเตอร์สัญญาณรูปชายน้	3
2.1 ความนำ	3
2.2 การออสซิลเลทแบบอาศัยการป้อนกลับ	3
2.3 คุณสมบัติของทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน	4
2.3.1 ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันที่เป็นอัตราส่วนของสมการเส้นตรง	5
2.3.2 ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันที่เป็นอัตราส่วนของสมการกำลังสอง	9
2.3.3 เชนซีตีวิตี ฟังก์ชันของความถี่	15
2.4 วงจรขยายสัญญาณ	16
2.4.1 เครื่องขยายสัญญาณโอเพอร์เรชันแนล	17
2.4.2 วงจรจ่ายกระแสคงตัว	33
2.5 ออสซิลเลเตอร์ที่เกิดจากผลของ L C ในอุดมคติ	47
บทที่ 3 การวิเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้โอปแอมตามแรงดัน	49
3.1 การวิเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์โดยสมการชาร์แรคเตอร์ริสติก	49
3.2 การพิจารณาเซนซีตีวิตีของวงจรออสซิลเลเตอร์ด้านความถี่	52
3.3 การวิเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์ใช้โอปแอมตามแรงดัน 10 วงจร	53
3.4 สรุปลักษณะการประกอบวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้ง 10 แบบ	60
บทที่ 4 การสังเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์วงจรใหม่	65

4.1	วิเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์ที่เกิดจาก L C ในอุดมคติ	65
4.2	การสังเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่สูงโดยใช้วงจรตามผลต่างกระแส	70
4.3	การวิเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่สูงด้วยโปรแกรม พิลิปส์	76
4.4	การทดลองวงจรรออสซิลเลเตอร์ความถี่สูง	82
4.5	สรุปผลการทดลอง	84
บทที่ 5	บทสรุป	88
	กิตติกรรมประกาศ	90
	บรรณานุกรม	91
	ภาคผนวก	93



บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอวิธีการสังเคราะห์วงจรรีซี แอคทีฟ ออสซิลเลเตอร์ซึ่งใช้วงจรมตามผลต่างกระแสเป็นวงจรมขยายสัญญาณ ซึ่งวงจรรีซีแอคทีฟที่สังเคราะห์ขึ้นใหม่นี้ สามารถออสซิลเลท ความถี่ของสัญญาณได้สูงกว่าวงจรรีซีแอคทีฟ ซึ่งใช้วงจรมขยาย สัญญาณที่มีค่าอัตรามขยายเป็นหนึ่งที่เคยเสนอมมาแล้ว นอกจากนี้ การสังเคราะห์วงจรรีซีแอคทีฟ 10 วิธี ยังถูกรูปเหลือเพียง 6 วิธี ซึ่งแสดง โดยสมการชาร์เรคเตอร์ริสติก ที่อยู่ในรูปของ อิมพีแดนซ์. ส่วนแนวคิดของวงจรมรีซีแอคทีฟที่นำมาใช้สังเคราะห์ วงจรรีซีแอคทีฟใหม่ ซึ่งข้อกำหนดความถี่และข้อกำหนด เจริญไขของการออสซิลเลทจะได้จากสภาวะวิกฤตของวงจรมผลการ ทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรมใหม่ที่สังเคราะห์ขึ้นสามารถออสซิลเลท ความถี่ได้สูงกว่าเดิม และสามารถแสดงค่าความถี่ที่ถูกต้องในขอบ เขตได้หลาย ๆ ระดับ

ABSTRACT

The purpose of this thesis is to present a method for synthesizing RC - active oscillator using differential current follower. The new oscillator is oscillated higher frequency than RC active oscillators using voltage follower. Six characteristic equation are derived for summarizing 10 methods to synthesis oscillator circuits. The concept of resonant circuit is used to synthesize the new oscillator, so the critical state describes oscillate condition and frequency. The result showing accurate performance can be obtained over several order of magnitude of frequency range.

บทที่ 1

บทนำ

การออกแบบวงจรขยายที่มีการป้อนกลับ มีจุดมุ่งหมายให้วงจรมีเสถียรภาพ และไม่เกิดการออสซิลเลทในขณะที่กำลังทำงาน สำหรับวงจรออสซิลเลเตอร์ เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณ เอ-ซี โดยวงจรถูกออกแบบให้ได้รับการป้อนกลับเป็นบวกเป็นเหตุให้วงจรไม่เสถียร แต่เนื่องจากค่าของอุปกรณ์ในวงจรที่ถูกกำหนดจากการออกแบบ ทำให้การกำเนิดความถี่ ถูกบังคับให้คงที่ ความถี่ของวงจรที่กำเนิดขึ้นนั้นถูกนำไปใช้ในเครื่องมืออิเล็กทรอนิกส์หลาย ๆ สาขา เนื่องจากความสำคัญของวงจรออสซิลเลเตอร์ จึงมีการวิจัยและสังเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใหม่ ๆ ขึ้น ในปี 1985 , ชินานี้ ได้เสนองจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และ วงจรตามแรงดันที่มีอัตราขยายมีค่าเป็นหนึ่ง [1] โดยที่วงจรตามแรงดันที่ใช้ในวงจรคือ ออปแอมป์ ต่อมาในปี 1987, อิบิลมา แอตตี และ อับดุลลา ยุมุด ได้เสนองจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งใช้วงจรตามแรงดันที่มีอัตราขยายเป็นหนึ่งอย่างเดียวกันนี้ 10 วิธี [2]

จากการวิจัยที่เสนอมานั้นทำให้เกิดแนวคิด และมีข้อสังเกตของปัญหาที่ยังต้องอธิบายให้ชัดเจนขึ้นเป็นลำดับ ดังนี้

การสังเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และ วงจรขยายสัญญาณซึ่งมีอัตราขยายมีค่าเป็นหนึ่งนั้นให้สามารถที่จะออสซิลเลทความถี่ได้สูงขึ้นหรือไม่ วงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีการขยายสัญญาณโดยวงจรขยายแรงดันซึ่งใช้อัตราขยายมีค่าเป็นหนึ่งนั้น ออสซิลเลทได้จากสาเหตุของอะไร และความถี่สูงสุดของออสซิลเลเตอร์นี้ ถูกจำกัดด้วยสาเหตุใด

จากความเป็นมา และแนวคิดที่กล่าวมาแล้วจึงมีวัตถุประสงค์ของการทำวิจัยคือ เพื่อสังเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์ ที่มีวงจขยายสัญญาณแรงดันหรือกระแสให้มีอัตราขยายมีค่าเป็นหนึ่งให้ออสซิลเลทความถี่ได้สูงขึ้น และ เพื่อการหาข้อสรุปของ

ปัญหาที่ได้กล่าวมาแล้ว ดังนั้น รายละเอียดของวิทยานิพนธ์จึงจัดลำดับ ดังนี้

บทที่ 2 กล่าวถึง ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอสซิลเลเตอร์ [3],[6],[8]
 บทที่ 3 เป็นการวิเคราะห์ห้วงจรรอสซิลเลเตอร์ 10 วงจร[2] โดยวงจรทั้งหมด ประกอบด้วย ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และวงจรตามแรงดัน เป็นผลให้อัตราการขยายมีค่าเป็นหนึ่ง บทที่ 4 เป็นการสังเคราะห์ห้วงจรรอสซิลเลเตอร์วงจรใหม่ ซึ่งประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และ วงจรตามผลต่างกระแสที่มีอัตราการขยายมีค่าเป็นหนึ่งเช่นกัน ซึ่งวงจรขยายกระแสที่ใช้ในวงจร คือวงจรรักษากระแสคงตัวและ วงจรตามผลต่างกระแส การกำเนิดความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่สังเคราะห์ขึ้นใหม่ จึงสูงกว่าวงจรที่ได้กล่าวไปแล้ว นอกจากนั้น ได้เสนอผลการวิเคราะห์ห้วงจรด้วยโปรแกรมพีลไปซ์ รวมทั้งผลการทดลอง และบทที่ 5 เป็นบทสรุป ของการทำวิทยานิพนธ์



บทที่ 2

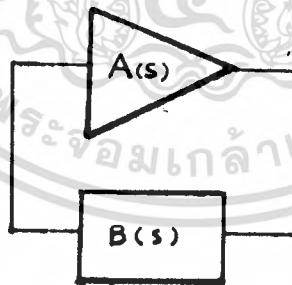
ออสซิลเลเตอร์สัญญาณรูปชายน

2.1 ความนำ

เงื่อนไขของการออสซิลเลท และการบังคับความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์หาได้จาก สมการชาร์แรคเตอร์ริสติก (Characteristic equation) ซึ่งปกติจะพิจารณาโดยทฤษฎีของลิเนียร์เนทเวิร์ค [7]. นอกจากนี้ยังสามารถใช้ การพิจารณา ทูพอร์ทเนทเวิร์คให้อยู่ในลักษณะของวงจร LC ในอุดมคติ ในการหาข้อกำหนดความถี่ และข้อกำหนดการเริ่มออสซิลเลท จากลักษณะของวงจรที่เตรียมอิมพีแดนซ์ที่มีค่าลบและบวกต่อขานานกันอยู่ [6].

2.2 การออสซิลเลทแบบออสซิลเลเตอร์ป้อนกลับ

การพิจารณาการป้อนกลับของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูป 2.1 ซึ่งมี $A(s)$ เป็นวงจรขยายสัญญาณ และ $B(s)$ เป็นวงจรป้อนกลับ



รูป 2.1 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบออสซิลเลเตอร์ป้อนกลับ

ในสภาวะเสถียร (Steady state) ขนาดของสัญญาณจะมีค่าคงที่

ข้อกำหนดของการออสซิลเลท สามารถพิจารณาได้ ดังนี้

$$A(s)B(s) = 1 \quad (2.1)$$

เมื่อ $s = j\omega$

เนื่องจาก $A(s)$ และ $B(s)$ เป็นเลขจำนวนเชิงซ้อน (Complex number) คำตอบที่ได้จึงมีสองคำตอบ คือ ส่วนหนึ่งเป็นเลขจำนวนจริง (Real number) และอีกส่วนหนึ่งเป็นเลขจำนวนจินตภาพ (Imaginary number) ซึ่งแสดงได้ว่า

$$\text{ส่วนของเลขจำนวนจริง คือ } \operatorname{Re}(A(s)B(s)) = 1 \quad (2.2)$$

$$\text{และ ส่วนของเลขจินตภาพ คือ } \operatorname{Im}(A(s)B(s)) = 0 \quad (2.3)$$

สมการ (2.2) เรียกว่าข้อกำหนดค่าขยายของสัญญาณ (Condition of oscillation) ซึ่งใช้หาค่าของ $A(s)$ และ $B(s)$ ที่จะทำให้เกิดการออสซิลเลทในสภาวะเสถียร (Steady state) สมการ (2.3) เรียกว่าข้อกำหนดของความถี่ในการออสซิลเลทสัญญาณ (Frequency of oscillation) ซึ่งจะใช้หาค่าความถี่ที่ได้จากวงจร

วงจรออสซิลเลเตอร์ แบบอาศัยการป้อนกลับนี้ยังสามารถที่จะแยกพิจารณาในส่วนของวงจรขยายและส่วนของวงจรป้อนกลับได้

2.3 คุณสมบัติของทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน

ทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน เป็นอัตราส่วนของปริมาณสัญญาณทางออกต่อปริมาณสัญญาณทางเข้า โดยปริมาณทั้งสองเป็นฟังก์ชันของความถี่ ฉะนั้นทรานสเฟอ์ฟังก์ชันจึงอธิบายการตอบสนองของขนาด และ เฟส (Phase) ของวงจร ดังนั้นการพิจารณาคุณสมบัติของวงจรป้อนกลับ จึงพิจารณาได้จากทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของวงจรป้อนกลับได้ การพิจารณา ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันนั้นขึ้นอยู่กับ อัตราส่วนของปริมาณทางออก

ต่อปริมาณสัญญาณทางเข้า ซึ่งเขียนความสัมพันธ์ได้

$$T(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2.4)$$

เมื่อ	$T(s)$	คือ	ทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน
	$N(s)$	คือ	ปริมาณสัญญาณทางออก
	$D(s)$	คือ	ปริมาณสัญญาณทางเข้า

จากความสัมพันธ์ของสมการ (2.4), $T(s)$, $N(s)$ และ $D(s)$ เป็นฟังก์ชันของความถี่ s ซึ่ง $s = j\omega$

โดยทั่วไป $N(s)$ และ $D(s)$ สามารถที่จะอยู่ในรูปของ สมการเส้นตรง หรือ สมการกำลังสอง หรือ สมการโพลีโนเมียล ค่าของความถี่ที่ทำให้เทอมเศษ $[N(s)]$ มีค่าเป็นศูนย์ จะเรียกค่าคำตอบนั้นว่า ซีโร (Zero) และ ในทำนองเดียวกัน ค่าความถี่ที่ทำให้เทอมส่วน $[D(s)]$ มีค่าเป็นศูนย์ ค่าคำตอบของความถี่นั้น เรียกว่า โพล (Pole)

2.3.1 ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันที่เป็นอัตราส่วนของสมการเส้นตรง

จากสมการ (2.4) เมื่อแทนค่าเทอมเศษและเทอมส่วน ด้วยสมการเส้นตรง เขียนได้เป็น

$$T(s) = K \frac{(s + Z_1)}{(s + P_1)} \quad (2.8)$$

เมื่อ Z_1 คือ ซีโร

P_1 คือ โพล

และ K คือ ค่าคงที่

การพิจารณา ขนาดและเฟสของทรานสเฟอ์ฟังก์ชันจะใช้วิธีของ โบท พลอต (Bode Plot) [8]. ซึ่งแยกพิจารณาได้ดังนี้

การบอกขนาดของทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน ทำได้โดยพิจารณาอัตราส่วนของ ปริมาณทางออกและทางเข้าให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันลอกการิทึม ถ้าสมการ (2.4) เป็นอัตราส่วนของแรงดัน จะเขียนสมการ (2.4) ในรูปของฟังก์ชันลอกการิทึมได้

$$T(s) = 20 \log \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \quad (2.6)$$

เมื่อ $V_o(s) =$ แรงดันทางออก
 $V_i(s) =$ แรงดันทางเข้า

เมื่อสมการ (2.6) ค่าของแรงดันเป็นฟังก์ชันของความถี่ในรูปสมการ
 เส้นตรง ถ้าแทนสมการ (2.5) ใน สมการ (2.6) จะได้

$$T(s) = 20 \log K \frac{(s + z_1)}{(s + p_1)} \quad (2.7)$$

จากสมการ (2.7) สามารถที่จะอธิบายขนาดของทรานสเฟอ์ฟังก์ชันที่อยู่
 ในรูปของอัตราส่วนสมการเส้นตรงได้ หลาย ๆ กรณี ซึ่งสรุปไว้ในตาราง 2.1

สำหรับการพิจารณา เฟส (Phase) ของทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน ค่าของเฟส
 รวมที่ได้จากการพิจารณาทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน คือ ความแตกต่างของเฟสสัญญาณทาง
 เข้ากับเฟสสัญญาณทางออก ซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์ ของเฟสรวมของสมการ
 (2.7) ได้

$$\theta_T = \theta_K + \theta(Z_1 + jw) - \theta(P_1 + jw) \quad (2.8)$$

เมื่อ θ_T คือ เฟสรวม
 θ_K คือ เฟสของค่าคงที่ K
 $\theta(Z_1 + jw)$ คือ เฟสของซีโร
 $\theta(P_1 + jw)$ คือ เฟสของโพล
 และ เฟสมีหน่วยเป็นเรเดียน

θ_K จะมีค่าเป็นศูนย์เมื่อ K มีค่าเป็นบวก และ จะมีค่าเป็น 180 เมื่อ K มีค่าเป็นลบ

$\theta(Z_1 + jw)$ และ $\theta(P_1 + jw)$ อยู่ในฟังก์ชันของอาร์คแทนเจนต์ (Arc tangent) เขียนได้เป็น

$$\theta(Z_1 + jw) = \tan^{-1} \frac{W}{Z_1} \quad \text{และ}$$

$$\theta(P_1 + jw) = \tan^{-1} \frac{W}{P_1}$$

ค่าของเฟสรวม (θ_T) ในสมการ (2.8) จะใช้สำหรับพิจารณาวงจรว่าเป็นวงจรชนิดใด ถ้าวงจรมีค่าของเฟสรวมเป็นบวก วงจรนั้นจะถูกเรียกว่า ลีดเซอร์คิต (Lead circuit) และถ้าค่าของเฟสรวมเป็นลบ วงจรจะถูกเรียกว่า แลคเซอร์คิต (Lag circuit) สำหรับ ตาราง 2.1 แสดงการเปลี่ยนแปลงของขนาดและเฟสรวม ซึ่งได้จากการพิจารณารานสเฟอ์ฟังก์ชันที่เป็นอัตราส่วนของสมการเส้นตรงในกรณีต่าง ๆ จะมีดังต่อไปนี้

ตารางที่ 2.1

$T(s)$	โพลและซีโ	ขนาด	เฟส
$\frac{K_1}{s}$			
$K_2 s$			
$\frac{K_3}{s+p_1}$			
$K_4 (s+z_1)$			
$K_5 \frac{s+z_1}{s+p_1}$			
$K_6 \frac{s}{s+p_1}$			
$K_7 \frac{s+z_1}{s+p_1}$			
$K_8 \frac{s-\sigma_1}{s+\sigma_1}$			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 ทราานลเฟออร์ฟังก์ชันที่เป็นอัตราส่วนของสมการกำลังสอง
รูปทั่วไปของทราานลเฟออร์ฟังก์ชันที่เป็นอัตราส่วนของสมการกำลังสอง
สามารถเขียนได้

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + b_1 s + b_2} \quad (2.9)$$

เมื่อ a_0, a_1, a_2 เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของ s ในเทอมเศษ
และ b_0, b_1 เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของ s ในเทอมส่วน

จากสมการ (2.9) ถ้ามีการ กำหนดค่าสัมประสิทธิ์ของเทอมเศษให้เหมาะสม จะทำ
ให้เกิดรูปของสมการทั่วไปของทราานลเฟออร์ฟังก์ชันที่มีคุณสมบัติเฉพาะดังนี้

เมื่อ a_1 และ a_2 มีค่าเป็นศูนย์ ทราานลเฟออร์ฟังก์ชันเขียนได้เป็น

$$T(s) = \frac{a_0}{s^2 + b_1 s + b_2} \quad (2.10)$$

สมการ (2.10) เป็น สมการทั่วไปของโลพาสฟิลเตอร์ (Low pass
fillter)

เมื่อ a_2 และ a_0 มีค่าเป็นศูนย์ ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันเขียนได้เป็น

$$T(s) = \frac{a_1 s}{s^2 + b_1 s + b_2} \quad (2.11)$$

สมการ (2.11) เป็นสมการทั่วไปของ แบนพาสฟิลเตอร์ (band pass filter)

เมื่อ a_1 และ a_0 มีค่าเป็นศูนย์ ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันเขียนได้เป็น

$$T(s) = \frac{a_2 s^2}{s^2 + b_1 s + b_2} \quad (2.12)$$

สมการ (2.12) เป็นสมการทั่วไปของ ไฮพาสฟิลเตอร์ (high pass filter)

เมื่อ a_0 มีค่าเป็นศูนย์ เขียนทรานสเฟอ์ฟังก์ชันได้

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + b_1 s + b_2} \quad (2.13)$$

สมการ (2.13) เป็นสมการทั่วไปของ แบนสตอปฟิลเตอร์ (band stop filter)

เมื่อ a_2 เท่ากับ 1 a_1 เท่ากับ b_1 และ a_0 เท่ากับ b_0 จะได้
ทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน คือ

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + b_1 s + b_2} \quad (2.14)$$

สมการ (2.14) เป็นสมการทั่วไปของ ออพาสฟิลเตอร์ (all pass filter)

เพื่อความสะดวกในการพิจารณาความถี่วิกฤตที่จุดโพล ค่าต่าง ๆ ใน
คอมเพล็กซ์เพลน (complex plan) จึงจัดรูปสมการได้ดังนี้

$$D(s) = (s + \alpha)^2 + \beta^2 \quad (2.15)$$

$$D(s) = \frac{s^2 + s W_0 + W_0^2}{Q} \quad (2.16)$$

สำหรับ (2.15) - α เป็นจำนวนจริง

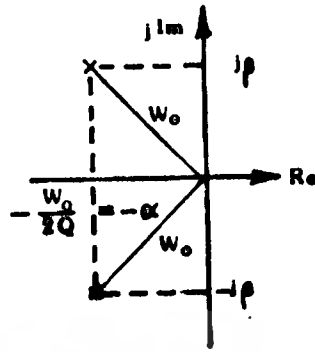
β เป็นจำนวนจินตภาพ

ส่วน (2.16) W_0 เป็นขนาดของระยะทางจากโพลถึงจุดกำเนิด

Q เป็นค่าความเอียง (slope) ของรัศมีที่เชื่อมระหว่างโพลกับ
จุดกำเนิด

จาก (2.16) ถ้า $Q \leq \frac{1}{2}$ ค่าของโพลจะเป็นค่าจริง (Real Number)

ถ้า $Q \geq \frac{1}{2}$ ค่าของโพลจะเป็นค่าจำนวนประกอบ
(complex number)



รูป 2.2 ภาพแสดงตำแหน่งของโพล

จากสมการ (2.15) และ (2.16) สามารถหาความสัมพันธ์ของ W และ Q ในรูปของ α และ β ได้

$$W = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} \quad (2.17)$$

$$\text{และ } Q = \frac{\alpha^2 + \beta^2}{2\alpha} \quad (2.18)$$

จากสมการ (2.15) และ (2.16) ก็สามารถหาความสัมพันธ์ของ α และ β ในรูปสมการของ W และ Q ได้

$$\alpha = \frac{W_0}{2Q} \quad (2.19)$$

$$\beta = W_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \quad (2.20)$$

แทนค่า สมการ (2.15) ในสมการ (2.4) จะได้

$$T(s) = \frac{N(s)}{(s + \alpha)^2 + \beta^2} \quad (2.21)$$

เมื่อ อินเวอร์ต ลاپลาซ สมการ (2.21) เพื่อวิเคราะห์การตอบสนองของสัญญาณทางเข้าแบบสเตป (step) จะได้

$$T(s) = K_1 + K_2 e^{-\alpha t} \sin(\beta t + \theta) \quad (2.22)$$

จะเห็นว่า สมการ (2.22) มีตัวแปร α และ β อธิบายการตอบสนองของทรานสเฟอว์ฟังก์ชัน ต่อสัญญาณทางเข้าแบบสเตปได้ดังนี้

ส่วน $-\alpha$ จะแสดงอัตราการลดลงของแอมพลิจูดของสัญญาณ
 β แสดงค่าความถี่คลื่นรูปไซน์ในการแดมป์ (damp)
 หลังจากป้อนสัญญาณแบบสเตปที่ทางเข้า
 แทนค่า (2.15) ในสมการ (2.14) จะได้

$$T(s) = \frac{N(s)}{s^2 + \frac{W}{Q}s + W^2} \quad (2.23)$$

ใช้สมการ (2.23) วิเคราะห์การตอบสนองต่อขนาดของสัญญาณทางเข้าที่เป็นสัญญาณรูปไซน์ ขนาดของสมการ (2.23) มีค่าเป็น

$$T(s) = \frac{N(s)}{s^2 + s \frac{W_o}{Q} + W_o^2} \quad (2.24)$$

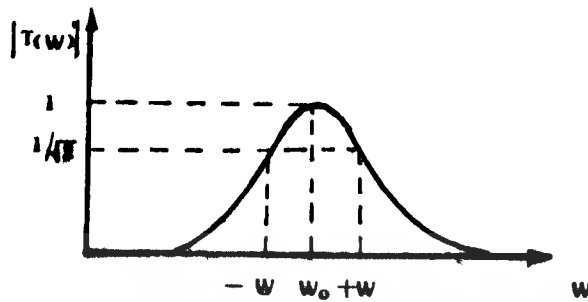
เมื่อแทนค่า $s = jw$ ในสมการ (2.24) จะได้

$$T(jw) = \frac{N(jw)}{\sqrt{(W_o^2 - W^2)^2 + \frac{(W_o W)^2}{Q^2}}} \quad (2.25)$$

จากสมการ (2.25) ถ้ากำหนดให้ซีโรมีค่าต่างจากโพลมาก ๆ และเทอมเศษ $N(jw)$ เป็นสมการของความถี่และค่าคงที่ คือ $K, K(jw), K(jw)^2$ หรือ $K(jw+W_o)^2$ การพิจารณาค่าสูงสุดของสมการ (2.25) จากความสัมพันธ์ของขนาดทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน $T(W)$ กับความถี่ W จะเห็นว่าขนาดของทรานสเฟอ์ฟังก์ชันจะมีค่ามากขึ้นตามค่าของ Q ถ้ากำหนดให้ Q มีค่ามากกว่า 10 จะทำให้ความถี่ W เข้าใกล้ W_o ซึ่งถือว่า W_o เป็นความถี่วิกฤตที่ทำให้ขนาดของทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน $|T(s)|$ มีค่าสูงสุด สำหรับความถี่ W ที่สูงกว่าและต่ำกว่า W_o ทั้งสองข้างที่ทำให้ขนาดของทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน $|T(s)|$ มีค่าเป็น $1/\sqrt{2}$ ของค่าสูงสุด ค่าความแตกต่างของความถี่ W ที่สูงกว่า W_o และความถี่ W ที่ต่ำกว่า W_o เรียกว่า -3 dB แบนวิด (-3 db band width)

ความสัมพันธ์ของ แบนวิด (BW) ความถี่ W_o และ Q เขียนได้เป็น

$$BW = \frac{W_o}{Q} \quad (2.26)$$



รูป 2.3 แสดงแบนวิดของทรานเฟอ์ฟังก์ชันที่เป็นอัตราส่วนของสมการกำลังสอง

2.3.3 เซนซิวิตีฟังก์ชันของความถี่ (Sensitivity function of frequency)

การสร้างวงจรกรองสัญญาณ จะพบปัญหาของค่าความถี่ของสัญญาณทางออก ผิดไปจากค่าที่ถูกกำหนดในการออกแบบ สาเหตุอาจจะเนื่องมาจากค่าของอุปกรณ์เปลี่ยนแปลงไป ซึ่งโดยปกติ วงจรจะให้ค่าความถี่ของสัญญาณทางออกที่ถูกต้องตามที่ต้องการ ออกแบบไว้ ดังนั้น เสถียรทางด้านความถี่ของวงจร จะแสดงให้เห็นทราบจากค่าเซนซิวิตีของความถี่ ซึ่งสัญลักษณ์ทั่วไปของเซนซิวิตี เขียนได้เป็น S_q^r อ่านว่า เซนซิวิตีของ r เมื่อเทียบกับค่าของอุปกรณ์ q และเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าของ q จะมีผลให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าของ r ด้วย จากความสัมพันธ์ของ r และ q จะเขียนสมการหาค่า เซนซิวิตีฟังก์ชัน ของ r เทียบกับ q ได้

เมื่อ $\frac{\Delta r}{r}$ คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟังก์ชันที่ทางออก

และ $\frac{\Delta q}{q}$ คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์ในวงจร

$$\text{ฉะนั้น } S_q^r = \lim_{\Delta q \rightarrow 0} \frac{\frac{\Delta r}{|r|}}{\frac{\Delta q}{q}} \quad (2.27)$$

$$S_q^r = \frac{q \cdot \frac{\partial r}{\partial q}}{r} \quad (2.28)$$

เมื่อ q มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ หรือ อนันต์

และ r มีค่าไม่เท่ากับศูนย์

กฎของการคำนวณหา เช่นชิติวิตี จากฟังก์ชันทั่ว ๆ ไปถ้ากำหนดให้ C และ N เป็นค่าคงที่ และ f, f_1, f_2 เป็นฟังก์ชันที่สามารถหาอนุพันธ์ได้ โดยเทียบกับ q

$$1. S_q^C = 0 \quad (2.29)$$

$$2. S_q^{Cq} = 1 \quad (2.30)$$

$$3. S_q^{(=f)} = N S_q^{cf} = N S_q^f \quad (2.31)$$

$$4. S_q^{r_1+r_2+\dots} = \frac{f_1 S_q^{r_1} + f_2 S_q^{r_2} + \dots}{f_1 + f_2 + \dots} \quad (2.32)$$

$$5. S_q^{r_1/r_2+\dots} = S_q^{r_1} + S_q^{r_2} + \dots \quad (2.33)$$

$$6. S_q^{r_1/r_2} = S_q^{r_1} - S_q^{r_2} \quad (2.34)$$

2.4 วงจรขยายสัญญาณ

วงจรขยายสัญญาณทั่วไป จะมีข้อจำกัดของช่วงความถี่ในการปฏิบัติงาน

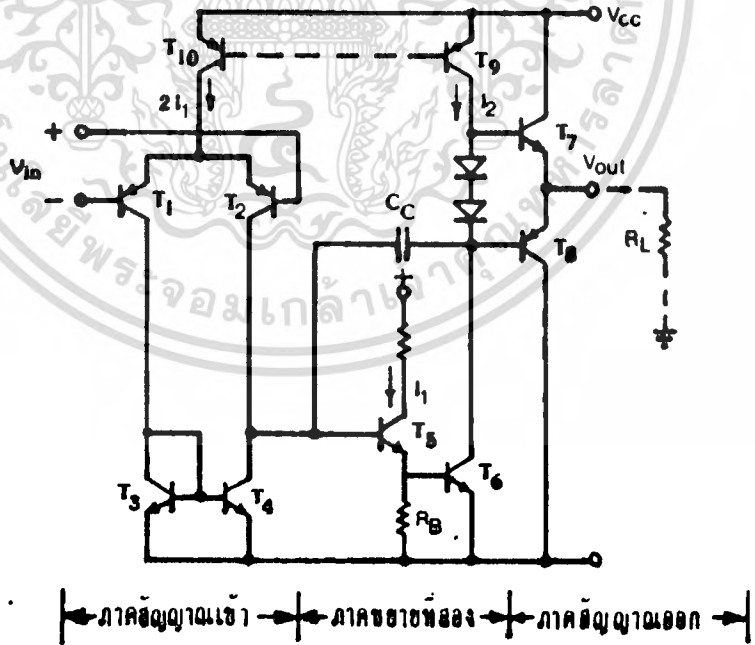
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เนื่องจากคุณสมบัติเฉพาะตัวของอุปกรณ์แอกทีฟเอง ที่มีช่วงความถี่ของอัตราขยายกำลัง (power gain band width) มีค่าจำกัด จึงเป็นผลให้วงจรขยายสัญญาณไม่สามารถขยายสัญญาณเมื่อความถี่สูงเกินช่วงความถี่ปฏิบัติงานได้ ดังนั้น การพิจารณาหาช่วงความถี่สูงสุดในการปฏิบัติงานของวงจรขยายสัญญาณ จะเป็นเหตุผลที่สนับสนุนการรักษาคุณสมบัติของวงจรบัฟเฟออร์ในช่วงความถี่ปฏิบัติงาน และยังเป็นเหตุผลสำหรับการเลือกใช้อุปกรณ์ที่เหมาะสม สำหรับการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่สูงอีกด้วย

2.4.1 เครื่องขยายสัญญาณโอเพอร์เรชันแนล

เครื่องขยายสัญญาณโอเพอร์เรชันแนลที่อยู่ในลักษณะของไอซี จะเรียกอย่อว่า ออปแอม (op amp) เป็นวงจรขยายสัญญาณที่นิยมใช้มากที่สุดในปัจจุบัน การที่จะนำออปแอมไปใช้งานเป็นบัฟเฟออร์ หรือ ทำหน้าที่ตามแรงดัน (Voltage follower) นั้น ควรทราบคุณสมบัติ การตอบสนองของออปแอมที่เกี่ยวกับอัตราขยาย แบบลูปเปิดต่อความถี่ของสัญญาณ

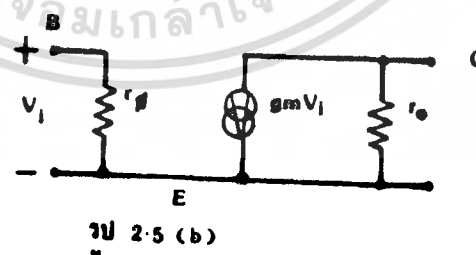
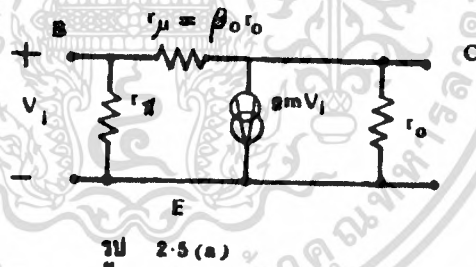


รูป 2.4 วงจรตัดเทียมนของออปแอมแบบ 741 และ LM 101 สำหรับใช้ในการศึกษาทฤษฎีของออปแอม

จากรูป 2.4 จะเห็นว่าวงจรออปแอมประกอบด้วยส่วนใหญ่ ๆ 3 ส่วน คือ ภาคลสัญญาณเข้า ภาคขยายสัญญาณที่สอง และภาคลสัญญาณออก

ภาคลสัญญาณเข้า มักจะใช้วงจรที่มีคุณสมบัติเป็นดิฟแอม ส่วนภาคขยายสัญญาณที่สอง จะทำหน้าที่ขยายระดับสัญญาณเพิ่มเติมเพื่อให้ค่าขยายสัญญาณแบบตรง (Open loop gain) ของออปแอมมีค่าสูงมากตามที่ต้องการ ทั้งนี้เพราะลำพังแต่ภาคลสัญญาณเข้าเพียงภาคเดียว จะได้ค่าขยายไม่สูงตามที่ต้องการ ส่วนภาคลสัญญาณออกจะทำหน้าที่ เป็นวงจรขยายกำลังสัญญาณ (Power Amplifier) เพื่อให้มีกำลังกระแสเพียงพอที่จะไปใช้กับโหลดได้ ซึ่งมีทรานซิสเตอร์ T_7 และ T_8 ทำหน้าที่เป็นทรานซิสเตอร์ กำลังสูงของวงจรขยายกำลัง แบบ AB (class AB)

ค่าขยายสัญญาณแบบตรง สำหรับสัญญาณค้ำตรงและสัญญาณความถี่ต่ำจะใช้วงจรตัดเทียมนของทรานซิสเตอร์ ดังรูป 2.5



รูป 2.5 ภาพวงจรตัดเทียมนของทรานซิสเตอร์ เมื่อสัญญาณความถี่ต่ำ โดยทั่วไปจะใช้วงจรตัดเทียมน (a) แทนวงจรตัดเทียมน (b)

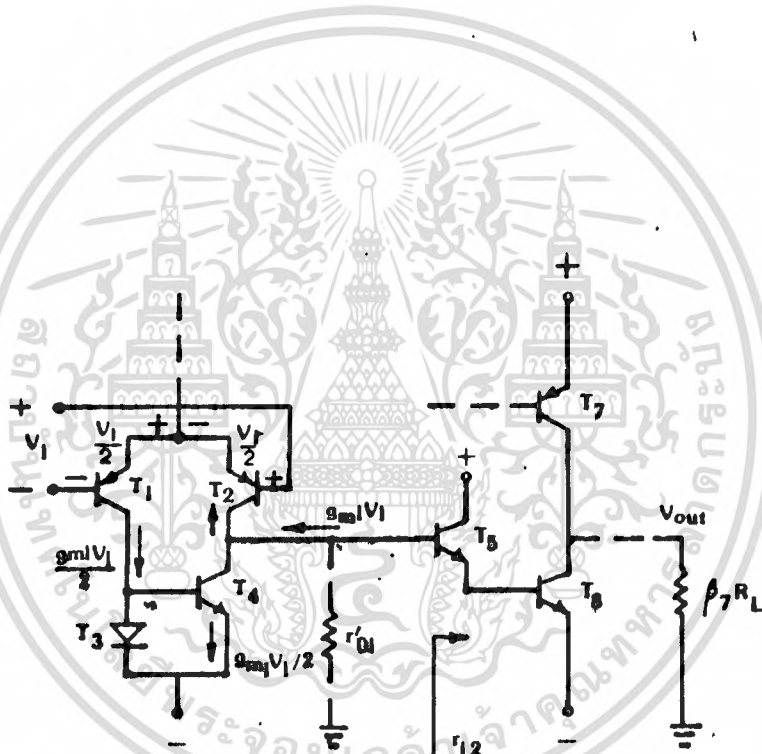
$$R_{\pi} = h_{r_{e_o}} r_e \quad (2.35)$$

$$r_e = \frac{KT}{q \cdot I_E} \quad (2.36)$$

$$g_m = \alpha_o / r_e \quad (2.37)$$

$$r_o \cong 80 / I_E \quad (\text{โมโนลิทริก PNP}) \quad (2.38)$$

เมื่อเขียนวงจรในรูป 2.4 ให้เป็นวงจรทดเทียบดังรูป 2.6



รูป 2.6 ภาพแสดงวงจรทดเทียบของภาพที่ 2.4 เพื่อใช้ในการคำนวณ
 หาค่าการขยายสัญญาณแบบตรงของออปแอม

$$r'_{o1} = r_{o2} // r_{o4} \quad r_{1,2} = \beta_5 (r_{e5} + \beta_6 r_{e6})$$

จะเห็นว่าสัญญาณค้ำกลศาสตร์ระดับต่ำที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์ T_1 และ T_2 จะเท่ากับ $V_1/2$ แต่มีทิศทางตรงข้ามกัน เมื่อ V_1 คือ สัญญาณเข้า ดังนั้นกระแสสัญญาณที่ออกจากขั้วคอลเลคเตอร์ของ T_1 จะมีค่าเท่ากับ $(g_m V_1/2)$ ซึ่งจะต้องเน้นในที่นี้ว่า กระแส $(g_m V_1/2)$ ไม่ใช่กระแสไบอัส แต่เป็นกระแสสัญญาณที่เกิดจากกระแสสัญญาณเข้า V_1 และ g_m เป็นทรานสคอนดักแตนซ์ของดีฟแอมภาคแรก ถ้ากระแสเบสของทรานซิสเตอร์มีค่าน้อยมาก กระแสดังกล่าวนี้จะไหลผ่านทรานซิสเตอร์ T_2 ด้วย ฉะนั้นกระแสที่ไหลออกจากอิมิตเตอร์ของ T_2 จะมีค่าเท่ากับ $(g_m V_1/2)$ ด้วย สำหรับทรานซิสเตอร์ T_2 มีแรงดันตกคร่อมที่เบสและอิมิตเตอร์อยู่กลับทางกับของ T_1 จะมีกระแสสัญญาณไหลเข้าขั้วคอลเลคเตอร์ของ T_2 เท่ากับ $(g_m V_1/2)$ ยังผลให้กระแสสัญญาณไหลออกขั้วเบสของทรานซิสเตอร์ T_2 เท่ากับ $(g_m V_1/2)$ จะเห็นว่า T_1 และ T_2 ทำหน้าที่เป็นแอกทีฟโหลด ให้กับ T_1 และ T_2 แล้วยังเปลี่ยนสัญญาณจากแบบสัญญาณวัตภาคแยกมาเป็นสัญญาณเดี่ยว (Single-ended mode) โดยระดับสัญญาณไม่ลดลงอีกด้วย เมื่อออปแอมจ่ายกำลังแก่โหลดอย่างเต็มที่ (full load) ค่าความต้านทานโหลด (R_L) จะมีค่าประมาณ $2k$ และ $h_{r_{e1}}$ ของทรานซิสเตอร์ T_1 และ T_2 จะตกไปจนมีค่าน้อยกว่า 50 ทั้งนี้เนื่องจากความหนาแน่นของกระแสอิมิตเตอร์มีค่ามาก ดังนั้น $h_{r_{e1}} \cdot R_L$ หรือ $h_{r_{e2}} \cdot R_L$ จึงมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับอิมพีแดนซ์จุดสัญญาณออกของ T_1 และ T_2 ดังนั้น จึงตัด T_1 และ T_2 ออกจากวงจรได้ แต่ผลของ T_1 ทำให้อิมพีแดนซ์จุดเข้าที่ขั้วเบสของทรานซิสเตอร์ T_2 ยังคงไว้เช่นเดิม

สัญญาณกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ T_1 หรือ T_2 จะเท่ากับ

$$g_m V_1 h_{r_{e1}} h_{r_{e2}} \quad (2.39)$$

และกระแสสัญญาณผ่านโหลดจะเท่ากับ

$$g_{m_1} V_{i_1} h_{f_{e5}} h_{f_{e6}} h_{f_{e7}} \quad \text{หรือ} \quad g_{m_2} V_{i_1} h_{f_{e5}} h_{f_{e6}} h_{f_{e8}} \quad (2.40)$$

ดังนั้นค่าที่ตกคร่อมโหลด จะเท่ากับ

$$V_o = g_{m_1} V_{i_1} h_{f_{e5}} h_{f_{e6}} h_{f_{e7}} R_L \quad (2.41)$$

$$\text{หรือ} \quad V_o = g_{m_2} V_{i_1} h_{f_{e5}} h_{f_{e6}} h_{f_{e8}} R_L \quad (2.42)$$

เมื่อนำผลของ r_{o1} และ r_{i2} ในภาพ 2.5 มาคิดด้วยจะเห็นได้ทันทีว่า กระแสที่ไหลผ่านเบสของทรานซิสเตอร์ T_E จริง ๆ จะมีค่าเท่ากับ

$$i_{b5} = \frac{g_{m_1} V_{i_1}}{1 + \frac{r_{i2}}{r_{o1}}} \quad (2.43)$$

ดังนั้นค่าขยายสัญญาณตรง เมื่อสัญญาณมีระดับและความถี่ต่ำมากจะเท่ากับ

$$A_v(o) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{m_1} h_{f_{e5}} h_{f_{e6}} h_{f_{e7}}}{1 + r_{i2}/r_{o1}} \quad (2.44)$$

เพราะว่า

$$r_{i2} = h_{f_{e5}} (r_{e5} + h_{f_{e6}} r_{e6}) \quad (2.45)$$

$$\text{และ} \quad r'_{o1} = r_{o4} // r_{o2} \quad (2.46)$$

จากสมการ (2.44) สามารถกำหนดให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

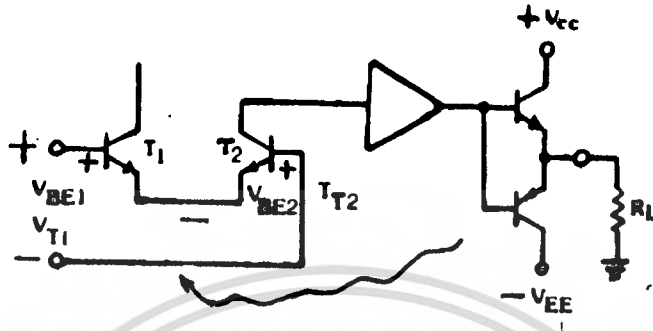
$$g_{m_1} = g_{m_2} \quad \text{และ} \quad h_{r_{e7}} = h_{r_{e8}} \quad (2.47)$$

และจะเห็นว่า $h_{r_{e7}} R_L$ มีค่าน้อยกว่า $r_{o8} // r_{o9}$ มาก

จะยกตัวอย่างออปแอม LM 101A ซึ่งมี $I_1 = 10$ ไมโครแอมป์, $I_2 = 300$ ไมโครแอมป์, $h_{r_{e8}}, h_{r_{e9}} = 150$ และ $h_{r_{e7}} = 50$ เมื่อความต้านทานโหลดเท่ากับ 2 กิโลโห์ม จะได้ค่าขยายเท่ากับ

$$A_v(o) = 625,000 \quad (2.48)$$

ค่าที่คำนวณได้นี้ จะใกล้เคียงกับผลจากการทดลองต่อ LM 101A ด้วย ทรานซิสเตอร์ที่เป็นตัว ๆ แต่สูงกว่าค่าขยายที่วัดได้จากการสร้าง LM 101A ที่อยู่ในลักษณะของไอซี ซึ่งความร้อนจะเกิดขึ้นในแผ่นสารกึ่งตัวนำในส่วนที่ทำหน้าที่เป็นทรานซิสเตอร์ขยายกำลัง จะมีอุณหภูมิสูงกว่าส่วนอื่น ๆ แต่เนื่องจากสารกึ่งตัวนำแบบซิลิกอน เป็นตัวนำความร้อนที่ดี และ ขนาดของออปแอมทั้งวงจรมบนแผ่นสารกึ่งตัวนำมีขนาดเล็กมาก ดังนั้น ความแตกต่างระหว่างอุณหภูมิที่จุดสัญญาณเข้าและจุดสัญญาณออก จะมีค่าน้อยกว่า 1 องศาเซลเซียส โดยที่จุดสัญญาณออกจะมีอุณหภูมิสูงกว่าเสมอ ดังนั้นจึงเกิดสัญญาณความร้อนป้อนกลับจากจุดสัญญาณออกมายังจุดสัญญาณเข้า ดังรูป 2.7



สัญญาณความร้อน

รูป 2.7 ภาพแสดงความร้อนป้อนกลับจากทรานซิสเตอร์กำลังสูงมายังภาควงจรขยายแรก

ตั้งนั้นทรานซิสเตอร์ของดีฟแอมป์ที่วงจรขยายภาคแรก จะมีอุณหภูมิไม่เท่ากัน ซึ่งทำให้ V_{BE} มีค่าไม่เท่ากันด้วย ดังนั้น ค่าออฟเซต ก็อาจจะมีค่าสูงขึ้นได้ ซึ่งคักตาออฟเซตนี้ จะแปรผันตรงตามกำลังที่สูญเสียไปในทรานซิสเตอร์กำลังสูง นอกจากนี้สัญญาณความร้อนป้อนกลับ อาจจะทำให้กำลังขยายแบบตรงของออปแอมพลิตลงไปได้ด้วย ซึ่งถ้าสมมติว่า อุณหภูมิของทรานซิสเตอร์ T_1 และ T_2 มีค่าเป็น T_{T1} และ T_{T2} ตามลำดับ

$$(T_{T2} - T_{T1}) \cong \pm K_T P_d \quad (2.49)$$

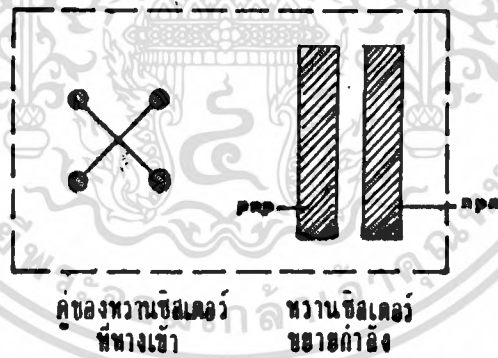
เมื่อ P_d คือ กำลังที่สูญเสียไปในทรานซิสเตอร์กำลังสูง และ K_T คือค่าคงที่ขึ้นอยู่กับชนิดของสารกึ่งตัวนำมีหน่วยเป็น $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ เครื่องหมายบวกและลบ แสดงว่า

อุณหภูมิ T_{T_2} อาจจะมีมากกว่าหรือน้อยกว่า T_{T_1} ก็ได้ ทั้งนี้เป็นเพราะเมื่อสัญญาณออกเปลี่ยนค่าจากบวกไปลบ ทรานซิสเตอร์ กำลังจะผลัดกันทำงาน ซึ่งทำให้อุณหภูมิสูงสลับกัน ถ้าสมมติให้คัทคา ออฟเซต ส่วนใหญ่เกิดจากดิฟแฟมของวงจรรภาคแรก สัญญาณที่เกิดจากความร้อนที่เข้าไปในดิฟแฟมเขียนได้

$$V_{T_1} = \pm (2 \times 10^3) K_T P_d \tag{2.50}$$

$$= \pm r_T P_d \tag{2.51}$$

เมื่อ $r_T = (2 \times 10^3) K_T$ โวลต์/วัตต์ ทั้งนี้เพราะ คัทคาที่ตกคร่อมเบส และ อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ จะเปลี่ยนตามอุณหภูมิด้วยค่าประมาณ -2 มิลลิโวลต์/องศาเซลเซียส สำหรับไอซี ที่ออกแบบดังรูป 2.8 และบรรจุอยู่ใน



รูป 2.8 ภาพแสดงด้านบนของสารกึ่งตัวนำที่มีวงจรรอบแอม A741 หรือ LM 101 บรรจุอยู่

ภาชนะแบบ TO-5 ค่า K_T ที่วัดได้มีค่าประมาณ 0.3 C/W กำลังความสูญเสียไป

ในทรานซิสเตอร์กำลังสูง ซึ่งจะมีผลทำให้ทรานซิสเตอร์ร้อนขึ้น พิจารณาจาก รูป 2.7 ซึ่งจะได้เท่ากับ

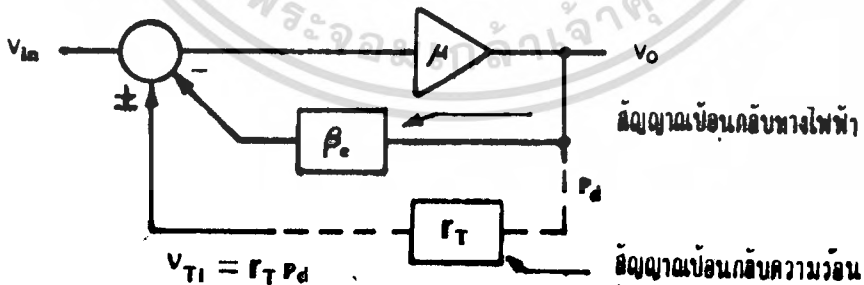
$$P_d = (V_o V_u - V_o^2) / R_L \quad (2.52)$$

ซึ่ง $V_u = +V_{EE}$ เมื่อ $V_o > 0$
 และ $V_u = -V_{EE}$ เมื่อ $V_o < 0$

เมื่อสัญญาณออกมีค่าเท่ากับ $0, V_{EE}$ หรือ $-V_{EE}$ กำลังสูญเสียไปในรูปความร้อน ในวงจรภาคสัญญาณออกจะเท่ากับศูนย์และความร้อนจะเกิดมากที่สุด เมื่อ

$$V_o = +\frac{V_{EE}}{2} \quad \text{และ} \quad -\frac{V_{EE}}{2} \quad (2.53)$$

การป้อนกลับของสัญญาณความร้อน และการป้อนกลับของสัญญาณไฟฟ้าซึ่งมีผลต่อ การขยาย และ วัฏภาค (phase) ของภาคสัญญาณแรกในรูป (2.7) สามารถเขียน วงจรภาค (Block - diagram) ในการพิจารณาได้ดังรูป 2.9



รูป 2.9 แสดงการคำนวณหาค่าขยายวงจรมิด (close loop gain) ซึ่งประกอบ สัญญาณป้อนกลับไฟฟ้าตรง และ สัญญาณป้อนกลับซึ่งเกิดจากความร้อน

แพลคเตอร์ของสัญญาณป้อนกลับความร้อน เขียนได้เป็น

$$\beta_T = \frac{\partial V_{T1}}{\partial V_o} = \frac{\pm r_T}{R_L} (V_{in} - 2V_o) \quad (2.54)$$

ดังนั้น ค่าขยายวงจรปิด ซึ่งรวมการป้อนกลับของสัญญาณไฟฟ้า และ สัญญาณความร้อนจะเขียนได้จาก รูป 2.9 เป็น

$$A_v(0) = \frac{\mu}{1 + \mu(\beta_o \pm \beta_T)} \quad (2.55)$$

เมื่อ μ คือค่าขยายแบบตรง (Open loop gain) เมื่อไม่มีสัญญาณป้อนกลับไฟฟ้าและความร้อน โดยทั่วไป ระดับสัญญาณป้อนกลับไฟฟ้ามักมากกว่าระดับสัญญาณป้อนกลับความร้อนมากนั่นคือ $\beta_o \gg \beta_T$ ดังนั้น ใน กรณีที่มีสัญญาณป้อนกลับไฟฟ้า ด้วยผลของสัญญาณป้อนกลับความร้อน จะมีค่าน้อยมาก สมการ (2.55) จึงเขียนได้

$$A_v(0) \approx 1/\beta_o \quad (2.56)$$

แต่ถ้า β_o มีค่าน้อยมาก หรือเท่ากับศูนย์ นั่นคือเมื่อไม่มีสัญญาณไฟฟ้าป้อนกลับเลย ผลของสัญญาณป้อนกลับความร้อนก็จะมีมาก เขียนสมการ (2.55) ได้

$$A_v(0) = \frac{\mu}{1 + \frac{\mu r_T (V_{in} - 2V_o)}{R_L}} \quad (2.57)$$

สัญญาณป้อนกลับจะมีค่ามากที่สุด เมื่อ V_o เท่ากับศูนย์หรือ V_{in} ดังนั้น ค่าขยายสูงสุด ที่จะนำเอาไปใช้ได้ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$A_v(0)_{max} = \frac{R_L}{r_T V_S} \quad (2.58)$$

กระแสผ่านโหลดสูงสุด จะเท่ากับ

$$I_{max} = V_{cc} / R_L \quad (2.59)$$

เมื่อ แทนค่าสมการ (2.58) ด้วยสมการ (2.59) ซึ่งจะเขียนได้เป็น

$$A_v(o)_{max} = \frac{1}{r_T I_{max}} \quad (2.60)$$

สำหรับออปแอมป์แบบไอซี ทั่ว ๆ ไป (A741 และ LM101) ค่า $K_T = 0.3$
องศาเซลเซียส/วัตต์ และ

$$r_T \approx (2 \times 10^{-3}) K_T \quad (2.61)$$

$$\approx 0.6 \text{ มิลลิโวลต์/วัตต์} \quad (2.62)$$

ถ้าให้ $V_{cc} = \pm 15$ โวลต์ ความต้านทานโหลดเท่ากับ 2 กิโลโอห์ม จะได้
 $I_{max} = 15 \text{ V} / 2\text{k} = 7.5$ มิลลิแอมป์ ดังนั้น สมการ (2.60) ค่าขยายสัญญาณ
สูงสุดที่จะใช้ได้จะเท่ากับ

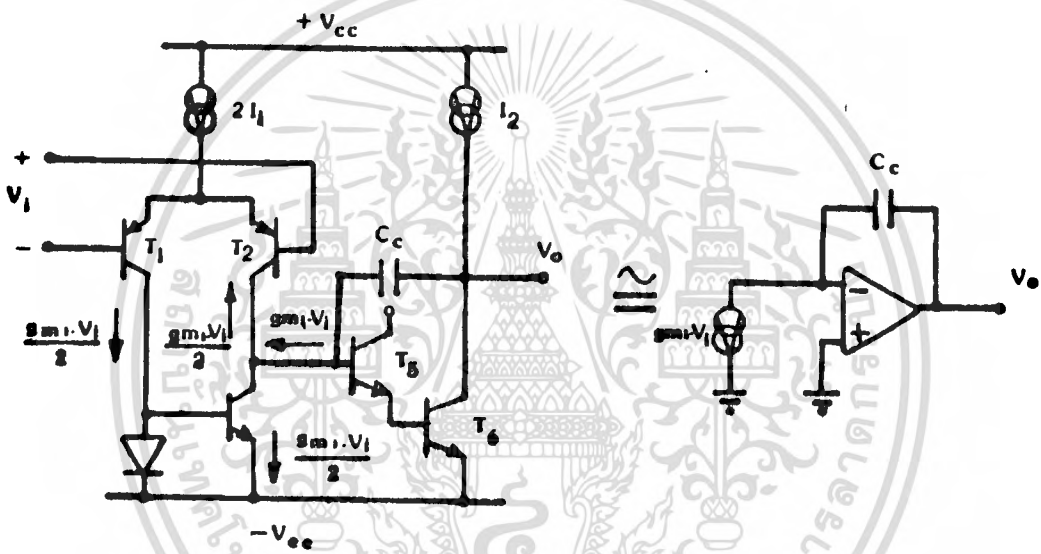
$$\begin{aligned} A_v(o)_{max} &\approx 1 / (0.6 \times 10^{-3}) (7.5 \times 10^{-3}) \\ &\approx 220,000 \end{aligned} \quad (2.63)$$

ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับสมการ (2.48) จะเห็นว่าค่าขยายเมื่อมีสัญญาณ
ความร้อนป้อนกลับจะมีค่าต่ำกว่ากรณีไม่มีสัญญาณความร้อนป้อนกลับ

เพื่อให้การป้อนกลับของสัญญาณความร้อนมีผลน้อยลง โหลดควรจะมีค่าสูงขึ้น

นอกจากนี้ผลของสัญญาณความถี่ย้อนกลับ จะมีค่ามากเฉพาะแต่ที่ความถี่ต่ำเท่านั้น เพราะค่าความนำไฟฟ้าของแผ่นสารกึ่งตัวนำ จะลดลง 6dB/octave ตั้งแต่ความถี่ 100 - 200 Hz ดังนั้น ถ้าสัญญาณมีความถี่ 500 Hz ขึ้นไป ผลของสัญญาณความถี่ย้อนกลับจะมีผลน้อยมาก

การคำนวณหาคุณสมบัติต่อความถี่ (frequency response) สำหรับสัญญาณระดับต่ำ ของออปแอมป์ในรูป 2.4 จะเขียนวงจรในการพิจารณาได้ดังรูป 2.10



รูป 2.10 ภาพตัดแปลงของวงจรออปแอมป์สำหรับหาคุณสมบัติต่อความถี่ระดับต่ำ

จะเห็นว่า ภาคแรกถูกเขียนแทนด้วยวงจรดิงกระแลซึ่งจะแปรเปลี่ยนตามระดับสัญญาณเข้า V_i ส่วนทรานซิสเตอร์ T_5 และ T_6 อาจจะเขียนแทนได้เป็นวงจรขยาย และตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_c ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวความจุชดเชย (Compensating Capacitor) ที่จะคอยกันไม่ให้ออปแอมป์ออสซิลเลท โดยจะต่อระหว่างจุดสัญญาณเข้าและออกของทรานซิสเตอร์ T_5 และ T_6 ดังนั้น ค่าขยายที่ความถี่สูง เขียนได้เป็น

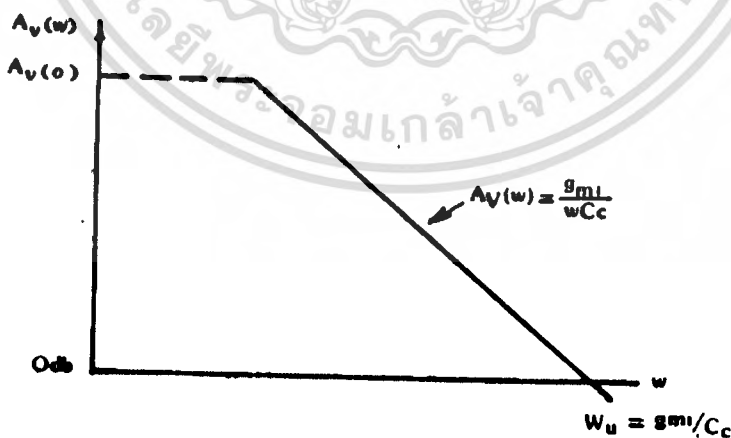
$$A_V(\omega) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{g_{m1}}{sC_c} = \frac{g_{m1}}{\omega C_c} \quad (2.64)$$

สมการ (2.64) จะใช้กับสัญญาณความถี่สูงขึ้นไป เมื่อความถี่ต่ำมาก ๆ ค่าขยายจะมีค่าเป็น $A_V(0)$ เมื่อความถี่สูงขึ้นไป ค่าขยายสัญญาณจะลดลง ดังรูป 2.11 จนกระทั่งค่าขยายแบบตรงมีค่าเป็นหนึ่ง

ค่าของความถี่ในขณะนี้เขียนได้

$$\omega_u = \frac{g_{m1}}{C_c} \quad (2.65)$$

สมการ (2.65) คือค่าของผลคูณระหว่างค่าขยายและช่วงความถี่ปฏิบัติงาน (Gain - bandwidth product) ในกรณีที่ออปแอมอยู่ในลักษณะวงจรมืด



รูป 2.11 แสดงคุณสมบัติต่อความถี่ของออปแอมเมื่อระดับสัญญาณมีค่าต่ำ

โดยทั่วไป จะเลือก C_c มีค่าสูง จนกระทั่งที่จุดที่วัตภาค (Phase) ของสัญญาณเมื่อผ่านออปแอมเท่ากับค่าขยายของออปแอม A741 และ LM101 มีค่าความจุไฟฟ้าชดเชย C_c มีค่าเท่ากับ 30 PF และ

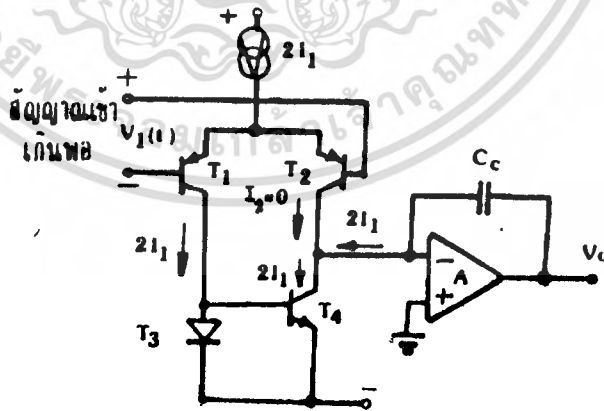
$$g_{m1} = \frac{I_1}{2} / \frac{KT}{q} = 0.192 \times 10^{-3} \quad (2.66)$$

แทนค่าสมการ (2.66) ในสมการ (2.65) ซึ่งเขียนได้

$$f_u = \frac{W_u}{2\pi} = \frac{g_{m1}}{2 C_c} = \frac{(0.192 \times 10^{-3})}{2\pi (30 \times 10^{-9})} = 1.02 \text{ MHz} \quad (2.67)$$

อัตราการสลับ (slew rate) ของออปแอม คืออัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันของสัญญาณทางออกต่อเวลา

ถ้ามีสัญญาณทางเข้าเป็นแบบสแคว (square wave) ที่มีระดับสูงเกินพอที่จะทำระดับสัญญาณออกมีค่าสูงสุด หรือ ต่ำสุดได้ จะสังเกตเห็นว่า สัญญาณออกจะไม่ขึ้นสู่ระดับสูงสุดทันที แต่จะเพิ่มขึ้นหรือสูงขึ้นด้วยอัตราคงที่ ซึ่งจะขึ้นอยู่กัลักษณะวงจรภายในของออปแอม รวมทั้งระดับกระแสและค่าความจุไฟฟ้าต่าง ๆ ในตัวออปแอมอีกด้วย ระดับสัญญาณเข้า จะทำให้สัญญาณออกเปลี่ยนระดับด้วยอัตราสูงสุดขึ้นอยู่กับชนิดของวงจรภาคแรก



รูป 2.12 ภาพแสดงส่วนสำคัญของออปแอมที่จะใช้ในการคำนวณอัตราสลับ หรือ อัตราการเปลี่ยนระดับสัญญาณออกสูงสุด

จากรูป 2.12 การกำหนด $I_2 \geq 2I_1$ ซึ่งการคำนวณมักจะเป็นจริงเสมอสำหรับ
 ออปแอมป์ที่ได้รับการออกแบบที่ถูกต้อง (ถ้า $I_2 < 2I_1$; อัตราสลับจะขึ้นอยู่กับ I_2 แทน
 I_1 ซึ่งจะมีผลให้ความเร็วในการทำงานลดลงด้วย)

จากรูป 2.12 สัญญาณเข้าเมื่อมีระดับสูงเกินพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์
 T_1 นำกระแสเต็มๆ ส่วนทรานซิสเตอร์ T_2 หยุดนำกระแส ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่าน
 ทรานซิสเตอร์ T_1 มีค่าเป็น $2I_1$ ส่วนกระแสผ่านทรานซิสเตอร์ T_2 มีค่าเป็นศูนย์
 กระแส $2I_1$ ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ T_2 ที่ต่ออยู่ในลักษณะของไดโอดจะบังคับให้
 กระแสอิมิตเตอร์ และคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ T_2 เท่ากับ $2I_1$ ดังนั้น
 กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_c จะเท่ากับ $2I_1$ ด้วย
 ดังนั้น อัตราสลับควรมีค่าเท่ากับ

$$\text{อัตราสลับ} = \left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{\max} = \frac{i_c(t)}{C_c} = \frac{2I_1}{C_c} \quad (2.68)$$

สำหรับออปแอมป์ 741 ค่า $I_1 = 10$ ไมโครแอมป์ และ $C_c = 30$ ไมโคร
 ฟาราด จะได้

$$\text{อัตราสลับ} = \frac{2 \times 10^{-5}}{30 \times 10^{-12}} = 0.67 \text{ V}/\mu\text{sec} \quad (2.69)$$

ซึ่งได้ผลตรงกับผลที่ได้จากการวัด

ถ้าแทนค่า C_c จากสมการ (2.65) ในสมการ (2.68) จะได้คุณสมบัติ
 ของออปแอมป์ต่อสัญญาณระดับสูงและระดับต่ำ ของสมการ (2.69) เขียนได้เป็น

$$\left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{\max} = 2W_u I_1 / g m_1 \quad (2.70)$$

โดยทั่วไป w_u จะถูกกำหนดด้วยเหตุผลทางด้านการสร้างตัวอนุกรมต่าง ๆ ในออปแอม เช่น ทรานซิสเตอร์ และความต้านทาน ดังนั้นเพื่อให้อัตราสุมิต่ำสูง เราจำเป็นต้องลดอัตรา g_{m_1}/I_1 สำหรับทรานซิสเตอร์ เราทราบว่า

$$g_{m_1} = I_1 / (K_T / q) \quad (2.71)$$

$$\text{ดังนั้น } \frac{g_{m_1}}{I_1} = \frac{q}{K_T} \quad (2.72)$$

แทนค่าสมการ (2.72) ในสมการ (2.70) จะได้

$$\frac{dV_o}{dt} \Big|_{\max} = \frac{2W_u (KT)}{q} \quad (2.73)$$

จะเห็นว่าอัตราสุมิต่ำจะเพิ่มขึ้นได้ก็ต่อเมื่อ w_u มีค่าสูงขึ้น

ช่วงความถี่ขยายกำลัง (Power bandwidth) ของออปแอมบี พิจารณาได้จากสัญญาณออกซึ่งจะเปลี่ยนความถี่จากระดับต่ำสุดมายังสูงสุด โดยที่ไม่เกิดการแปรรูปสัญญาณ (distortion) ถ้าสัญญาณออก อยู่ในรูปของสัญญาณไซน์ซึ่งอาจจะเขียนได้เป็น

$$V_o(t) = V_p \sin(Wt) \quad (2.74)$$

ดังนั้น อัตราการเปลี่ยนระดับสัญญาณออก จะเท่ากับ

$$\frac{dV_o}{dt} = W V_p \cos(Wt) \quad (2.75)$$

ซึ่งจะมีค่าสูงสุด เมื่อ $\text{Cos}(Wt) = 1$ จะได้

$$\frac{dV_o}{dt} \Big|_{\max} = W V_p \quad (2.76)$$

จากสมการ (2.76) จะเห็นว่าทางซ้ายมือเป็นค่าของอัตราการสลับของออปแอม ดังนั้น ความถี่สูงสุดที่จะใช้ได้โดยไม่มี การแปรสัญญาณ อันเนื่องมาจากอัตราสลับจะเท่ากับ

$$W_{\max} = \frac{1}{V_p} \frac{dV_o}{dt} \Big|_{\max} \quad (2.77)$$

ดังนั้น จึงเรียก W_{\max} ว่า ช่วงความถี่ขยายกำลัง (Power bandwidth) สำหรับออปแอม A741 และ LM 101 อัตราสลับ เท่ากับ 0.67 โวลต์/ไมโครวินาที ถ้าต้องการทราบความถี่สูงสุด ที่ทำงานได้โดยสัญญาณออกไม่แปรรูปสัญญาณออก ซึ่งมีขนาด 10 โวลต์ คือ

$$f_{\max} = \frac{W_{\max}}{2\pi} = 10.7 \text{ KH}_z \quad (2.78)$$

จะเห็นว่าออปแอมถูกจำกัดความถี่ขยายกำลัง โดย อัตราสลับ ซึ่งยังผลให้สัญญาณออกที่มีระดับสูงถูกจำกัดความถี่ในการทำงาน

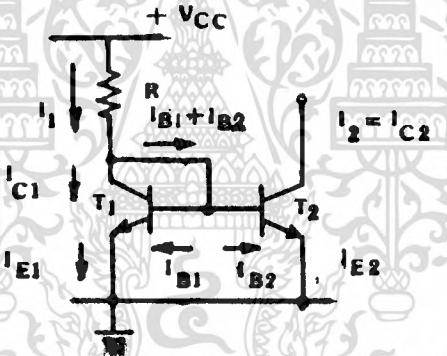
2.4.2 วงจรจ่ายกระแสคงตัว (Constant current source)

วงจรจ่ายกระแสคงตัว เป็นวงจรพื้นฐานในการออกแบบวงจรรวม (Integrated circuit) , ซึ่งการใช้วงจรจ่ายกระแสคงตัวจะประหยัดกว่าการใช้

ตัวต้านทาน [5]. วิธีการควบคุมกระแสโดยมิใช่การสะท้อนกระแส (current mirror) ซึ่งเป็นกระแสคงตัว ทางด้านทางเข้าให้กับกระแสของทางออกที่ผ่านโหลด และจากคุณสมบัติของรอยต่อ B - E (เบส - อิมิตเตอร์) ซึ่งเป็นพื้นที่หน้าตัดที่เท่ากันทุกประการของทรานซิสเตอร์ จึงเป็นผลให้กระแสทางเข้ามีค่าเท่ากับกระแสทางออก สำหรับวงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราส่วน 1:1

วงจรจ่ายกระแสคงตัวที่จะได้กล่าวถึงมี 3 ลักษณะคือ วงจรดึงกระแสคงตัวซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว , วงจรดึงกระแสคงตัวซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ 3 ตัว , และวงจรดึงกระแสคงตัวซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ 4 ตัว

วงจรดึงกระแสคงตัวซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว แสดงในรูป 2.13



รูป 2.13 วงจรดึงกระแสคงตัวซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว

ความสัมพันธ์ของ I_1 และ I_2 จะหาได้ดังนี้
เมื่อกำหนดให้ A เป็นพื้นที่ อิมิตเตอร์

$$\frac{I_{E1}}{I_{E2}} = \frac{A_1}{A_2} = n \quad (2.79)$$

เมื่อ I_1 และ I_2 เป็นกระแสเบสของ T_1 และ T_2

$$I_{E1} = I_{E1} - I_{B1} \quad (2.80)$$

$$I_{E2} = I_{E2} - I_{B2} \quad (2.81)$$

แทนค่า (2.80) และ (2.81) ใน (2.79) จะได้

$$\frac{I_{E1} + I_{B1}}{I_{E2} + I_{B2}} = \beta \quad (2.82)$$

จะเห็นชัดอีกว่า

$$I_1 = I_{E1} + I_{B1} + I_{B2} \quad (2.83)$$

$$I_2 = I_{E2} \quad (2.84)$$

แทนค่า I_{E1} และ I_{E2} ของสมการ (2.83) และ (2.84) ลงใน (2.82) จะได้

$$I_2 = \frac{A_2}{A_1} (I_1 - I_{B2}) - I_{B2} \quad (2.85)$$

เขียนต่อไปจะได้

$$I_2 = I_1 (A_2/A_1) / [1 + (1 + A_2/A_1)/h_{FE2}] \quad (2.86)$$

กรณีที่ $A_1 = A_2$

$$I_2 = I_1 / [1 + (1 + 2/h_{FE2})] \quad (2.87)$$

อาจเขียนได้เป็น

$$I_2 = I_1 [1 - 2/(2 + h_{FE2})] \quad (2.88)$$

การหาอิมพีแดนซ์ที่จุดทางออก จะได้จากการหาอัตราการเปลี่ยนแปลงของ คักตาต่อกระแสที่จุดสัญญาณออก ถ้ากระแสที่จุดสัญญาณออกมีค่าเป็น

$$\Delta I_{E1} = -\Delta I_2 \quad (2.89)$$

ผลเปลี่ยนแปลงของคักตาระหว่างเบส และ อิมิตเตอร์ของ T_2 จะเท่ากับ

$$\Delta V_{BE1} = \Delta V_{BE2} = r_{e1} \Delta I_{E1} \quad (2.90)$$

ผลเปลี่ยนแปลงของคักตาสัญญาณออกจะเท่ากับ

$$\Delta V_o = -g_{m2} (r_{e2} // R_L) \Delta V_{BE2} \quad (2.91)$$

แทนค่า (2.89) และ (2.90) ใน (2.91) จะได้

$$\Delta V_o = g_{m2} (r_{e2} // R_L) r_{e1} \Delta I_2 \quad (2.92)$$

แต่เนื่องจาก

$$g_{m2} = \frac{1}{r_{e2}} \cong \frac{1}{r_{e1}} \quad \text{ดังนั้นจะได้}$$

$$V_o \cong (r_{e2} // R_L) \Delta I_2 \quad (2.93)$$

ในกรณีที่ไม่นิยามค่า R_L การหาอิมพีแดนซ์จุดสัญญาณออกจะได้จาก

$$Z_o \cong r_{c=2} \quad (2.94)$$

การพิจารณาการทำงานของวงจรที่ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว เมื่อความถี่สูง จากที่เคยกำหนดให้ทรานซิสเตอร์สมพงค์กัน ดังนั้น จะมีผลให้

$$\Delta v_{BE} = 0 \quad (2.95)$$

และ
$$h_{FE1} = h_{FE2} = h_{FE} \quad (2.96)$$

h_{FE} ที่ใช้มาตั้งแต่ต้นจนถึงกรณีนี้ จะหมายถึงค่าขยายสัญญาณกระแสแบบ อิมิตเตอร์ร่วม สำหรับสัญญาณกระแสตรง ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างกระแสผ่านโหลดและกระแสเปรียบเทียบจะเขียนได้ตามสมการ (2.88) ถ้า กระแสทั้งสองมีสัญญาณกระแส สลับระดับต่ำปอยู่ด้วยจะเขียนได้ว่า

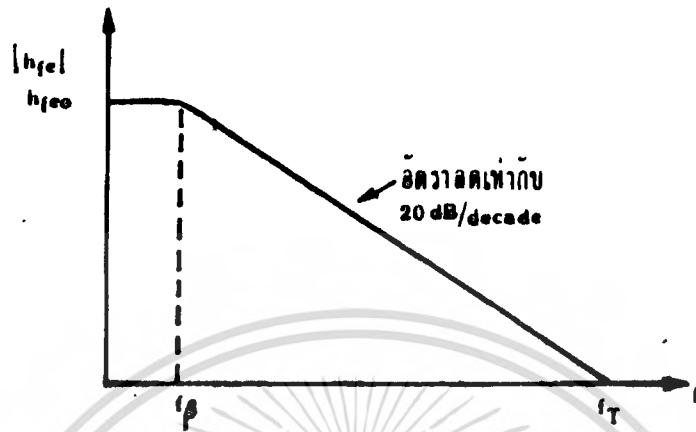
$$I_{1, total} = I_1 + i_1 \quad (2.97)$$

และ
$$I_{2, total} = I_2 + i_2 \quad (2.98)$$

ซึ่ง i_1 และ i_2 คือส่วนที่เป็นสัญญาณกระแสสลับระดับต่ำ ส่วนค่าขยาย สัญญาณกระแสแบบอิมิตเตอร์ร่วม ในกรณีสัญญาณกระแสสลับ จะเขียนด้วยสัญลักษณ์ h_{fe} ซึ่งโดยทั่วไป $h_{FE} \neq h_{fe}$ และเขียนสมการ h_{fe} ได้เป็น

$$h_{fe} = \frac{h_{f_{\infty}}}{(1 + j h_{f_{\infty}} f / f_T)} \quad (2.99)$$

ในกรณีที่ $h_{f_{\infty}}$ คือ h_{FE} ในกรณีที่มีความถี่ต่ำ และ f_T คือ ค่าความถี่ เมื่อ h_{FE} มีค่าเท่ากับหนึ่ง ดูกราฟรูป 2.14 ซึ่งแสดงภาพของสมการ (2.99)



รูป 2.14 แสดงกราฟของค่าขยายสัญญาณแบบอิมิตอร์ร่วม
สำหรับสัญญาณกระแสสลับและระดับต่ำ

จากสมการ (2.88) จะเขียนสมการของความสัมพันธ์ระหว่าง i_1 และ i_2 ได้

$$i_2 = i_1 [1 - 2/(h_{fco} + 2)] \quad (2.100)$$

เมื่อแทนค่า h_{fco} จากสมการ (2.99) ในสมการ (2.100) จะได้

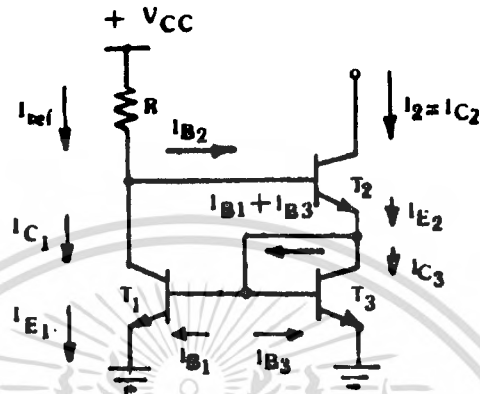
$$i_2 = i_1 / (1 + 2/h_{fco} + 2jf/f_T) \quad (2.101)$$

โดยทั่วไป h_{fco} จะมีค่ามากกว่า 2 มาก ดังนั้น สมการ (2.101) จึงมีค่าประมาณเป็น

$$i_2 \approx i_1 / (1 + j2f/f_T) \quad (2.102)$$

วงจรดึงกระแสคงตัวที่ใช้ทรานซิสเตอร์ 3 ตัว

ลักษณะวงจรดังรูป 2.15 ซึ่งเรียกได้อีกว่าวงจรดึงกระแสคงตัวแบบวิลสัน



รูป 2.15 วงจรดึงกระแสคงตัวแบบทรานซิสเตอร์สามตัว

วงจรดึงกระแสคงตัวแบบวิลสันนี้ มีคุณสมบัติพิเศษ คือ อิมพีแดนซ์ที่ทางออกมีค่าสูง การละทอนกระแสอ้างอิงให้กับกระแสทางออกทำได้ด้วยอัตราคงที่ โดยไม่ขึ้นกับ β_F และที่สำคัญ คือ ช่วงความถี่ในการปฏิบัติงานของวงจรดึงกระแสคงตัวแบบวิลสันมีค่าสูงกว่าของวงจรดึงกระแสคงตัวที่ใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว

พิจารณาการดึงกระแสผ่านโหลดของวงจรดึงกระแสคงตัวแบบวิลสัน โดยกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสามตัวสมพงค์กันทุกประการ ดังนั้นเราจะเขียนข้อกำหนดได้

$$V_{BE1} = V_{BE3} \quad (2.103)$$

$$h_{FE1} = h_{FE2} = h_{FE3} = h_{FE} \quad (2.104)$$

นอกจากนี้ทรานซิสเตอร์ทั้งสามตัวยังมีพื้นที่ของอิมิตอร์เท่ากันอีกด้วย ดังนั้นจากภาพ 2.15 จะเห็นว่า

$$I_{E1} = I_{E3} \quad (2.105)$$

เขียนให้อยู่ในเทอมของกระแสคอลเลคเตอร์และเบส ได้

$$I_{E1} + I_{B1} = I_{E3} + I_{B3} \quad (2.106)$$

แต่ $I_{E3} = I_{E2} - I_{B1} - I_{B3}$ (2.107)

เขียนต่อไปได้ $I_{E3} = (I_{E2} - I_{E1}/h_{FE}) / (1 + 1/h_{FE})$ (2.108)

แทนสมการ (2.106) ด้วยสมการ (2.108) จะได้

$$I_{E1} = I_{E2} [1 - 2/(2 + h_{FE})] \quad (2.109)$$

จากภาพ (2.15) จะเห็นว่า

$$I_{E2} = I_2 (1 + 1/h_{FE}) \quad (2.110)$$

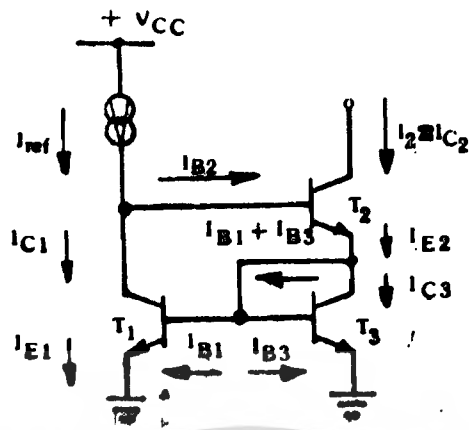
และ $I_{E1} = I_1 - I_2/h_{FE}$ (2.111)

แทนค่า (2.109) ด้วย (2.110) และ (2.111) จะได้

$$I_2 = I_1 [1 - 2/(h_{FE}^2 + 2h_{FE} + 2)] \quad (2.112)$$

การพิจารณาอิมพีแดนซ์ที่จุดทางออกของวงจรตึงกระแสคงตัวแบบวิลสัน มี
วิธีพิจารณา ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.16 ภาพแสดงวงจรตั้งกระแสคงตัวแบบทรานซิสเตอร์สามตัว

เมื่อสมมติให้ I_2 เปลี่ยนแปลงไปเท่ากับ ΔI_2 และเนื่องจาก กระแส
เปรียบเทียบมีค่าคงที่ ดังนั้นเราจะได้

$$\Delta I_{E1} + \Delta I_{B2} = 0 \tag{2.113}$$

จาก (2.109) ถ้า $\frac{2}{h_{FE} + 2} \approx 0$

จะได้ว่า $\Delta I_{E1} = \Delta I_{E2}$ (2.114)

แต่ $\Delta I_{E2} = \Delta I_2 + \Delta I_{B2}$ (2.115)

จาก (2.113), (2.114) และ (2.115) จะได้

$$\Delta I_{B2} = -\frac{1}{2} \Delta I_2 \tag{2.116}$$

ดังนั้น คัดดาสัญญาณเข้าของทรานซิสเตอร์ T_2 จะเท่ากับ

$$\Delta V_{E2} = r'_{be2} \Delta I_2 = - \frac{r_{e2} h_{FE2}}{2} \Delta I_2 \quad (2.117)$$

และการเปลี่ยนแปลงของคัตดาสัญญาณออกโดยไม่คิดโหลด จะได้

$$\Delta V_o = -g m_2 r_{ce2} \Delta V_{E2} \quad (2.118)$$

จาก (2.117) และ (2.118) จะได้อิมพีแดนซ์ที่จุดสัญญาณออกเป็น

$$Z_o = \frac{1}{2} h_{FE2} r_{ce2} \quad (2.119)$$

ถ้าพิจารณาการทำงานวงจรคาสเคดแบบทรานซิสเตอร์สามตัว เมื่อความถี่สูง จากความสัมพันธ์ของ I_2 และ I_1 จากสมการ (2.112) จะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง i_1 และ i_2 ได้

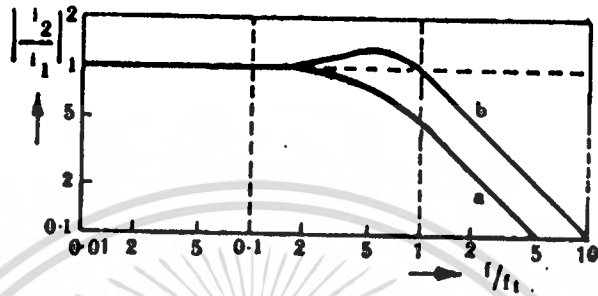
$$i_2 = i_1 [1 - 2 / (h_{FE}^2 + 2h_{FE} + 2)] \quad (2.120)$$

ถ้า $h_{FE} \gg 1$ และเมื่อแทนค่า h_{FE} ในสมการ (2.120) ด้วยสมการ (2.99) จะได้

$$i_2 = i_1 [1 - 2 / (h_{FE}^2 + 2h_{FE} + 2)] \times \dots \times \left[\frac{1 + 2jf / r_T}{1 + 2jf / r_T + 2(jf / r_T)^2} \right] \quad (2.121)$$

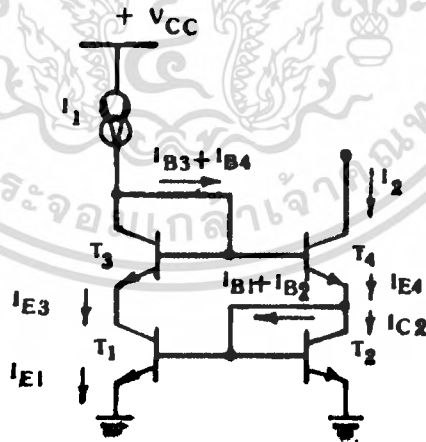
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 2.17 แสดงกราฟของสมการ (2.102) และ (2.121) จะเห็นได้ว่า วงจรดึงกระแสแสดงตัวแบบทรานซิสเตอร์สามตัว มีช่วงความถี่ปฏิบัติงานสูงกว่าแบบวงจรทรานซิสเตอร์สองตัวมาก



รูป 2.17 กราฟแสดงสมการ (2.102) และ (2.121) แสดงช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรดึงกระแสแสดงตัวแบบทรานซิสเตอร์สองตัว (a) และสามตัว (b)

วงจรดึงกระแสแสดงตัวแบบใช้ทรานซิสเตอร์ 4 ตัว



รูป 2.18 วงจรดึงกระแสแสดงตัวแบบใช้ทรานซิสเตอร์ 4 ตัว

จากรูป 2.18 จะเห็นว่า วงจรดึงกระแสแสดงตัวแบบใช้ทรานซิสเตอร์ 4 ตัว

* จากรูป 2.18 จะเห็นว่า วงจรดึงกระแสคงตัวแบบใช้ทรานซิสเตอร์ 4 ตัว จะรักษาการสะท้อนกระแสของกระแส I_2 และ I_1 ให้มีค่าเท่ากันเสมอ ซึ่งจะพิจารณาการทำงานของวงจรได้ดังนี้

จากรูป 2.18 เมื่อ ทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงค์กันทุกประการ สมการ (2.85) จะใช้พิจารณาการดึงกระแสสำหรับวงจรดึงกระแสแบบใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว คือ

$$I_2 = \frac{A_2}{A_1} (I_1 - I_{B_1}) - I_{B_2} \quad (2.122)$$

เมื่อ $A_1 = A_2 = A_3 = A_4$ และ $h_{FE1} = h_{FE2} = h_{FE3} = h_{FE4} = h_{FE}$ และ รูป (2.18) จะพิจารณาได้เป็น

$$I_2 = I_1 - I_{B_3} - I_{B_4} \quad (2.123)$$

และ

$$I_{E3} = I_{E4} - I_{B_1} - I_{B_2} \quad (2.124)$$

จากรูป 2.18 จะเห็นว่า

$$I_{E3} = I_{C3} + I_{B_3} \quad (2.125)$$

และ

$$I_{C3} = I_1 - I_{B_3} - I_{B_4} \quad (2.126)$$

แทนค่า (2.126) ใน (2.125) จะได้

$$I_{E3} = I_1 - I_{B4} \quad (2.127)$$

เมื่อ

$$I_{E4} = I_2 + I_{B4} \quad (2.128)$$

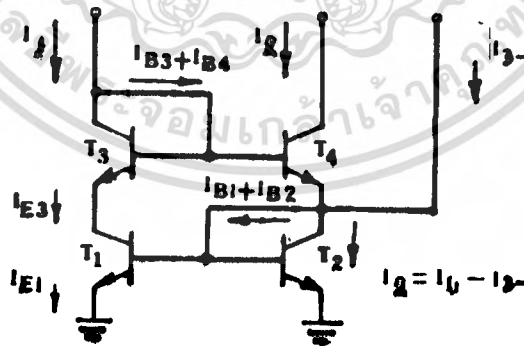
แทนค่า (2.128) ในสมการ (2.124) และถ้า

$$I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = I_B \quad \text{จะได้} \\ I_{E3} = I_2 + I_B \quad (2.129)$$

เมื่อสมการ (2.127) เท่ากับสมการ (2.129) จะได้

$$I_1 = I_2 \quad (2.130)$$

จะเห็นว่ารูป 2.18 เป็นวงจรแบ่งกระแสที่มีคุณภาพสูง ดังนั้นถ้ามีกระแสไหลออกสู่ภายนอก ดังรูป 2.19 ก็สามารถพิจารณาถึงผลต่างของกระแสได้



รูป 2.19 วงจร ตามผลต่างกระแส (differential current follower)

เมื่อ $I_{E1} = I_{C1} + I_{B1}$ (2.13)

แต่ $I_{E3} = I_{C1}$ จะได้ $I_{E1} = I_{E3} + I_{B1}$ (2.132)

เขียนต่อไปจะได้ $I_{E1} = I_{C3} + I_{B3} + I_{B1}$ (2.133)

จากรูป 2.19 จะเห็นว่า $I_{C3} = I_1 - I_{B3} - I_{B4}$
แทนค่า สมการ (2.133) ด้วย I_{C3} จะได้

$$I_{E1} = I_1 \quad (2.134)$$

ส่วน $I_{E2} = I_{C2} + I_{B2}$ (2.135)

แต่ $I_{C2} = I_{E4} - I_{B1} - I_{B2} + I_{B-}$ (2.136)

$$I_{E4} = I_2 + I_{B4} \quad (2.137)$$

แทนค่า (2.137) ใน (2.136) จะได้

$$I_{C2} = I_2 - I_{B4} + I_{B-} \quad (2.138)$$

แทน (2.138) ใน (2.135) จะได้

$$I_{E2} = I_2 + I_{B-} \quad (2.139)$$

จากข้อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์สมพงษ์กัน จึงสรุปได้ว่า

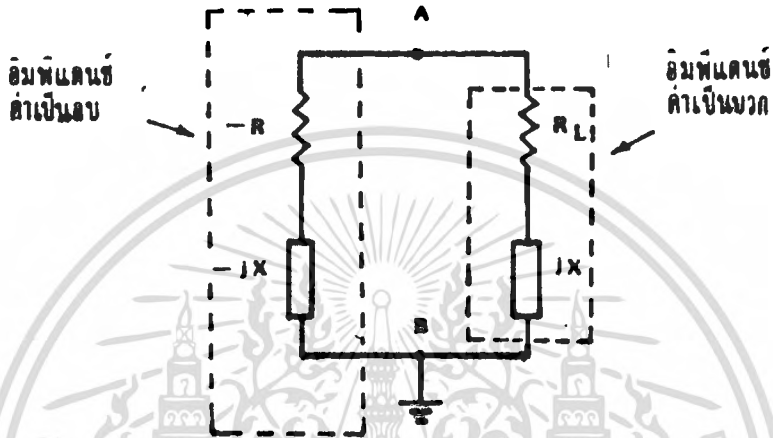
$$I_{E1} = I_{E2}$$

นั่นคือ $I_2 = I_1 - I_{B-}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 ออสซิลเลเตอร์ที่เกิดจากผลของ L C ในอุดมคติ

การออสซิลเลทที่เกิดขึ้นจาก L C ในอุดมคติ วิจารณ์ได้โดยใช้ส่วนประกอบวงจรที่เทียบของออสซิลเลเตอร์ ดังรูป 2.20



รูป 2.20 วงจรที่เทียบของออสซิลเลเตอร์ที่เกิดจาก L C ในอุดมคติ

การวิจารณ์อิมพีแดนซ์ ที่ทางเข้าของ ทูพอร์ตเน็ตเวิร์ค (Two port Network) ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ค่าเป็นลบโดย ส่วนประกอบของอิมพีแดนซ์ลบ คือ

$$-Z = -R - jX \quad (2.140)$$

วิจารณ์อิมพีแดนซ์ที่มีค่าเป็นบวกมาเป็นโหลด ซึ่งมีส่วนประกอบคือ

$$Z_L = R_L + jX_L \quad (2.141)$$

เมื่อนำอิมพีแดนซ์ในสมการ (2.140) และ (2.141) มาต่อขนานกัน ถ้าเกิดการกระตุ้นให้เกิดการไหลของกระแส เป็นผลให้มีการถ่ายเทพลังงานของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำขึ้น ซึ่งการถ่ายเทพลังงานจะดำเนินไปอย่างต่อเนื่อง ดังนั้นการออสซิลเลทสามารถพิจารณาได้โดยมีเงื่อนไขที่จุดวิกฤต คือ ผลรวมของความต้านทานในรูป 2.20 มีค่าเป็นศูนย์

นั่นคือ
$$-R + R_L = 0 \quad (2.142)$$

และ
$$-jX + jX_L = 0 \quad (2.143)$$

จะเห็นว่า สมการ (2.142) จะใช้สำหรับกำหนดค่าขยายของสัญญาณ ส่วนสมการ (2.143) จะใช้สำหรับการกำหนดความถี่ในการออสซิลเลท

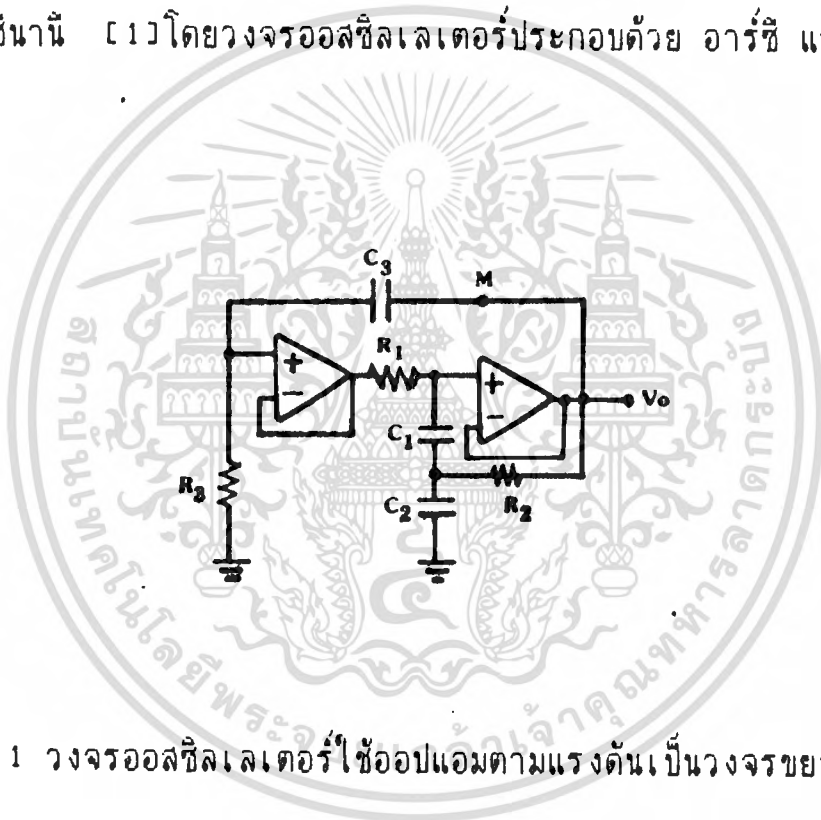
บทที่ 3

การวิเคราะห์วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ใช้ออปแอมตามแรงดัน

3.1 การวิเคราะห์วงจรรอสซิลเลเตอร์โดยสมการชาร์แรคเตอร์ริสติก

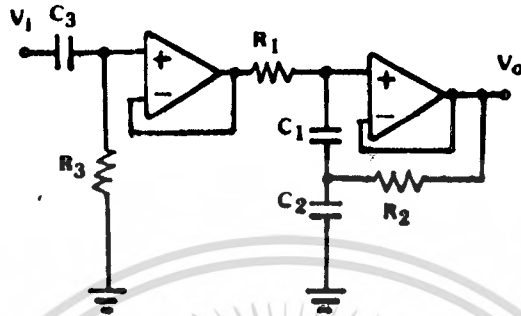
การหาข้อกำหนดของการอสซิลเลทในสภาวะเสถียร (Steady state).

จากสมการ (2.1) (2.2) และ (2.3) นั้น จะใช้วิเคราะห์วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่เสนอโดย ชีนาบี [1] โดยวงจรรอสซิลเลเตอร์ประกอบด้วย อาร์ซี และ ออปแอมป์ ดังรูป 3.1



รูป 3.1 วงจรรอสซิลเลเตอร์ใช้ออปแอมตามแรงดันเป็นวงจรรขยายสัญญาณ

จากรูป 3.1 จะเห็นว่าออปแอมทั้งสองทำหน้าที่ตามแรงดัน ดังนั้นอัตราการขยายแรงดันจึงมีค่าเป็นหนึ่ง เมื่อต้องการหาทรานสเฟอ์ฟังก์ชันทำได้โดยเปิดวงจรถูกที่จุด M ซึ่งสามารถเขียนวงจรถูกได้ดังรูป 3.2



รูป 3.2 แสดงการเปิดวงจรรูป 3.1 เพื่อหาทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของวงจร

ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของวงจร รูป 3.2 เขียนได้

$$T(S) = \frac{SC_3 R_3 [SR_2 (C_1 + C_2) + 1]}{(SC_3 R_3 + 1) [S^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + SR_2 (C_1 + C_2) + 1]} \quad (3.1)$$

ในกรณีที่วงจรออสซิลเลทในสภาวะเสถียร (Steady state) อัตราส่วนของแรงดันมีค่าเป็นหนึ่งดังนั้นสมการ (3.1) จะเขียนตามสมการ (2.1) ได้

$$T(S) = 1 \quad (3.2)$$

หรือ $1 - T(S) = 0 \quad (3.3)$

สมการ (3.3) เป็นสมการกำหนดการออสซิลเลท เมื่อแทนค่า $T(S)$ ในสมการ (3.3) จะได้

$$1 - \frac{SC_3R_3[SR_2(C_1+C_2)+1]}{(SC_3R_3+1)[S^2R_1R_2C_1C_2+SR_2(C_1+C_2)+1]} = 0 \quad (3.4)$$

เขียนต่อจะได้

$$S^3C_1C_2C_3R_1R_2R_3 + S^2C_1C_2R_1R_2 + SR_2(C_1+C_2)+1 = 0 \quad (3.5)$$

สมการ (3.5) เป็นจำนวนเชิงซ้อน (complex number) ซึ่งประกอบด้วยจำนวนจริง (Real number) และจำนวนจินตภาพ (Imajinary number) ถ้าแทนค่าของ S เท่ากับ jw แล้ว ข้อกำหนดให้สมการ (3.5) เป็นจริงเมื่อจำนวนจริงเป็นศูนย์ และจำนวนจินตภาพเป็นศูนย์จากข้อกำหนดเมื่อจำนวนจริงเป็นศูนย์นั้นจะได้

$$S^2C_1C_2R_1R_2 + 1 = 0 \quad (3.6)$$

เมื่อแทนค่า $S = jw$ จะเขียนต่อได้

$$w^2 = \frac{1}{R_1R_2C_1C_2} \quad (3.7)$$

และเมื่อ กำหนดให้จำนวนจินตภาพเป็นศูนย์จะได้

$$S^3C_1C_2C_3R_1R_2R_3 + SR_2(C_1+C_2) = 0 \quad (3.8)$$

เมื่อแทนค่า $S = jw$ จะได้

$$w^2 = \frac{(C_1+C_2)}{R_1R_3C_1C_2C_3} \quad (3.9)$$

เมื่อแทนค่า สมการ (3.7) ในสมการ (3.9) จะได้

$$R_3 C_3 = R_2 (C_1 + C_2) \quad (3.10)$$

จะเห็นว่า สมการ (3.7) และสมการ (3.10) เป็นสมการกำหนดความถี่ และสมการกำหนดเงื่อนไขของวงจรรอสซิลเลเตอร์ ในรูป (3.1)

3.2 การพิจารณาเซนต์ิวิตีของวงจรรอสซิลเลเตอร์ด้านความถี่

วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ใช้อุปแอมตามแรงดันในรูป 3.1 นั้น จะพิจารณาค่าเซนต์ิวิตีของความถี่ (ω_0) เทียบกับการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์ในวงจรได้จากสมการ (2.28) เมื่อกำหนดให้ r คือความถี่ (ω_0) และ α คือตัวต้านทาน (R) หรือตัวเก็บประจุ (C) จากสมการ (3.7) พิสูจน์ได้ว่า

$$S_{\omega_0}^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (3.11)$$

ดังนั้นค่าเซนต์ิวิตีของความถี่เทียบกับการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์ในวงจร จะมีค่าเป็น

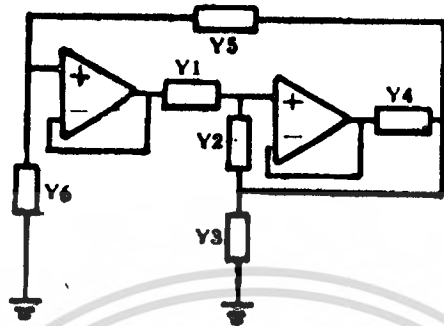
$$S_{R_1}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (3.12)$$

$$S_{R_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (3.13)$$

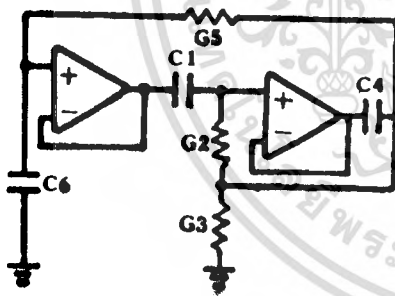
$$S_{C_1}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (3.14)$$

และ

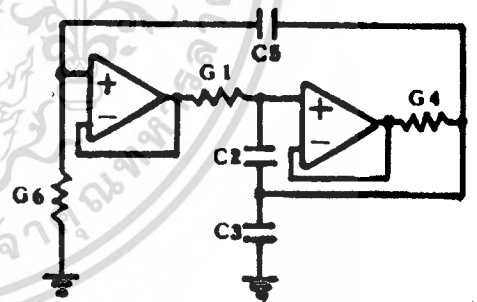
$$S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (3.15)$$



รูป 3.3 ลักษณะการประกอบแอดมิตแตนซ์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ แบบที่ 1

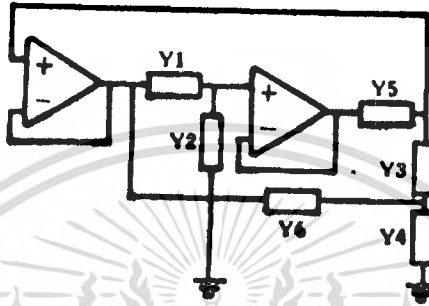


รูป 3.3a แสดงตำแหน่งตัวนำ และตัวเก็บประจุกรณีที่ 1

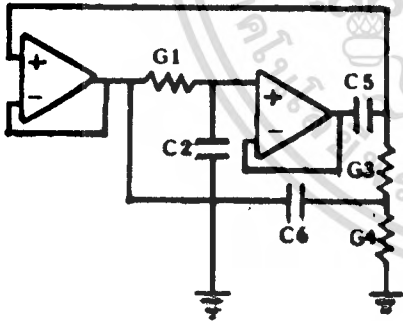


รูป 3.3b แสดงตำแหน่งตัวนำ และตัวเก็บประจุกรณีที่ 2

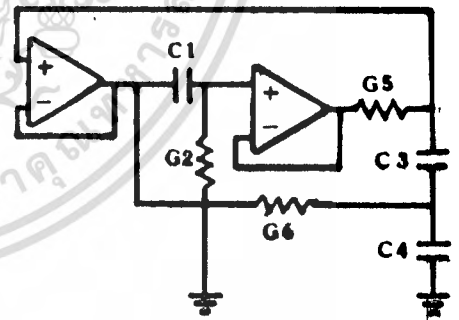
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



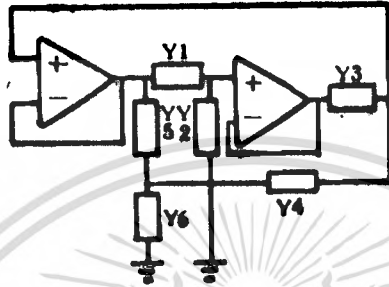
รูป 3.4 ลักษณะการประกอบแอดมิตแตนซ์ในวงจรออสซิลเลเตอร์แบบที่ 2



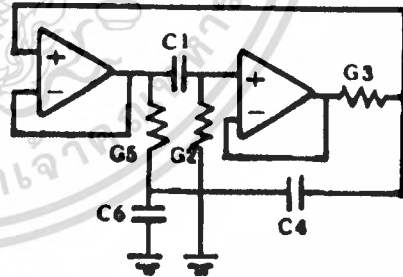
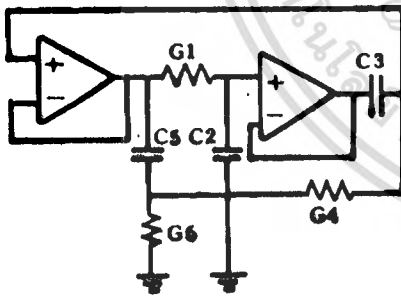
รูป 3.4a แสดงตำแหน่งตัวนำ และตัวเก็บประจุกรณีที่ 1



รูป 3.4b แสดงตำแหน่งตัวนำ และตัวเก็บประจุกรณีที่ 2



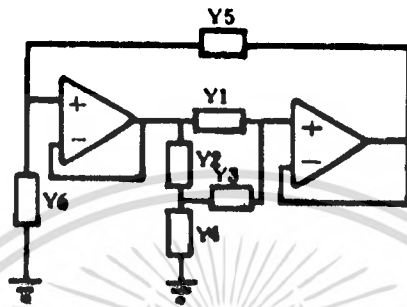
รูป 3.5 ลักษณะการประกอบแอดมิตแตนซ์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ แบบที่ 3



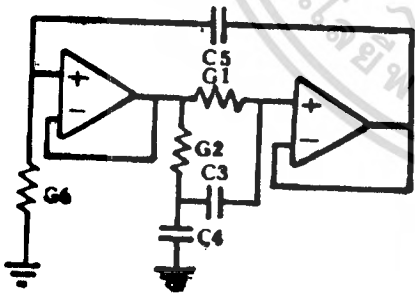
รูป 3.5a แสดงตำแหน่งตัวนำ

รูป 3.5b แสดงตำแหน่ง ตัวนำ

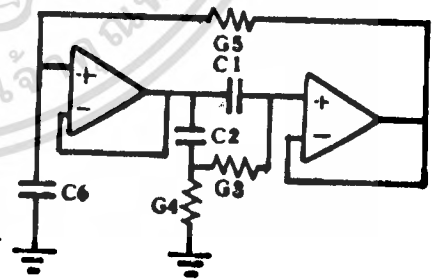
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.6 ลักษณะการประกอบแอดมิตแตนซ์ในวงจรออลซีลเลเตอร์แบบที่ 4

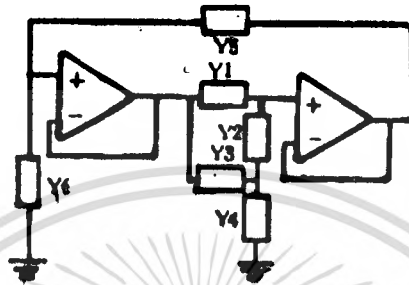


รูป 3.6a แสดงตำแหน่ง ตัวนำ และตัวเก็บประจุ กรณีที่ 1

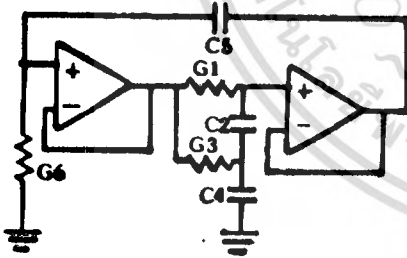


รูป 3.6b แสดงตำแหน่ง ตัวนำ และตัวเก็บประจุ กรณีที่ 2

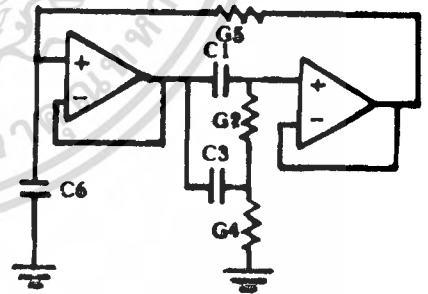
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.7 ลักษณะการประกอบแอดมิตแตนซ์ในวงจรออสซิลเลเตอร์แบบที่ 5



รูป 3.7a แสดงตำแหน่ง ตัวนำ และตัวเก็บประจุ กรณีที่ 1



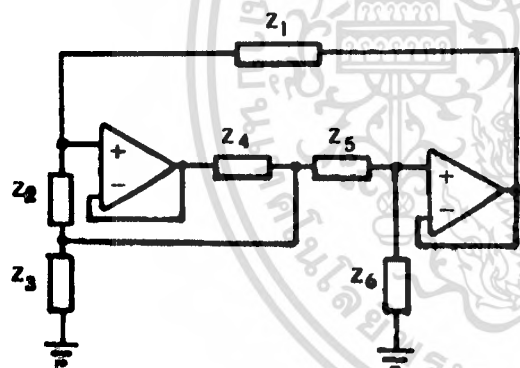
รูป 3.7b แสดงตำแหน่ง ตัวนำ และตัวเก็บประจุกรณี ที่ 2

ตาราง 3.1

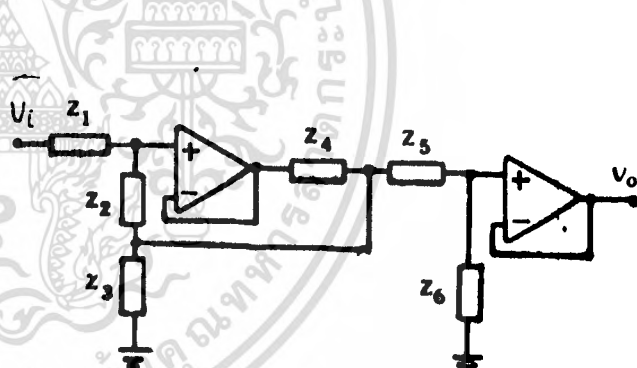
วงจร	ความถี่ พ ²	เงื่อนไขการออสซิลเลชัน	เงื่อนไขลิมิตของ 10 วงจรออสซิลเลชันที่ต่อเนื่องกัน
3.3a	$\frac{G_2 G_3 G_5}{(G_1 G_3 G_5) C_1 C_6}$	$G_1 G_3 G_5 G_4 - (G_1 G_3 G_5 G_6) [C_1 C_3 G_5 + G_2 (G_3 C_6 + G_5 C_6)]$	$S_{G_1}^{LH} - S_{G_2}^{LH} - \frac{1}{2} S_{G_3}^{LH} - \frac{1}{2} S_{G_4}^{LH} - \frac{1}{2} S_{G_5}^{LH} - \frac{1}{2} S_{G_6}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_1}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_2}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_3}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_4}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_5}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_6}^{LH}$
3.3b	$\frac{G_1 G_6 (C_2 C_3 C_5)}{C_2 C_3 C_5}$	$C_2 C_3 C_5 G_4 - (C_2 C_3 C_5 G_6) [G_1 C_3 C_5 + C_2 (G_3 G_6 + G_5 G_6)]$	$S_{G_1}^{LH} - S_{G_2}^{LH} - \frac{1}{2} S_{G_3}^{LH} - \frac{1}{2} S_{G_4}^{LH} - \frac{1}{2} S_{G_5}^{LH} - \frac{1}{2} S_{G_6}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_1}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_2}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_3}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_4}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_5}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_6}^{LH}$
3.4a	$\frac{G_1 G_4}{C_2 C_6}$	$G_1 G_4 G_5 - C_2 G_3 G_4 + G_1 G_5 C_6$	$S_{G_1}^{LH} - S_{G_2}^{LH} - S_{G_3}^{LH} - S_{G_4}^{LH} - S_{G_5}^{LH} - S_{G_6}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_1}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_2}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_3}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_4}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_5}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_6}^{LH}$
3.4b	$\frac{G_2 G_6}{C_1 C_4}$	$C_1 C_4 G_5 - G_1 C_3 C_4 + C_1 C_5 G_6$	$S_{G_1}^{LH} - S_{G_2}^{LH} - S_{G_3}^{LH} - S_{G_4}^{LH} - S_{G_5}^{LH} - S_{G_6}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_1}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_2}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_3}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_4}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_5}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_6}^{LH}$
3.5a	$\frac{G_4 G_6}{C_3 C_5}$	$G_1 C_3 C_5 - C_2 C_3 G_4 + C_2 C_5 G_6$	$S_{G_1}^{LH} - S_{G_2}^{LH} - S_{G_3}^{LH} - S_{G_4}^{LH} - S_{G_5}^{LH} - S_{G_6}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_1}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_2}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_3}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_4}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_5}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_6}^{LH}$
3.5b	$\frac{G_3 G_5}{G_4 C_6}$	$C_1 C_3 G_5 - G_1 C_3 G_4 + G_2 C_5 G_6$	$S_{G_1}^{LH} - S_{G_2}^{LH} - S_{G_3}^{LH} - S_{G_4}^{LH} - S_{G_5}^{LH} - S_{G_6}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_1}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_2}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_3}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_4}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_5}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_6}^{LH}$
3.6a	$\frac{G_1 G_2}{C_3 C_4}$	$G_1 G_2 C_5 - C_6 (G_1 C_3 + G_2 C_4 + G_3 C_5)$	$S_{G_1}^{LH} - S_{G_2}^{LH} - S_{G_3}^{LH} - S_{G_4}^{LH} - S_{G_5}^{LH} - S_{G_6}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_1}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_2}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_3}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_4}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_5}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_6}^{LH}$
3.6b	$\frac{G_3 G_4}{C_1 C_2}$	$C_1 C_2 G_5 - C_6 (C_1 G_3 + C_2 G_4 + C_3 G_5)$	$S_{G_1}^{LH} - S_{G_2}^{LH} - S_{G_3}^{LH} - S_{G_4}^{LH} - S_{G_5}^{LH} - S_{G_6}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_1}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_2}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_3}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_4}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_5}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_6}^{LH}$
3.7a	$\frac{G_1 G_3}{C_2 C_4}$	$G_1 C_3 C_5 - G_6 (G_1 C_2 + G_3 C_4 + G_5 C_5)$	$S_{G_1}^{LH} - S_{G_2}^{LH} - S_{G_3}^{LH} - S_{G_4}^{LH} - S_{G_5}^{LH} - S_{G_6}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_1}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_2}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_3}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_4}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_5}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_6}^{LH}$
3.7b	$\frac{G_2 G_4}{C_1 C_3}$	$C_1 C_3 G_5 - C_6 (C_1 G_2 + C_3 G_4 + C_5 G_5)$	$S_{G_1}^{LH} - S_{G_2}^{LH} - S_{G_3}^{LH} - S_{G_4}^{LH} - S_{G_5}^{LH} - S_{G_6}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_1}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_2}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_3}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_4}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_5}^{LH} - \frac{1}{2} S_{C_6}^{LH}$

3.4 สรุปลักษณะการประกอบวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้ง 10 แบบ

จากลักษณะการประกอบของวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้ง 10 แบบ ที่ได้เสนอ โดย อภิมา แอตติ และอัครมา อุมุด [2] พอดีสรุปลักษณะการประกอบวงจรที่อยู่รูปของ อิมพีแดนซ์ได้ 3 แบบ และแต่ละแบบของวงจร สร้างวงจรจริงได้ 2 กรณี ดังนั้นลักษณะการประกอบวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้โอปแอมตามแรงดันที่ไม่ซ้ำกันนั้นจึงมีเพียง 6 กรณี ดังรูป 3.8 ถึงรูป 3.10b ตาราง 3.2 เป็น สรุปลักษณะการกำหนดการออสซิลเลทของวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้ง 6 กรณี และเปรียบเทียบกับสมการกำหนดการออสซิลเลทจากตาราง 3.1 สำหรับวิธีการวิเคราะห์ห้วงจรออสซิลเลเตอร์ของรูป 3.8 ถึง 3.10b ดูได้ในภาคผนวก



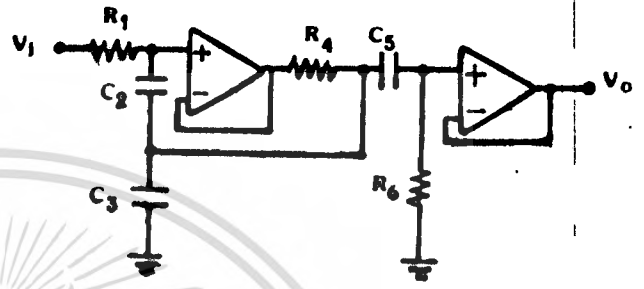
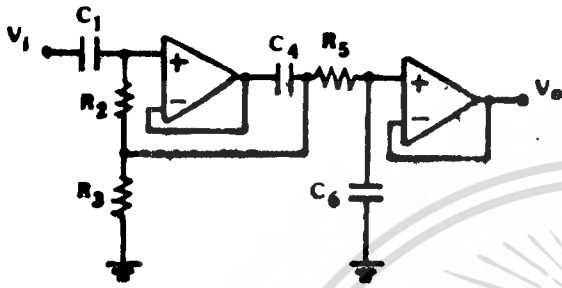
รูป 3.8 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบที่ 1



รูป 3.8a ภาพแสดงการเปิดวงจร รูป 3.8

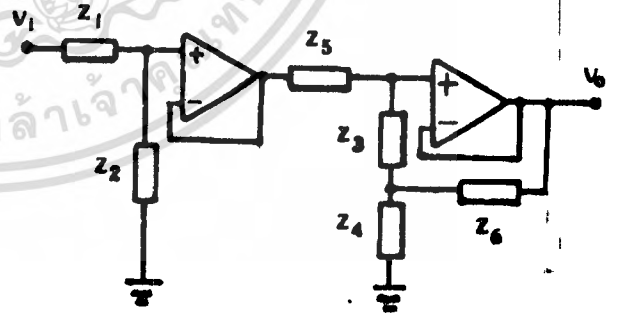
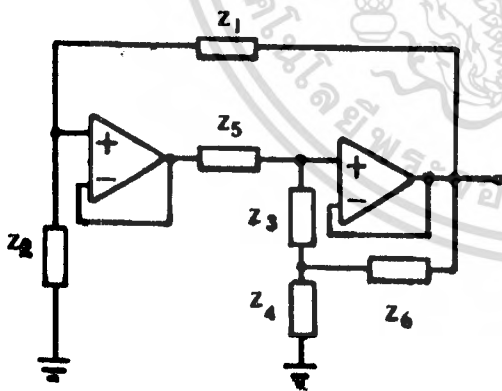
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_2 Z_3 Z_6 + Z_3 Z_4 Z_6}{Z_4 (Z_1 + Z_2) (Z_3 + Z_5 + Z_6) + Z_3 (Z_2 + Z_4) (Z_5 + Z_6)} \quad (3.21)$$

เมื่อแทน Z ด้วย R หรือ C จะได้วงจรเป็น



รูป 3.8b แสดงตำแหน่งตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุกรณีที่ 1

รูป 3.8c แสดงตำแหน่งตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุกรณีที่ 2



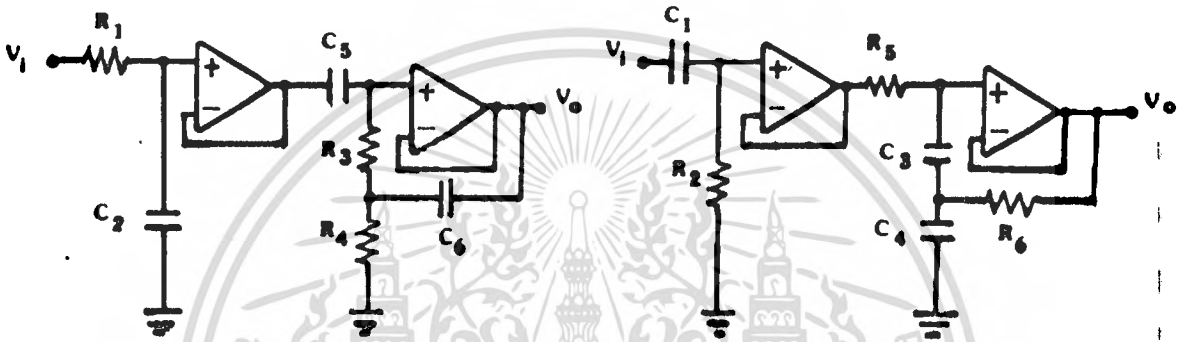
รูป 3.9 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบที่ 2

รูป 3.9a ภาพแสดงการ เปิดวงจรรูป 3.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

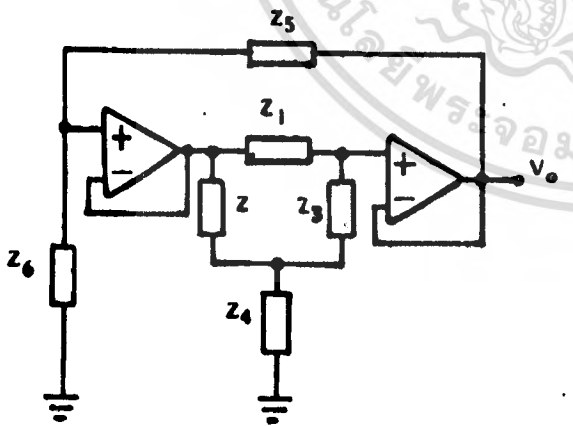
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_3 Z_4 + Z_2 Z_6 + Z_4 Z_6}{[Z_3 Z_4 + Z_6 (Z_3 + Z_4 + Z_6)]} \cdot \frac{Z_2}{(Z_1 + Z_2)} \quad (3.22)$$

เมื่อแทน Z ด้วย R หรือ C จะได้วงจรเป็น

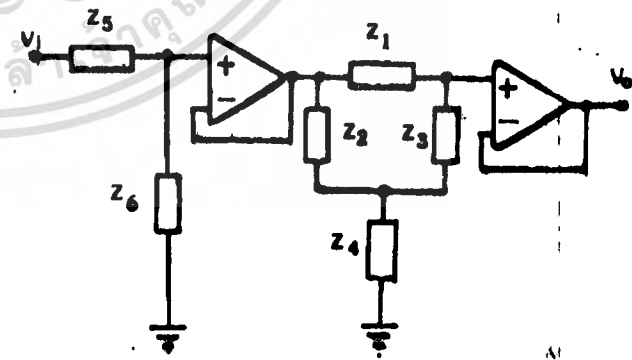


รูป 3.9b แสดงตำแหน่งตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุ กรณีที่ 1

รูป 3.9c แสดงตำแหน่งตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุ กรณีที่ 2



รูป 3.10 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบที่ 3

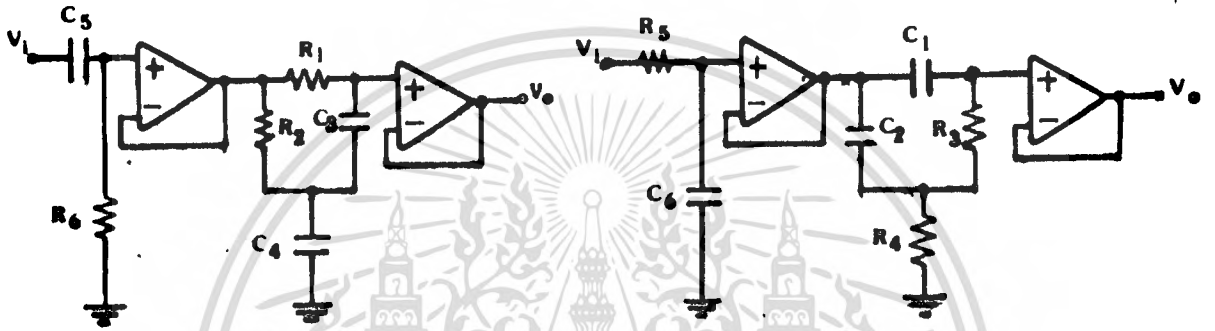


รูป 3.10a ภาพแสดงการเปิด วงจรรูปที่ 3.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_2(Z_3+Z_4)+Z_4(Z_1+Z_3)}{[(Z_1+Z_3)(Z_2+Z_4)+Z_2Z_4]} \cdot \frac{Z_e}{(Z_3+Z_e)} \quad (3.23)$$

เมื่อแทน Z ด้วย R และ C จะได้วงจรเป็น



รูป 3.10b แสดงตำแหน่งตัวต้านทาน
และตัวเก็บประจุ ากรณีที่ 1

รูป 3.10c แสดงตำแหน่งตัวต้านทาน
และตัวเก็บประจุ ากรณีที่ 2

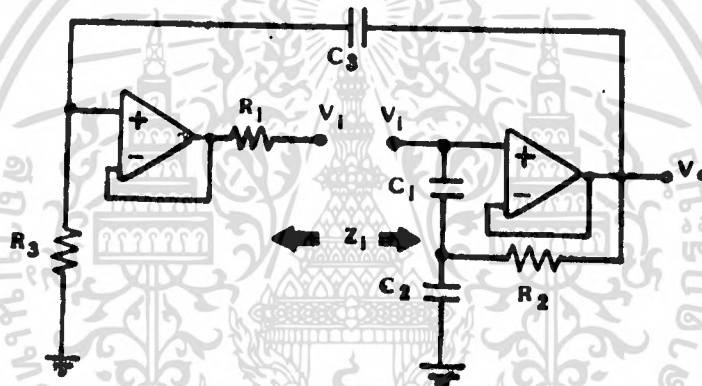
การวิเคราะห์โดยอิมิตเตอร์		การวิเคราะห์โดยนอคมิตเตอร์			
รูป	ความถี่ $\omega^2 =$	เงื่อนไขการออกซิเลชัน	รูป	ความถี่ $\omega^2 =$	เงื่อนไขการออกซิเลชัน
3.8c	$\frac{C_2 + C_5 + C_6}{R_1 C_2 C_3 C_4 R_6}$	$R_1 R_6 C_2 C_3 C_4 = R_4 (C_2 + C_3 + C_4) (R_1 C_2 (C_3 + C_4) + C_3 C_4 R_4)$	3.3a	$\frac{g_2 g_3 C_4}{(g_2 + g_3 + g_4) C_1 C_6}$	$g_2 g_3 C_4 = (g_2 + g_3 + g_4) (C_1 g_2 g_3 + g_4 (g_2 C_4 + g_3 C_4))$
3.8b	$\frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3 + R_2 R_4 + R_3 R_6}$	$C_4 [R_2 R_3 R_4 = R_1 C_1 (C_2 + C_3) (R_2 + R_3) + R_2 R_3 + R_2 R_4 + R_3 R_6]$	3.3b	$\frac{g_1 g_2 (C_2 + C_3 + C_4)}{C_2 C_3 C_4}$	$C_2 C_3 C_4 g_4 = (C_2 + C_3 + C_4) (g_1 C_2 C_3 + C_2 (g_2 g_3 + C_3 g_3))$
3.9b	$\frac{1}{R_3 R_4 C_5 C_6}$	$R_3 R_4 C_5 = R_1 C_2 (R_3 + R_4)$	3.5a	$\frac{g_4 g_5}{C_3 C_6}$	$g_1 C_3 C_6 = C_3 C_4 g_4 + C_2 C_4 g_5$
3.9c	$\frac{1}{C_2 C_4 R_5 R_6}$	$C_1 R_2 = R_6 (C_2 + C_4)$	3.5b	$\frac{g_2 g_3}{C_4 C_6}$	$C_1 g_2 g_3 = g_2 g_3 C_4 + g_2 g_3 C_6$
3.10a	$\frac{1}{C_1 C_2 R_3 R_4}$	$C_1 C_2 R_3 R_4 = R_5 R_6 (C_1 R_3 + C_1 R_4 + C_2 R_3)$	3.6a	$\frac{g_1 g_2}{C_3 C_4}$	$g_1 g_2 C_4 = g_2 (g_1 C_3 + g_1 C_4 + g_2 C_3)$
3.10b	$\frac{1}{R_1 R_2 C_3 C_4}$	$C_5 R_6 = R_1 C_3 + R_2 C_4 + R_2 C_4$	3.6b	$\frac{g_3 g_4}{C_1 C_2}$	$C_1 C_2 g_3 = C_2 (C_1 g_3 + C_1 g_4 + C_2 g_3)$

บทที่ 4

การสังเคราะห์ห้วงจรออสซิลเลเตอร์วงจรมือใหม่

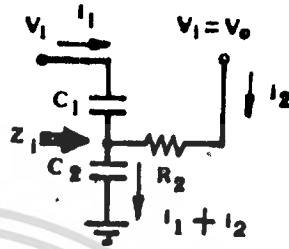
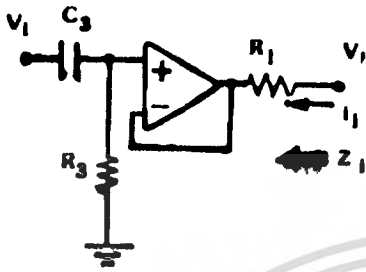
4.1 วิเคราะห์ห้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่เกิดจากผลของวงจรถ L C ในอุดมคติ

จากวงจรถออสซิลเลเตอร์ที่ใช้โอปแอมตามแรงดันในรูป 3.1 สามารถวิเคราะห์ห้วงจรเพื่อหาสมการกำหนดการออสซิลเลทโดยพิจารณาให้เป็นวงจรถัดเทียมดังรูป 2.20 เมื่อเปิดดวงจรรูป 3.1 จะได้วงจรถที่ใช้พิจารณาอิมพีแดนทางเข้าดังรูป 4.1



รูป 4.1 นิยามอิมพีแดนซ์ที่จุดทางเข้า

จากรูป 4.1 เมื่อแยกวงจรถออกเป็น 2 ส่วน ดังรูป 4.2a และรูป 4.2b จะเห็นว่า ศักตาของจุดแยกวงจรถทุกจุดมีค่าเท่ากัน



รูป 4.2 a

รูป 4.2b

รูป 4.2 การแยกวงจร รูป 4.1 ออกเป็น 2 ส่วน

การพิจารณาอิมพีแดนซ์ที่ทางเข้า (Z_i) ของรูป 4.2a และ 4.2b ทำได้ดังนี้
จากรูป 4.2a

$$Z_i = \frac{V_1}{i_1} \tag{4.1}$$

แรงดันทางเข้าคือ $V_1 = i_1 R_1 + \frac{R_3}{R_3 + 1/SC_3} \cdot V_1$ (4.2)

$$\frac{V_1}{i_1} = R_1 + SC_3 R_1 R_3 \tag{4.3}$$

ดังนั้น $Z_i = R_1 + SC_3 R_1 R_3$ (4.4)

จากรูป 4.2b

$$z_1 = \frac{V_1}{i_1} \quad (4.5)$$

เพราะว่าศักดาทางเข้าของออปแอมมีค่าเท่ากัน ดังนั้น

$$\frac{i_1}{sC_1} = i_2 R_2 \quad (4.6)$$

แรงดันทางเข้าคือ

$$V_1 = \frac{i_1}{sC_1} + \frac{(i_1 + i_2)}{sC_2} \quad (4.7)$$

แทนค่า i_2 จากสมการ (4.6) ในสมการ (4.7) จะได้

$$\frac{V_1}{i_1} = \left[\frac{1}{s} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{1}{s^2 C_1 C_2 R_2} \right] \quad (4.8)$$

ดังนั้น

$$z_1 = \left[\frac{1}{s} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{1}{s^2 C_1 C_2 R_2} \right] \quad (4.9)$$

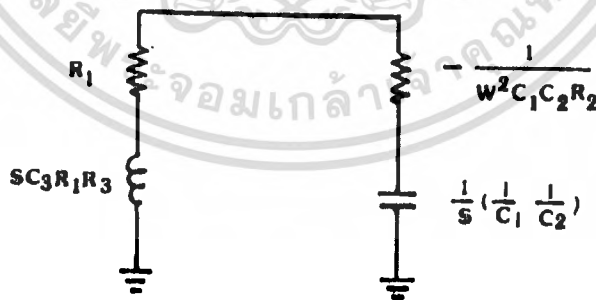
จากสมการ (4.4) และสมการ (4.9) เป็นค่าอิมพีแดนซ์ทางเข้าของรูป 4.2a และรูป 4.2b ตามลำดับ เมื่อแทนค่า $s = j\omega$ ในสมการ (4.4) และ สมการ (4.9) จะพบว่าสมการทั้งสองจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ ซึ่งสมการ 4.4 จะมีค่าอิมพีแดนซ์เป็นบวก คือ

$$Z_1 = R_1 + j\omega R_1 R_3 C_3 \quad (4.10)$$

และสมการ (4.9) มีค่าอิมพีแดนซ์เป็นลบ คือ

$$Z_1 = \frac{-j}{\omega} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) - \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2 R_2} \quad (4.11)$$

จากสมการ (4.11) เทอม $\left(-\frac{1}{\omega^2 C_1 C_2 R_2} \right)$ คือค่าความต้านทานลบซึ่งขึ้นอยู่กับความถี่ (ω) จากสมการ (4.10) และสมการ (4.11) สามารถเขียนเป็นวงจรเทียบตามรูป 2.20



รูป 4.3 วงจรเทียบของวงจรออสซิลเลเตอร์ รูป 3.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การพิจารณาสมการกำหนดการออสซิลเลท ทำได้โดยพิจารณา ความถี่วิกฤตของรูป 4.3 ซึ่ง ที่ความถี่วิกฤตนี้ ค่าอิมพีแดนในสมการ (4.10) และ สมการ (4.11) จะมีค่าเท่ากัน ดังนั้นถ้ากำหนดให้ขนาดของอิมพีแดนซ์ที่เป็นส่วนจริงมีค่าเท่ากันจะเขียนได้เป็น

$$R_1 = \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2 R_2} \quad (4.12)$$

จะได้

$$\omega^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (4.13)$$

และที่ความถี่วิกฤตนี้ ขนาดของอิมพีแดนซ์ที่เป็นจำนวนจินตภาพจะมีค่าเท่ากันด้วย นั่นคือ

$$j\omega R_1 R_2 C_3 = \frac{j}{\omega} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \quad (4.14)$$

$$\omega^2 = \frac{(C_1 + C_2)}{R_1 R_2 C_1 C_2 C_3} \quad (4.15)$$

เมื่อแทนค่า ω^2 จากสมการ (4.13) ในสมการ (4.15) จะได้

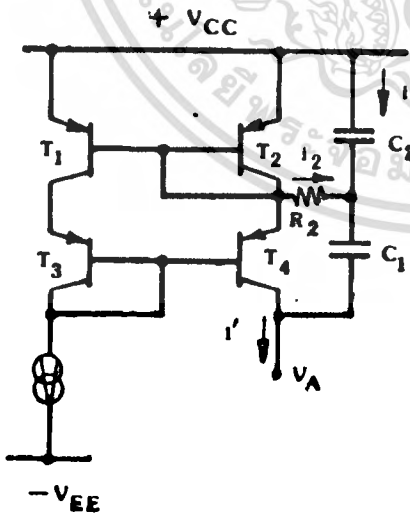
$$R_2 C_3 = R_1 (C_1 + C_2) \quad (4.16)$$

จากสมการ (4.13) เป็นสมการกำหนดความถี่ของการออสซิลเลท และสมการ (4.16) เป็นสมการกำหนดเงื่อนไขการเริ่มออสซิลเลท รูป 3.1

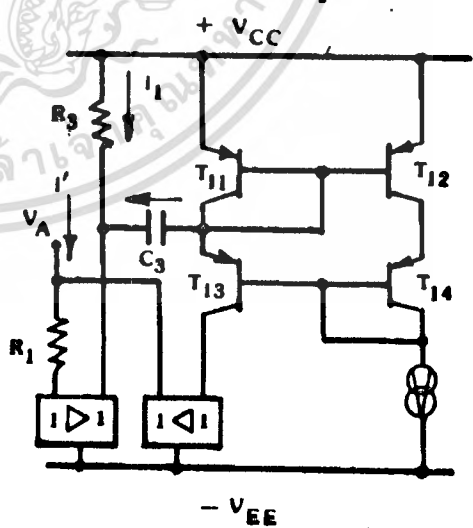
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การสังเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่สูงโดยใช้วงจรตามผลต่างกระแส

การพิจารณาหาสมการกำหนดการออสซิลเลทในหัวข้อ 4.1 นั้น จะเห็นว่า เป็นหลักการที่สะดวกสำหรับการวิเคราะห์วงจร จากหลักการนี้สามารถนำไปสังเคราะห์ วงจรออสซิลเลเตอร์ให้มีความถี่สูงได้ จากหัวข้อ 2.4.1 จะเห็นว่าช่วงของความถี่ ปฏิบัติงานของออปแอมมีค่าผกผันกับขนาดของสัญญาณทางออก และมีค่าแปรผันโดยตรง กับอัตราสลับ จึงทำให้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วงจรขยายสัญญาณ ตามแรงดัน (Voltage follower) ทั้ง 10 วงจร ในบทที่ 3 นั้น มีข้อจำกัดของความถี่ในการปฏิบัติงาน (Power gain bandwidth) ดังนั้น เมื่อต้องการจะสังเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์ ให้สามารถออสซิลเลทความถี่สูงขึ้น จึงต้องเปลี่ยนวิธีใหม่โดยใช้วงจรที่ทำหน้าที่ขยาย สัญญาณ แบบตามผลต่างกระแสซึ่งอัตราการขยายมีค่าเป็นหนึ่งในขณะเดียวกันจะมีช่วง ของความถี่ปฏิบัติงานมีค่าสูงด้วย ดังนั้นการเลือกใช้วงจรรักษากระแสคงตัวและวงจร ตามผลต่างกระแสสำหรับการสังเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์ จึงเป็นการเหมาะสม สำหรับการสังเคราะห์วงจร การนำวงจรรักษากระแสคงและวงจรตามผลต่างกระแส มาใช้แทนออปแอมนั้นแสดงในรูป 4.4 หลักในการวิเคราะห์วงจรจะพิจารณาอิมพีแดนซ์ ของจุดทางเข้าแล้วเขียนเป็นวงจรที่ตัดเทียมตามรูป 2.20 แล้วจะได้รูป 4.5



รูป 4.4a



รูป 4.4b

รูป 4.4a และ 4.4b แสดงการใช้วงจรรักษากระแสคงตัวและวงจรตามผลต่างกระแส

การพิจารณาอิมพีแดนซ์ที่จุด A จากรูป 4.4a

เพราะว่า

$$Z_i = \frac{V_A}{i'} \quad (4.17)$$

แรงดันที่จุด A คือ

$$V_A = (i_1 + i_2) \frac{1}{sC_1} + \frac{i_1}{sC_2} \quad (4.18)$$

$$V_A = \frac{i_1}{s} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{i_2}{sC_2} \quad (4.19)$$

เพราะความต้านทานของเบสส์อิมพีเตอร์มีค่าน้อยมาก

ดังนั้น

$$i_2 R_2 = \frac{i_1}{sC_2} \quad (4.20)$$

แทนค่า i_2 จากสมการ (4.20) ลงในสมการ (4.19) จะได้

$$\frac{V_A}{i'} = \frac{1}{s} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{1}{s^2 C_1 C_2 R_2} \quad (4.21)$$

ค่าอิมพีแดนซ์จากสมการ (4.17) คือ

$$Z_i = \frac{1}{s} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{1}{s^2 C_1 C_2 R_2} \quad (4.22)$$

การพิจารณาอิมพีแดนซ์ที่จุด A จากรูป 4.4b

จาก
$$Z_i = \frac{V_A}{i'} \quad (4.23)$$

เมื่อ $i_2 = 0$ $i' = i_1$ (4.24)

เมื่อพิจารณาให้กระแส i_2 ไหล จะได้แรงดันที่จุด A คือ

$$V_A = (i_1 + i_2) R_1 \quad (4.25)$$

แต่เนื่องจากความต้านทานของเบสส์อิมพีเตอร์มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ $1/sC_2$ ดังนั้น

$$\frac{i_2}{sC_2} = i_1 R_2 \quad (4.26)$$

แทนค่า i_2 จากสมการ (4.26) ลงในสมการ (4.25) จะได้

$$\frac{V_A}{i_1} = R_1 + sR_1 R_2 C_2 \quad (4.27)$$

ดังนั้นอิมพีแดนซ์ที่จุด A จะมีค่าเป็น

$$Z_i = R_1 + sR_1 R_2 C_2 \quad (4.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

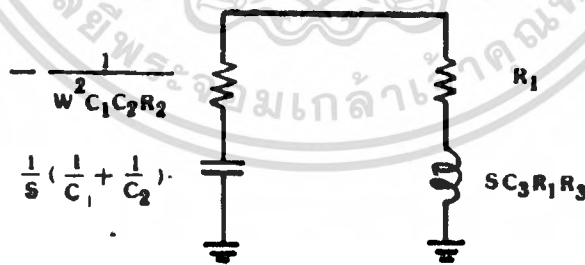
จากสมการ (4.22) และสมการ (4.28) เป็นค่าอิมพีแดนซ์ที่ทางเข้าของรูป 4.4a และรูป 4.4b ตามลำดับ เมื่อแทนค่า $s = j\omega$ ค่าของอิมพีแดนซ์ในสมการ (4.22) และสมการ (4.28) มีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ ซึ่งสมการ (4.22) จะมีค่าอิมพีแดนซ์เป็นลบ คือ

$$Z_i = -\frac{j}{\omega} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) - \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2 R_2} \quad (4.29)$$

และสมการ (4.28) มีค่าอิมพีแดนซ์เป็นบวกคือ

$$Z_i = R_1 + j\omega R_1 R_2 C_3 \quad (4.30)$$

จากสมการ (4.29) และสมการ (4.30) นำมาเขียนเป็นวงจรทดเทียบวงจรออสซิลเลเตอร์ ดังรูป 2.20 ได้เป็น



รูป 4.5 วงจรทดเทียบของวงจรออสซิลเลเตอร์ รูป 4.4a และรูป 4.4b เมื่อนำมาต่อกันตามรูป 2.20

พิจารณาหาสมการกำหนดการออสซีเลทจากรูป 4.5 จะทำได้เช่นเดียวกับ รูป 4.3 เมื่อกำหนดขนาดของอิมพีแดนซ์ มีค่าเท่ากันที่ความถี่วิกฤต ดังนั้นค่าของส่วนจริงเมื่อมีค่าเท่ากันจะได้

$$R_1 = \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2 R_2} \quad (4.31)$$

$$\omega^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (4.32)$$

และเมื่อ กำหนดให้ส่วนจินตภาพของอิมพีแดนซ์มีขนาดเท่ากันก็จะได้

$$j\omega R_1 R_2 C_3 = \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \quad (4.33)$$

$$\omega^2 = \frac{C_1 + C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2 C_3} \quad (4.34)$$

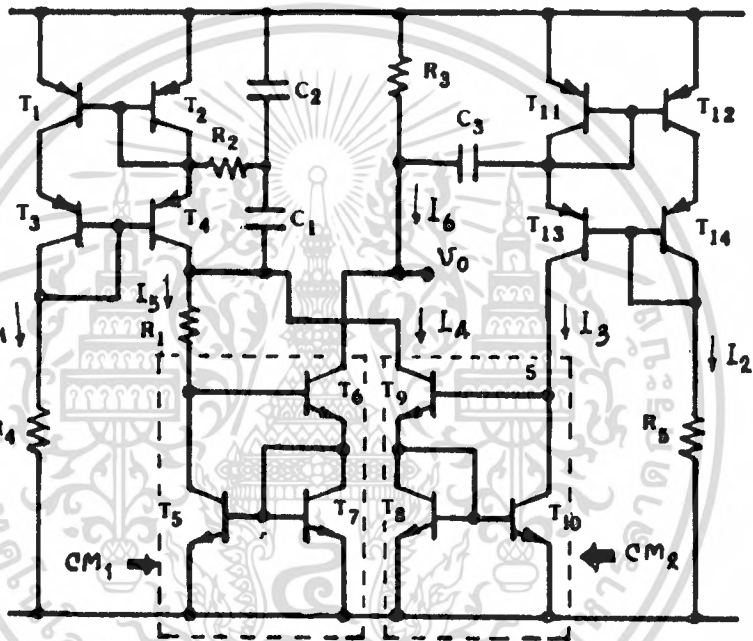
เมื่อแทนค่า ω^2 จากสมการ (4.32) ลงในสมการ (4.34) จะได้

$$R_1 C_3 = R_2 (C_1 + C_2) \quad (4.35)$$

จากสมการ (4.32) และสมการ (4.35) เป็นสมการกำหนดความถี่ และสมการกำหนดเงื่อนไขการออสซิลเลท ตามลำดับ ดังนั้นเมื่อนำวงจรรูป 4.4a และรูป 4.4b มาต่อกันจะได้วงออสซิลเลเตอร์ที่สามารถปฏิบัติงานที่ความถี่สูงได้ ดังรูป 4.6

จากวงจรออสซิลเลเตอร์ดังรูป 3.1 และ รูป 4.6 จะเห็นว่ามิสมการกำหนด

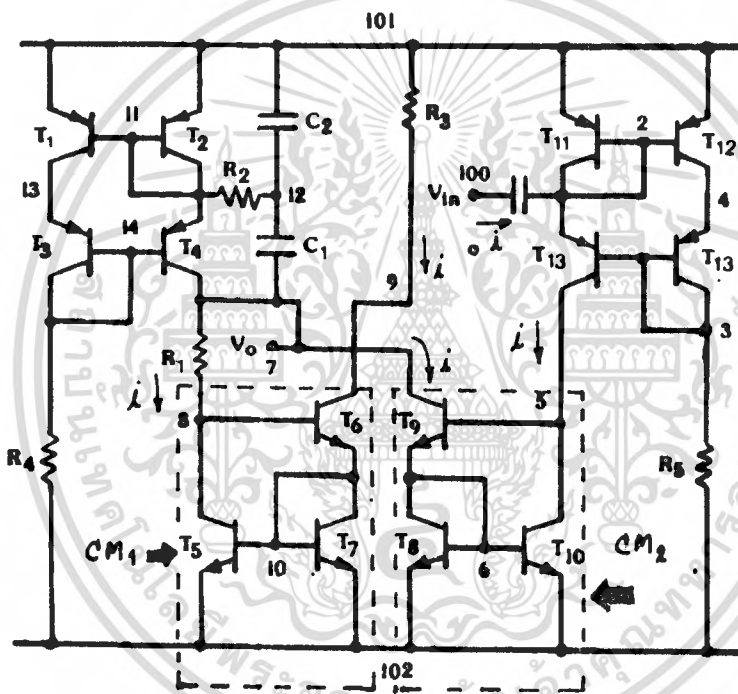
ความถี่ที่เหมือนกันคือสมการ (3.7) และสมการ (4.34) และนอกจากนี้ยังมีสมการกำหนดเงื่อนไขในการออสซิลเลทที่เหมือนกันด้วยคือสมการ (3.10) และสมการ (4.35) ตามลำดับ แต่สิ่งที่แตกต่างของวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้งสองนี้ คือ ช่วงความถี่ในการปฏิบัติงาน ซึ่งวงจร รูป 4.5 ที่เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งสังเคราะห์ขึ้นใหม่นี้สามารถออสซิลเลทความถี่ได้สูงกว่า



รูป 4.6 วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่สูงซึ่งใช้วงจรจ่ายกระแสคงตัว ซึ่งมีอัตราสะท้อนกระแสทางออกต่อทางเข้าเป็น 1:1

4.3 การวิเคราะห์วงจรรอสซิลเลเตอร์ความถี่สูงด้วยโปรแกรม พัลส์ไปซ์

วงจรรอสซิลเลเตอร์ในรูป 4.6 จะถูกกำหนดจุดสำหรับการเขียนโปรแกรม ดังรูป 4.7 เนื่องจากจุดหมายเลข 7 เป็นจุดเชื่อมต่อของวงจรตัดเทียมนตามรูป 4.5 ดังนั้นจึงเลือกจุดหมายเลข 7 เป็นจุดของสัญญาณออกสำหรับวิเคราะห์ขนาดและเฟส (Phase) ของวงจรดังรูป 4.7



รูป 4.7 แสดงการกำหนดจุดและลำดับของอุปกรณ์สำหรับการใช้โปรแกรมพัลส์ไปซ์ ในการวิเคราะห์วงจร

***** 1/ 1/80***** PSpice 2.06 (July 1986)***** 2:27:19*****

A NOVEL HIGH FREQUENCY JRC ACTIVE OSCILLATOR
USING DIFFERENTIAL CURRENT FOLLOWER
*** CIRCUIT DESCRIPTION

.OPT ACCT LIST NODE OPTS NOPAGE

.WIDTH OUT =80

.TEMP 35

.TF V(7) VIN

.AC DEC 15 60K 12MEG

VCC 101 0 DC 15

VFE 102 0 DC -15

R1 7 8 1K

R2 11 12 500

R3 101 9 2K

R4 14 102 33K

R5 3 102 68K

C1 12 7 200PF

C2 101 12 200PF

C3 100 2 400PF

Q1 13 11 101 QPL

Q2 11 11 101 QPL

Q3 14 14 13 QPL

Q4 7 14 11 QPL

Q5 8 10 102 QNL

Q6 9 8 10 QNL

Q7 10 10 102 QNL

Q8 6 6 102 QNL

Q9 7 5 6 QNL

Q10 5 6 102 QNL

Q11 2 2 101 QPL

Q12 4 2 101 QPL

Q13 5 3 2 QPL

Q14 3 3 4 QPL

*

.MODEL QNL

NPN(IS=100.9E-15 XTI=3 EG=1.11 VAF=119.7 BF=350 NE=1.894
ISE=14.35E-12 IKF=.1 XTB=1.5 BR=.118 NC=2 IS0=0 IKR=0 RC=.6
GJC=4.93E-12 VJC=.75 MJC=.333 FC=.5 GJE=7.707E-12 VJE=.75
MJE=.3333 TR=590.3E-8 TF=8594.3E-11 ITF=1 VTF=50 XTF=20)

.MODEL QPL

PNP(IS=1.434E-15 XTI=3 EG=1.11 VAF=50.7 BF=255.9 NE=1.161
ISE=207.9E-18 IKF=.1455 XTB=1.5 BR=3.522 NC=2 IS0=0 IKR=0
RC=1.5 GJC=6.901E-12 VJC=.75 MJC=.333 FC=.5 GJE=7.114E-12
VJE=.75 MJE=.3333 TR=127.68E-8 TF=8395.8E-11 ITF=5 VTF=50
XTF=20)

.PRINT DC V(7)

.PLOT DC V(7)

.PRINT AC V(7) VP(7)

.PLOT AC V(7) VP(7)

.END

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	Q7
MODEL	QPL	QPL	QPL	QPL	QNL	QNL	QNL
IB	-6.08E-06	-6.08E-06	-6.04E-06	-4.10E-06	2.91E-06	2.50E-06	2.91E-06
IC	-8.64E-04	-8.64E-04	-8.58E-04	-8.72E-04	4.48E-04	4.49E-04	4.46E-04
VBE	-.689	-.689	-.689	-.678	.558	.553	.558
VBC	-.110E-01	.000	.000	27.1	-.553	-28.2	.000
VCE	-.678	-.689	.689	-27.8	1.11	28.8	.558
BETADC	142.	142.	142.	213.	154.	179.	153.
GM	3.23E-02	3.23E-02	3.21E-02	3.27E-02	1.68E-02	1.68E-02	1.67E-02
RPI	4.67E+03	4.67E+03	4.70E+03	6.93E+03	1.26E+04	1.49E+04	1.26E+04
RX	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00
RO	5.87E+04	5.87E+04	5.91E+04	8.92E+04	2.60E+05	3.21E+05	2.60E+05
CPI	2.57E-09	2.57E-09	2.55E-09	2.60E-09	1.36E-09	1.36E-09	1.35E-09
CMU	6.99E-12	6.96E-12	6.96E-12	2.07E-12	4.12E-12	1.46E-12	4.97E-12
CBX	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00
CCS	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00
BETAAC	151.	151.	151.	227.	212.	251.	211.
FT	2.00E+06	2.00E+06	2.00E+06	2.00E+06	1.97E+06	1.97E+06	1.96E+06

	Q8	Q9	Q10	Q11	Q12	Q13	Q14
MODEL	QNL	QNL	QNL	QPL	QPL	QPL	QPL
IB	2.79E-06	2.79E-06	2.79E-06	-3.09E-06	-3.09E-06	-2.08E-06	-3.07E-06
IC	4.19E-04	4.22E-04	4.21E-04	-4.20E-04	-4.20E-04	-4.24E-04	-4.17E-04
VBE	.557	.557	.557	-.669	-.669	-.658	-.669
VBC	.000	-.448	-.557	.000	-.111E-01	27.6	.000
VCE	.557	1.00	1.11	-.669	-.658	-28.2	-.669
BETADC	150.	151.	151.	136.	136.	204.	136.
GM	1.57E-02	1.58E-02	1.58E-02	1.58E-02	1.57E-02	1.59E-02	1.56E-02
RPI	1.32E+04	1.32E+04	1.32E+04	9.21E+03	9.22E+03	1.37E+04	9.28E+03
RX	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00
RO	2.76E+05	2.75E+05	2.76E+05	1.21E+05	1.21E+05	1.85E+05	1.22E+05
CPI	1.27E-09	1.28E-09	1.28E-09	1.26E-09	1.26E-09	1.27E-09	1.25E-09
CMU	4.97E-12	4.24E-12	4.12E-12	6.95E-12	6.99E-12	2.06E-12	6.95E-12
CBX	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00
CCS	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00
BETAAC	208.	209.	209.	145.	145.	219.	145.
FT	1.96E+06	1.96E+06	1.96E+06	1.98E+06	1.98E+06	1.99E+06	1.98E+06

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

V(7)/VIN = .000D+00

INPUT RESISTANCE AT VIN = 1.000D+20

OUTPUT RESISTANCE AT V(7) = 1.119D+03

**** AC ANALYSIS

TEMPERATURE = 35.000 DEG C

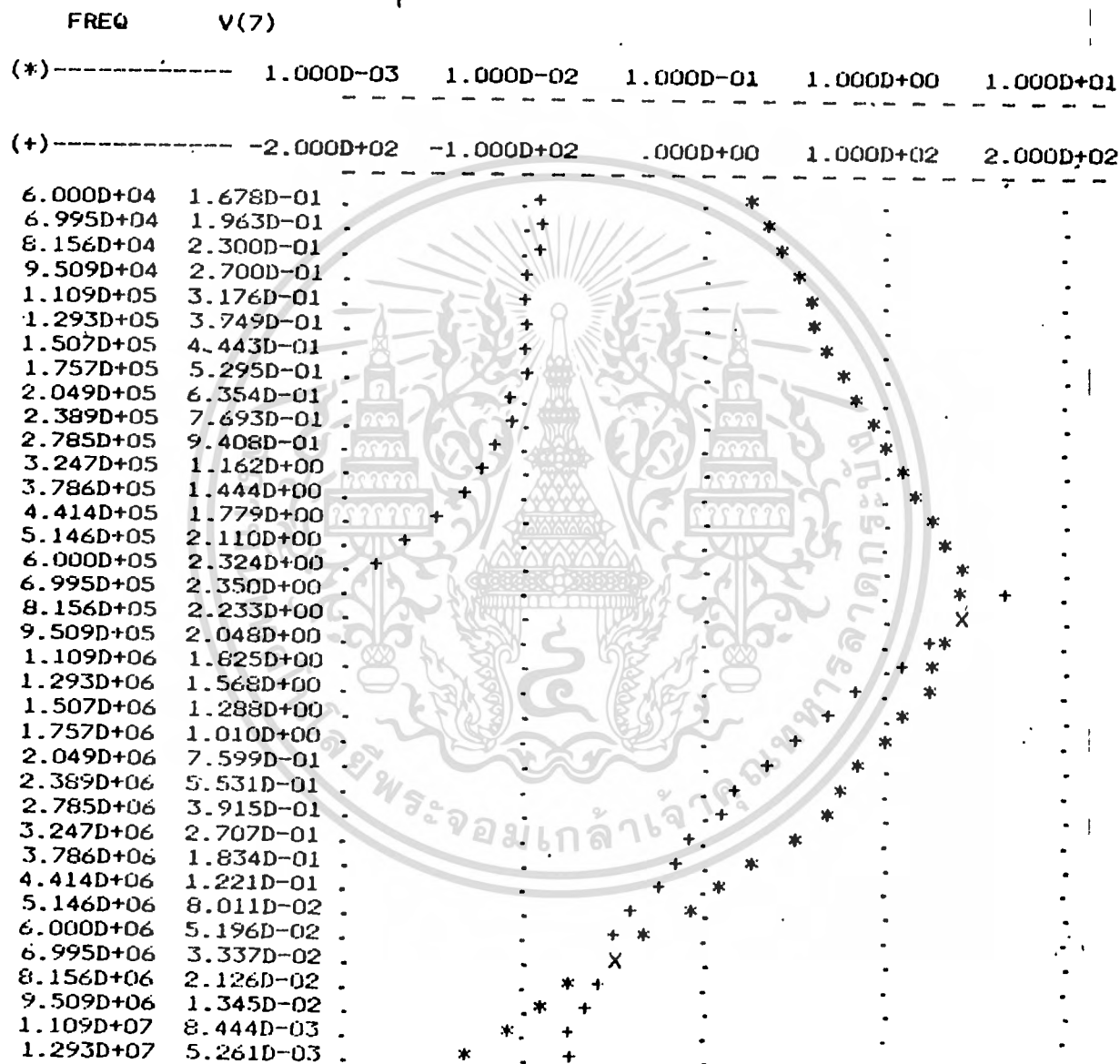
FREQ	V(7)	VP(7)
6.000E+04	1.678E-01	-9.405E+01
6.995E+04	1.963E-01	-9.475E+01
8.156E+04	2.300E-01	-9.558E+01
9.509E+04	2.700E-01	-9.656E+01
1.109E+05	3.176E-01	-9.775E+01
1.293E+05	3.749E-01	-9.919E+01
1.507E+05	4.443E-01	-1.010E+02
1.757E+05	5.295E-01	-1.032E+02
2.049E+05	6.354E-01	-1.060E+02
2.389E+05	7.693E-01	-1.097E+02
2.785E+05	9.408E-01	-1.145E+02
3.247E+05	1.162E+00	-1.212E+02
3.786E+05	1.444E+00	-1.304E+02
4.414E+05	1.779E+00	-1.431E+02
5.146E+05	2.110E+00	-1.597E+02
6.000E+05	2.324E+00	-1.793E+02
6.995E+05	2.350E+00	1.606E+02
8.156E+05	2.233E+00	1.416E+02
9.509E+05	2.048E+00	1.236E+02
1.109E+06	1.825E+00	1.057E+02
1.293E+06	1.568E+00	8.769E+01
1.507E+06	1.288E+00	6.968E+01
1.757E+06	1.010E+00	5.232E+01
2.049E+06	7.599E-01	3.607E+01
2.389E+06	5.531E-01	2.111E+01
2.785E+06	3.915E-01	7.448E+00
3.247E+06	2.707E-01	-4.972E+00
3.786E+06	1.834E-01	-1.617E+01
4.414E+06	1.221E-01	-2.619E+01
5.146E+06	8.011E-02	-3.506E+01
6.000E+06	5.196E-02	-4.287E+01
6.995E+06	3.337E-02	-4.970E+01
8.156E+06	2.126E-02	-5.567E+01
9.509E+06	1.345E-02	-6.088E+01
1.109E+07	8.444E-03	-6.543E+01
1.293E+07	5.261E-03	-6.942E+01

**** AC ANALYSIS

TEMPERATURE = 35.000 DEG C

LEGEND:

*: V(7)
+: VP(7)



รูป 4.8 ผลการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมพีลไปซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรในรูป 4.7 จะเปิดลูป (Open Loop) ที่จุด 9 โดยจะใช้จุด 100 เป็นจุดอินพุท (Input) สำหรับการป้อนสัญญาณทดสอบในโปรแกรม เมื่อพิจารณาการป้อนกลับสัญญาณจากจุด 100 ถึงจุดหมายเลข 9 จะมีการไหลของกระแสดังนี้ โดยเริ่มป้อนสัญญาณที่จุด 100 ผ่านทรานซิสเตอร์ $T_{1,3}$ เข้าสู่อินพุทของวงจรสะท้อนกระแส CM_2 ที่จุด 5 สัญญาณออกจากวงจรสะท้อนกระแส CM_2 ที่จุด 7 จุดนี้เสมือนกับจุดต่อขนานของ L และ C ในอุดมคติ ปริมาณกระแสที่ไหลผ่าน R_1 จะเป็นกระแสอินพุทของวงจรสะท้อนกระแส CM_1 สำหรับจุดทางออกจะปรากฏที่จุด 9 ซึ่งสัญญาณจะป้อนกลับครบรอบอีกครั้ง ณ จุด 100

เมื่อพิจารณาเฟสของสัญญาณ โดยเริ่มจากการป้อนสัญญาณซาย (Sinusoidal) ในการทดสอบที่จุด 100 โดยกำหนดให้สัญญาณที่จุดนี้มีเฟสเป็นศูนย์ วงจรสะท้อนกระแส CM_2 จะทำให้เฟสของสัญญาณเปลี่ยนไป 180 องศา หรือ π เรเดียน เฟสของกระแสที่ไหลผ่าน R_1 จะมีค่าเท่าเดิม และเมื่อสัญญาณผ่านวงจรสะท้อนกระแส CM_1 เฟสของสัญญาณจะเปลี่ยนไปอีก 180 องศา หรือ π เรเดียน เมื่อพิจารณาเฟสของสัญญาณจากทางเข้า คือ จุด 100 ถึงทางออกจุด 9 เฟสจะมีการเปลี่ยนไปครบ 360 องศา หรือ 2π เรเดียน นั่นคือ เฟสของสัญญาณป้อนกลับมีการเปลี่ยนแปลงครบ 1 รอบ ของสัญญาณพอดี หรือความต่างเฟสจะมีค่าเป็นศูนย์นั่นเอง

ดังนั้นการพิจารณาหาอัตราส่วนของแรงดันที่จุด 7 และที่จุด 100 (V_7/V_{100}) จึงเป็นการวิเคราะห์หาอัตราการขยายภายในลูป ผลการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมพีเอสไปซี ในรูป 4.8 จะพบว่า อัตราการขยายมีค่ามากกว่าหนึ่ง นั่นคือวงจรสะท้อนกระแส CM_2 ซึ่งมีโพลคือ R_1 และ C_1, C_2, R_2 สามารถให้อัตราการขยายมากกว่าหนึ่งในขณะที่การป้อนกลับของสัญญาณโดยวงจรสะท้อนกระแส CM_1 จะมีการลดทอนสัญญาณให้มีอัตราการขยายในลูป (Loop gain) มีค่าเป็นหนึ่งโดย R_3, C_3 ดังนั้น การออสซิลเลทของวงจรจึงสามารถควบคุมการออสซิลเลทได้

4.4 การทดลองวงจรรออลซิลเลเตอร์ความถี่สูง

จากวงจรในรูป 4.6 จะกำหนดให้ $T_1 - T_4$ และ $T_{1,1} - T_{1,4}$ เป็น วงจรตามผลต่างกระแส (Differential current follower) ซึ่งทรานซิสเตอร์ จะใช้เบอร์ 2N 3906 สำหรับวงจรสะท้อนกระแส (Current mirror) CM_1 และ CM_2 จะใช้เบอร์ TL011 ในการไบอัส (bias) จะกำหนดให้ $V_{CC} = 15$ โวลต์ $V_{EE} = -15$ โวลต์ $R_4 = 33 \text{ K}\Omega$ ทำให้ $I_1 = 0.86 \text{ mA}$, $R_5 = 68 \text{ K}\Omega$ ทำให้ $I_2 = 0.42 \text{ A}$ จาก ดีซีไบอัส (DC.Bias) จะพบว่า $I_1 = I_4 + I_5$; $I_2 = I_3$ และ $I_5 = I_6$

การกำหนดค่า R_1, R_2, R_3 และ C_1, C_2, C_3 นั้นจะใช้ความสัมพันธ์ของ ของสมการ (4.32) และ (4.35) นั่นคือ เงื่อนไขในการออสซิลเลท กำหนดให้ $(C_1 + C_2) = C_3$ ในขณะที่ $R_1 = R_3$ โดย $R_3 = 1.5 \text{ K}$ ส่วน R_2 จะมีค่าตาม รูป 4.9 จากการทดลองพบว่าเมื่อความถี่ต่ำ R_2 จะมีค่าใกล้เคียงกับ R_3 สำหรับ ช่วงความถี่อื่น ๆ ที่สูงขึ้น R_2 จะมีค่าน้อยลง เพื่อเป็นการบังคับให้วงจรรออลซิลเลทในช่วงเริ่มต้น

โดยปกติ R_2 และ C_1, C_2 จะมีค่าคงที่ค่าหนึ่งเมื่อต้องการเพิ่มความถี่ R_1 จะถูกลดค่าลง ตามความสัมพันธ์ของสมการ (4.32) สำหรับการเปลี่ยนย่านความถี่ทำได้โดยลดค่า C_1 และ C_2 ลง ; โดยปกติ C_1, C_2 รวมกัน กำหนดความถี่แต่ละช่วง (Rang) ในการออสซิลเลท

ผลการทดลองดูได้จากกราฟในรูป 4.11 เส้นทึบคือ ค่าที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี ส่วนจุดที่มีลักษณะต่าง ๆ บนเส้นทึบ คือค่าที่ได้จากการทดลองของความถี่ในช่วง (Range) ต่าง ๆ

การทดลองในรูป 4.10 เมื่อมีการลดค่า R_2 จะเป็นการเพิ่มกระแส I_2 นั่นคือการเริ่มออสซิลเลทในช่วงแรกจึงทำได้โดยการลดค่า R_2 ดังนั้น R_2 จึงทำหน้าที่เพิ่มอัตราขยายของวงจร (Loop gain) จากการทดลองพบว่า ที่ความถี่ต่ำ R_2

และ R_2 จะมีค่าใกล้เคียงกัน เพราะว่าวงจรตามผลต่างกระแส (Differential current follower) สามารถสะท้อนกระแสได้อย่างสมบูรณ์ (Current ratio perfect) แต่เมื่อความถี่ในการออสซิลเลทสูงขึ้นทำให้ R_2 มีค่าน้อยลง เนื่องจากข้อจำกัดเงื่อนไขในการออสซิลเลท และข้อจำกัดความถี่ในการออสซิลเลทตามสมการ 4.32 และ 4.35 บังคับ

จากรูป 4.11 การหยุดออสซิลเลทของแต่ละช่วง (Range) ความถี่เนื่องมาจากวงจรสะท้อนกระแสหยุดทำการขยายสัญญาณเพราะ R_1 ซึ่งทำหน้าที่เป็นโหลดของวงจรสะท้อนกระแส (CM_2) และวงจรตามผลต่างกระแส (T_1-T_2) ถูกลดค่าลงเมื่อปรับความถี่ให้สูงขึ้น เมื่อความถี่สูงสุดของแต่ละช่วงความถี่ (Range) อัตราการขยายสัญญาณจะมีค่าต่ำกว่าหนึ่ง เป็นผลให้การบ่อนกลับของวงจรสะท้อนกระแส (CM_1) ลดทอนการขยายสัญญาณลงไปอีก จึงเป็นสาเหตุของการหยุดออสซิลเลทที่ความถี่สูงสุดของแต่ละช่วงความถี่ (Range)

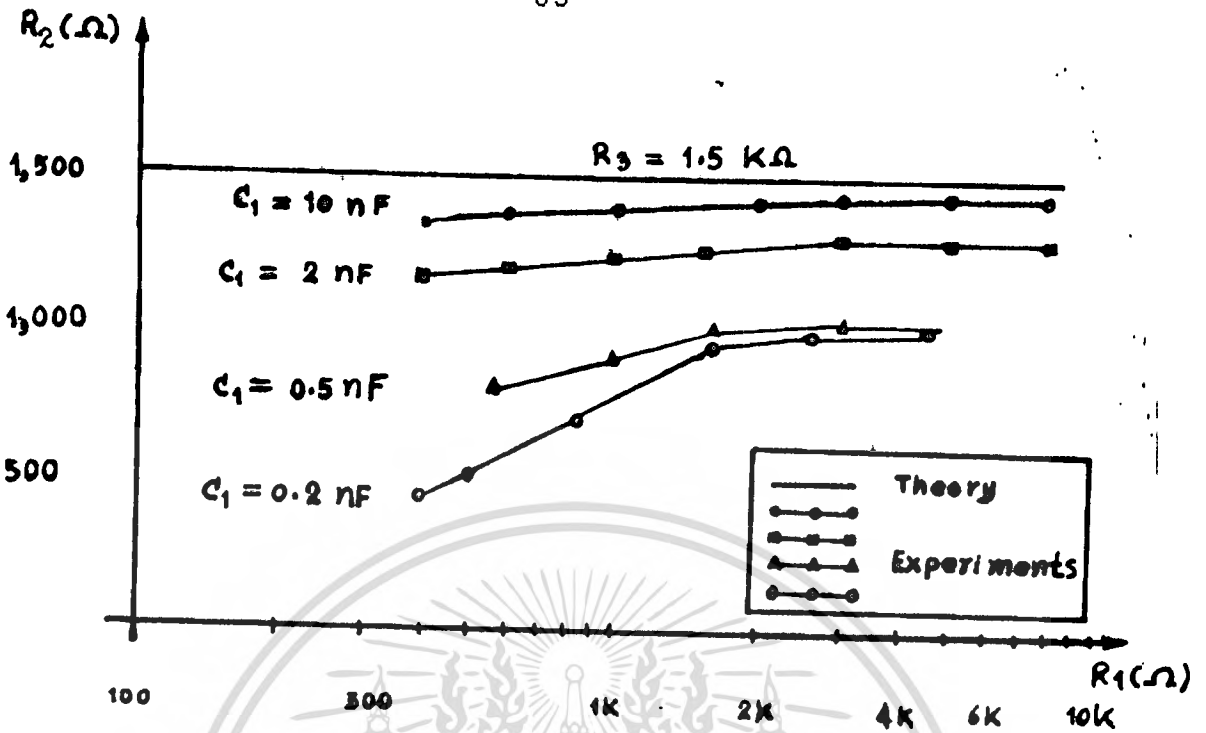
สำหรับความถี่สูงสุดที่วงจรถูกจำกัดมีสาเหตุเนื่องมาจาก ค่า R และ C ในการกำหนดความถี่ และเงื่อนไขในการออสซิลเลทนั่นเอง

จากการทดลองการออสซิลเลทให้มีความถี่สูงสุดในรูป 4.9 กำหนดให้ $C_1 = C_2 = C$ เมื่อ $C = 0.2 \text{ nF}$ นั่นคือ $C_2 = C_1 + C_2 = 0.4 \text{ nF}$ ในขณะที่ $R_2 = 1.5 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 500 \Omega$ และ $R_3 = 480 \Omega$ ความถี่สูงสุดในการออสซิลเลทคือ 1 MHz

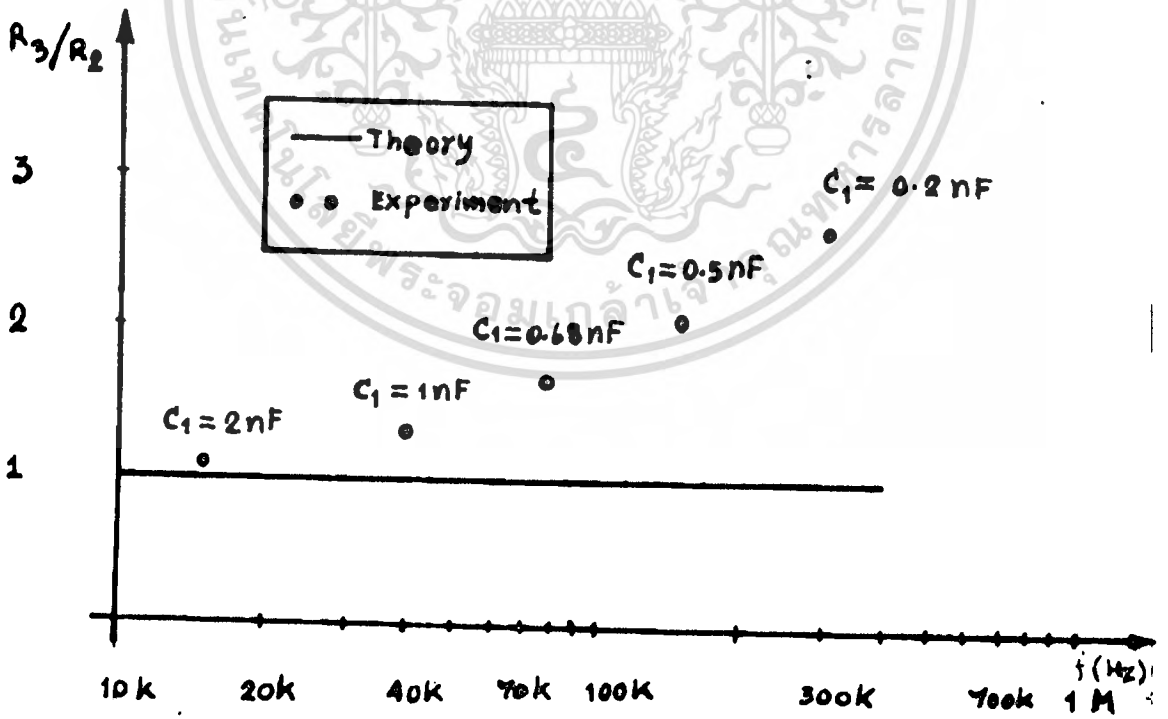
สาเหตุของวงจรไม่สามารถออสซิลเลทความถี่ให้สูงขึ้นเกินกว่า 1 MHz โดยการลดค่า R และ C ตามข้อจำกัดความถี่และข้อจำกัดเงื่อนไขของการออสซิลเลทนั้น เพราะ วงจรตามผลต่างกระแสตามรูป 4.4a และ 4.4b ไม่สามารถแสดงคุณสมบัติของวงจรเป็น L และ C ในอุดมคติได้อีกต่อไปซึ่งมีสาเหตุหนึ่งเนื่องมาจากการลดค่า R_2 ให้แตกต่างกับ R_1 มาก ๆ เมื่อ R_2 มีค่าต่ำมากเมื่อความถี่สูงสุดวงจรตามผลต่างกระแสก็ไม่สามารถขยายสัญญาณได้อีกต่อไป ฉะนั้นการออสซิลเลทจึงถูกบังคับให้หยุดลง

4.5 สรุปผลการทดลอง

วงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งใช้วงจรตามผลต่างกระแส (Differential current follower) สามารถวิเคราะห์ให้อยู่ในลักษณะของ L และ C ในอุดมคติได้ เงื่อนไขในการออสซิลเลท (Condition of oscillation) สามารถกำหนดได้ จากสมการ 4.35 คือ $R_3 C_3 = R_2 (C_1 + C_2)$ นั่นคือการบังคับให้วงจรเริ่มออสซิลเลททำได้ โดยการลดค่า R_2 ซึ่งเป็นการเพิ่มอัตราการขยายภายในลูป (Loop gain) ซึ่งอัตราการขยายภายในลูป (Loop gain) จะมีค่าเป็นหนึ่งโดยไม่มี การเปลี่ยนแปลง ในสภาวะวงจรทำงาน (Steady state) ส่วนการกำหนดความถี่ของวงจรสามารถกำหนดได้จากสมการ 4.32 นั่นคือ $\omega^2 = 1/(R_1 R_2 C_1 C_2)$ จะพบว่า การเพิ่มหรือลดความถี่ ขณะออสซิลเลทในแต่ละช่วง (Range) ทำได้โดยการปรับค่า R_1 สาเหตุที่เลือกปรับ R_1 เพราะว่า R_1 มีความสัมพันธ์เป็นส่วนกลับกับความถี่ตัวเดียวซึ่งไม่เกี่ยวข้องกับเงื่อนไขในการออสซิลเลท ความถี่ในการออสซิลเลทแต่ละช่วงถูกจำกัดเนื่องจากวงจรตามผลต่างกระแส และวงจรสะท้อนกระแสหยุดทำงาน เพราะโหนดของวงจรคือ R_1 มีค่าน้อยเกินไปสำหรับความถี่สูงสุดในการออสซิลเลทถูกจำกัดเนื่องจากการกำหนด เงื่อนไขในการออสซิลเลท เพราะที่ความถี่สูง เมื่อกำหนดให้ R_3 มีค่าน้อย R_2 จะถูกลดลงน้อยลงไปอีก เพื่อเพิ่มอัตราการขยาย (Loop gain) แต่เมื่อ R_2 มีค่าน้อยมากกระแสที่ไหลผ่าน R_2 คือ i_2 จะหยุดไหลจึงทำให้วงจรตามผลต่างกระแสไม่สามารถแสดงคุณสมบัติของ L และ C ในอุดมคติได้อีกต่อไป ดังนั้นการออสซิลเลทจึงหยุดลง

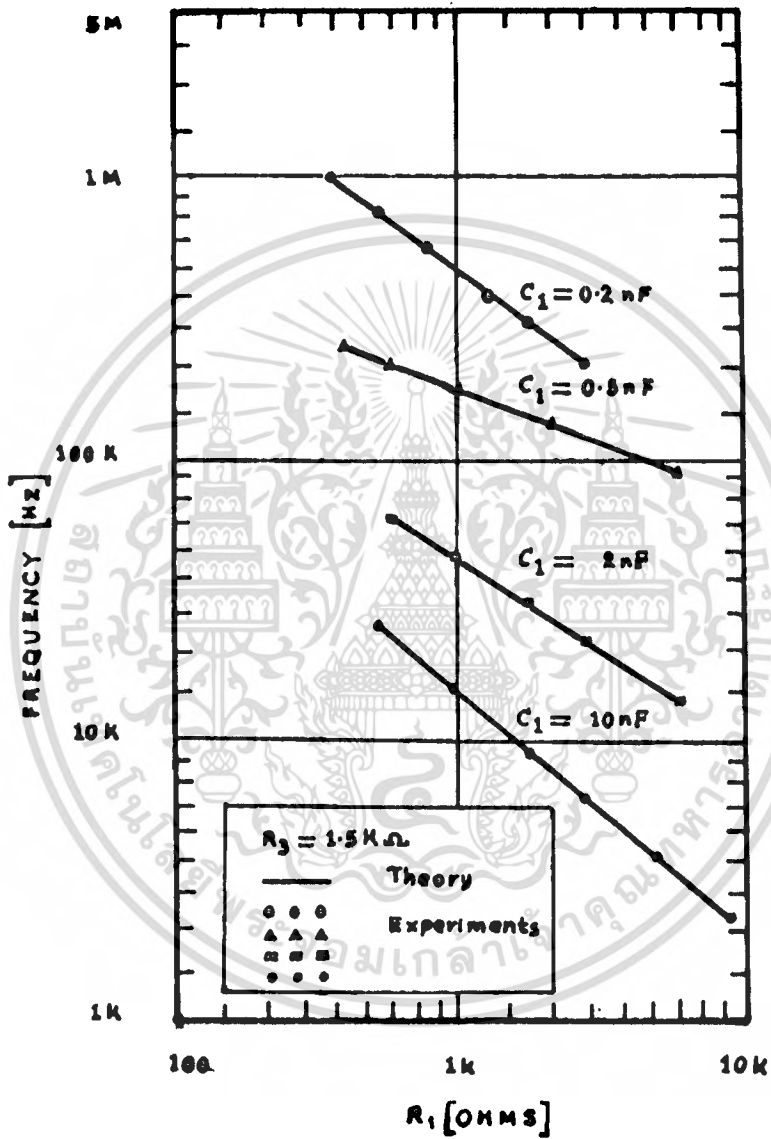


รูปที่ 4.9 แสดงค่าของ R_2 เปรียบเทียบกับ R_3 ในช่วง (Range) ต่าง ๆ ในขณะที่ปรับค่า R_1 เปลี่ยนแปลงความถี่ในการออสซิลเลทแต่ละช่วง



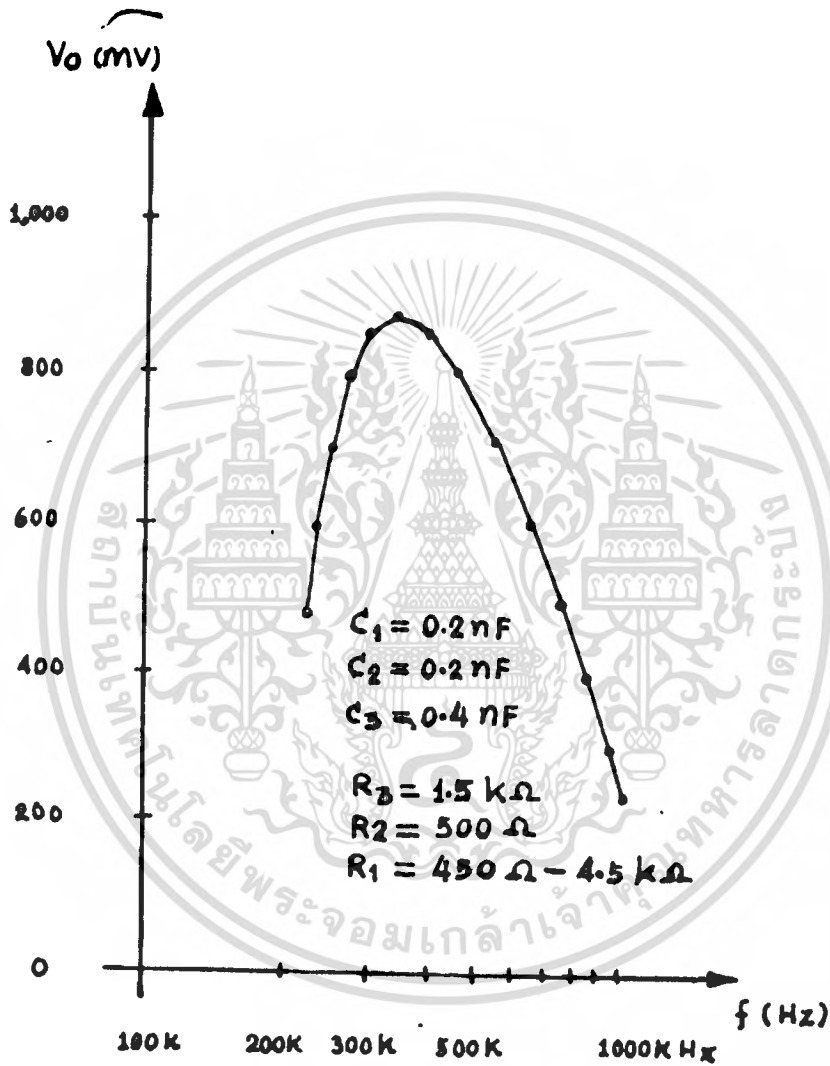
รูป 4.10 ภาพแสดงอัตราส่วนของ R_3 ต่อ R_2 ขณะเริ่มออสซิลเลทในแต่ละช่วงความถี่ (Range of Frequency)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.11 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของตัวต้านทาน (R_1)
กับความถี่ในการออสซิลเลท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของระดับแรงดันทางออกต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุป

วงจรรอสซิลเลเตอร์ เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณ ซึ่งถูกนำไปปฏิบัติงานร่วมกับ วงจรอิเล็กทรอนิกส์ อื่นๆ ในหลายสาขา ส่วนประกอบของวงจรรอสซิลเลเตอร์มีสำคัญมี 2 ส่วนคือ ส่วนขยายสัญญาณและส่วนป้อนกลับสัญญาณ

การวิเคราะห์หาสมการกำหนดการอสซิลเลทของวงจรทำได้ 2 วิธี วิธีแรกจะวิเคราะห์จากสมการชาร์เรกเตอร์ริสติก (Characteristic equation) , วิธีที่สองเป็นการพิจารณาวงจรอยู่ในรูปของ L และ C ในอุดมคติที่ต่อขนานกันอยู่

การวิเคราะห์การอสซิลเลทวิธีแรก นั้นเป็นการพิจารณาตำแหน่งของโพล ซึ่งปรากฏบนแกนจริงและแกนจินตภาพ โดยที่ขนาดของโพลบนแกนจริงจะใช้สำหรับหาข้อกำหนดเงื่อนไขของการอสซิลเลท ขณะเดียวกันขนาดของโพลที่ปรากฏบนแกนจินตภาพจะเป็นข้อกำหนดความถี่ในการอสซิลเลท

การวิเคราะห์การอสซิลเลเตอร์ ให้อยู่ในรูปของ L และ C ในอุดมคตินั้น จะพิจารณาจุดทางออกของวงจรให้อยู่ในรูป อิมพีแดนซ์บวกและลบขนานกัน ข้อกำหนดของการอสซิลเลทจะเกิดขึ้นเมื่ออิมพีแดนซ์บวกและลบมีค่าเท่ากัน จะได้ข้อกำหนดเงื่อนไขของการอสซิลเลทจากส่วนจริงมีค่าเท่ากัน และข้อกำหนดความถี่ของการอสซิลเลทจะได้จากส่วนจินตภาพมีค่าเท่ากัน การเสถียรของวงจรรอสซิลเลเตอร์ของอิมพลีแอดติ และอับคูลา อุมุต ซึ่งใช้วงจรตามแรงดันเป็นวงจขยายนั้นทั้งหมด 10 วิธี สามารถสรุปการต่อวงจรเหลือเพียง 6 วิธี

ความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ใช้โอปแอมป์ตามแรงดันถูกจำกัดโดยช่วงความถี่ขยายกำลังของโอปแอมป์

การออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์ให้สามารถอสซิลเลทความถี่ได้สูงขึ้นไปนั้น จะใช้วงจรรักษากระแสคงตัว (Current mirror) และวงจรตามผลต่างกระแส (Differential current follower) เป็นวงจขยายสัญญาณซึ่งมีอัตราการขยายกระแสมีค่าเป็นหนึ่ง ซึ่งมีช่วงความถี่ขยายกำลัง (Power gain bandwidth) สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายกระแสเป็นผลให้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่สังเคราะห์ขึ้นใหม่ออสซิลเลทความถี่ได้สูงขึ้น

ผลการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์วงจรใหม่นี้สามารถออสซิลเลทความถี่ได้สูงถึง 1 MHz นอกจากนี้การเปลี่ยนความถี่ทำได้โดยการเปลี่ยนค่าความต้านทาน R_1 เพียงตัวเดียว ซึ่งการเปลี่ยนค่าความต้านทาน R_1 เพียงตัวเดียว ซึ่งการเปลี่ยนความถี่จะเป็นอิสระจากเงื่อนไขการออสซิลเลท

อัตราขยายภายในลูป (Loop gain) มีค่าเป็นหนึ่งการเริ่มออสซิลเลทของวงจรทำได้โดยการลดค่า R_2 ซึ่งเป็นการเพิ่มกระแส i_2 และเพิ่มอัตราขยายภายในลูป (Loop gain) ให้แก่ระบบ ในขณะที่การหยุดออสซิลเลทในแต่ละช่วง (Range) ของความถี่ถูกจำกัดเนื่องจาก R_1 มีค่าน้อยเป็นผลให้วงจรตามผลต่างกระแส (Differential current follower) และวงจรสะท้อนกระแส (Current mirror) หยุดทำการขยายสัญญาณเพราะโพลมีค่าต่ำเกินไป ความถี่สูงสุดถูกจำกัดเนื่องจากข้อกำหนดของเงื่อนไขการออสซิลเลท เพราะเมื่อความถี่สูงขึ้น ค่า R และ C จะมีค่าต่ำลง เมื่อ R_2 มีค่าต่ำมาก ทำให้วงจรตามผลต่างกระแสไม่สามารถทำหน้าที่ให้ อัตราส่วนของการสะท้อนกระแสอย่างสมบูรณ์ (Current ratio perfect) ได้อีกต่อไป จึงเป็นผลให้การพิจารณาวงจรที่อยู่ในลักษณะของ L และ C ในอุดมคติไม่สมบูรณ์อีกต่อไป ดังนั้นความถี่สูงสุดของวงจรออสซิลเลทชนิดนี้จึงถูกจำกัด

แนวทางพัฒนาให้วงจรสามารถทำงานให้ความถี่สูงขึ้นนั้นควรจะมีการแก้ไขสิ่งบกพร่องในกรณี เมื่อ R_2 มีค่าลดลง แต่ i_2 มีค่าลดลงด้วย ดังนั้นอาจมีวิธีขยายกระแส i_2 ให้สูงขึ้นเพื่อให้วงจรแสดงคุณสมบัติของอิมพีแดนซ์เป็น ความต้านทานลบที่ขึ้นกับความถี่ (Frequency dependent negative resistant) และรีแอคแตนซ์ลบ (Negative reactance) ได้อย่างสมบูรณ์ และอีกแนวทางที่พัฒนางจรต่อไปได้คือ การปรับความถี่ของ R_1 ไม่ควรให้ขนาดของสัญญาณลดลง ซึ่งอาจจะแก้ไขโดยไม่จัดวงจรให้ R_1 เป็นโพลของวงจรสะท้อนกระแส แต่ควรจัดวงจรให้ R_1 สามารถปรับได้โดยอิสระ .

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยความกรุณาของ รองศาสตราจารย์ ดร. สิทธิชัย โกโทยุทธม อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่กรุณาประสิทธิ์ประสาทวิทยาการ ให้ข้อคิดเห็น คำแนะนำ ตลอดจนแก้ไขข้อบกพร่องต่าง ๆ และให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยตลอดมา ผู้วิจัยรู้สึกทราบบ้างซึ่งในความกรุณาของอาจารย์เป็นอย่างยิ่ง จึงขอกราบขอบพระคุณมา ณ โอกาสนี้เป็นอย่างสูง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

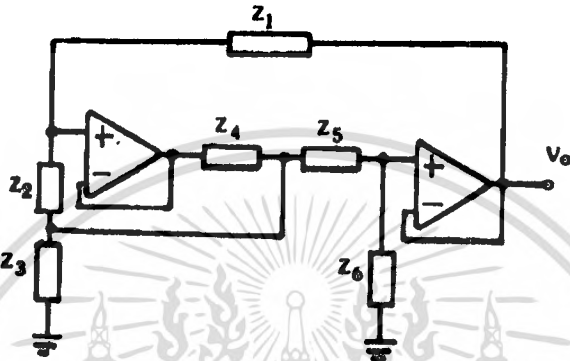
บรรณานุกรม

1. Senani R., "New RC active oscillator configuration employing unity-gain amplifiers," Electronics letters, vol.21 pp 889 - 891, 1985.
2. Muhammad Tager Abuelma'Atti and Nouria Abdullah Humood, "Ten faster op-amp oscillators," Electronics & Wireless World, vol.93 No.1620, October, 1987.
3. James E.Solomon, "The monolithic op amp: a tutorial study," IEEE J.Solid - State Circuits, vol.SC-9 No.6, December 1974.
4. Wilson, B., "Differential current - follower and conveyor using new mirror formulation.", Electronic letters, 22, 708-710., 1986.
5. Gray, P.R., and Meyer, R.G., "Analysis and design of analog integrated circuits, 2nd edition ", New York: John Wiley & Sons, 1984.
6. Benjamin Parzen, "Design of crystal and other harmonic oscillators", John Siley & Sons, 1983.

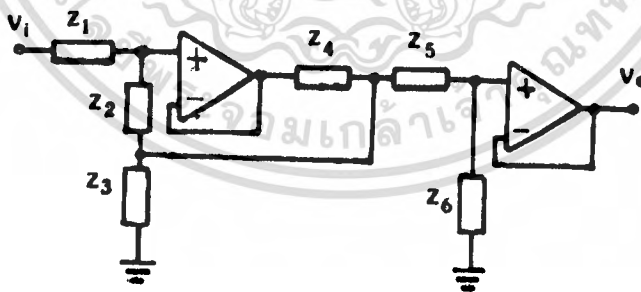
7. Aran Budak, "Passive and Active Network Analysis and synthesis.." Houghton Mifflim Comp. Boston. 1974.
8. Van Valkenburg M.E., "Analog filter design," Holt, Rinehart and Winston, 1982.
9. Rosenstark, Sol, "Feedback amplifier drinciples," Macmillan Publishing Company, 1986.
10. ดร. ลีทธีชัย โกโคโยอุดม , การวิเคราะห์และสังเคราะห์วงจรร่วม
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2520 .
11. สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์, " อาร์ซี แอคทีฟออลซิลเลเตอร์ความถี่สูงวงจรใหม่ ซึ่งใช้
วงจรตามผลต่างกระแส," ประชุมวิชาการทางวิศวกรรม ครั้งที่ 11, 2531.

ภาคผนวก

วงจรออสซิลเลเตอร์ แบบที่ 1



รูปที่ 3.8 วงจรแบบที่ 1



รูปที่ 3.8a วงจรแบบที่ 1 เมื่อเปิดวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหา ทราานลเฟอ์ร่ฟ้งก่ซ้ันของวงจรแบบที่ 1
วิธีการวิเคราะห์

เมื่อ $V_{Z_2} = V_{Z_4}$ (1)

$$i_1 Z_2 = i_2 Z_4 \quad (2)$$

และ $i_2 = \frac{Z_2}{Z_4} i_1$ (3)

$$i_3 = \frac{(Z_5 + Z_6)}{Z_3 + Z_5 + Z_6} \cdot (i_1 + i_2) \quad (4)$$

$$= \frac{Z_5 + Z_6}{Z_3 + Z_5 + Z_6} \cdot \left(1 + \frac{Z_2}{Z_4}\right) i_1 \quad (5)$$

$$i_4 = \frac{Z_3}{Z_3 + Z_5 + Z_6} \cdot (i_1 + i_2) \quad (6)$$

$$= \frac{Z_3}{Z_3 + Z_5 + Z_6} \cdot \frac{(Z_2 + Z_4)}{Z_4} i_1 \quad (7)$$

เนื่องจาก $V_1 = i_1 Z_1 + i_2 Z_2 + i_3 Z_3$ (8)

แทนค่า(3), (4)ใน $V_i = \left[(Z_1 + Z_2) + Z_3 \cdot \frac{(Z_5 + Z_6)(Z_2 + Z_4)}{Z_4(Z_3 + Z_5 + Z_6)} \right] \cdot i_1$ (9)

$$V_1 = \frac{Z_4(Z_1 + Z_2) \cdot (Z_3 + Z_5 + Z_6) + (Z_2 Z_4) \cdot (Z_5 + Z_6) Z_3}{Z_4(Z_3 + Z_5 + Z_6)} \cdot i_1 \quad (10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

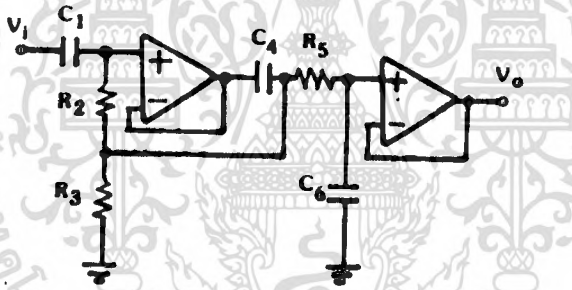
และ $V_o = Z_6 i_4$ (11)

$$= Z_6 \cdot \frac{Z_3 (Z_2 + Z_4)}{Z_4 (Z_3 + Z_5 + Z_6)} \cdot i_1$$
 (12)

อัตราส่วนของสมการ (12) และ (10) จะได้

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_3 Z_6 (Z_2 + Z_4)}{Z_4 (Z_1 + Z_2) \cdot (Z_3 + Z_5 + Z_6) + (Z_2 + Z_4) \cdot (Z_5 + Z_6) Z_3}$$
 (13)

เมื่อแทนค่าตำแหน่งของอินพีแดนซ์ด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุดังรูป



รูป 3.8b เมื่อแทนค่า R,C ตามรูป 3.8a

$$\frac{V_o}{V_i} = T(s) = \frac{R_3 (1/SC_6) [R_2 + 1/SC_4]}{\frac{1}{SC_4} (\frac{1}{SC_1} + R_2) (R_3 + R_5 + \frac{1}{SC_6}) + (R_2 + \frac{1}{SC_4}) (R_5 + \frac{1}{SC_6}) R_3}$$
 (14)

สมการกำหนดการอลซีลเลท (Characteristic equation)

$$1 - T(s) = 0$$
 (15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการ (14) ในสมการ (15)

$$s^3 C_1 R_2 R_3 C_4 R_5 C_6 + s^2 C_1 C_6 [R_2 R_3 + R_2 R_5 + R_3 R_5] + s(R_1 C_1 + R_3 C_6 + R_5 C_4) + 1 = 0 \quad (16)$$

สมการ (16) จะเป็นจริงเมื่อกำหนดให้เทอมที่เป็นจำนวนจริง มีค่าเป็นศูนย์

$$s^2 C_1 C_6 [R_2 R_3 + R_2 R_5 + R_3 R_5] + 1 = 0 \quad (17)$$

$$W^2 = \frac{1}{C_1 C_6 [R_2 R_3 + R_2 R_5 + R_3 R_5]} \quad (18)$$

และ กำหนดให้จำนวนจินตภาพเป็นศูนย์ จะได้

$$s^3 C_1 R_2 R_3 C_4 R_5 C_6 + s(R_1 C_1 + R_3 C_6 + R_5 C_4) = 0 \quad (19)$$

$$W^2 C_1 R_2 R_3 C_4 R_5 C_6 = (R_1 C_1 + R_3 C_6 + R_5 C_4) \quad (20)$$

แทนค่า W^2 จากสมการ (18) ลงในสมการ (20) จะได้

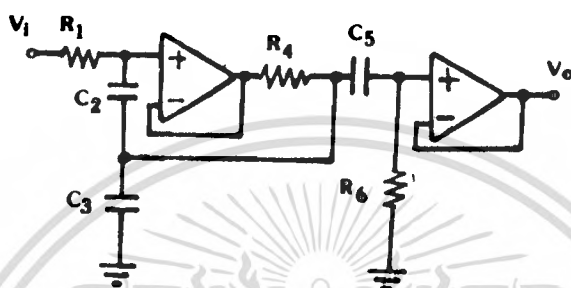
$$\frac{C_1 R_2 R_3 C_4 R_5 C_6}{C_1 C_6 [R_2 R_3 + R_2 R_5 + R_3 R_5]} = R_1 C_1 + C_6 (R_3 + R_5) \quad (21)$$

$$\frac{C_4}{\left[\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{C_4} \right]} = R_1 C_1 + C_6 (R_3 + R_5) \quad (22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าสมการ (18) และสมการ (22) เป็นสมการกำหนดความถี่ และสมการกำหนดเงื่อนไขในการออสซิลเลทตามลำดับ

เมื่อแทนค่าตำแหน่งของอิมพีแดนซ์ด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ



รูปที่ 3.8C เมื่อแทนค่า R, C ตามรูป 3.8a

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{R_6}{s^2 C_2 C_3} + \frac{R_4 R_6}{s C_3}}{R_4 \left(R_1 + \frac{1}{s C_2} \right) \left(\frac{1}{s C_3} + \frac{1}{s C_5} + R_6 \right) + \frac{1}{s C_3} \left(\frac{1}{s C_2} + R_4 \right) \left(\frac{1}{s C_5} + R_6 \right)} \quad (23)$$

สมการกำหนดการออสซิลเลท (Characteristic equation)

$$1 - T(s) = 0 \quad (24)$$

แทนค่าสมการ (23) ในสมการ (24)

$$s^3 R_1 C_2 C_3 R_4 C_5 R_6 + s^2 R_4 [R_1 C_2 R_4 + R_1 C_2 C_5 + R_6 C_3 C_5] + s R_4 (C_2 + C_3 + C_5) + 1 = 0 \quad (25)$$

สมการ (25) จะเป็นจริง เมื่อกำหนดให้เทอมที่เป็นจำนวนจินตภาพ เป็นศูนย์จะได้

$$s^3 R_1 C_2 C_3 R_4 C_5 R_6 + s C_4 (C_2 + C_3 + C_5) = 0 \quad (26)$$

แทนค่า $s = j\omega$

$$\omega^2 = \frac{(C_2 + C_3 + C_5)}{R_1 C_2 C_3 C_5 R_6} \quad (27)$$

กำหนดให้เทอมที่เป็นจำนวนจริง เป็นศูนย์ จะได้

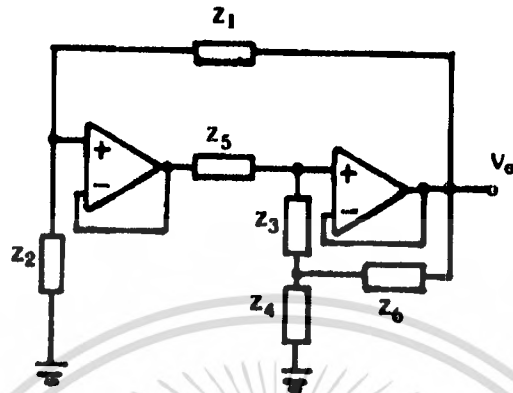
$$s^2 R_4 [R_1 C_2 C_3 + R_1 C_2 C_5 + R_6 C_3 C_5] + 1 = 0 \quad (28)$$

แทนค่า สมการ (27) ลงในสมการ (28) จะได้

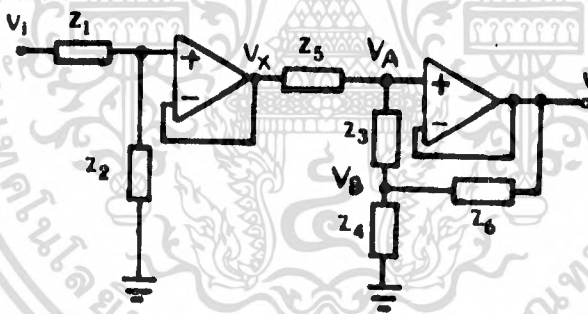
$$R_1 R_6 C_2 C_3 C_5 = R_4 (C_2 + C_3 + C_5) \cdot [R_1 C_2 (C_3 + C_5) + C_3 C_5 C_6] \quad (29)$$

จะเห็นว่าสมการ (27) และสมการ (29) เป็นสมการกำหนดความถี่ และสมการกำหนดเงื่อนไขในการออกซีลเลทตามลำดับ

วงจร ออลซีลเตอร์ แบบที่ 2



รูปที่ 3.9 วงจรแบบที่ 2



รูปที่ 3.9a วงจรแบบที่ 2 เมื่อเปิดวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหา ทรานสเฟอรั ฟังก์ชันของวงจรแบบที่
วิธีการวิเคราะห์

$$\text{เมื่อ } V_A = V_o \quad (1)$$

$$V_A - V_B = V_o - V_o \quad (2)$$

$$i_1 - Z_3 = i_2 Z_6 \quad (3)$$

$$V_x = i_1 Z_6 + i_1 Z_3 + (i_1 + i_2) Z_4 \quad (4)$$

$$= i_1 (Z_3 + Z_4 + Z_6) + i_2 Z_4 \quad (5)$$

แทนค่า

$$i_2 = i_1 \frac{Z_3}{Z_6} \quad (6)$$

$$\frac{V_x}{i_1} = [Z_6 (Z_3 + Z_4 + Z_6) + Z_3 Z_4] / Z_6 \quad (7)$$

$$V_o = i_2 Z_6 + (i_1 + i_2) Z_4 \quad (8)$$

$$= i_1 [Z_4 + (Z_4 + Z_6) \frac{Z_3}{Z_6}] \quad (9)$$

$$\frac{V_o}{i_1} = \frac{Z_3 Z_4 + Z_4 Z_6 + Z_3 Z_6}{Z_6} \quad (10)$$

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{Z_3 Z_4 + Z_3 Z_6 + Z_4 Z_6}{Z_3 Z_4 + Z_6 (Z_3 + Z_4 + Z_6)} \quad (11)$$

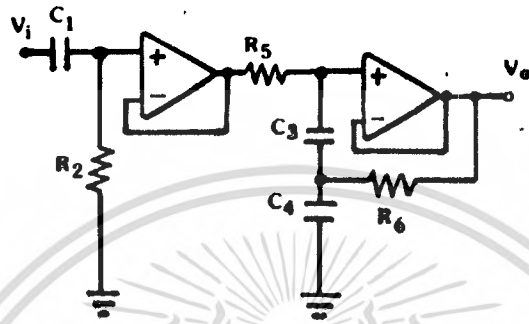
แต่

$$\frac{V_x}{V_o} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (12)$$

ผลคูณของสมการ (11) และ (12) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_x} \cdot \frac{V_x}{V_i} = \frac{Z_3 Z_4 + Z_3 Z_6 + Z_4 Z_6}{Z_3 Z_4 + Z_6 (Z_3 + Z_4 + Z_5)} \cdot \frac{Z_2}{(Z_1 + Z_2)} \quad (13)$$



รูป 3.9C เมื่อแทนค่า R,C ตามรูป 3.9a

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_3 Z_4 + Z_3 Z_6 + Z_4 Z_6}{Z_3 Z_4 + Z_6 (Z_3 + Z_4 + Z_5)} \cdot \frac{Z_2}{(Z_1 + Z_2)} \quad (14)$$

$$= \frac{1/S^2 C_3 C_4 + R_6 (1/sc_3 + 1/sc_4)}{1/S^2 C_3 C_4 + R_6 (1/sc_3 + 1/sc_4 + R_5)} \cdot \frac{R_2}{R_2 + 1/SC_1} \quad (15)$$

$$= \frac{R_2 SC_1 [R_6 S (C_3 + C_4) + 1]}{(SR_2 C_1 + 1) [S^2 C_3 C_4 R_6 R_6 + SR_6 (C_3 + C_4) + 1]} \quad (16)$$

สมการกำหนดการออสซิลเลท (Characteristic equation)

$$1 - T(S) = 0 \quad (17)$$

แทนค่าสมการ 16) ในสมการ (17)

$$1 - \frac{R_2 S C_1 [R_6 S (C_3 + C_4) + 1]}{(S R_2 C_1 + 1) [S_2 C_3 C_4 R_5 R_6 + S R_6 (C_3 + C_4) + 1]} = 0 \quad (18)$$

เขียนต่อไปจะได้

$$S^3 C_1 R_2 C_3 C_4 R_5 R_6 + S^2 C_3 C_4 R_5 R_6 + S R_6 (C_3 + C_4) + 1 = 0 \quad (19)$$

สมการ (19) จะเป็นจริงเมื่อกำหนดให้เทอมที่เป็นจำนวนจริงเป็นศูนย์

$$S^2 C_3 C_4 R_5 R_6 + 1 = 0 \quad (20)$$

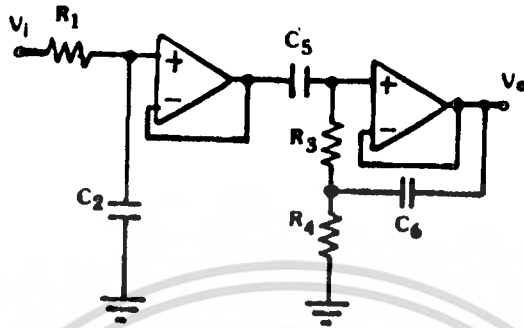
เมื่อแทน $S = j\omega$ จะได้ $\omega^2 = \frac{1}{C_3 C_4 R_5 R_6}$ (21)

เมื่อเทอมที่เป็นจำนวนจินตภาพมีค่าเป็นศูนย์ คือ

$$S^3 C_1 R_2 C_3 C_4 R_5 R_6 + S R_6 (C_3 + C_4) = 0 \quad (22)$$

แทนค่า (21) ใน (22) ได้ $C_1 R_2 = R_6 (C_3 + C_4)$ (23)

สมการ (21) และสมการ (23) เป็นสมการกำหนดเงื่อนไขในการออสซิลเลทตามลำดับ



รูปที่ 3.9b เมื่อแทนค่า R,C ตามรูป 3.9a

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_3 Z_4 + Z_3 Z_6 + Z_4 Z_6}{Z_3 Z_4 + Z_6 (Z_3 + Z_4 + Z_6)} \cdot \frac{Z_2}{(Z_1 + Z_2)} \quad (24)$$

$$= \frac{R_3 R_4 + R_3 / sC_6 + R_4 / sC_6}{R_3 R_4 + (1/sC_6) (R_3 + R_4 + 1/sC_6)} \cdot \frac{1/sC_2}{R_1 + 1/sC_2} \quad (25)$$

$$= \frac{sC_6 (R_3 R_4 sC_6 + R_3 + R_4)}{[R_3 R_4 s^2 C_6 C_6 + sC_6 (R_3 + R_4) + 1]} \cdot \frac{1}{sR_1 C_2 + 1} \quad (26)$$

สมการกำหนดการออสซิลเลท (CHARACTERISTIC EQUATION)

$$1 - T(s) = 0 \quad (27)$$

แทนค่าสมการ (26) ในสมการ (27)

$$1 - \frac{S^2 R_3 R_4 C_5 C_6 + S C_5 (R_3 + R_4)}{S^2 + R_3 R_4 C_5 C_6 + S C_5 (R_3 + R_4) + 1 (S R_1 C_2 + 1)} = 0 \quad (28)$$

เขียนต่อไปจะได้

$$S^3 R_1 C_2 R_3 R_4 C_5 C_6 + S^2 R_1 C_2 C_5 (R_3 + R_4) + S R_1 C_2 + 1 = 0 \quad (29)$$

สมการจะเป็นจริงเมื่อกำหนดให้เทอมของจำนวนจินตภาพเป็นศูนย์จะได้

$$S^3 R_1 C_2 R_3 R_4 C_5 C_6 + S R_1 C_2 = 0 \quad (30)$$

เมื่อแทน $s = j\omega$ จะได้

$$\omega^2 = \frac{1}{R_3 R_4 C_5 C_6} \quad (31)$$

เมื่อเทอมที่เป็นจำนวนจริงมีค่าเป็นศูนย์จะได้

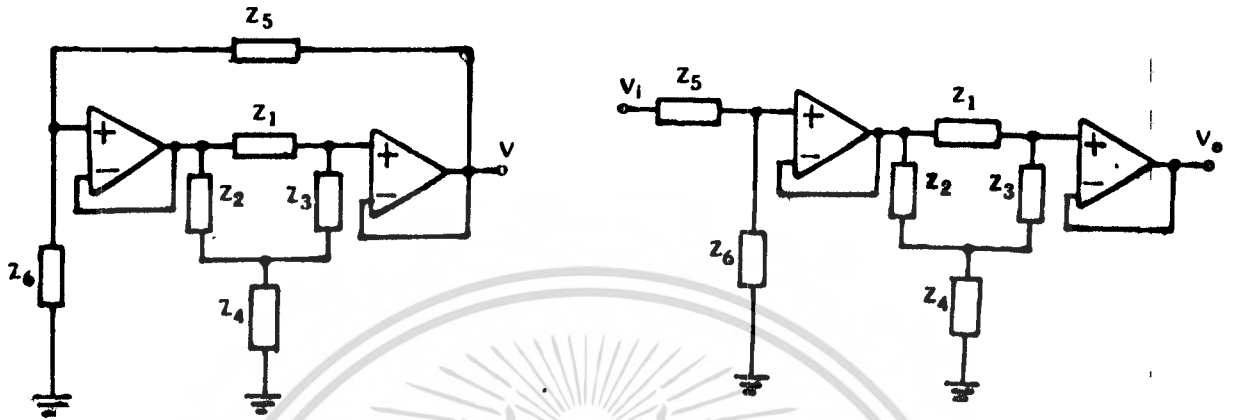
$$S^2 R_1 C_2 C_5 (R_3 + R_4) + 1 = 0 \quad (32)$$

แทนค่า(31)ใน(32)ได้ $R_3 R_4 C_5 = R_1 C_2 (R_3 + R_4)$ (33)

สมการ(31) และ(33)เป็นสมการกำหนดความถี่และสมการกำหนดเงื่อนไขการออสซิลเลท ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรออสซิลเลท แบบที่ 3



รูปที่ 3.10a วงจรแบบที่ 3

การหา ทรานสเฟอริ่งชัน ของวงแบบที่ 3
วิธีกำรวิเคราะห์

เมื่อ $i_1 Z_2 = i_1 (Z_1 + Z_3)$ (1)

$$i_2 = \frac{Z_2}{(Z_1 + Z_3)} i_1$$
 (2)

$$V_x = i_1 Z_2 + (i_1 + i_2) Z_4$$
 (3)

แทนค่า i_2 ลงใน (3) จะได้

$$V_x = i_1 \frac{[(Z_2 + Z_4)(Z_1 + Z_3) + Z_2 Z_4]}{(Z_1 + Z_3)}$$
 (4)

เมื่อ $V_o = i_2 Z_3 + (i_1 + i_2) Z_4$ (5)

$= i_1 Z_4 + i_2 (Z_3 + Z_4)$ (6)

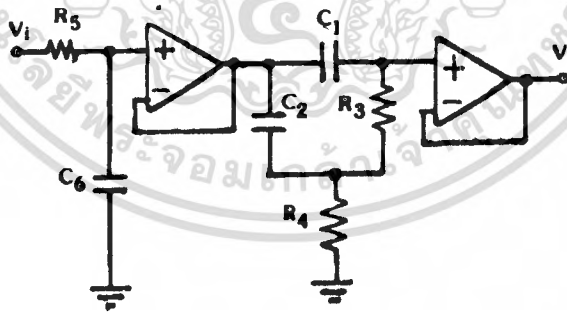
แทนค่า i_2

$V_o = \frac{i_1 Z_4 (Z_1 + Z_3) + Z_2 (Z_3 + Z_4)}{Z_1 + Z_3}$ (7)

ถ้า $\frac{V_x}{V_i} = \frac{Z_6}{Z_5 + Z_6}$ (8)

อัตราส่วนของสมการ (7) และ (4) คูณด้วยสมการ (8) จะได้

$\frac{V_x}{V_i} \cdot \frac{V_o}{V_x} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_4 (Z_1 + Z_3) + Z_2 (Z_3 + Z_4)}{(Z_1 + Z_3)(Z_2 + Z_4) + Z_2 Z_4} \cdot \frac{Z_6}{Z_5 + Z_6}$ (9)



รูปที่ 3.10 c

$T(s) = \frac{R_4(\frac{1}{sc_1} + R_3) + \frac{1}{sc_2}(R_3 + R_4)}{(\frac{1}{sc_1} + R_3)(\frac{1}{sc_2} + R_4) \frac{R_4}{sc_2}} \cdot \frac{\frac{1}{sc_6}}{R_5 + \frac{1}{sc_6}}$ (10)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการกำหนดการออสซิลเลท (CHARACTERISTIC EQUATION)

$$1 - T(s) = 0 \quad (11)$$

แทนค่าสมการ (10) ในสมการ (11)

$$s^3 C_1 C_2 R_3 R_4 R_5 C_6 + s^2 R_5 C_6 [C_1 (R_3 + R_4) + C_2 R_4] + s R_5 C_6 + 1 = 0 \quad (12)$$

สมการ (12) จะเป็นจริงเมื่อกำหนดให้เทอมที่เป็นจำนวนจินตภาพ มีค่าเป็นศูนย์ คือ

$$s^3 C_1 C_2 R_3 R_4 R_5 C_6 + s R_5 C_6 = 0 \quad (13)$$

เมื่อแทนค่า $s = j\omega$ จะได้

$$\omega^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_3 R_4} \quad (14)$$

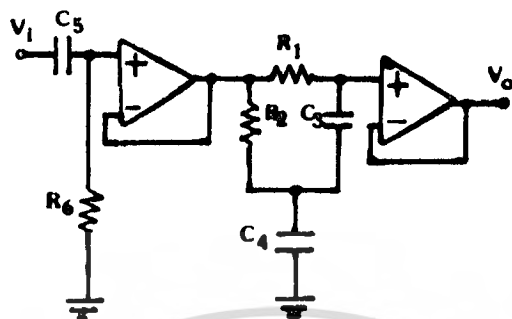
และเทอมที่เป็นจำนวนจริง มีค่าเป็นศูนย์ คือ

$$s^2 R_5 C_6 [C_1 (R_3 + R_4) + C_2 R_4] + 1 = 0 \quad (15)$$

แทนค่า สมการ (14) ในสมการที่ (15) จะได้

$$\frac{C_1 C_2 R_3 R_4}{R_5 C_6} = C_1 R_3 + C_1 R_4 + C_2 R_4 \quad (16)$$

สมการ (14) และ (16) เป็นสมการกำหนดความถี่ และ สมการกำหนด
เงื่อนไข การออสซิลเลทตามลำดับ



รูปที่ 3.10b เมื่อแทนค่า R, C ตามรูป 3.10a

$$T(s) = \frac{\frac{1}{sC_4} \left(R_1 + \frac{1}{sC_3} \right) + R_2 \left(\frac{1}{sC_3} + \frac{1}{sC_4} \right)}{\left(R_1 + \frac{1}{sC_3} \right) \left(R_2 + \frac{1}{sC_4} \right) + \frac{R_2}{sC_4}} \cdot \frac{R_6}{R_6 + \frac{1}{sC_5}} \quad (17)$$

สมการกำหนดการออสซิลเลท CHARACTERISTIC EQUATION

$$1 - T(s) = 0 \quad (18)$$

แทนค่าสมการ (17) ในสมการ (18)

$$s^3 R_1 R_2 C_3 C_4 C_5 R_6 + s^2 R_1 R_2 C_3 C_4 + s [R_1 C_3 + R_2 (C_3 + C_4)] + 1 = 0 \quad (19)$$

สมการ (19) จะเป็นจริงเมื่อกำหนดให้เทอมที่เป็นจำนวนจริง มีค่าเป็นศูนย์ คือ

$$s^2 R_1 R_2 C_3 C_4 + 1 = 0 \quad (20)$$

เมื่อแทนค่า $s = j\omega$ จะได้ $\omega^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_3 C_4}$ (21)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเทอมที่เป็นจำนวนจินตภาพมีค่าเป็นศูนย์ คือ

$$s^3 R_1 R_2 C_3 C_4 C_5 R_6 + s [R_1 C_3 + R_2 (C_3 + C_4)] = 0 \quad (22)$$

แทนค่า สมการ (21) ในสมการ (22)

$$C_5 R_6 = R_1 C_3 + R_2 C_3 + R_2 C_4 \quad (23)$$

สมการ (21) และ (23) เป็นสมการกำหนดความถี่ และ สมการกำหนดเงื่อนไข
การออสซิลเลตตามลำดับ