

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การประยุกต์ใช้งานวงจรสะท้อนกระแส  
CURRENT MIRROR CIRCUIT APPLICATIONS

นายกนก สมุทรรัตน์

KANOK SAMOOTRUT



อาจารย์ที่ปรึกษา

วศ.ดร. สิทธิชัย โภคยอุดม

วศ.ดร. วัลลภ สุระกำแพง

ADVISORS

ASSOC. PROF. SITHTHICHAI POOKAIYAUDOM Ph.D.

ASSOC. PROF. WANLOP SURAKAMPONTORN Ph.D.

วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2534

ISBN 974-8155-85-4

เลขหมู่ \_\_\_\_\_  
เลขทะเบียน 17102  
วัน, เดือน, ปี 5 ก.พ. 2535

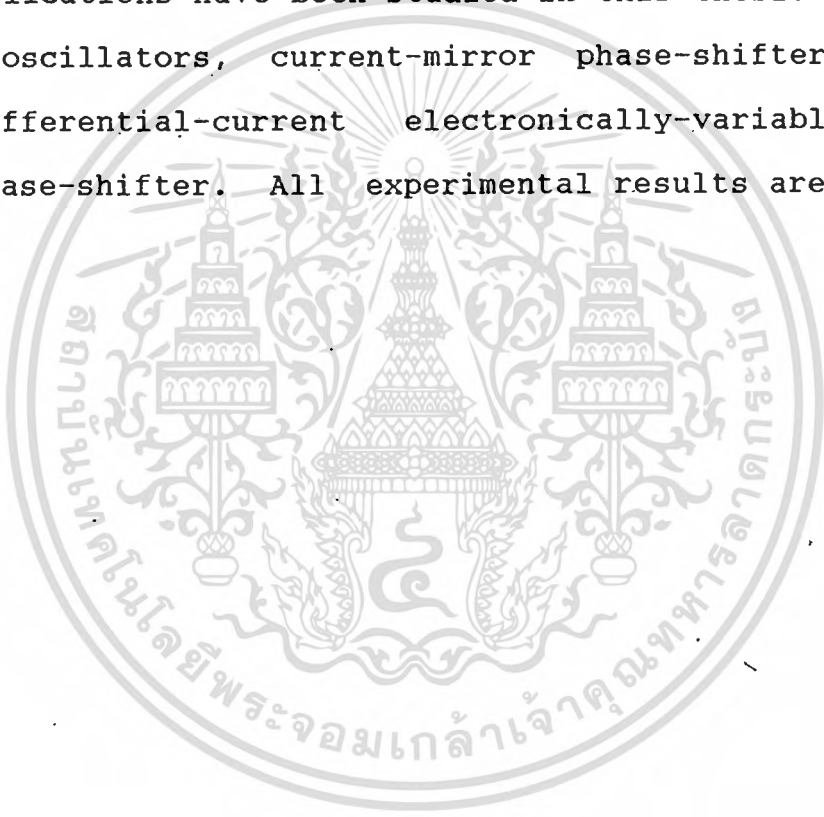
เอกสารนี้ถูกใช้เพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่อาจเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้เสนอวิธีการประยุกต์ใช้งาน วงจรสะท้อนกระแส (current mirrors) ซึ่งเป็นวงจรที่รับสัญญาณเข้าเป็นกระแสและให้สัญญาณออกเป็นกระแส วงจรสะท้อนกระแสเป็นวงจรที่ให้ผลการตอบสนองทางความถี่กว้างจึงเป็นจุดสนใจที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานเพื่อให้ได้วงจรที่ปฏิบัติงานได้ ๓ ความถี่สูง ดังที่แสดงไว้ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ คือ วงจรกำเนิดสัญญาณขาขึ้นที่ใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุเป็นตัวกำหนดความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ โดยใช้วงจรสะท้อนกระแสทำหน้าที่เป็นตัวขยายสัญญาณในรูปของการกำเนิดสัญญาณ วงจรกำเนิดสัญญาณขาขึ้นที่ใช้หลักการเลื่อนเฟสที่ประกอบจากวงจรถัดหน้า และ วงจรเลื่อนเฟสที่สามารถปรับค่ามุมเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ทุกวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ให้ผลการทดลองที่น่าพอใจมาก

### Abstract

This thesis presents the extensive applications of current mirror circuits that both input and output signal are current. Current mirror circuits have a wide frequency response that is very interesting to use them at high frequency. Three current mirror applications have been studied in this thesis as current-mirror RC-oscillators, current-mirror phase-shifter oscillator, and a differential-current electronically-variable current-mirror phase-shifter. All experimental results are very satisfactory.



## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	IV
ABSTRACT	V
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรถอดถอนกระแส	4
2.1 กล่าวนำ	4
2.2 วงจรถอดถอนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว	4
2.2.1 คุณสมบัติทางกระแสไฟตรง	5
2.2.2 คุณสมบัติทางกระแสไฟสลับสัญญาณขนาดเล็ก	7
2.2.3 ผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆจากวิธีวิเคราะห์โหนด กับวิธีสร้างเลียนแบบด้วย PSpice	14
2.3 วงจรถอดถอนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 3 ตัว หรือแบบ Wilson	18
2.3.1 คุณสมบัติทางกระแสไฟตรง	19
2.3.2 คุณสมบัติทางกระแสไฟสลับสัญญาณขนาดเล็ก	20
2.3.3 ผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆจากวิธีวิเคราะห์โหนด กับวิธีสร้างเลียนแบบด้วย PSpice	21
2.4 วงจรถอดถอนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว	26
2.4.1 คุณสมบัติทางกระแสไฟตรง	27
2.4.2 คุณสมบัติทางกระแสไฟสลับสัญญาณขนาดเล็ก	27
2.4.3 ผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆจากวิธีวิเคราะห์โหนด กับวิธีสร้างเลียนแบบด้วย PSpice	29
2.5 วงจรถอดถอนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้า (differential current mirror) แบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว	34
2.5.1 คุณสมบัติทางกระแสไฟตรง	35

2.5.2	คุณสมบัติทางกระแสไฟสลับลักษณะขนาดเล็ก	35
2.5.3	ผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆจากวิธีวิเคราะห์โหมด กับวิธีสร้างเลียนแบบด้วย PSpice	38
2.6	สรุป	41
<b>บทที่ 3</b>	<b>วงจรถ่ายโอนสัญญาณขาเข้าโดยใช้ตัวต้านทานตัวเก็บประจุและวงจรถ่ายโอนกระแส</b>	<b>43</b>
3.1	กล่าววนำ	43
3.2	อธิบายวงจรถ่ายโอน	43
3.2.1	หลักการพื้นฐาน	43
3.2.2	วงจรถ่ายโอนทางปฏิบัติ	46
3.2.3	เน็ตเวิร์คส่วนป้อนกลับ	49
3.3	ผลการทดลอง	51
3.4	สรุป	53
<b>บทที่ 4</b>	<b>วงจรถ่ายโอนสัญญาณขาเข้าโดยการเลื่อนเฟสที่ใช้วงจรถ่ายโอนกระแส</b>	<b>54</b>
4.1	กล่าววนำ	54
4.2	วงจรถ่ายโอนเฟส	54
4.3	วงจรถ่ายโอนสัญญาณขาเข้า	59
4.4	สรุป	63
<b>บทที่ 5</b>	<b>วงจรถ่ายโอนเฟสที่ใช้วงจรถ่ายโอนกระแสและสามารถปรับมุมเฟสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์</b>	<b>64</b>
5.1	กล่าววนำ	64
5.2	อธิบายวงจรถ่ายโอน	64
5.3	วิเคราะห์ผลจากความไม่เป็นเชิงเส้นของความต้านทานที่ จุดสัญญาณเข้าของวงจรถ่ายโอนกระแส	69
5.4	วิเคราะห์ผลจากความคลาดเคลื่อนของอัตราขยายกระแส	72
5.5	ผลการทดลอง	76

5.5.1	ลักษณะการทำงานทั่วไป	76
5.5.2	การชดเชยทางอุณหภูมิ	78
5.5.3	ผลของความถี่สูง	79
5.5.4	ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ	80
5.6	สรุป	81
บทที่ 6	บทสรุป	82
	กิตติกรรมประกาศ	84
	เอกสารอ้างอิง	85
ภาคผนวก ก	การวิเคราะห์หาคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสด้วย PSpice	88
ภาคผนวก ข	รายละเอียดการหาคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสแบบต่างๆ ด้วยวิธีวิเคราะห์โหนด	99
ภาคผนวก ค	ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์	120

## บทที่ 1

## บทนำ

วงจรสะท้อนกระแส (current mirror) แบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว หรือ แบบ โคโอดทรานซิสเตอร์ เป็นวงจรพื้นฐานที่มีใช้มากในวงจรรวมแบบอนาล็อก (analog integrated circuit) ซึ่งส่วนใหญ่ใช้ทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกระแสหรือตัวดึงกระแส วงจรสะท้อนกระแสแบบนี้ถูกนำเสนอขึ้นเป็นครั้งแรกโดย R.J. Widlar ในปี 1965 [1] ต่อมา W.R. Davis กับ H.C. Lin [2] และ C.R. Hoffman [3] แสดงถึงผลของ อุณหภูมิและการแมทซ์ของอุปกรณ์ที่มีผลต่อวงจรสะท้อนกระแส หลังจากนั้น E.S. Yang [4] ได้ศึกษาถึงคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสต่อสัญญาณขนาดเล็ก (small signal) ในปี 1968 G.R. Wilson คิดวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson [5] ขึ้นมาเพื่อปรับปรุง วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ทั้งนี้เพราะต้องการวงจรสะท้อนกระแสที่มี อัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่ง ซึ่งวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson สามารถลดผลของ กระแสเบสที่ทำให้อัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัวคลาดเคลื่อนไปจากหนึ่งได้ นอกจากนี้วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ยังให้ค่าความต้านทาน ที่จุดสัญญาณออกสูงกว่าแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว M.J. Callahan, Jr. [6] และ P.E. Allen [7] กล่าวถึงวิธีการคำนวณหาอัตราขยายกระแสและแสดงผลเป็นกราฟเพื่อช่วย ในการออกแบบใช้งานวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว โดยการปรับค่าความ ต้านทานที่ต่ออนุกรมเพิ่มเติมระหว่างอีมีเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองกับจุดร่วมของวงจร สะท้อนกระแสเมื่อไม่คำนึงถึงกระแสเบส และ คำนึงถึงกระแสเบสที่ค่า  $\beta$  ต่างๆ กันตาม ลำดับ K.G. Schlotzhauer กับ J.V. Hanson [8] เสนอวิธีการทำวงจรสะท้อน กระแสที่ให้จุดสัญญาณออกหลายจุด โดยสามารถให้อัตราขยายกระแสได้แม่นยำแม้ว่าอัตรา ขยายกระแสไม่เท่ากับหนึ่ง ทั้งนี้อัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ให้ค่าได้แม่นยำน้อยลงเมื่อมีค่าไม่เท่ากับหนึ่งและมีจุดสัญญาณออกหลายจุด R.C. Jaeger [9] ปรับปรุงความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของวงจรสะท้อนกระแสที่ทำหน้าที่เป็นตัวจ่าย กระแสให้มีค่าสูงขึ้น A. Bilotti กับ E. Mariani [10] ทำการศึกษาสัญญาณรบกวน

ของวงจรสะท้อนกระแสแบบต่างๆ ในช่วงความถี่ต่ำ และ ความถี่เสียงเปรียบเทียบกับผลที่สร้างเลียนแบบ (simulation) ด้วยโปรแกรม SPICE และ ผลการทดลอง

เนื่องจากวงจรรขยายความแตกต่าง (differential amplifier) ที่มีอัตราขยายสูงต้องการค่าความต้านทานโหลดสูง ดังนั้นวงจรสะท้อนกระแสจึงถูกใช้เป็นตัวจ่ายกระแสในตำแหน่งของความต้านทานโหลด เพื่อให้วงจรรขยายความแตกต่างสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำแต่มีค่าความต้านทานโหลดสูง เรียกการใช้งานวงจรสะท้อนกระแสลักษณะนี้ว่าเป็นโหลดประเภทแอคทีฟ (active load) โดยมีความต้านทานโหลดเป็นความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของวงจรสะท้อนกระแส ต่อมา R.J. Widlar [11] ใช้วงจรสะท้อนกระแสทำงานคู่กับวงจรรขยายความแตกต่าง ในลักษณะให้สัญญาณกระแสกลับไหลผ่านวงจรสะท้อนกระแสและวงจรสะท้อนกระแสยังคงทำหน้าที่เป็นโหลดประเภทแอคทีฟด้วย ทำให้สามารถใช้งานวงจรสะท้อนกระแสได้อย่างมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น ในระยะหลังนี้พบที่มีการใช้งานวงจรสะท้อนกระแสแบบที่มีจุดสัญญาณเข้า 2 จุด และให้สัญญาณออกเป็นกระแสผลต่างของกระแสเข้าทั้งสอง เรียกวงจรสะท้อนกระแสแบบนี้ว่า วงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้า (differential current mirror) ซึ่งความจริงแล้วการใช้งานวงจรสะท้อนกระแสในลักษณะนี้พบว่ามีใช้ตั้งแต่ปี 1971 โดย R.J. van de Plassche [12] ต่อมา G. Normand [13] ได้ปรับปรุงวงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้าแบบทรานซิสเตอร์ 3 ตัว เป็นแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว และ B. Wilson [14] ปรับปรุงเป็นแบบทรานซิสเตอร์ 6 ตัว และ 8 ตัว เพื่อลดค่าความคลาดเคลื่อนของอัตราขยายกระแส และ ผลจากความไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinearity) เมื่อวงจรทำงานที่กระแสสูงในช่วงของ mA และกระแสเข้าทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกัน

จากคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสที่สามารถทำเป็น วงจรรขยายกระแสช่วงความถี่กว้าง (wideband amplifier) และทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่า ออปแอมป์ (operational amplifier) ซึ่งเป็นวงจรรขยายแรงดัน จึงเกิดแนวคิดที่จะออกแบบวงจรให้ทำงานในเทอมของกระแสและเป็นวงจรที่ไม่ต้องการค่าอัตราขยายกระแสมากเพื่อให้ได้วงจรที่ตอบสนองความถี่กว้างตามคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแส เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ (sinusoidal oscillator) วงจรเลื่อนเฟส (phase shifter) โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้อัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้วงจรสะท้อนกระแสทำหน้าที่เป็นวงจรขยายแล้ววงจรที่ได้นำจะทำงานได้ที่มีความถี่สูงกว่า ซึ่งเมื่อทำการออกแบบและทดลองวงจรพบว่าสามารถทำงานได้ช่วงความถี่กว้างและทำงานได้ที่มีความถี่สูงกว่าวงจรที่ใช้ฮอปแอมป์ รายละเอียดของการออกแบบและผลการทดลองวงจรได้รวบรวมไว้ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ โดย บทที่ 2 เป็นการศึกษาคุณสมบัติที่สำคัญของวงจรสะท้อนกระแสแบบต่างๆ ซึ่งเป็นความรู้พื้นฐานที่จำเป็นในการออกแบบฯ ใช้งาน บทที่ 3 แสดงวิธีการท้าววงจรกำเนิดสัญญาณชายนี่ ที่ใช้วงจรสะท้อนกระแสเป็นตัวขยายสัญญาณ และใช้ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ เป็นตัวกำหนดความถี่ในลูป (loop) ของการกำเนิดสัญญาณ บทที่ 4 เป็นการท้าววงจรเลื่อนเฟสด้วยวงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้า และการท้าววงจรกำเนิดสัญญาณชายนี่จากวงจรเลื่อนเฟสที่ได้ในตอนต้น. บทที่ 5 แสดงการท้าววงจรเลื่อนเฟสด้วยการใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ที่มีจำหน่ายในรูปของ IC [15] และสามารถเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ บทที่ 6 เป็นการสรุปผลของแนวความคิดในการประยุกต์ใช้วงจรสะท้อนกระแส ภาคผนวก ก. เป็นรายละเอียดเกี่ยวกับการใช้ Pspice [16] สร้างเลียนแบบวงจรสะท้อนกระแสเพื่อหาคุณสมบัติที่สำคัญของวงจรสะท้อนกระแสแบบต่างๆ ภาคผนวก ข. เป็นรายละเอียดเกี่ยวกับการวิเคราะห์วงจรสะท้อนกระแสด้วยวิธีวิเคราะห์โหนด (node analysis) [17] และ แก้สมการหาแรงดันโหนดด้วยวิธี Cramer's rule [17] เพื่อหาคุณสมบัติที่สำคัญของวงจรสะท้อนกระแสแบบต่างๆ ภาคผนวก ค. เป็นการรวบรวมผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ขณะที่ทำการศึกษาอยู่ในระดับปริญญาโท

## บทที่ 2

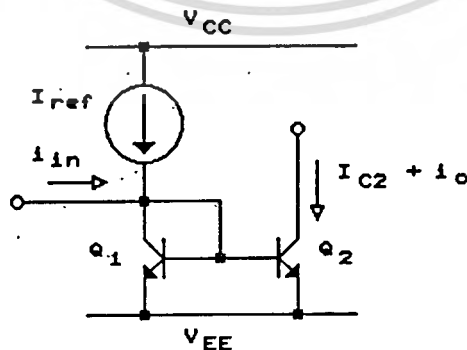
### คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรสะท้อนกระแส

#### 2.1 กล่าวนำ

วงจรสะท้อนกระแสแลมีหลายแบบ แต่ในบทนี้จะกล่าวถึงเฉพาะวงจรสะท้อนกระแสที่มีใช้ในวิทยานพณ์เล่มนี้เท่านั้น ประกอบด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว หรือแบบไดโอดทรานซิสเตอร์ (diode-transistor current mirror) วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 3 ตัว ที่นิยมเรียกว่าแบบ Wilson (Wilson current mirror) วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว ที่ปรับปรุงมาจากแบบของ Wilson นอกจากนี้ยังมี วงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้า (differential current mirror) แบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว คุณสมบัติสำคัญของวงจรสะท้อนกระแสที่จะทำการพิจารณาคืออัตราขยายกระแส (current gain) ความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า (input impedance) และความต้านทานที่จุดสัญญาณออก (output impedance) โดยทำการพิจารณาเฉพาะวงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราขยายกระแสเป็นหนึ่งเท่านั้น

#### 2.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว [18]

วงจรสะท้อนกระแสแบบนี้เป็นแบบที่ง่ายที่สุด ดังรูป 2.1



รูป 2.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว

### 2.2.1 คุณสมบัติทางกระแสไฟตรง

ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถูกต่อในลักษณะของไดโอดโดยการต่อขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์ เข้าด้วยกันทำให้แรงดันตกคร่อม คอลเลคเตอร์เบส ( $V_{CB}$ ) มีค่าเป็นศูนย์ ลักษณะเช่นนี้ ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ยังอยู่ในช่วงของการทำงานปกติ (forward active region) ทั้งนี้ เพราะแรงดันตกคร่อม คอลเลคเตอร์อีมิเตอร์ ( $V_{CE}$ ) เพียง  $V_{BE}$  เดียว จากแรงดันตกคร่อมเบสอีมิเตอร์ ( $V_{BE}$ ) ก็เพียงพอให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้แล้ว เมื่อทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ และ สมมุติให้ความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของ  $Q_2$  มีค่าสูงมากจนไม่ต้องคำนึงถึง ความสัมพันธ์ของแรงดันเบสอีมิเตอร์กับกระแสคอลเลคเตอร์ ( $I_C$ ) ของทรานซิสเตอร์ คือ

$$V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad (2.1)$$

เมื่อ  $V_T$  คือ แรงดันเทอร์มอล (thermal voltage) มีค่าเท่ากับ  $KT/q$  ประมาณ 26 mV ที่อุณหภูมิ 27 °C และ  $I_S$  คือกระแสอิ่มตัว มีค่าคงที่แปรผันตามพื้นที่อีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์

จากรูป 2.1 แรงดันตกคร่อมเบสอีมิเตอร์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีค่าเท่ากัน ดังนั้น กระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองต้องมีค่าเท่ากันด้วย

$$I_{C1} = I_{C2} \quad (2.2)$$

คิดกระแสไฟตรงที่คอลเลคเตอร์ของ  $Q_1$

$$I_{ref} - I_{C1} - 2\frac{I_{C1}}{\beta_F} = 0 \quad (2.3)$$

ดังนั้น

$$I_{C1} = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{2}{\beta_F}} = I_{C2} \quad (2.4)$$

$\beta_F$  คือ อัตราขยายกระแสไฟตรง ( $I_C/I_B$ ) ของทรานซิสเตอร์ ถ้า  $\beta_F$  มีค่าสูงมาก (โดยทั่วไปมีค่าประมาณ 200) จะทำให้กระแสออก ( $I_{C2}$ ) มีค่าเท่ากับกระแสเข้า ( $I_{ref}$ ) ได้โดยประมาณ

ดังนั้นกรณีที่ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีคุณสมบัติเหมือนกัน จะได้อัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสเป็นหนึ่ง ถ้าให้ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีคุณสมบัติต่างกัน จะทำให้วงจรสะท้อนกระแสมีค่าอัตราขยายกระแสไม่เท่ากับหนึ่ง เมื่อให้พื้นที่ อิมิตเตอร์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ต่างกัน ทำให้เทอม  $I_S$  ใน (2.1) ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองต่างกัน แต่ทรานซิสเตอร์ทั้งสอง มีแรงดันเบสอิมิตเตอร์เท่ากัน ทำให้อัตราขยายกระแสแปรผันตามอัตราส่วนพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง เช่น ถ้าพื้นที่อิมิตเตอร์ของ  $Q_2$  เป็น 2 เท่าของพื้นที่อิมิตเตอร์ของ  $Q_1$  จะได้อัตราขยายกระแสเท่ากับ 2

นอกจากนี้แรงดันตกคร่อมคอลเลคเตอร์อิมิตเตอร์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ที่แตกต่างกัน จะทำให้ได้อัตราขยายกระแสที่คลาดเคลื่อนออกไป เนื่องจากผลของ base-width modulation ทำให้กระแสคอลเลคเตอร์เป็น

$$I_C = I_S \left[ \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \right] \left[ 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right] \quad (2.5)$$

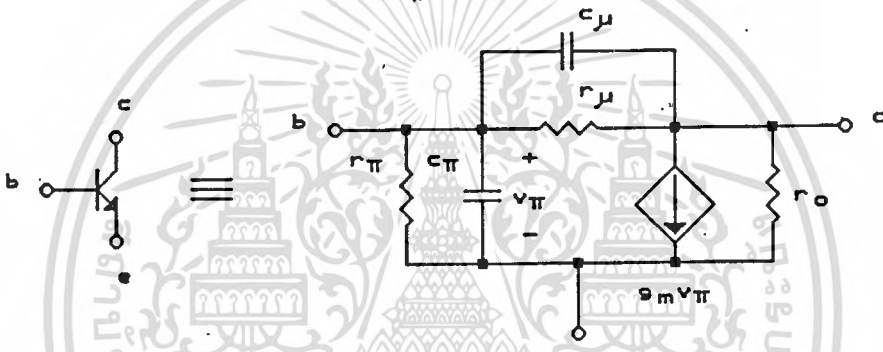
$V_A$  คือ Early voltage ของทรานซิสเตอร์ มีค่าโดยทั่วไปประมาณ 130 โวลต์ ถ้าให้แรงดันที่คอลเลคเตอร์ของ  $Q_2$  เป็น 30 โวลต์ แรงดันคร่อมคอลเลคเตอร์อิมิตเตอร์ของ  $Q_1$  เป็น  $V_{BE(on)}$  ประมาณ 0.6 โวลต์ ดังนั้นอัตราส่วนของ  $I_{C2}$  ต่อ  $I_{C1}$  คือ

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{1 + \frac{V_{CE2}}{V_A}}{1 + \frac{V_{CE1}}{V_A}} = \frac{1 + \frac{30}{130}}{1 + \frac{0.6}{130}} \approx 1.25 \quad (2.6)$$

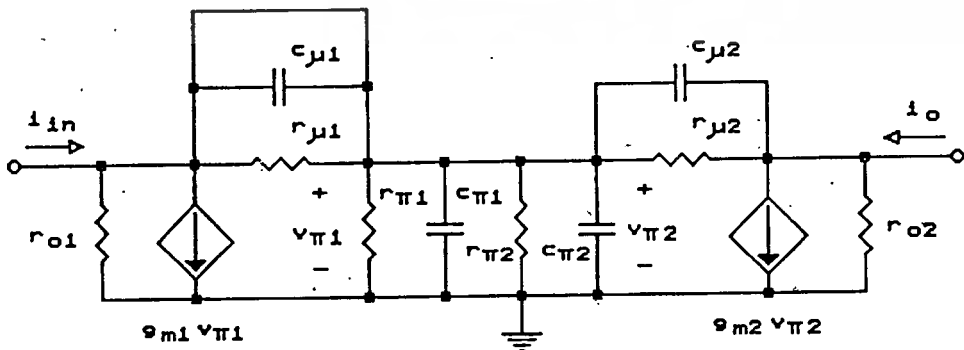
ทำให้อัตราขยายกระแสคลาดเคลื่อนไปประมาณ 25% เมื่อให้แรงดันคคร่อมจุดสัญญาณออกของวงจรสะท้อนกระแส เป็น 30 โวลต์

2.2.2 คุณสมบัติทางกระแสไหลลับสัญญาณขนาดเล็ก (small signal)

เมื่อพิจารณาวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ค่้อสัญญาณขนาดเล็ก จะแทนทรานซิสเตอร์ด้วยวงจรเสมือน ในรูป 2.2 [19] ได้เป็นวงจรในรูป 2.3



รูป 2.2 วงจรเสมือนของทรานซิสเตอร์

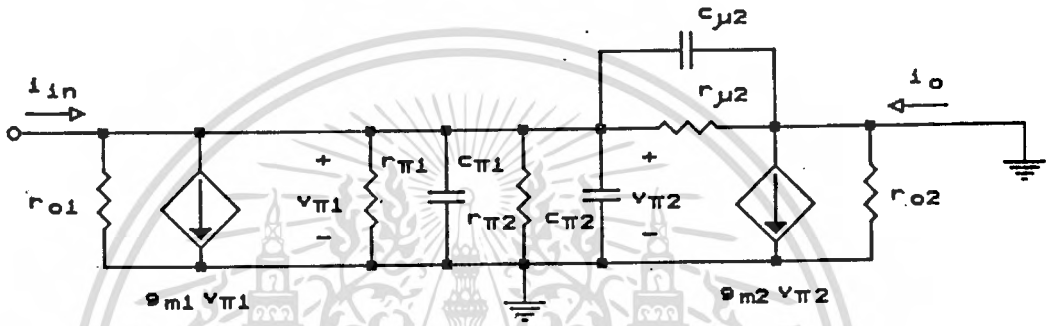


รูป 2.3 วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว

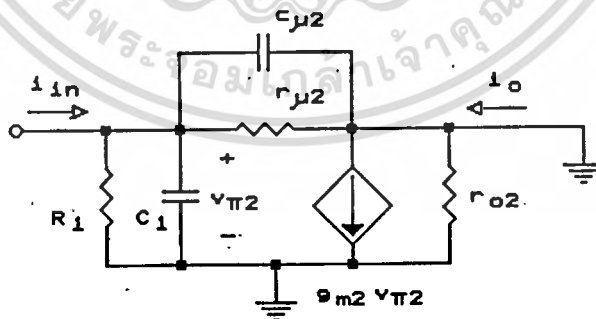
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไปว่ากรณิดิจนั้งสืบ ลึกข้่งห้ห้ขี้ให้ดัดแปลงบื้อหว่า และต้องอ้างถึงถึงลั่วของเอกสารทอครั้งทีมีการบ่ไปใ้

วิธีการหาอัตราขยายกระแส ความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า และความต้านทานที่จุดสัญญาณออก เป็นไปตาม [30] ในการหาอัตราขยายกระแส และความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า จะต่อจุดสัญญาณออกลงกราวดิน ได้เป็นดังรูป 2.4



รูป 2.4 วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว เพื่อใช้หาอัตราขยายกระแสและความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า



รูป 2.5 วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว เพื่อใช้หาอัตราขยายกระแสและความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า เมื่อแทนตัวจ่ายกระแส  $g_{m1} v_{\pi1}$  ด้วยตัวต้านทาน

ตัวจ่ายกระแส  $g_{m1} v_{\pi1}$  มีแรงดันตกคร่อมตัวมันเองเท่ากับ  $v_{\pi1}$  เพราะฉะนั้นสามารถแทนตัวจ่ายกระแสได้ด้วย ตัวต้านทานมีค่าเท่ากับ  $1/g_{m1}$  เขียนวงจรใหม่ เป็นรูป 2.5 โดย

$$C_1 = c_{\pi1} + c_{\mu2} \quad (2.7.1)$$

$$R_1 = r_{\pi1} // \frac{1}{g_{m1}} // r_{o1} // r_{\pi2} \approx \frac{1}{g_{m1} + \frac{2}{r_x}} \quad (2.7.2)$$

เมื่อคิดว่า  $r_{\pi1}$  และ  $r_{\pi2}$  มีค่าใกล้เคียงกัน ให้  $r_{\pi}$  เป็นค่าเฉลี่ยคือเท่ากับ  $(r_{\pi1} + r_{\pi2})/2$

จากรูป 2.5 หาแรงดันที่ตกคร่อม  $R_1$  ได้

$$v_{\pi2} = \frac{(R_1 // r_{\mu2}) i_{in}}{1 + s(R_1 // r_{\mu2})(C_1 + c_{\mu2})} \quad (2.8)$$

$r_{\mu2} \gg R_1$  เพราะฉะนั้น

$$v_{\pi2} \approx \frac{R_1 i_{in}}{1 + sR_1(C_1 + c_{\mu2})} \quad (2.9)$$

จากรูป 2.5 หากระแสออก ( $i_o$ )

$$i_o = g_{m2} v_{\pi2} - \left( \frac{1}{r_{\mu2}} + s c_{\mu2} \right) v_{\pi2} \quad (2.10)$$

ตัดเทอม  $\frac{1}{r_{\mu2}}$  เนื่องจากมีค่าน้อยกว่า  $g_{m2}$  มาก และแทนค่า  $v_{\pi2}$  จาก (2.9) ได้

$$i_o = \frac{(g_{m2} - s c_{\mu2}) R_1 i_{in}}{1 + sR_1(C_1 + c_{\mu2})} \quad (2.11)$$

ได้อัตราขยายกระแส คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามนำไปคัดลอกไปเผยแพร่ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_i = \frac{i_o}{i_{in}} = \frac{g_{m2}R_1 - sR_1C_{\mu2}}{1 + sR_1(C_1 + C_{\mu2})} \quad (2.12)$$

แทนค่า  $C_1$  และ  $R_1$  จาก (2.7.1) และ (2.7.2) ใน (2.12) ได้

$$A_i = \frac{g_{m2} \left( \frac{1}{g_{m1} + \frac{2}{r_{\pi}}} \right) - s \left( \frac{1}{g_{m1} + \frac{2}{r_{\pi}}} \right) C_{\mu2}}{1 + s \left( \frac{1}{g_{m1} + \frac{2}{r_{\pi}}} \right) (C_{\pi1} + C_{\pi2} + C_{\mu2})} \quad (2.13)$$

ถ้าทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีคุณสมบัติเหมือนกันและได้รับการไบอัสที่ใกล้เคียง

กัน

$$g_{m1} \approx g_{m2} = g_m \quad (2.14.1)$$

$$C_{\pi1} \approx C_{\pi2} = C_{\pi} \quad (2.14.2)$$

ดังนั้น

$$A_i = \frac{\frac{1}{1 + \frac{2}{g_m r_{\pi}}}}{1 + s \left( \frac{1}{g_m + \frac{2}{r_{\pi}}} \right) (2C_{\pi} + C_{\mu2})} \frac{s \left( \frac{1}{g_m + \frac{2}{r_{\pi}}} \right) C_{\mu2}}{1 + s \left( \frac{1}{g_m + \frac{2}{r_{\pi}}} \right) (2C_{\pi} + C_{\mu2})} \quad (2.15)$$

เทอมหลังของ (2.15) เป็นลักษณะของการกรองความถี่สูงผ่านและจะมีผลที่ความถี่สูง โดยเทอมแรกของ (2.15) เป็นลักษณะของการกรองความถี่ต่ำผ่าน จะมีผลต่ออัตราขยายกระแสก่อน ทำให้ได้อัตราขยายกระแสเป็น  $1/(1 + 2/(g_m r_{\pi}))$  ซึ่งมีค่าประมาณหนึ่ง เนื่องจาก  $g_m r_{\pi}$  คือ อัตราขยายกระแสสลับของทรานซิสเตอร์ ( $\beta$  โดยทั่วไปมีค่าประมาณ 200) และมีจุดตัดความถี่ต่ำผ่าน (cutoff frequency,  $f_L$ ) อยู่ที่

$$f_L = \frac{g_m + \frac{2}{r_{\pi}}}{2\pi(2C_{\pi} + C_{\mu2})} \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากความถี่ที่อัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ ( $\beta$ ) เป็นหนึ่ง ( $f_T$ ) คือ

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(c_{\pi} + c_{\mu})} \quad (2.17)$$

$c_{\mu}$  มีค่าน้อยกว่า  $c_{\pi}$  และ  $2/r_{\pi}$  มีค่าน้อยกว่า  $g_m$  มาก ดังนั้นความถี่ที่ทำให้ อัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ลดลง 3 dB ( $f_L$ ) โดยประมาณ คือ

$$f_L \approx \frac{f_T}{2} \quad (2.18)$$

จาก (2.9) ได้ความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า ( $Z_{in}$ ) คือ

$$Z_{in} = \frac{v_{\pi 2}}{i_{in}} = \frac{R_1}{1 + sR_1(C_1 + c_{\mu 2})} \quad (2.19)$$

เมื่อ  $C_1$  และ  $R_1$  คือ (2.7.1) และ (2.7.2)

แทนค่า  $C_1$  และ  $R_1$  ใน (2.19) ได้

$$Z_{in} = \frac{1}{g_{m1} + \frac{2}{r_{\pi}}} \cdot \frac{1}{1 + s \left( \frac{1}{g_{m1} + \frac{2}{r_{\pi}}} \right) (c_{\pi 1} + c_{\pi 2} + c_{\mu 2})} \quad (2.20)$$

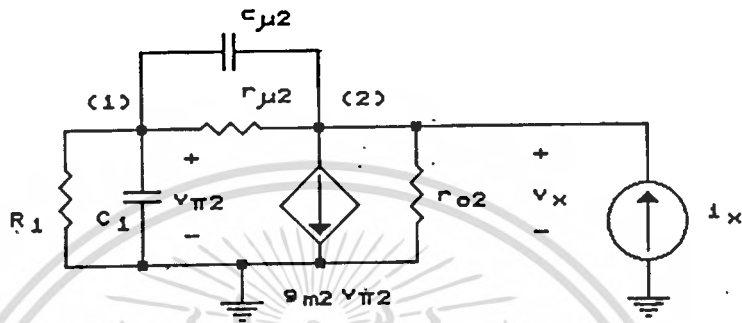
ได้ความต้านทานที่ความถี่ต่ำคือ  $1/(g_{m1} + 2/r_{\pi})$  เมื่อ  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์มีค่าสูงจะประมาณได้เท่ากับ  $1/g_{m1}$  หรือ  $r_{e1}$  และที่ความถี่สูงจะมีค่าความต้านทานลดลง โดยมีจุดตัดความถี่อยู่ที่ (2.16) และ (2.18)

พิจารณาความต้านทานที่จุดสัญญาณออก  $i_{out}$  ในวงจรในรูป 2.6 ได้จากการป้อนกระแสเข้าที่จุดสัญญาณออก และให้กระแสเข้า  $i_{in} = 0$  แล้วหาแรงดันตกคร่อมที่จุดสัญญาณออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยได้ความต้านทานที่จุดสัญญาณออก คือ

$$Z_o = \frac{V_x}{i_x} \quad (2.21)$$



รูป 2.6 วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว เพื่อใช้หาความต้านทานที่จุดสัญญาณออก

ใช้วิธีวิเคราะห์โหนด (node analysis) [17] ในรูป 2.6 สร้างสมการได้เป็น

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} + \frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} + sC_1 + sC_{\mu 2} & -\left(\frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} + sC_{\mu 2}\right) \\ -\left(\frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} + sC_{\mu 2}\right) & \frac{1}{\Gamma_{o2}} + \frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} + sC_{\mu 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{(1)} \\ V_{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ i_x - g_{m2} V_{(1)} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$\frac{1}{R_1} \approx g_{m1} + \frac{2}{\Gamma_{\pi}} \gg \frac{1}{\Gamma_{\mu 2}}, \quad g_{m2} \gg \frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} \quad \text{และ} \quad \Gamma_{\mu 2} \gg \Gamma_{o2}$$

เมื่อตัดเทอมที่มีค่าน้อย และย้าย  $g_{m2} V_{(1)}$  มาทางซ้ายสมการได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} + s(C_1 + c_{\mu 2}) & -\left(\frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} + s c_{\mu 2}\right) \\ g_{m2} - s c_{\mu 2} & \frac{1}{\Gamma_{o2}} + s c_{\mu 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{(1)} \\ v_{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ i_x \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

หาดีเทอร์มิแนนต์ (determinant,  $\Delta$ ) ของเมตริกซ์ Y ใน (2.23) ได้เป็น

$$\begin{aligned} \Delta &= \left[ \frac{1}{R_1} + s(C_1 + c_{\mu 2}) \right] \left[ \frac{1}{\Gamma_{o2}} + s c_{\mu 2} \right] + [g_{m2} - s c_{\mu 2}] \left[ \frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} + s c_{\mu 2} \right] \\ &= \frac{1}{R_1 \Gamma_{o2}} + \frac{g_{m2}}{\Gamma_{\mu 2}} + s \left[ \frac{C_1}{\Gamma_{o2}} + c_{\mu 2} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{\Gamma_{o2}} + g_{m2} - \frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} \right) \right] + s^2 C_1 c_{\mu 2} \end{aligned} \quad (2.24)$$

แทนค่า  $C_1$  และ  $R_1$  จาก (2.7.1) และ (2.7.2) ลงใน (2.24) ดัดเทอมที่มีค่าน้อยมากๆ ได้

$$\Delta \approx \frac{g_{m1} + \frac{2}{r_x}}{\Gamma_{o2}} + s \left[ \frac{c_{\pi 1} + c_{\pi 2}}{\Gamma_{o2}} + c_{\mu 2} (g_{m1} + g_{m2}) \right] + s^2 (c_{\pi 1} + c_{\pi 2}) c_{\mu 2} \quad (2.25)$$

หาค่าแรงดัน  $v_x$  ที่โหนด 2 โดยวิธี Cramer's rule [17]

$$v_{(2)} = \frac{\left[ \frac{1}{R_1} + s(C_1 + c_{\mu 2}) \right] i_x}{\Delta} \quad (2.26)$$

แทนค่า  $R_1, C_1$  และ  $\Delta$  จาก (2.25) ลงใน (2.26) ได้

$$\frac{v_{(2)}}{i_x} = \frac{g_{m1} + \frac{2}{r_x} + s(c_{\pi 1} + c_{\pi 2} + c_{\mu 2})}{\frac{g_{m1} + \frac{2}{r_x}}{\Gamma_{o2}} + s \left[ \frac{c_{\pi 1} + c_{\pi 2}}{\Gamma_{o2}} + c_{\mu 2} (g_{m1} + g_{m2}) \right] + s^2 (c_{\pi 1} + c_{\pi 2}) c_{\mu 2}}$$

(2.27)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นได้ความต้านทานที่จุดสัญญาณออก ( $Z_o$ ) คือ

$$Z_o = \frac{\Gamma_{o2} \left[ 1 + \frac{s}{g_{m1} + \frac{2}{r_x}} (c_{\pi1} + c_{\pi2} + c_{\mu2}) \right]}{1 + \frac{s\Gamma_{o2}}{g_{m1} + \frac{2}{r_x}} \left[ \frac{c_{\pi1} + c_{\pi2}}{\Gamma_{o2}} + c_{\mu2} (g_{m1} + g_{m2}) \right] + \frac{s^2 \Gamma_{o2}}{g_{m1} + \frac{2}{r_x}} (c_{\pi1} + c_{\pi2}) c_{\mu2}} \quad (2.28)$$

ความต้านทานที่จุดสัญญาณออกที่ความถี่ค่ามีค่าประมาณ  $r_{o2}$  และเมื่อความถี่เปลี่ยนไป ค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณออกจะมีค่าเปลี่ยนไปตาม (2.28) เมื่อแทน  $s$  ด้วย  $j\omega$

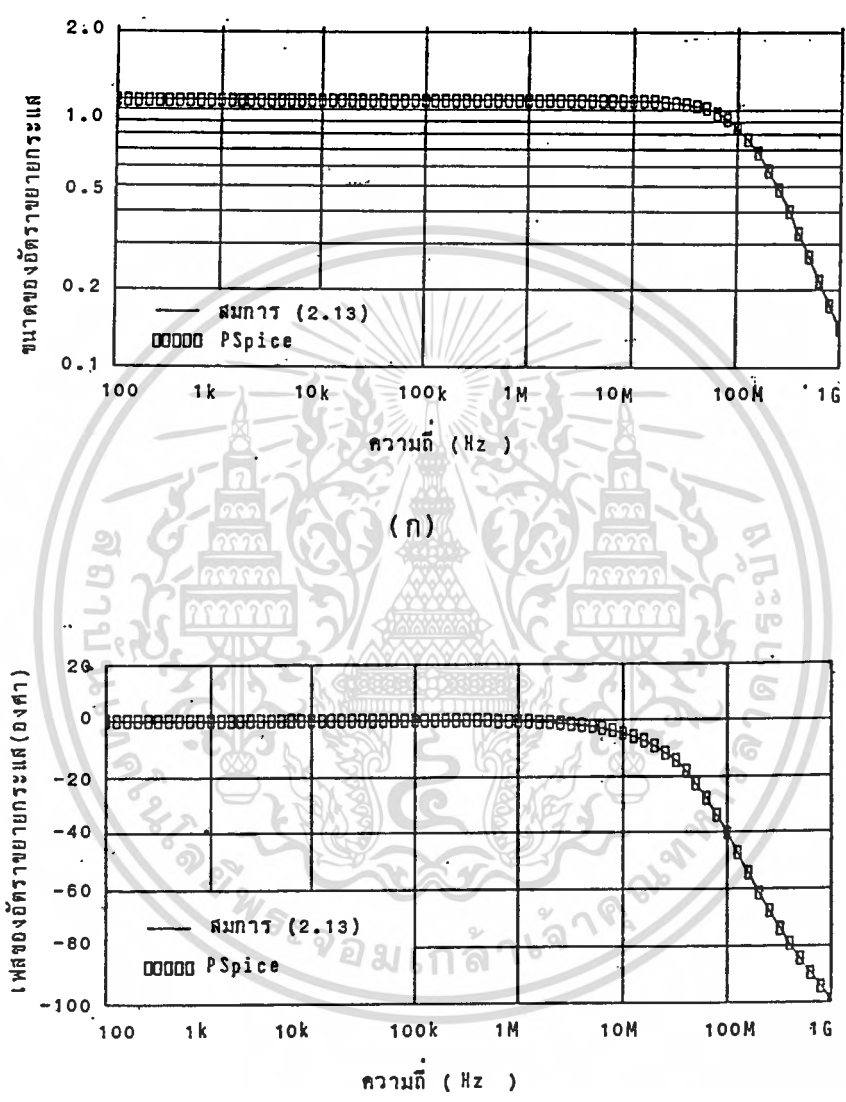
### 2.2.3 ผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆ จากวิธีวิเคราะห์โหนดกับวิธีสร้างเลียนแบบ (simulation) ด้วย PSpice

ใช้ PSpice[16] วิเคราะห์ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว โดยวิเคราะห์ที่กระแสไบอัส 1 mA และใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 รายละเอียดเกี่ยวกับการสร้างเลียนแบบวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ด้วยโปรแกรม PSpice ดูได้จากภาคผนวก ก.1 ในตอนท้ายของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ นำค่า พารามิเตอร์ (parameter) ทางกระแสสลับของทรานซิสเตอร์ทั้งสองจากผลของ PSpice ไปแทนค่าในสมการที่ได้จากวิธีการวิเคราะห์โหนดในหัวข้อ 2.2.2 ค่าพารามิเตอร์ที่นำมาใช้ คือ

$$\begin{aligned} g_{m1} &= 37.9 \times 10^{-3} \Omega^{-1} & g_{m2} &= 41.7 \times 10^{-3} \Omega^{-1} \\ r_{\pi1} &= 5.17 \text{ k}\Omega & r_{\pi2} &= 5.17 \text{ k}\Omega \\ r_{o1} &= 117 \text{ k}\Omega & r_{o2} &= 117 \text{ k}\Omega \\ c_{\pi1} &= 22.8 \text{ pF} & c_{\pi2} &= 23.9 \text{ pF} \\ c_{\mu1} &= 4.93 \text{ pF} & c_{\mu2} &= 1.95 \text{ pF} \\ f_{T1} &= 218 \text{ MHz} & f_{T2} &= 257 \text{ MHz} \\ r_x &= (r_{\pi1} + r_{\pi2})/2 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เขียนกราฟการตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายกระแสจาก (2.13) เปรียบเทียบกับผลของ PSpice ได้ดังรูป 2.7

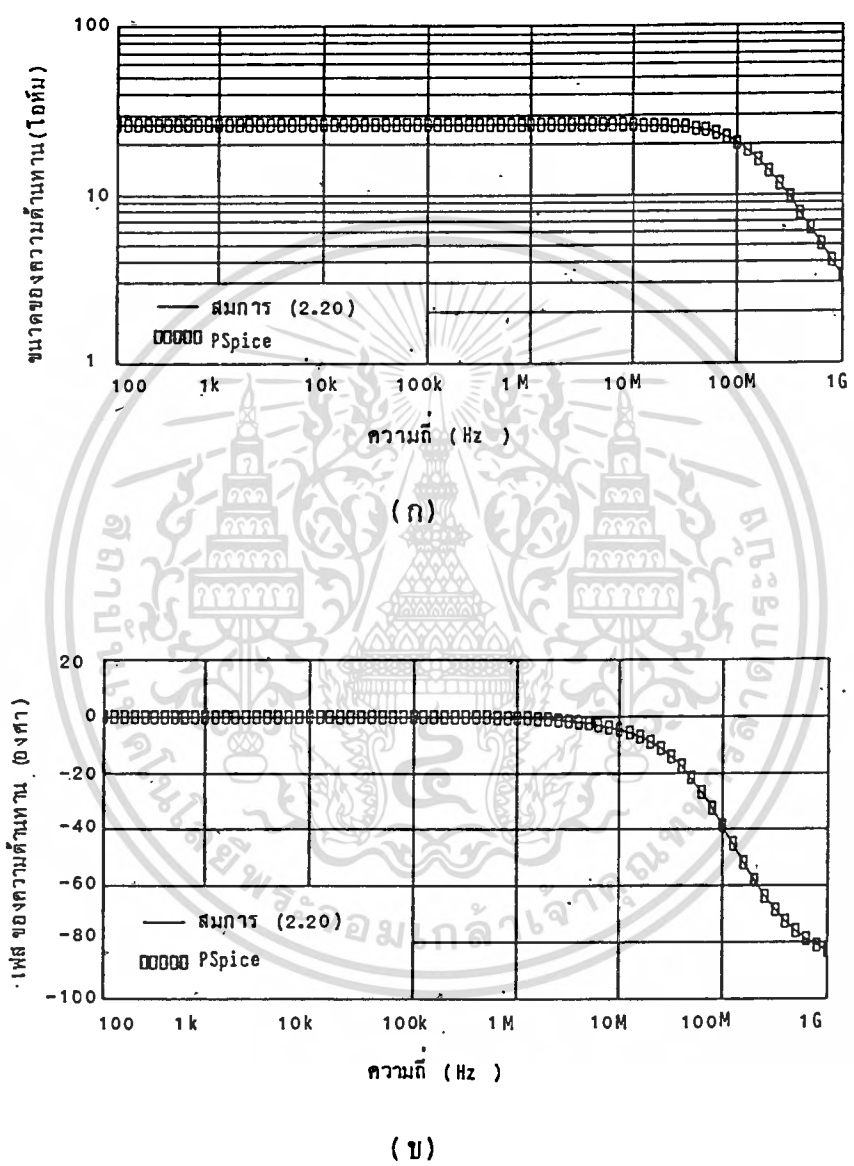


(ข)

รูป 2.7 เปรียบเทียบการตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว จากผลที่ได้โดยวิธีวิเคราะห์ ใกล้เคียงกับผลของ PSpice (ก) ขนาดของอัตราขยายกระแส (ข) เฟสของอัตราขยายกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

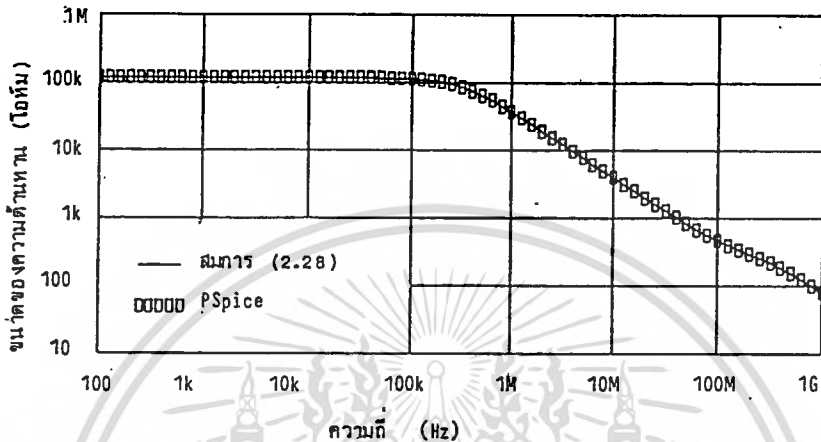
เขียนกราฟการตอบสนองทางความถี่ของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า จาก(2.20) เปรียบเทียบกับผลของ PSpice ได้ดังรูป 2.8



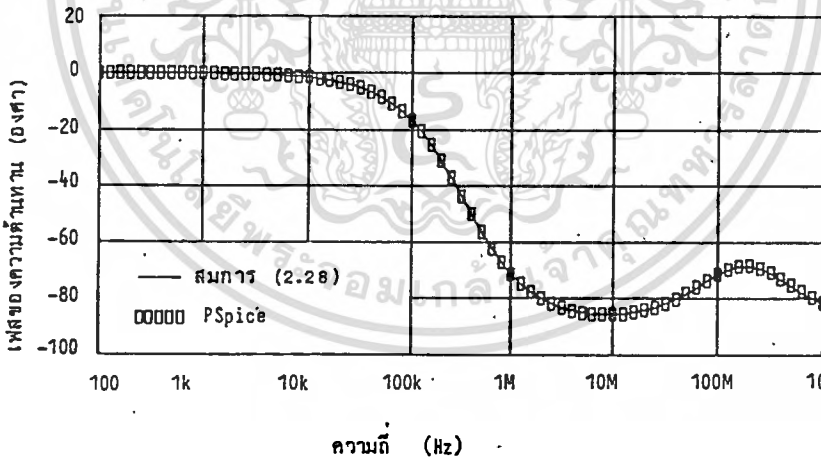
รูป 2.8 เปรียบเทียบการตอบสนองทางความถี่ของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า ของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว จากผลที่ได้โดยวิธี วิเคราะห์โหนดกับผลของ PSpice (ก) ขนาดของความต้านทานที่จุด สัญญาณเข้า (ข) เฟสของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า

เขียนกราฟการตอบสนองความถี่ของความต้านทานที่จุดสัญญาณออก จาก (2.28)

เปรียบเทียบกับผลของ PSpice ได้ดังรูป 2.9



(ก)

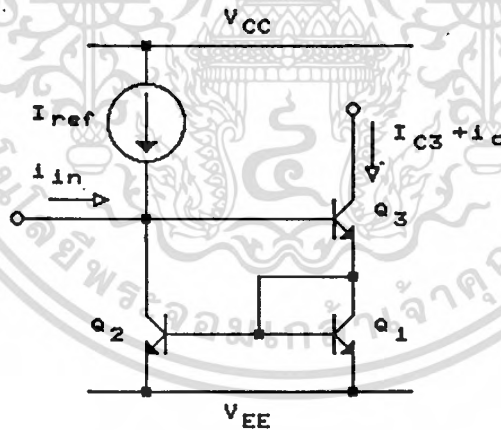


(ข)

รูป 2.9 เปรียบเทียบการตอบสนองทางความถี่ของความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว จากผลที่ได้โดยวิธีวิเคราะห์ไหนดกับผลของ PSpice (ก) ขนาดของความต้านทานที่จุดสัญญาณออก (ข) เฟสของความต้านทานที่จุดสัญญาณออก

ผลการตอบสนองทางความถี่ของคุณสมบัติต่างๆ ที่ได้จากวิธีวิเคราะห์โหนด ให้ผลตรงกับวิธีการสร้างเลียนแบบวงจรด้วย PSpice เป็นการยืนยันได้ว่าสมการที่หามาในหัวข้อ 2.2.2 นั้นเชื่อถือได้ ซึ่งผลการตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายกระแส และความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้านั้น ให้จุดตัดความถี่ (cutoff frequency) หรือความถี่ที่ทำให้ขนาดลดลง 3dB จากขนาดที่ความถี่ต่ำคือ  $f_T/2$  ซึ่งมีค่าสูงมากแต่ผลการตอบสนองทางความถี่ของความต้านทานจุดสัญญาณออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว มีค่าเท่ากับความต้านทานจุดสัญญาณออกของทรานซิสเตอร์ที่ต่อแบบอิมิตเตอร์ร่วม (common emitter) ซึ่งให้ผลการตอบสนองทางความถี่ค่อนข้างต่ำ อย่างไรก็ตาม ถ้าใช้ความต้านทานโหลดที่มีค่าต่ำในหลักร้อยโอห์ม ก็สามารถได้ผลตอบสนองทางความถี่รวมจากวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ในช่วงของ 10-100 MHz ได้

### 2.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 3 ตัว หรือแบบ Wilson [20]



รูป 2.10 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson

วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ปรับปรุงมาจากแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัวเพื่อให้อัตราขยายกระแสขึ้นกับ  $\beta$  น้อยลงและให้ความต้านทานที่จุดสัญญาณออกสูงขึ้น วงจรเป็นดังรูป 2.10  $Q_1$  และ  $Q_2$  ทำงานเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว โดยแรงดันตกคร่อมคอลเลคเตอร์อิมิตเตอร์ ( $V_{CE}$ ) ของ  $Q_2$  มีค่าเป็น  $2V_{BE}$  ทำให้ผลของ

base-width modulation ที่มีต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ( $Q_1, Q_2$ ) ลดลงและไม่ขึ้นกับแรงดันที่จุดสัญญาณออก เนื่องจากกระแส  $I_{E3}$  จากอิมิตเตอร์ของ  $Q_3$  เป็นกระแสเข้าวงจรสะท้อนกระแส  $Q_1, Q_2$  มีค่าค่อนข้างคงที่ แม้ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่จุดสัญญาณออกก็ตาม เมื่อ  $I_{E3}$  มีค่าค่อนข้างคงที่ต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่จุดสัญญาณออก ก็ทำให้กระแสออก  $I_{C3}$  มีค่าค่อนข้างคงที่ต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่จุดสัญญาณออกด้วย ลักษณะเช่นนี้ทำให้ได้ค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณออกสูง

### 2.3.1 คุณสมบัติทางกระแสไฟตรง

ให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกัน และ ไม่คำนึงถึงผลของ base-width modulation ที่มีต่อ  $Q_3$  จากรูป 2.10 หากกระแส  $I_{E3}$  ออกจากขาอิมิตเตอร์ของ  $Q_3$  คือ

$$I_{E3} = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{C1} \left( 1 + \frac{2}{\beta_F} \right) \quad (2.29)$$

ดังนั้นกระแสคอลเลคเตอร์ของ  $Q_3$  คือ

$$I_{C3} = \left( \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \right) I_{E3} = I_{C1} \left( 1 + \frac{2}{\beta_F} \right) \left( \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \right) \quad (2.30)$$

จัดสมการ (2.30) ใหม่เป็น

$$I_{C1} = I_{C3} \left[ \frac{1}{\left( 1 + \frac{2}{\beta_F} \right) \left( \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \right)} \right] \quad (2.31)$$

คิดกระแสไฟตรงที่เบสของ  $Q_3$

$$I_{C2} = I_{ref} - \frac{I_{C3}}{\beta_F} \quad (2.32)$$

แต่  $I_{c1} = I_{c2}$  ดังนั้น (2.31) เท่ากับ (2.32) และแก้สมการได้กระแสออก

$$I_{c3} = I_{ref} \left[ 1 - \frac{2}{\beta_F^2 + 2\beta_F + 2} \right] \quad (2.33)$$

จากสมการ (2.33) จะเห็นได้ว่าอัตราขยายกระแสขึ้นกับ  $\beta$  น้อยลงกว่าวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ในกรณีที่ต้องการอัตราขยายกระแสที่ไม่เป็นหนึ่งทำได้ โดยการเปลี่ยนค่าอัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ( $Q_1, Q_2$ ) เช่นต้องการอัตราขยายกระแสเป็น 2 ก็ให้อัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว เป็น 1/2 โดยให้  $Q_1$  มีพื้นที่อีมิเตอร์เป็น 2 เท่าของพื้นที่อีมิเตอร์ของ  $Q_2$

### 2.3.2 คุณสมบัติทางกระแสไฟสลับสัญญาณขนาดเล็ก (small signal)

ใช้วิธีการแบบเดียวกับวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ในหัวข้อ 2.2.2 โดยรายละเอียดอยู่ในภาคผนวก ข.1 ตอนท้ายของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ซึ่งทำให้ได้อัตราขยายกระแส ( $A_i$ ) คือ

$$A_i = \left\{ 1 + \frac{s2}{g_m + \frac{2}{r_x}} (c_x - c_{\mu3}) - \frac{s^2 c_{\mu3}}{g_m (g_m + \frac{2}{r_x})} (3c_x + c_{\mu2}) \right\} / \left\{ 1 + \frac{s2}{g_m + \frac{2}{r_x}} (c_x + c_{\mu2} + c_{\mu3}) + \frac{s^2}{g_m (g_m + \frac{2}{r_x})} [c_x (2c_x + 2c_{\mu2} + 3c_{\mu3}) + c_{\mu2} c_{\mu3}] \right\} \quad (2.34)$$

ความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า ( $Z_{in}$ ) คือ

$$Z_{in} = \left\{ \frac{2}{g_m + \frac{2}{r_x}} + \frac{s}{g_m \left( g_m + \frac{2}{r_x} \right)} (3c_{\pi} + c_{\mu 2}) \right\} / \left\{ 1 + \frac{s^2}{g_m + \frac{2}{r_x}} (c_{\pi} + c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) + \frac{s^2}{g_m \left( g_m + \frac{2}{r_x} \right)} [c_{\pi} (2c_{\pi} + 2c_{\mu 2} + 3c_{\mu 3}) + c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \right\} \quad (2.35)$$

ดังนั้นค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่ความถี่ต่ำโดยประมาณได้  $2/g_m$  หรือเท่ากับ  $2r_e$  และความต้านทานที่จุดสัญญาณออก ( $Z_o$ ) คือ

$$Z_o = \left\{ R_x + \frac{s^2 R_x}{g_m} (c_{\pi} + c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) + \frac{s^2 R_x}{g_m^2} [c_{\pi} (2c_{\pi} + 2c_{\mu 2} + 3c_{\mu 3}) + c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \right\} / \left\{ 1 + \frac{s^2 R_x}{g_m} \left[ c_{\mu 3} \left( g_m + \frac{2}{r_x} \right) + \frac{1}{r_{o3}} (c_{\pi} + c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) \right] + \frac{s^2 2R_x}{g_m} c_{\mu 3} (2c_{\pi} + c_{\mu 2}) + \frac{s^3 2R_x}{g_m^2} c_{\pi} c_{\mu 3} (c_{\pi} + c_{\mu 2}) \right\} \quad (2.36)$$

เมื่อ

$$R_x = \frac{1}{\frac{2}{g_m r_x r_{o3}} + \frac{1}{r_{\mu 3}}}$$

$R_x$  คือค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณออกที่ความถี่ต่ำ

### 2.3.3 ผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆ จากวิธีวิเคราะห์ที่สอดคล้องกับวิธีสร้าง

#### เลียนแบบ (simulation) ด้วย PSpice

ใช้ PSpice วิเคราะห์ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson โดยวิเคราะห์ที่กระแสไบอัส 1 mA และใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 รายละเอียดเกี่ยวกับการสร้างเลียนแบบวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ด้วยโปรแกรม PSpice ๑ ได้จากภาคผนวก ก.2 ในตอนท้ายของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ นำค่าพารามิเตอร์

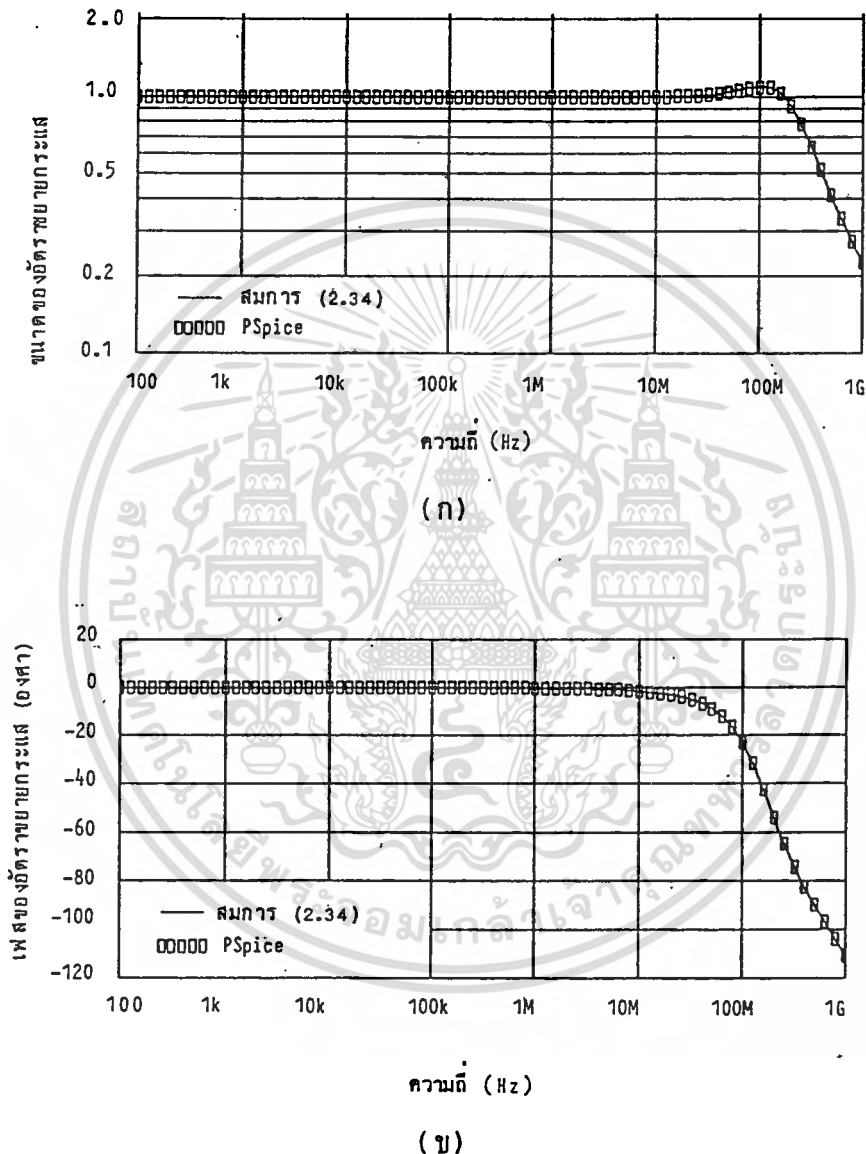
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางกระแสสลับของทรานซิสเตอร์ทั้งสามตัวจากผลของ PSpice ไปแทนค่าในสมการที่หาได้จากวิธีการวิเคราะห์โหนดในหัวข้อ 2.3.2 ค่าพารามิเตอร์ที่นำมาใช้ คือ

$$\begin{aligned}
 g_{m1} &= 38.0 \times 10^{-3} \Omega^{-1} & g_{m2} &= 38.2 \times 10^{-3} \Omega^{-1} \\
 r_{\pi1} &= 51.6 \text{ k}\Omega & r_{\pi2} &= 51.6 \text{ k}\Omega \\
 r_{o1} &= 117 \text{ k}\Omega & r_{o2} &= 117 \text{ k}\Omega \\
 c_{\pi1} &= 22.8 \text{ pF} & c_{\pi2} &= 22.9 \text{ pF} \\
 c_{\mu1} &= 4.93 \text{ pF} & c_{\mu2} &= 4.06 \text{ pF} \\
 f_{T1} &= 218 \text{ MHz} & f_{T2} &= 226 \text{ MHz} \\
 g_{m3} &= 38.3 \times 10^{-3} \Omega^{-1} \\
 r_{\pi3} &= 55.4 \text{ k}\Omega & g_m &= (g_{m1} + g_{m2} + g_{m3})/3 \\
 r_{o3} &= 127 \text{ k}\Omega & r_{\pi} &= (r_{\pi1} + r_{\pi2} + r_{\pi3})/3 \\
 c_{\pi3} &= 22.9 \text{ pF} & c_{\pi} &= (c_{\pi1} + c_{\pi2} + c_{\pi3})/3 \\
 c_{\mu3} &= 1.98 \text{ pF} \\
 f_{T3} &= 245 \text{ MHz}
 \end{aligned}$$

$r_{\mu}$  ของทรานซิสเตอร์ทั้งสามเป็น  $\infty$  เนื่องจาก  $r_{\mu}$  มีค่าสูงมากและ PSpice ไม่ได้แสดงค่าของ  $r_{\mu}$

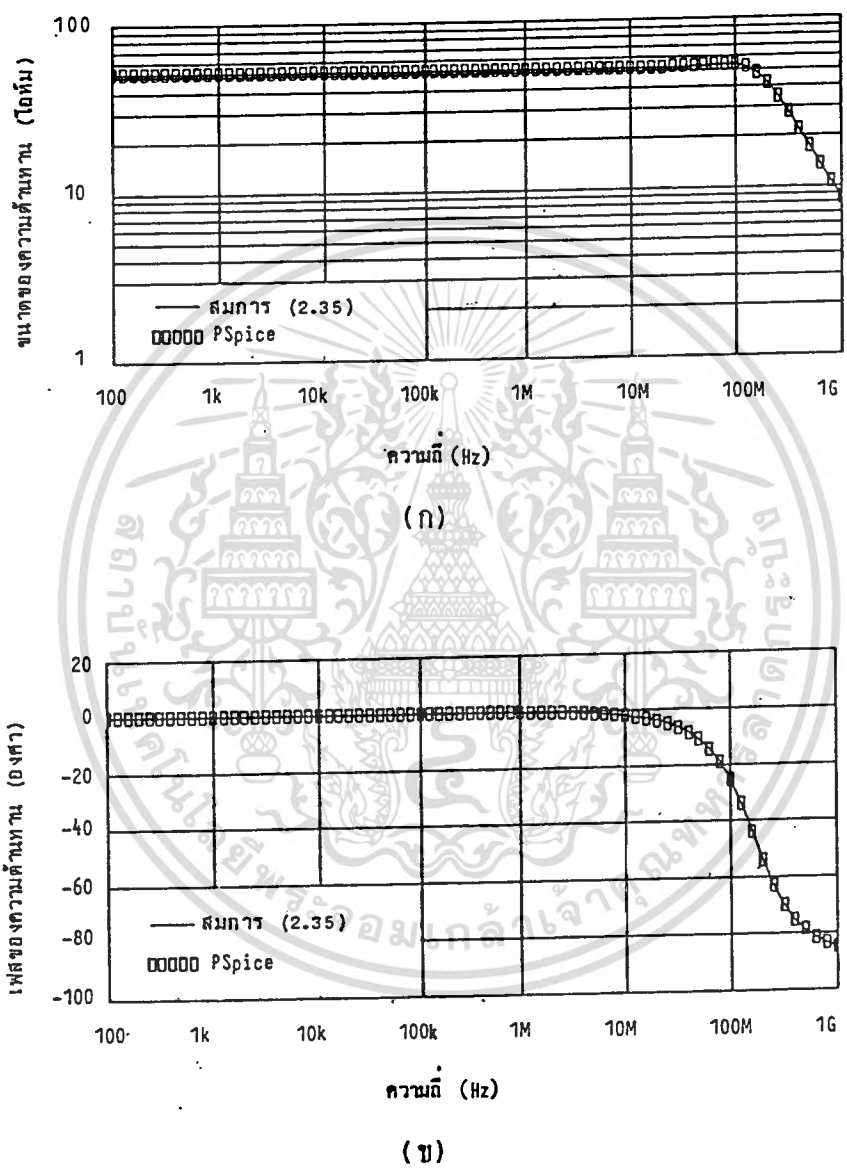
เขียนกราฟการตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายกระแสจาก (2.34) เปรียบเทียบกับผลของ PSpice ได้ดังรูป 2.11



รูป 2.11 เปรียบเทียบการตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายกระแสของวงจร สะท้อนกระแสแบบ Wilson จากผลที่ได้โดยวิธีวิเคราะห์โหมด กับผล ของ PSpice (ก) ขนาดของอัตราขยายกระแส (ข) เฟสของอัตรา ขยายกระแส

เขียนกราฟการตอบสนองทางความถี่ของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าจาก (2.35)

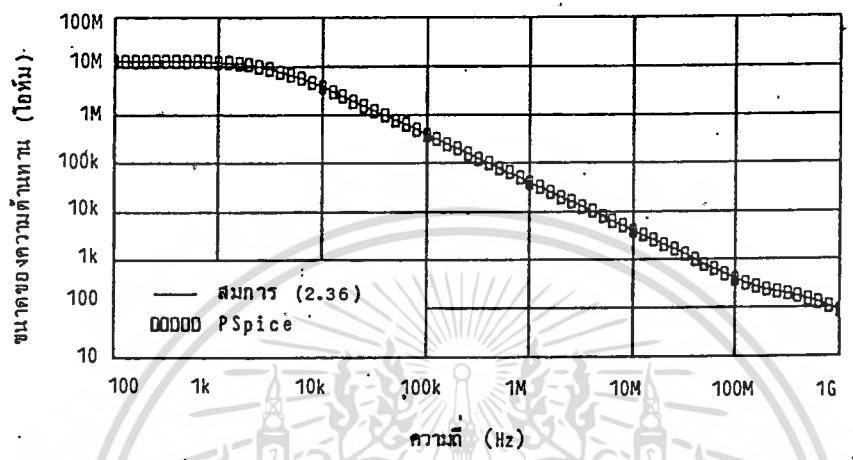
เปรียบเทียบกับผลของ PSpice ได้ดังรูป 2.12



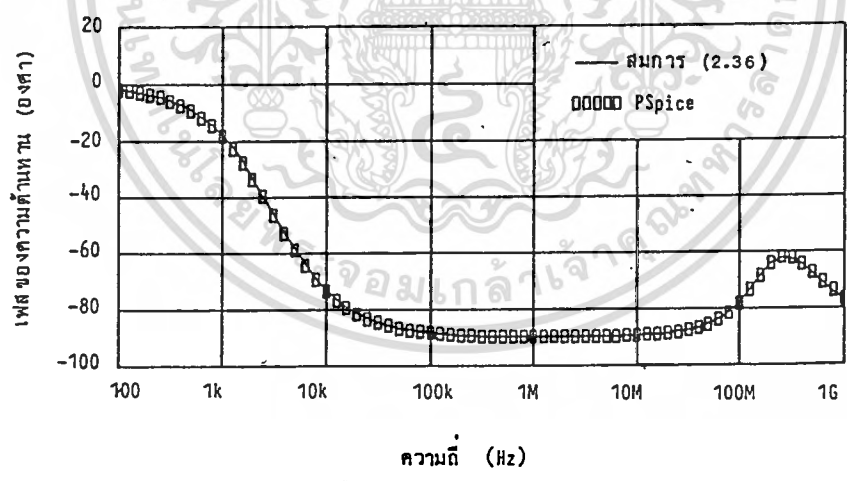
รูป 2.12 เปรียบเทียบการตอบสนองทางความถี่ของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson จากผลที่ได้โดยวิธีวิเคราะห์ โหนด กับผลของ PSpice (ก) ขนาดของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า (ข) เฟสของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เขียนกราฟการตอบสนองความถี่ของความต้านทานที่จุดสัญญาณออก จาก (2.36) เปรียบเทียบกับผลของ PSpice ได้ดังรูป 2.13



(ก)



(ข)

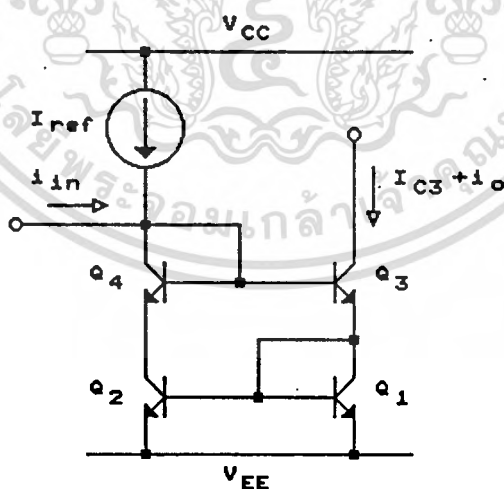
รูป 2.13 เปรียบเทียบการตอบสนองทางความถี่ของความต้านทานที่จุดสัญญาณออก ของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson จากผลที่ได้โดยวิธีวิเคราะห์โหนด กับผลของ PSpice (ก) ขนาดของความต้านทานที่จุดสัญญาณออก (ข) เฟสของความต้านทานที่จุดสัญญาณออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลจากทั้งสองวิธีแสดงให้เห็นว่าผลการตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายกระแส และความต้านทานจุดสัญญาณเข้ามีจุดตัดความถี่ (cutoff frequency) อยู่ที่ประมาณ  $f_T$  ของทรานซิสเตอร์ทั้งสามตัวซึ่งมีค่าสูงมาก แต่การตอบสนองทางความถี่ของความต้านทานจุดสัญญาณออกมีจุดตัดความถี่อยู่ในช่วง 1-10 KHz เท่านั้น ดังนั้นในการใช้ประโยชน์จากความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ที่มีค่าสูงนั้น ต้องคำนึงถึงผลการตอบสนองทางความถี่ด้วย อย่างไรก็ตามถ้าให้ความต้านทานโหลดมีค่าต่ำก็สามารถได้ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ในช่วง 10 - 100 MHz ได้

#### 2.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว

วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว ในรูป 2.14 ปรับปรุงจากวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson เพื่อลดผลของ base-width modulation ที่มีต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ( $Q_1, Q_2$ ) โดยเพิ่มทรานซิสเตอร์  $Q_4$  เข้าไปเพื่อให้แรงดันไบอัสของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีค่าใกล้เคียงกันมากที่สุด



รูป 2.14 วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว

คุณสมบัติโดยทั่วไปจะเหมือนกับวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson แต่อัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว มีค่าเป็นหนึ่งในสี่ได้แม่นยำกว่า

#### 2.4.1 คุณสมบัติทางกระแสไฟตรง

วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว ได้จากการเพิ่มทรานซิสเตอร์  $Q_4$  เข้าไประหว่าง คอลเลคเตอร์ของ  $Q_2$  กับ เบสของ  $Q_3$  ในวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ทำให้แรงดันตกคร่อมคอลเลคเตอร์เบส ( $V_{CB}$ ) ของ  $Q_1$  กับ  $Q_2$  มีค่าใกล้เคียงกันมากขึ้น ทำให้ผลของ base-width modulation ที่มีต่อวงจรสะท้อนกระแส  $Q_1, Q_2$  ลดลงจนไม่ต้องคำนึงถึง เนื่องจากในหัวข้อ 2.3.1 ไม่ได้คำนึงถึงผลของ base-width modulation อยู่แล้ว และทรานซิสเตอร์  $Q_4$  ก็ไม่มีผลต่อสมการกระแสรวมที่เบสของ  $Q_3$  ดังนั้นจะได้กระแสออกเหมือนกับหัวข้อ 2.3.1 คือ

$$I_{C3} = I_{ref} \left[ 1 - \frac{2}{\beta_F^2 + 2\beta_F + 2} \right] \quad (2.37)$$

เมื่อต้องการเปลี่ยนค่าอัตราขยายกระแสก็สามารถทำได้ ในลักษณะเดียวกับวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson

#### 2.4.2 คุณสมบัติทางกระแสไฟสลับสัญญาณขนาดเล็ก

ใช้วิธีการแบบเดียวกับวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัวในหัวข้อ 2.2.2 โดยรายละเอียดอยู่ในภาคผนวก ข.2 ตอนท้ายของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ซึ่งทำให้ได้อัตราขยายกระแส ( $A_1$ ) คือ

$$\begin{aligned}
 A_1 = & \left\{ 1 + \frac{s}{g_m + \frac{3}{r_x}} (3c_\pi + 2c_{\mu 2} - 2c_{\mu 3}) \right. \\
 & + \frac{s^2}{g_m \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} [c_\pi (2c_\pi + 2c_{\mu 2} - 5c_{\mu 3}) - 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \\
 & \left. - s^3 \frac{c_\pi c_{\mu 3}}{g_m^2 \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} (3c_\pi + 4c_{\mu 2}) \right\} / \\
 & \left\{ 1 + \frac{s}{g_m + \frac{3}{r_x}} (3c_\pi + 2c_{\mu 2} + 2c_{\mu 3}) \right. \\
 & + \frac{s^2}{g_m \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} [c_\pi (4c_\pi + 6c_{\mu 2} + 5c_{\mu 3}) + 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \\
 & \left. + s^3 \frac{c_\pi}{g_m^2 \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} [c_\pi (2c_\pi + 4c_{\mu 2} + 3c_{\mu 3}) + 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \right\} \quad (2.38)
 \end{aligned}$$

ความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า ( $Z_{in}$ ) คือ

$$\begin{aligned}
 Z_{in} = & \left\{ \frac{2g_m + \frac{5}{r_x}}{g_m \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} + \frac{s}{g_m \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} (5c_\pi + 4c_{\mu 2}) \right. \\
 & + s^2 \frac{c_\pi}{g_m^2 \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} (3c_\pi + 4c_{\mu 2}) \left. \right\} / \left\{ 1 + \frac{s}{g_m + \frac{3}{r_x}} (3c_\pi + 2c_{\mu 2} + 2c_{\mu 3}) \right. \\
 & + \frac{s^2}{g_m \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} [c_\pi (4c_\pi + 6c_{\mu 2} + 5c_{\mu 3}) + 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \\
 & \left. + s^3 \frac{c_\pi}{g_m^2 \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} [c_\pi (2c_\pi + 4c_{\mu 2} + 3c_{\mu 3}) + 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \right\} \quad (2.39)
 \end{aligned}$$

ค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่ความถี่ต่ำโดยประมาณคือ  $2/g_m$  หรือเท่ากับ  $2r_e$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากการหาสมการความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของวงจรถ่อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว โดยวิธีวิเคราะห์โหนดมีความยุ่งยากเกินไป ซึ่งถ้าไม่คำนึงถึงผลของความต้านทานไดโอด  $Q_4$  ก็จะได้ความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของวงจรถ่อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว เหมือนกับ ความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของวงจรถ่อนแบบ Wilson จึงอนุโลมไว้ (2.36) เป็นความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของวงจรถ่อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัวด้วย

### 2.4.3 ผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆจากวิธีวิเคราะห์โหนดกับวิธีสร้างเลียนแบบด้วย PSpice

ใช้ PSpice วิเคราะห์ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรถ่อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว โดยวิเคราะห์ที่กระแสไบอัส 1 mA และใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 รายละเอียดเกี่ยวกับการสร้างเลียนแบบวงจรถ่อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว ด้วยโปรแกรม PSpice ดูได้จากภาคผนวก ก.3 ในตอนท้ายของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ นำค่าพารามิเตอร์ทางกระแสสลับของทรานซิสเตอร์ทั้งสี่ตัวจากผลของ PSpice ไปแทนค่าในสมการที่หาได้จากวิธีการวิเคราะห์โหนดในหัวข้อ 2.4.2 ค่าพารามิเตอร์ที่นำมาใช้คือ

$$\begin{aligned}
 g_{m1} &= 38.2 \times 10^{-3} \Omega^{-1} & g_{m2} &= 38.2 \times 10^{-3} \Omega^{-1} \\
 r_{\pi 1} &= 5.14 \text{ k}\Omega & r_{\pi 2} &= 5.14 \text{ k}\Omega \\
 r_{o1} &= 116 \text{ k}\Omega & r_{o2} &= 116 \text{ k}\Omega \\
 c_{\pi 1} &= 22.9 \text{ pF} & c_{\pi 2} &= 22.9 \text{ pF} \\
 c_{\mu 1} &= 4.93 \text{ pF} & c_{\mu 2} &= 4.94 \text{ pF} \\
 f_{T1} &= 219 \text{ MHz} & f_{T2} &= 219 \text{ MHz}
 \end{aligned}$$

$$g_{m3} = 38.5 \times 10^{-3} \Omega^{-1} \quad g_{m4} = 37.9 \times 10^{-3} \Omega^{-1}$$

$$r_{\pi3} = 5.52 \text{ k}\Omega \quad r_{\pi4} = 5.17 \text{ k}\Omega$$

$$r_{o3} = 126 \text{ k}\Omega \quad r_{o4} = 117 \text{ k}\Omega$$

$$c_{\pi3} = 22.9 \text{ pF} \quad c_{\pi4} = 22.8 \text{ pF}$$

$$c_{\mu3} = 1.98 \text{ pF} \quad c_{\mu4} = 4.93 \text{ pF}$$

$$f_{T3} = 246 \text{ MHz} \quad f_{T4} = 218 \text{ MHz}$$

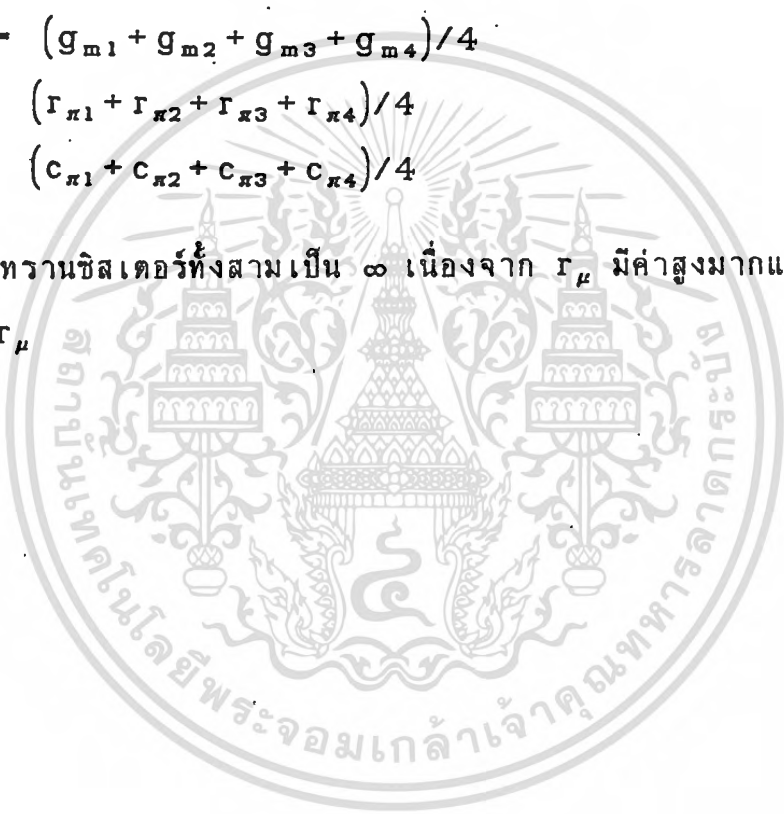
$$g_m = (g_{m1} + g_{m2} + g_{m3} + g_{m4})/4$$

$$r_{\pi} = (r_{\pi1} + r_{\pi2} + r_{\pi3} + r_{\pi4})/4$$

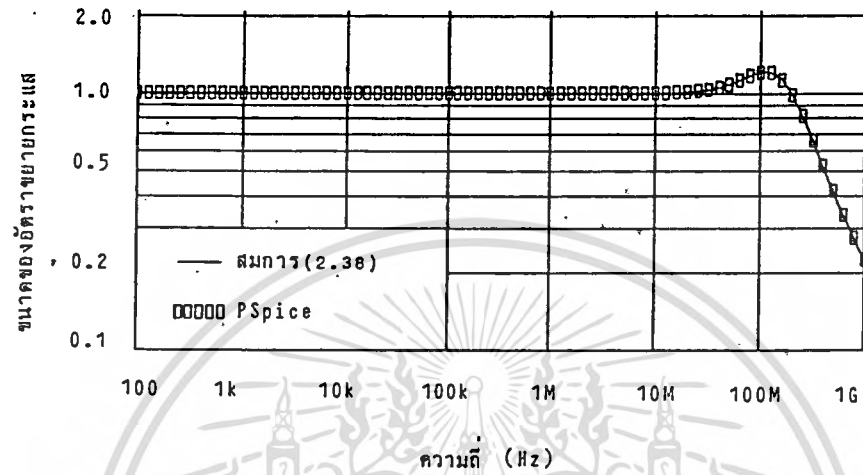
$$c_{\pi} = (c_{\pi1} + c_{\pi2} + c_{\pi3} + c_{\pi4})/4$$

$r_{\mu}$  ของทรานซิสเตอร์ทั้งสามเป็น  $\infty$  เนื่องจาก  $r_{\mu}$  มีค่าสูงมากและ PSpice ไม่

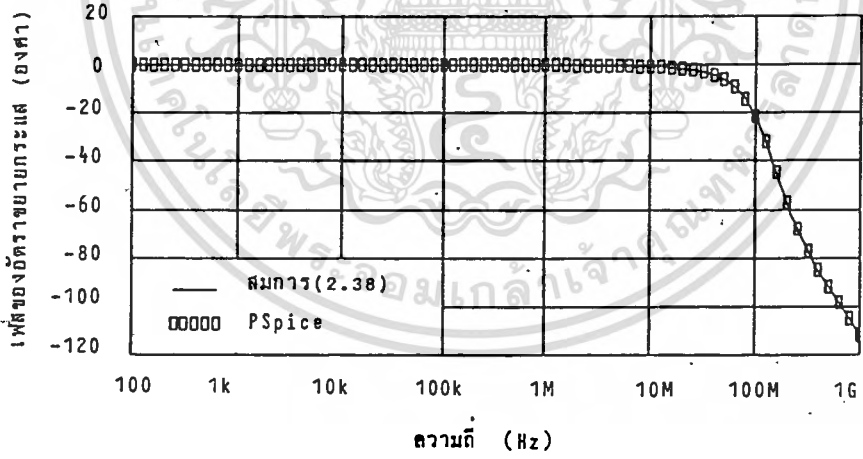
ได้แสดงค่าของ  $r_{\mu}$



เขียนกราฟการตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายกระแสจาก (2.38) เปรียบเทียบกับผลของ PSpice ได้ดังรูป 2.15



(ก)

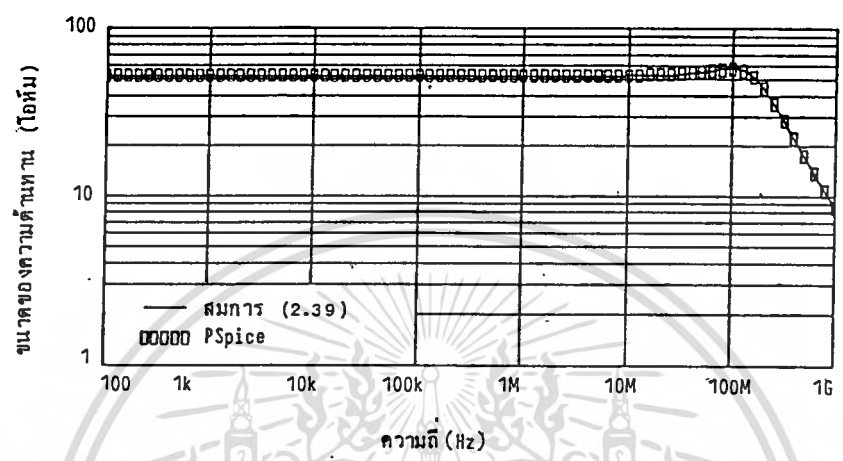


(ข)

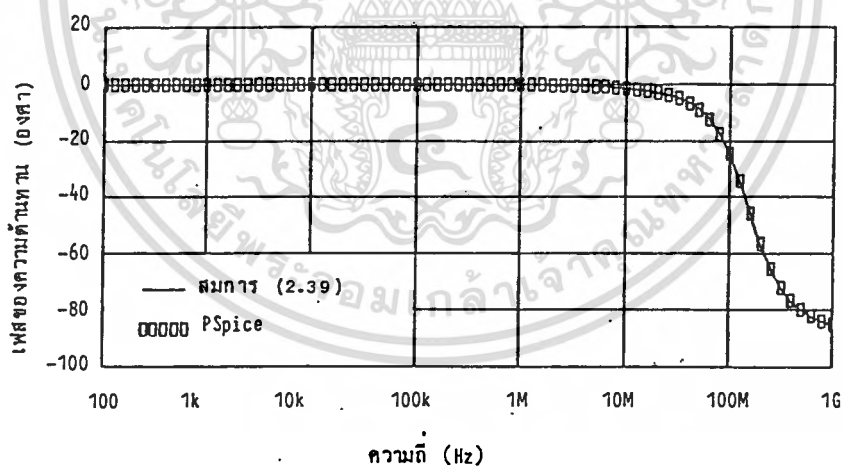
รูป 2.15 เปรียบเทียบการตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว จากผลที่ได้โดยวิธีวิเคราะห์ที่สอดคล้องกับผลของ PSpice (ก) ขนาดของอัตราขยายกระแส (ข) เฟสของอัตราขยายกระแส

เขียนกราฟการตอบสนองทางความถี่ของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าจาก (2.39)

เปรียบเทียบกับผลของ PSpice ได้ดังรูป 2.16



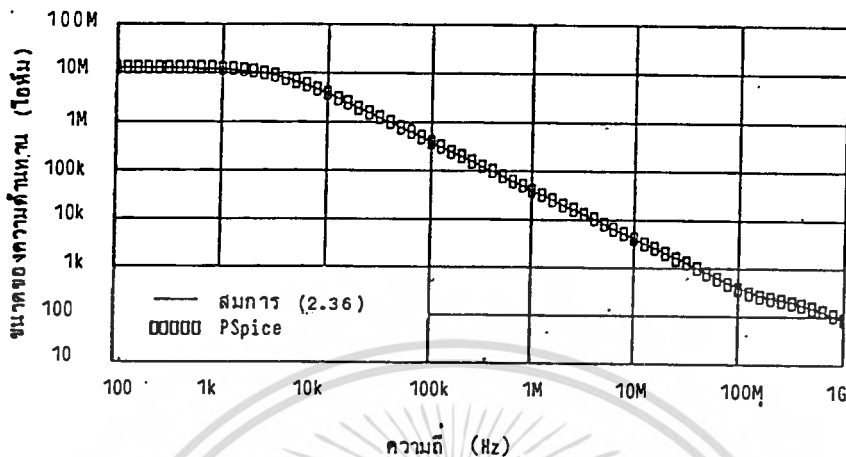
(ก)



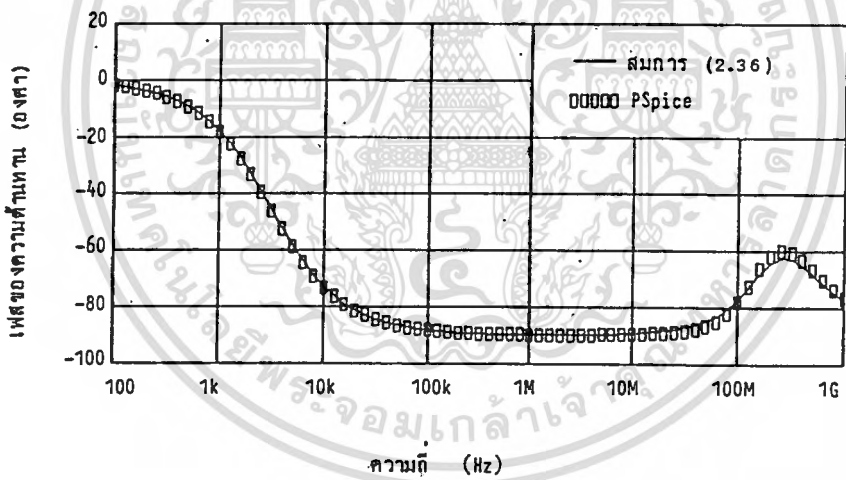
(ข)

รูป 2.16 เปรียบเทียบการตอบสนองทางความถี่ของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว จากผลที่ได้โดยวิธีวิเคราะห์ไหนดกับผลของ PSpice (ก) ขนาดของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า (ข) เฟสของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูป 2.17 เปรียบเทียบการตอบสนองทางความถี่ของความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson จากผลที่ได้โดยวิธีวิเคราะห์โหมดกับผลของ PSpice ที่สร้างเลียนแบบวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว (ก) ขนาดของความต้านทานที่จุดสัญญาณออก (ข) เฟสของความต้านทานที่จุดสัญญาณออก

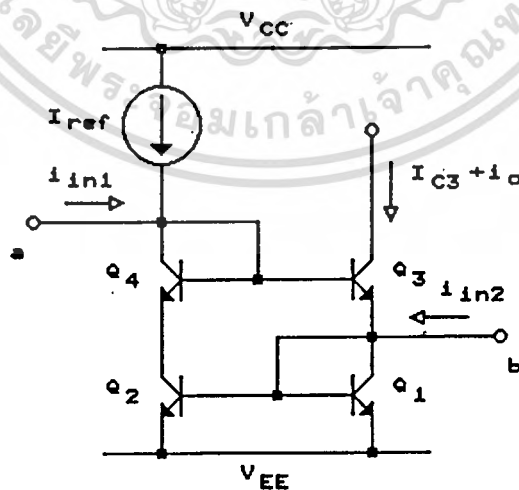
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 2.17 เป็นกราฟการตอบสนองความถี่ของความต้านทานที่จุดสัญญาณออก จาก (2.36) ซึ่งเป็นความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson โดยใช้ค่าพารามิเตอร์  $Q_1$  ถึง  $Q_3$  ของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว เปรียบเทียบกับผลของ PSpice ที่สร้างเลียนแบบวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว

ผลจากทั้งสองวิธีแสดงให้เห็นว่า วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว กับแบบ Wilson มีคุณสมบัติใกล้เคียงกันมาก แต่อัตราขยายกระแสที่ต้องการทำให้เป็นหนึ่งนั้น วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว ให้ค่าใกล้เคียงหนึ่งมากกว่าวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson

## 2.5 วงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้า (differential current mirror) แบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว

วงจรนี้ปรับปรุงมาจากวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว โดยเพิ่มจุดสัญญาณเข้าที่สอง ที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ( $Q_1$ ,  $Q_2$ ) ดังรูป 2.18



รูป 2.18 วงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้าแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว a เป็นจุดสัญญาณเข้าที่หนึ่ง และ b เป็นจุดสัญญาณเข้าที่สอง

ในที่นี้จะทำการพิจารณาว่ากระแสที่เข้าสู่จุดสัญญาณเข้าที่สอง เป็นสัญญาณกระแสลับเท่านั้น ดังนั้นคุณสมบัติโดยทั่วไปจึงเหมือนกับวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว เพียงแต่หาคุณสมบัติที่เกิดจากจุดสัญญาณเข้าที่สองเพิ่มเติมเท่านั้น

### 2.5.1 คุณสมบัติทางกระแสไฟตรง

เนื่องจากไม่มีกระแสไฟตรงจากภายนอกเข้าที่จุดสัญญาณเข้าที่สอง ดังนั้นคุณสมบัติทางกระแสไฟตรงจึงเหมือนกับ วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว ได้กระแสไฟตรงออกที่ คอลเลคเตอร์ของ  $Q_3$  เหมือนกับ (2.3.7) ในหัวข้อ 2.4.1 คือ

$$I_{c3} = I_{ref} \left[ 1 - \frac{2}{\beta_F^2 + 2\beta_F + 2} \right] \quad (2.40)$$

### 2.5.2 คุณสมบัติทางกระแสไฟสลับสัญญาณขนาดเล็ก

ใช้วิธีการแบบเดียวกับวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ในหัวข้อ 2.2.2 โดยรายละเอียดอยู่ในภาคผนวก ข.3 ตอนที่ 3 ของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ คุณสมบัติต่างๆของจุดสัญญาณเข้าที่หนึ่งที่คอลเลคเตอร์ของ  $Q_4$  นั้นเหมือนกับวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว ในหัวข้อ 2.4.2 หากคุณสมบัติที่เกี่ยวข้องกับจุดสัญญาณเข้าที่สอง ได้ยึดขยายกระแสของกระแสออกต่อกระแสเข้าที่จุดสัญญาณเข้าที่สอง ( $A_{12}$ ) คือ

$$\begin{aligned}
A_{12} = \frac{i_o}{i_{in2}} = & -\left\{ \frac{g_m + \frac{1}{r_x}}{g_m + \frac{3}{r_x}} + \frac{s}{g_m \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} \left( g_m c_\pi + \frac{c_{\mu 3}}{\Gamma_\pi} \right) \right. \\
& + \frac{s^2}{g_m^2 \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} \left[ g_m c_{\mu 3} (c_\pi + 2c_{\mu 2}) + \frac{2c_{\mu 3}}{\Gamma_\pi} (c_\pi + c_{\mu 2}) \right] \\
& \left. + s^3 \frac{c_\pi c_{\mu 3}}{g_m^2 \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} (c_\pi + 2c_{\mu 2}) \right\} / \\
& \left\{ 1 + \frac{s}{g_m + \frac{3}{r_x}} (3c_\pi + 2c_{\mu 2} + 2c_{\mu 3}) \right. \\
& + \frac{s^2}{g_m \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} [c_\pi (4c_\pi + 6c_{\mu 2} + 5c_{\mu 3}) + 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \\
& \left. + s^3 \frac{c_\pi}{g_m^2 \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} [c_\pi (2c_\pi + 4c_{\mu 2} + 3c_{\mu 3}) + 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \right\} \quad (2.41)
\end{aligned}$$

และความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่สอง ( $Z_{in2}$ ) คือ

$$\begin{aligned}
Z_{in2} = & \left\{ \frac{g_m + \frac{1}{r_x}}{g_m^2 \Gamma_\pi \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} + \frac{s}{g_m^2 \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} \left[ g_m (c_\pi + c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) + \frac{1}{\Gamma_\pi} (2c_\pi + 2c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) \right] \right. \\
& \left. + \frac{s^2}{g_m^2 \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} [c_\pi (c_\pi + 2c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) + c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \right\} / \\
& \left\{ 1 + \frac{s}{g_m + \frac{3}{r_x}} (3c_\pi + 2c_{\mu 2} + 2c_{\mu 3}) \right. \\
& + \frac{s^2}{g_m \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} [c_\pi (4c_\pi + 6c_{\mu 2} + 5c_{\mu 3}) + 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \\
& \left. + s^3 \frac{c_\pi}{g_m^2 \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} [c_\pi (2c_\pi + 4c_{\mu 2} + 3c_{\mu 3}) + 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \right\} \quad (2.42)
\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามนำไปคัดลอกหรือทำซ้ำ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาอัตราขยายกระแสที่ความถี่ต่ำ จาก (2.41) จะได้

$$\begin{aligned} A_{12} &= -\frac{\left(g_m + \frac{1}{r_x}\right)}{\left(g_m + \frac{3}{r_x}\right)} \\ &= -\left(1 - \frac{2}{g_m r_x + 3}\right) \end{aligned}$$

$r_x = \beta/g_m$  ดังนั้น

$$A_{12} = -\left(1 - \frac{2}{\beta + 3}\right) \quad (2.43)$$

และหาอัตราขยายกระแสของกระแสออกต่อกระแสเข้าที่จุดสัญญาณเข้าที่หนึ่ง ( $A_{11}$ ) ที่ความถี่ต่ำได้จาก (2.38) ในหัวข้อ 2.4.2 ได้

$$A_{11} = 1$$

ดังนั้นกระแสออก  $i_o$  คือ

$$\begin{aligned} i_o &= A_{11} i_{in1} + A_{12} i_{in2} \\ &= (i_{in1} - i_{in2}) + \frac{2}{\beta + 3} i_{in2} \end{aligned} \quad (2.44)$$

โดยทั่วไป  $\beta$  มีค่าประมาณ 200 ดังนั้นกรณีที่เทอมผลต่างของสัญญาณเข้าทั้งสอง ไม่น้อยกว่า  $i_{in2}$  มากนัก สามารถตัดเทอมหลังของ (2.44) ได้

จาก (2.42) พิจารณาความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่สองที่ความถี่ต่ำได้

$$\begin{aligned} Z_{in2} &= \frac{g_m + \frac{1}{r_x}}{g_m^2 r_x \left(g_m + \frac{3}{r_x}\right)} \\ &= \frac{1}{g_m \beta} - \frac{2}{g_m \beta (\beta + 3)} \end{aligned}$$

$\frac{1}{g_m} = r_e$  ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

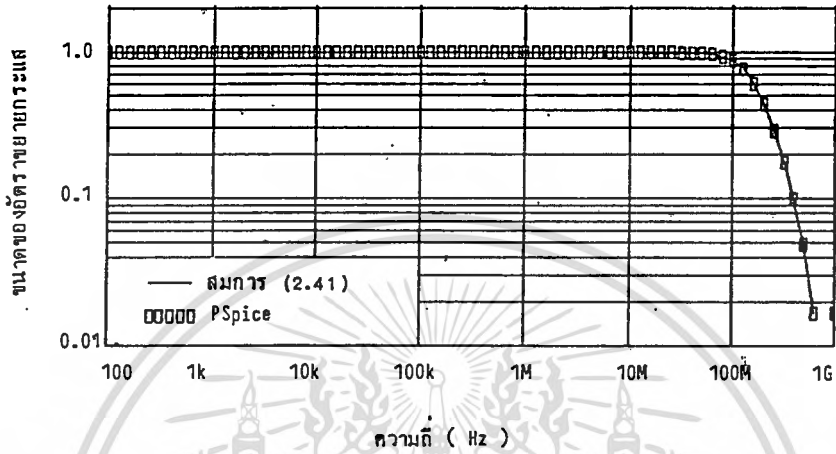
$$\begin{aligned}
 Z_{in2} &= \frac{r_e}{\beta} - \frac{2r_e}{\beta(\beta + 3)} \\
 &\approx \frac{r_e}{\beta}
 \end{aligned}
 \tag{2.45}$$

### 2.5.3 ผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆจากวิธีวิเคราะห์โหนดกับวิธีสร้าง เลียนแบบด้วย PSpice

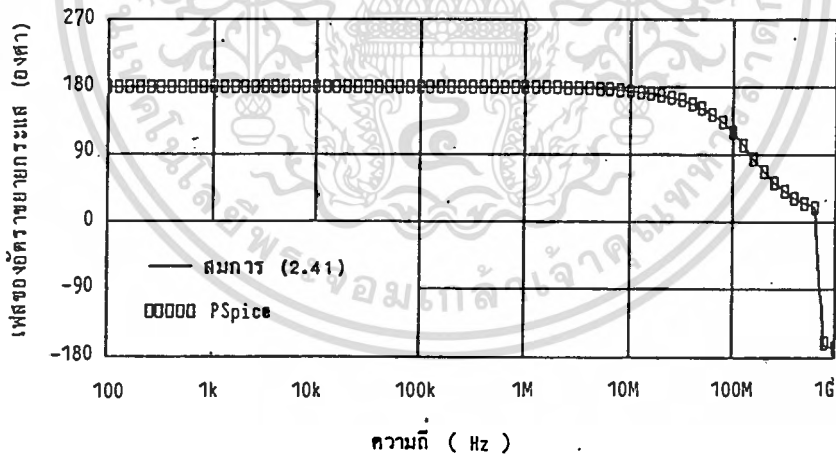
ใช้ PSpice วิเคราะห์ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสความ  
แตกต่างสองสัญญาณเข้าแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว โดยวิเคราะห์ที่กระแสไบอัส 1 mA และ  
ใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 การเปรียบเทียบคุณสมบัติที่เกี่ยวกับจุดสัญญาณเข้าที่หนึ่ง  
ความต้านทานที่จุดสัญญาณออก และค่าพารามิเตอร์ทางกระแสกลับของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัว  
ดูได้จาก หัวข้อ 2.4.3 รายละเอียดเกี่ยวกับการสร้างเลียนแบบวงจรสะท้อนกระแส  
ความแตกต่างสองสัญญาณเข้าด้วย PSpice เพื่อหาคุณสมบัติที่เกี่ยวกับจุดสัญญาณเข้าที่สอง  
ดูได้จากภาคผนวก ก.4 ในตอนท้ายของวิทยานิพนธ์เล่มนี้

เขียนกราฟการตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายกระแส ( $A_{i2}$ ) จาก (2.41)

เปรียบเทียบกับผลของ PSpice ได้ดังรูป 2.19



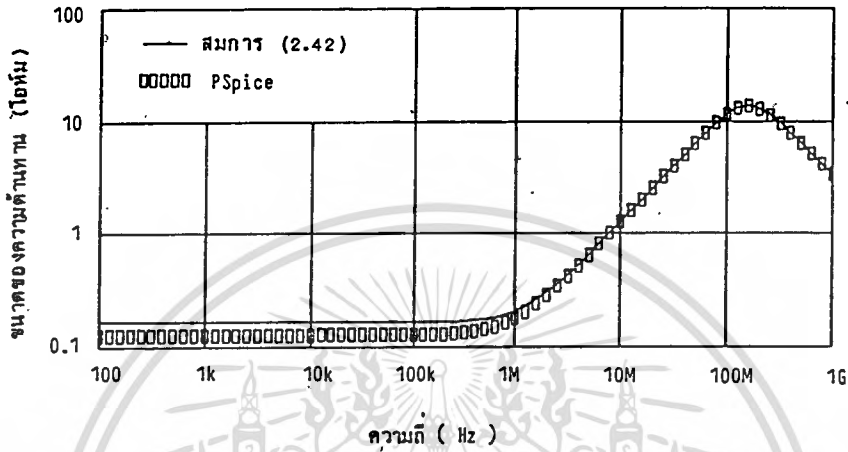
(ก)



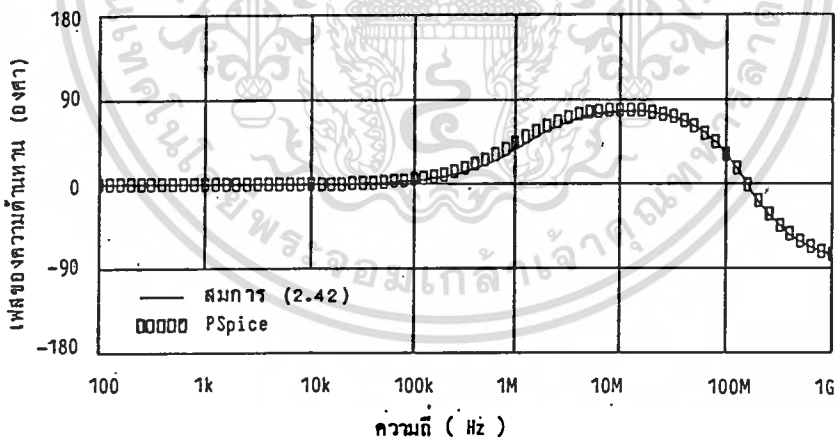
(ข)

รูป 2.19 เปรียบเทียบการตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายกระแส ( $A_{i2}$ ) ของวงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณ เข้าจากผลที่ได้โดยวิธีวิเคราะห์โหนดกับผลของ PSpice (ก) ขนาดของอัตราขยายกระแส (ข) เฟสของอัตราขยายกระแส

เขียนกราฟการตอบสนองทางความถี่ของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่สอง ( $Z_{in2}$ ) จาก (2.42) เปรียบเทียบกับผลของ PSpice ให้ดังรูป 2.20



(ก)



(ข)

รูป 2.20 เปรียบเทียบการตอบสนองทางความถี่ของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่สองของวงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้าจากผลที่ได้โดยวิธีวิเคราะห์ไหนดกับผลของ PSpice (ก) ขนาดของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่สอง (ข) เฟสของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่สอง

จากรูป 2.20 จะเห็นว่าความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่สองมีค่าต่ำมากซึ่งคุณสมบัติพิเศษนี้จะถูกนำไปใช้งานในบทต่อไปของวิทยานิพนธ์เล่มนี้

## 2.6 สรุป

จากสมการที่หาได้โดยวิธีวิเคราะห์ให้หนดกับผลที่ได้จากการสร้างเลียนแบบด้วย PSpice พอที่จะสรุปคุณสมบัติที่สำคัญของวงจรสะท้อนกระแสแบบต่างๆได้ดังนี้ วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว (รูป 2.1) มีค่าอัตราขยายกระแสมากกว่าหนึ่งเล็กน้อย เนื่องจากผลของ base-width modulation ความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้ามีค่าประมาณ  $1/g_m$  หรือ  $r_e$  ซึ่ง  $r_e$  เท่ากับ  $V_T/I_c$  เมื่อ  $V_T$  คือ แรงดันเทอร์มอล (thermal voltage) มีค่าประมาณ 26 mV ที่อุณหภูมิ 27 °C และ  $I_c$  คือ กระแสไฟตรงไหลผ่านคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ความต้านทานที่จุดสัญญาณออกคือ  $r_o$  ของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ซึ่งเท่ากับ  $V_A/I_c$  เมื่อ  $V_A$  คือ แรงดันเออร์ลิ ของ  $Q_2$  และ  $I_c$  คือกระแสไฟตรงไหลผ่านคอลเลคเตอร์ของ  $Q_2$

วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson (รูป 2.10) และ แบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว (รูป 2.14) มีคุณสมบัติใกล้เคียงกันมาก เพียงแต่อัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว มีค่าใกล้เคียงหนึ่งมากกว่าแบบ Wilson และทั้งสองแบบนี้ให้อัตราขยายกระแสได้ใกล้เคียงหนึ่งมากกว่าแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของแบบ Wilson และทรานซิสเตอร์ 4 ตัว คือ  $2/g_m$  หรือ  $2r_e$  ซึ่ง  $r_e = V_T/I_c$  เมื่อ  $I_c$  คือกระแสไฟตรงที่ไหลผ่านคอลเลคเตอร์ของ  $Q_3$  ความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของทั้งสองแบบคือ  $r_{\mu}$  ของ  $Q_3$  ขนานกับ  $\frac{1}{2}\beta F_{o3}$  ซึ่ง  $r_{o3}$  คือ  $r_o$  ของ  $Q_3$  และ  $\beta$  คืออัตราขยายกระแสสลับ ( $i_c/i_b$ ) ของทรานซิสเตอร์  $Q_3$

วงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้าแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว (รูป 2.18) มีคุณสมบัติที่เกี่ยวกับจุดสัญญาณเข้าที่หนึ่ง และ ความต้านทานที่จุดสัญญาณออกเหมือนกับวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัวทุกประการ อัตราขยายกระแสออกต่อกระแสเข้าที่จุดสัญญาณเข้าที่สอง มีค่าประมาณ -0.99 คลาดเคลื่อนจากหนึ่งประมาณ 1% ดังนั้นถ้ายอมรับค่าคลาดเคลื่อน 1% จะได้กระแสออก  $i_o = i_{in1} - i_{in2}$  เมื่อ  $i_{in1}$

และ  $i_{12}$  คือ กระแสเข้าที่จุดลัณยานเข้าที่หนึ่งและสองตามลำดับ ความต้านทานที่จุดลัณยานเข้าที่สองมีค่าประมาณ  $r_e/\beta$  เมื่อ  $r_e$  คือ  $r_e$  ของ  $Q_1$  และ  $\beta$  เป็น  $\beta$  ของ  $Q_3$  แต่ปกติแล้ว  $r_e$  และ  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีค่าใกล้เคียงกัน สามารถใช้แทนกันได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### วงจรรกำเนิดสัญญาณชายน้โดยใช้ตัวต้านทานตัวเก็บประจุและวงจรถ่อนกระแส

##### 3.1 กล่าวนา

ในบทที่ 2 ได้แสดงให้เห็นว่าวงจรถ่อนกระแสแต่ละแบบให้ผลการตอบสนองต่อความถี่กว้าง ดังนั้นถ้าวงจรถ่อนกระแสมาทำเป็นส่วนวงจรถอยในรูป (Loop) ของวงจรรกำเนิดสัญญาณชายน้ก็จะทำให้ได้วงจรรกำเนิดสัญญาณชายน้ที่ทำงานในช่วงความถี่กว้าง ในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรรกำเนิดสัญญาณชายน้ที่ใช้ตัวต้านทานตัวเก็บประจุ โดยมีวงจรถ่อนกระแสเท่านั้นที่ทำหน้าที่เป็นตัวขยายสัญญาณ ซึ่งให้ชื่อวงจรรนี้ว่า RC - CMO วงจรรสามารถทำงานได้ดี ตั้งแต่ความถี่ต่ำในช่วงของ Hz จนถึงหลายๆ MHz และแสดงถึงความเป็นไปได้ที่จะนำไปสร้างเป็นตัวกำเนิดสัญญาณชายน้คุณภาพสูงโดยเฉพาะอย่างยิ่งในช่วงความถี่สูง ซึ่งวงจรรกำเนิดสัญญาณชายน้ที่ใช้อปแอมป์ (operational amplifier) ไม่สามารถทำงานได้

##### 3.2 อธิบายวงจรร

###### 3.2.1 หลักการพื้นฐาน

รูป 3.1 เป็นวงจรรพื้นฐานของ RC-CMO ใช้ตัวถ่อนกระแสแบบ Wilson 2 ตัว คือ CM1 และ CM2 โดยมีอัตราส่วนของกระแสเข้าต่อกระแสออก เป็น 1:1 และ 1:n ตามลำดับ เมื่อคิดว่าจุดสัญญาณเข้า (input) ของ CM1 เป็นจุดสัญญาณเข้าของวงจรรและเน็ตเวิร์คส่วนป้อนกลับ  $\beta(s)$  ให้กระแสไหลออกจากโหนด 2 เมื่อมีกระแสไหลเข้าที่โหนด 1 จะทำให้กระแสป้อนกลับจากโหนด 2 ของเน็ตเวิร์คมาที่จุดสัญญาณเข้าของ CM1 เป็นการป้อนกลับแบบบวก (positive feedback) ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่วงจรรกำเนิดสัญญาณชายน้ต้องการ

เพื่อหาค่าอัตราขยายกระแสของวงจรร สมมติให้กระแสเข้า CM1 เป็น  $i_1$  กระแสออกของ CM1 ก็จะเป็น  $i_1$  ด้วย โดยมีทิศทางไหลเข้าจุดสัญญาณออกของ CM1 เนื่องจาก CM1 มีอัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่ง กระแส  $i_1$  ถูกแบ่งผ่าน  $R_o$  และ  $C_o$  โดยเป็นไป



เนื่องจาก CM2 มีอัตราขยายกระแสเท่ากับ  $n$  ดังนั้นกระแสออกของ CM2 มีทิศทางไหลออกจากจุดสัญญาณออกของ CM2 คือ

$$i_{o2} = \left( \frac{n R_g}{R_g + R_{in2}} \right) i_1 \quad (3.3)$$

ทำให้อัตราขยายกระแสจากวงจรสะท้อนกระแส 2 ตัวนี้ สามารถควบคุมได้ด้วย  $R_g$  คือ

$$A_1 = \frac{n R_g}{R_g + R_{in2}} \quad (3.4)$$

การกำเนิดสัญญาณจะเกิดที่ความถี่ที่ความแตกต่างเฟสระหว่างกระแสเข้าโหนด 1 และออกจากโหนด 2 ของเน็ตเวิร์คส่วนป้อนกลับเป็น  $2\pi$  นอกจากนี้ ในทางปฏิบัติ พบว่าเน็ตเวิร์คส่วนป้อนกลับต้องให้กระแสไบอัสไหลจาก โหนด 1 ไป โหนด 3 และ กันกระแสไบอัสจาก โหนด 1 ไม่ให้มา โหนด 2

การกำเนิดสัญญาณจะเกิดที่ Loop-gain เท่ากับหนึ่ง [21] คือ

$$\beta(s) A_1 = 1 \quad (3.5)$$

เมื่อ  $\beta(s)$  คือ ค่าการส่งผ่านกระแส (current transfer function) ของเน็ตเวิร์คส่วนป้อนกลับ แทนค่า  $s$  ด้วย  $j\omega_0$  ใน (3.5) แล้วแยกเทอมเป็นส่วนจำนวนจริงและส่วนจินตภาพ แก้สมการทั้งสองจะได้ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ ( $f_0$ ) และค่าอัตราขยายกระแส ( $A_1$ ) ที่ต้องการ

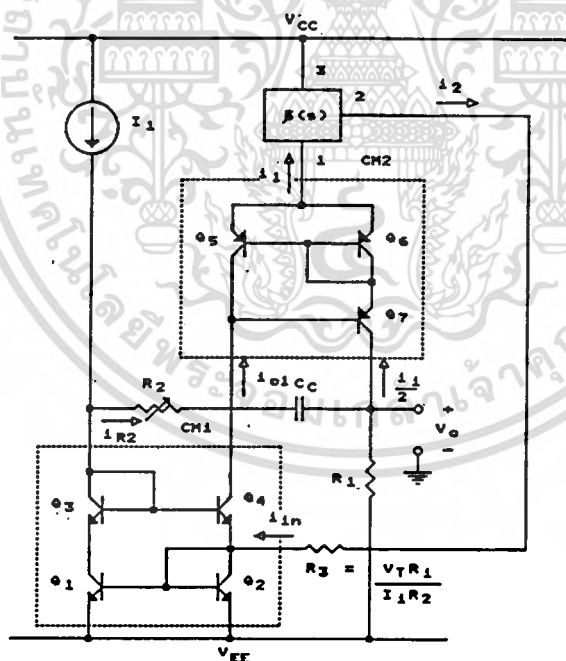
วงจรพื้นฐานในรูป 3.1 ต้องการวงจรสะท้อนกระแส อีกหนึ่งตัว เพื่อทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์ (buffer) นำสัญญาณออกไปใช้งาน นอกจากนี้ค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของ CM1 (ประมาณ  $2V_T / I_1$ ) จะไปรวมคิดแบบต่ออนุกรมกับ ความต้านทานที่ โหนด 2 ของเน็ตเวิร์คส่วนป้อนกลับ ซึ่งจะมีผลต่อความถี่ของการกำเนิดสัญญาณเมื่อความต้านทานของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เน็ตเวิร์กส่วนป้อนกลับมีค่าต่ำอยู่ในช่วงของร้อยโอห์ม เราอาจชดเชยผลของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของ CM1 ได้ โดยต่อตัวต้านทานที่มีค่าเท่ากับความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของ CM1 เพิ่มลงไปบนบรานช์ (branch) ที่เหมาะสมของเน็ตเวิร์กส่วนป้อนกลับแต่วิธีนี้ไม่สามารถทำได้เมื่อบรานช์ที่ต่อกับโหนด 2 เป็นตัวเก็บประจุอย่างเดียวน หัวข้อย่อยต่อไปจะเสนองจรในทางปฏิบัติที่ใช้ตัวสะท้อนกระแสเพียง 2 ตัว และสามารถชดเชยผลของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าด้วยวิธีธรรมดาได้

### 3.2.2 วงจรในทางปฏิบัติ

รูป 3.2 เป็นวงจรที่ใช้งานจริงจากรูป 3.1 โดย  $Q_1$  ถึง  $Q_4$  และ  $Q_5$  ถึง  $Q_7$  ประกอบเป็นวงจรสะท้อนกระแส 2 วงจร  $Q_1$  ถึง  $Q_4$  เป็นวงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้า (differential current mirror)



รูป 3.2 วงจรในทางปฏิบัติของ RC-CMO เมื่อใช้วงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้า

วงจรงานทางปฏิบัติรูป 3.2 CM2 ต่อกับ CM1 ผ่าน  $R_1$ ,  $R_2$  และ  $C_c$  ในลักษณะเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การป้อนกลับแบบบวก ทำให้ได้อัตราขยายกระแสมากกว่าหนึ่ง และปรับค่าอัตราขยายกระแสได้ที่  $R_2$  โดยไม่มีผลต่อแรงดันไฟตรงที่จุดสัญญาณออก เนื่องจากมุมเฟสของอัตราขยายกระแสจาก CM1 และ CM2 มีมุมเฟสตรงข้ามกับอัตราขยายกระแสของ CM1 ในรูป 3.1 อยู่แล้ว จึงไม่ต้องใช้วงจรสะท้อนกระแสกลับมุมเฟสอีก และย้ายเน็ตเวิร์กส่วนป้อนกลับไปอยู่ดังรูป 3.2 เพื่อให้ได้มุมเฟสรวมตรงตามเงื่อนไขของการกำเนิดสัญญาณชายน

จากรูป 3.2 สมมุติให้กระแสเข้าจุดสัญญาณเข้าที่สองของ CM1 (ที่คอลเลคเตอร์ของ  $Q_2$ ) เป็น  $i_{in}$  และกระแสออกจากจุดร่วม (common) ของ CM2 เป็น  $i_1$  พิจารณาที่จุดสัญญาณออกของ CM2 (ที่คอลเลคเตอร์ของ  $Q_7$ ) จะมีกระแสไหลเข้าคอลเลคเตอร์ของ  $Q_7$  เป็น  $i_1/2$  เนื่องจาก CM2 เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ที่มีอัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่ง และกระแสที่ไหลเข้าจุดสัญญาณเข้าของ CM2 ก็เป็น  $i_1/2$  ด้วย  $R_1, R_2$  และ  $C_c$  ต่อในลักษณะของวงจรป้อนกลับ กระแส  $i_1/2$  ที่คอลเลคเตอร์ของ  $Q_7$  ถูกแบ่งผ่าน  $R_2$  ( $i_{R2}$ ) คือ

$$i_{R2} = \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2 + 2R_e + 1/sC_c} \right) \frac{i_1}{2} \quad (3.6)$$

เมื่อ  $2R_e$  คือ ความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่หนึ่งของ CM1 ถ้าให้  $C_c$  มีค่ามากจนไม่มีผลในการจำกัดความถี่ สามารถตัดเทอม  $1/sC_c$  ได้ กระแสออกจาก CM1 ที่คอลเลคเตอร์ของ  $Q_4$  ( $i_{o1}$ ) คือ

$$i_{o1} = i_{R2} + i_{in} \quad (3.7)$$

และต้องเท่ากับ  $i_1/2$  ที่เข้า CM2 ด้วย

$$i_{o1} = \frac{i_1}{2} \quad (3.8)$$

(3.7) เท่ากับ (3.8) แทนค่า  $i_{R2}$  จาก (3.6) ได้อัตราขยายกระแส ( $A_1$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_i = \frac{i_1}{i_{in}} = 2\{1 + R_1/(R_2 + 2r_e)\} \approx 2(1 + R_1/R_2) \quad (3.9)$$

เมื่อ  $2r_e = 2V_T/I_1$  เป็นความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่หนึ่งของ CM1 ถ้าให้  $R_1$  คงที่ สามารถปรับอัตราขยายกระแสได้ด้วยการปรับ  $R_2$  และได้สัญญาณออกเป็นแรงดันตกคร่อม  $R_1$

จาก (3.6) เมื่อตัดเทอม  $2r_e$  และ  $1/sC_c$  ออกเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$i_{R_2} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \frac{i_1}{2} \quad (3.10)$$

แทนค่า  $i_1$  ในเทอมของ  $i_{in}$  จาก (3.9) ลงใน (3.10)

$$i_{R_2} = \left(\frac{R_1}{R_2}\right) i_{in} \quad (3.11)$$

เนื่องจาก  $Q_1$  และ  $Q_2$  ของ CM1 เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์สองตัว เมื่อมีกระแสออกจากคอลเลคเตอร์ของ  $Q_1$  เป็น  $i_{R_2}$  ดังนั้นกระแสออกจากคอลเลคเตอร์ของ  $Q_2$  ก็เป็น  $i_{R_2}$  ด้วย ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ต่อในลักษณะของไดโอด มีความต้านทานกระแสกลับเป็น  $r_e$  ดังนั้นแรงดันที่จุดสัญญาณเข้าที่คอลเลคเตอร์ของ  $Q_2$  ( $V_{CQ2}$ ) คือ

$$V_{CQ2} = -i_{R_2} r_e \quad (3.12)$$

แทนค่า  $i_{R_2}$  จาก (3.11) ได้ความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่คอลเลคเตอร์ของ  $Q_2$  คือ

$$Z_{in} = \frac{V_{CQ2}}{i_{in}} = -r_e \left(\frac{R_1}{R_2}\right) = -\frac{V_T R_1}{I_1 R_2} \quad (3.13)$$

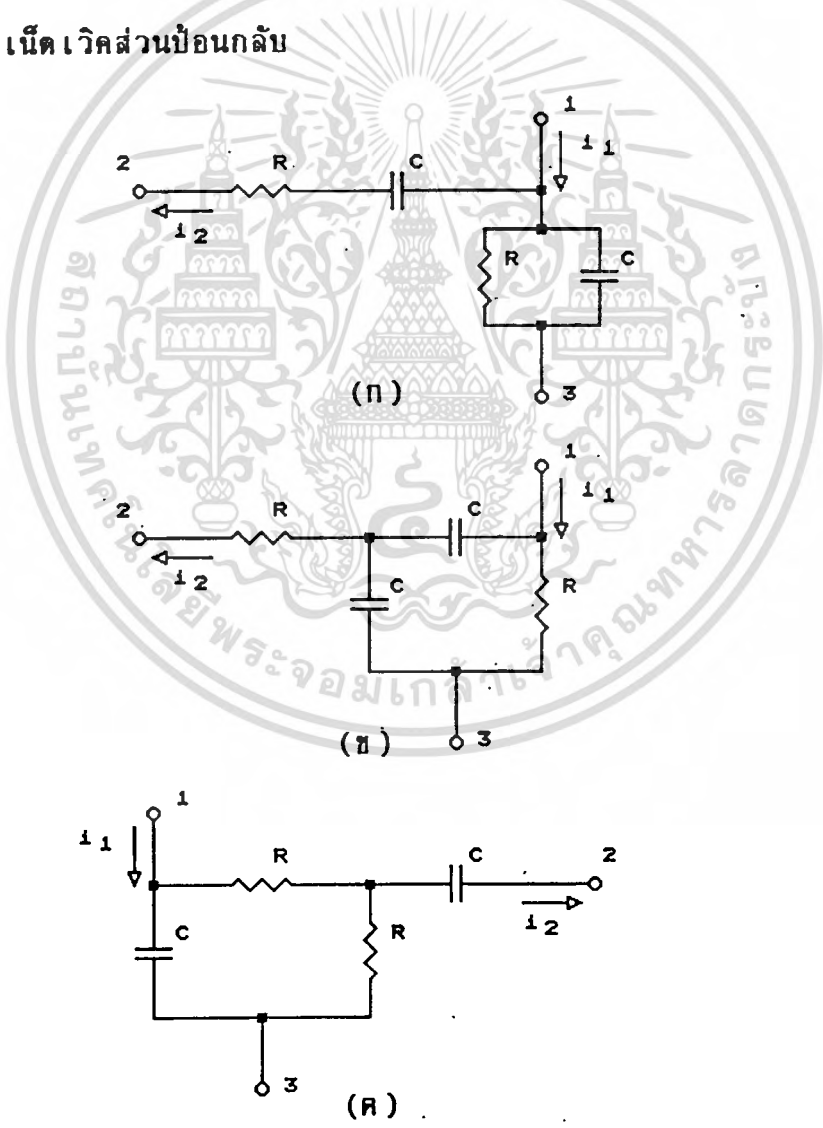
เมื่อความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่คอลเลคเตอร์ของ  $Q_2$  มีค่าเป็นลบทำให้สามารถชดเชยได้ง่าย โดยต่ออนุกรมด้วยตัวต้านทานที่มีค่าเท่ากับขนาดของความต้านทานลบนี้ ทั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราขยายกระแสและความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า ( ที่คอลเลคเตอร์ของ  $Q_2$  ) มีค่าขึ้นกับอิมพีแดนซ์เนื่องจากมีเทอม  $V_T$  อยู่ด้วย ซึ่งสามารถชดเชยได้โดยใช้ตัวจ่ายกระแสที่แปรผันตามอิมพีแดนซ์ เช่น LM334 เป็นตัวจ่ายกระแส  $I_1$  แต่ถ้าให้  $R_2$  มีค่ามากกว่า  $2V_T/I_1$  มากๆ ก็ไม่ต้องคำนึงถึงการชดเชยทางอิมพีแดนซ์และสามารถใช้ตัวต้านทานที่มีค่าสูงแทนตัวจ่ายกระแสได้

คุณสมบัติของเน็ตเวิร์กส่วนป้อนกลับในรูป 3.2 ต้องให้กระแสไบอัสไหลจากโหนด 3 ไปโหนด 1 และกันกระแสไบอัสระหว่างโหนด 3 กับโหนด 2

3.2.3 เน็ตเวิร์กส่วนป้อนกลับ



รูป 3.3 เน็ตเวิร์กที่ใช้กับวงจรในรูป 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 3.3 เป็นกลุ่มของเน็ตเวิร์กที่ประกอบด้วย ตัวต้านทานที่มีค่าเท่ากัน 2 ตัว และ ตัวเก็บประจุที่มีค่าเท่ากัน 2 ตัว เน็ตเวิร์กทั้งสามมีลักษณะสอดคล้องกับเงื่อนไขเกี่ยวกับ กระแสไบอัส 2 ขั้ว ที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อย่อย 3.2.1 และ 3.2.2 เน็ตเวิร์กรูป 3.3 ก เป็น Wein network เน็ตเวิร์กทั้งสามให้อัตราการส่งผ่านกระแส (current transfer function) เหมือนกัน [22] คือ

$$\beta(s) = \frac{i_2}{i_1} = \frac{sT}{s^2T^2 + 3sT + 1} \quad (3.14)$$

เมื่อ  $T = RC$

แทนค่าของ  $\beta(s)$  จาก (3.14) ลงใน (3.5) แล้วจัดสมการใหม่ได้เป็น

$$s^2T^2 + (3 - A_1)sT + 1 = 0 \quad (3.15)$$

โดย  $A_1$  คืออัตราขยายกระแสจาก (3.9)

พิจารณาในสภาวะ steady state สามารถแทน  $s$  ใน (3.15) ด้วย  $j\omega$ .

$$-\omega_0^2T^2 + j(3 - A_1)\omega_0T + 1 = 0 \quad (3.16)$$

แยกส่วนจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพได้เป็น สองสมการคือ

$$1 - \omega_0^2T^2 = 0 \quad (3.17)$$

$$(3 - A_1)\omega_0T = 0 \quad (3.18)$$

จาก (3.17) แทนค่า  $\omega_0$  ด้วย  $2\pi f$ , และ  $T = RC$  แล้วแก้สมการได้ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ คือ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.19)$$

จาก (3.18) แก่สมการได้อัตราขยายกระแสที่ต้องการคือ

$$A_i = 3 \quad (3.20)$$

ดังนั้นจาก (3.9) เงื่อนไขของอัตราขยายกระแสที่ต้องการเพื่อให้เกิดการกำเนิดสัญญาณคือ

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{2} \quad (3.21)$$

จากรูป 3.3 จะเห็นว่ากระแสไบอัสไหลผ่าน  $R$  ในรูป 3.3 ก และ รูป 3.3 ข แต่ไหลผ่าน  $2R$  ในรูป 3.3 ค ดังนั้นช่วงความถี่ที่เปลี่ยนแปลงได้ของเน็ตเวิร์กรูป 3.3 ค จึงเป็นครึ่งหนึ่งของเน็ตเวิร์กรูป 3.3 ก และรูป 3.3 ข แต่รูป 3.3 ค ก็เป็นตัวอย่างของเน็ตเวิร์กหนึ่งที่วางจนวนรูป 3.2 ทำงานได้ดีกว่าวางจนวนรูป 3.1 ทั้งนี้เพราะความถี่ของการกำเนิดสัญญาณจนวนรูป 3.1 เมื่อใช้เน็ตเวิร์กรูป 3.3 ค ไม่ใช่ใช้ความถี่รีโซแนนซ์ (resonance) ของเน็ตเวิร์ก

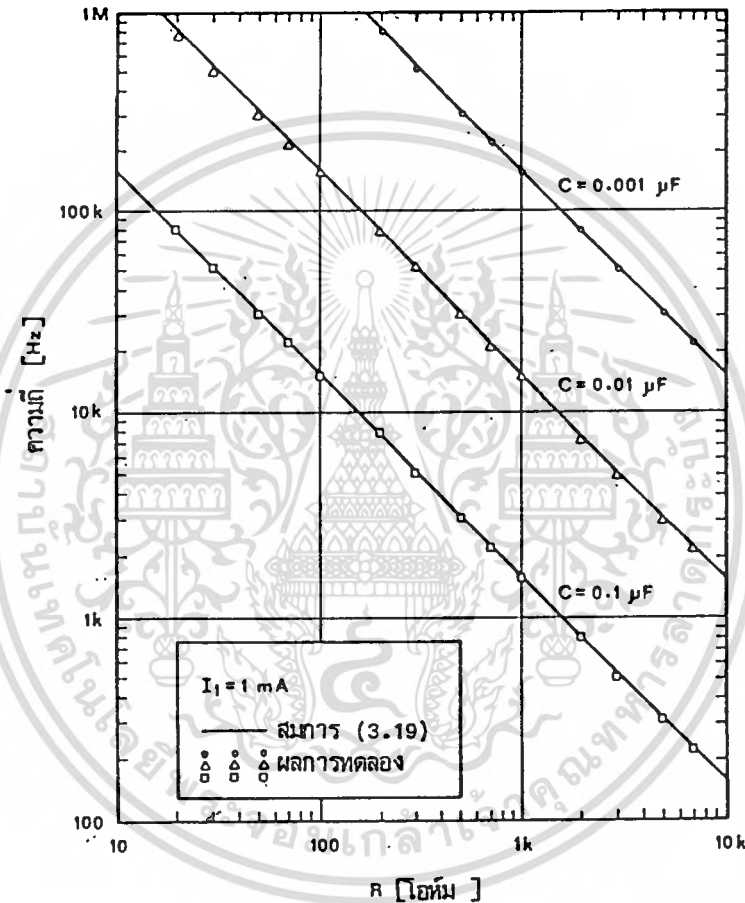
### 3.3 ผลการทดลอง

ได้ทดลองต่อวงจรวจนวนรูป 3.2 โดยใช้ทรานซิสเตอร์แอมป์ แบบ npn ใน IC เบอร์ LM3046 ต่อเป็น CM1 และใช้ทรานซิสเตอร์แบบ pnp ที่คัดเลือกแล้วว่ามีคุณสมบัติคล้ายกันต่อเป็น CM2 ตัวจ่ายกระแสใช้ LM334  $V_{CC} = 12\text{ V}$   $V_{EE} = -12\text{ V}$  และผลการทดลองพบว่าความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่คอลเลคเตอร์ของ  $Q_2$  มีค่าเป็นลบและมีขนาดประมาณ  $(V_T / I_1) (R_1 / R_2)$

รูป 3.4 เป็นกราฟแสดงค่าความถี่ของการกำเนิดสัญญาณเมื่อเปลี่ยนค่าความต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R ที่มีค่าเท่ากันทั้งสองตัวของเน็ตเวิร์คส่วนป้อนกลับ และค่า C ทั้งสองตัวของเน็ตเวิร์คมีค่าเท่ากันโดยกราฟแต่ละเส้นแสดงถึงความถี่ที่ค่า C แตกต่างกัน พบว่าสามารถปรับความถี่ได้มากกว่า 3 order โดยความถี่ยังคงเที่ยงตรงกับทฤษฎี แม้ว่าค่าความต้านทาน R จะอยู่ในหลักของสิบล้อทึม ความถี่สูงสุดที่วงจรสามารถทำงานได้ประมาณ 5 MHz



รูป 3.4 ผลการทดลองวงจรในรูป 3.2 และใช้เน็ตเวิร์คส่วนป้อนกลับในรูป 3.3 ก

วงจรนี้เหมือนกับวงจรมอดูเลชันสัญญาณขาเข้าที่ความต้องการ AGC (automatic gain control) เมื่อมีการปรับความถี่เพื่อใหขนาดของสัญญาณมีค่าคงที่ วงจรที่นำเสนอในรูป 3.2 ไม่ได้ใส่ AGC ไว้ ถ้าต้องการใส่ AGC อาจใช้ FET ทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานปรับค่าแทน  $R_z$  ได้

### 3.4 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอหลักการและผลการทดลองของวงจรถ่ายสัญญาณแบบใหม่ที่ใช้ตัวต้านทานตัวเก็บประจุ และใช้วงจรสะท้อนกระแสเท่านั้นที่ทำหน้าที่เป็นตัวขยายกระแส วงจรที่ได้สามารถให้ช่วงการปรับความถี่ที่กว้างพอควร และสามารถสร้างได้ง่ายโดยใช้วงจรสะท้อนกระแสเพียงสองตัวเท่านั้น ดังนั้นวงจรที่นำเสนอในบทนี้น่าจะนำไปสร้างเป็น ตัวกำเนิดสัญญาณความถี่คุณภาพสูงได้ เมื่อมองในช่วงของความถี่หลายๆ kHz จนถึง MHz ที่วงจรถ่ายสัญญาณแบบที่ใช้โอปแอมป์ (operational amplifier) ไม่สามารถทำงานได้



## บทที่ 4

### วงจรรำงำเนคส์ญญำชำนญ์โดยกำรเลื้อนเฟสที่ำข้่วงจรสะท้อนกำระแส

#### 4.1 กล่ำวำนำ

จำกบทที่ 2 จะเห็นว่ำวงจรสะท้อนกำระแสควำมแตกต้ำงสองสัญญำข้ำให้กำระแสออกเป็นผลต้ำงของกำระแสข้ำที่จุกส์ญญำข้ำที่หน้งและจุกส์ญญำข้ำที่สอง นอกจำกนี้ควำมด้ำนทำนที่จุกส์ญญำข้ำที่สอง (input resistance) มีค่ำต้ำมำกประมำณ  $r_e/\beta$  เมื่อ  $r_e$  คือ ควำมด้ำนทำนของรอยต้อ p-n ที่ด้รับกำรโอบัสมำยแบบถูก้ทำง และ  $\beta$  คือ อ้ตรำขยำยกำระแสของทรำนซิสเคอ์ที่ต้อแบบอิมิตเคอ์ร่วม ำนบทนี้จะแสดงวิธีกำรำข้ประโยชน์ของควำมด้ำนทำนที่จุกส์ญญำข้ำที่สองมีค่ำต้ำท้ำวงจรเลื้อนเฟสโดยำข้่วงจรสะท้อนกำระแสควำมแตกต้ำงสองสัญญำข้ำเพียงตัวเค็ยวเท่ำนั้น และำนตอนท้ำยแสดงวิธีท้ำวงจรรำงำเนคส์ญญำชำนญ์ ที่ำข้่วงจรเลื้อนเฟสที่ด้นี้สองตัวท้ำงำนร่วมกับวงจรสะท้อนกำระแสอ้กสองตัว โดยวงจรสะท้อนกำระแสที่เพิ่มข้ขึ้นสองตัวนี้ท้ำงำนที่เป็นตัวขยำยกำระแสำให้กับลูป (loop) ของกำรรำงำเนคส์ญญำ และ ท้ำงำนที่เป็นบัฟเฟอ์ (buffer) ำนกำรนำสัญญำออกไปข้งำนด้วย

#### 4.2 วงจรเลื้อนเฟส

รูป 4.1 เป็นวงจรเลื้อนเฟสที่ท้ำงำนำนเทอมีของกำระแสแบบำใหม่ ทรำนซิสเคอ์  $Q_1$  ถึง  $Q_4$  ต้อกันำนลัษณะวงจรสะท้อนกำระแสควำมแตกต้ำงสองสัญญำข้ำ จำกบทที่ 2 ด้ควำมด้ำนทำนที่จุกส์ญญำข้ำที่หน้ง (ที่คอลลเลคเคอ์ของ  $Q_1$ ) คือ  $2r_e$  ควำมด้ำนทำนที่จุกส์ญญำข้ำที่สอง (ที่คอลลเลคเคอ์ของ  $Q_4$ ) คือ  $r_e/\beta$  ซึ่งมีค่ำต้ำมำก ดั่งนั้นถ้าไม่ค้ำนงถึงค่ำควำมด้ำนทำนที่จุกส์ญญำข้ำที่สองด้กำระแสฝำน R เป็น กำระแสควำมด้ต้ำฝำน คือ

$$i_{LP} = \left( \frac{1}{1 + sT} \right) i_1 \quad (4.1)$$

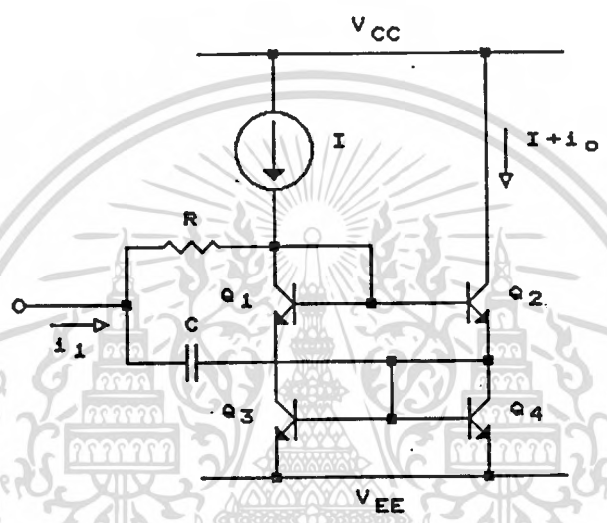
เมื่อ  $T = (R + 2r_e)C$

เอกสำรนี้เป็นเอกสำรที่สงวนไว้สำหรับกำรข้งำนเพื่อกำรศึกษำเท่ำนั้น ไม่อนุญำตให้ นำไปข้ประโยชน์ด้ำนกำรค้ำไม่ว่ำกรณิโดจท้งสััน อ้กท้งห้ำมมีให้ค้ดเปล่งเนื้อหำ และต้ออ้ำงอิงถึงเจ้ำของเอกสำรทุคครั้งที่มีกำรนำไปข้

และกระแสผ่าน C เป็นกระแสความถี่สูงผ่าน คือ

$$i_{HP} = \left( \frac{sT}{1+sT} \right) i_1 \tag{4.2}$$

โดย T เป็นค่าเดียวกับ (4.1)



รูป 4.1 วงจรเลื่อนเฟสที่ใช้วงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้า

กระแสออกของวงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้า คือ

$$i_o = i_{LP} - i_{HP} = \left( \frac{1-sT}{1+sT} \right) i_1 \tag{4.3}$$

ซึ่งเป็นสมการของการเลื่อนเฟส (phase shifter) หรือ การกรองความถี่ผ่านตลอด (allpass filter) [23][24] คือ มีขนาดเป็นหนึ่งทุกความถี่ แต่เฟส ( $\theta$ ) จะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ ดังนี้

$$\theta = -2 \tan^{-1}(\omega T) \tag{4.4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย  $\theta = -\pi/2$  ที่  $\omega = 1/T$

เมื่อพิจารณาจะเล็กลงมากขึ้นโดยคำนึงถึงความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่สอง และ อัตราขยายกระแสของกระแสออกต่อกระแสเข้าที่จุดสัญญาณเข้าที่สองมีค่าไม่เป็นหนึ่ง ดังนั้น กระแสผ่าน  $R$  ( $i_R$ ) คือ

$$i_R = \left\{ \frac{1 + s(r_e/\beta)C}{1 + s(R + 2r_e + r_e/\beta)C} \right\} i_1 \quad (4.5)$$

และกระแสผ่าน  $C$  ( $i_C$ ) คือ

$$i_C = \left\{ \frac{s(R + 2r_e)C}{1 + s(R + 2r_e + r_e/\beta)C} \right\} i_1 \quad (4.6)$$

และจากบทที่ 2 กระแสออกนอกจากจะเป็นผลต่างของกระแสเข้าทั้งสองแล้วยังมี เทอมจากกระแสเข้าที่จุดสัญญาณเข้าที่สองอีก ดังนั้น

$$i_o = (i_R - i_C) + 0.01i_C \quad (4.7)$$

แทนค่า  $i_R$  และ  $i_C$  จาก (4.5) (4.6) ลงใน (4.7) ได้

$$\frac{i_o}{i_1} = \frac{1 - s(R + 2r_e - r_e/\beta)C + 0.01s(R + 2r_e)C}{1 + s(R + 2r_e + r_e/\beta)C} \quad (4.8)$$

$\beta$  มีค่าประมาณ 200 ดังนั้นสามารถตัดเทอม  $r_e/\beta$  ใน (4.8) ออกได้

$$\frac{i_o}{i_1} = \frac{1 - sT + 0.01sT}{1 + sT} \quad (4.9)$$

เมื่อ  $T = (R + 2r_e)C$

แทน  $s$  ด้วย  $j\omega$  ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ .

$$\frac{i_o}{i_1} = \frac{1 - j0.99\omega T}{1 + j\omega T} \quad (4.10)$$

พิจารณาขนาดของขนาดได้

$$\begin{aligned} \left| \frac{i_o}{i_1} \right| &= \left( \frac{1 + (1 - 0.01)^2 \omega^2 T^2}{1 + \omega^2 T^2} \right)^{\frac{1}{2}} \\ &\approx \left( 1 - \frac{0.02 \omega^2 T^2}{1 + \omega^2 T^2} \right)^{\frac{1}{2}} \\ &\approx 1 - \frac{0.01 \omega^2 T^2}{1 + \omega^2 T^2} \end{aligned} \quad (4.11)$$

จาก (4.11) พบว่าทุกความถี่จะมีค่าความคลาดเคลื่อนของขนาดไม่เกิน 1% เฟสของ (4.10) คือ

$$\theta_1 = -\tan^{-1}(0.99\omega T) - \tan^{-1}(\omega T) \quad (4.12)$$

ดังนั้น ค่าความคลาดเคลื่อนเฟส ( $\epsilon$ ) เมื่อเปรียบเทียบกับ (4.4) คือ

$$\begin{aligned} \epsilon &= \theta_1 - \theta \\ &= -\tan^{-1}(0.99\omega T) + \tan^{-1}(\omega T) \end{aligned} \quad (4.13)$$

จาก

$$\tan(A - B) = \frac{\tan A - \tan B}{1 + \tan A \tan B}$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} \tan \epsilon &= \frac{\omega T - 0.99\omega T}{1 + \omega T(0.99\omega T)} \\ &= \frac{0.01\omega T}{1 + 0.99\omega^2 T^2} \end{aligned} \quad (4.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นค่าความคลาดเคลื่อนเฟส ( $\epsilon$ ) คือ

$$\epsilon = \tan^{-1}\left(\frac{0.01\omega T}{1+0.99\omega^2 T^2}\right) \quad (4.15)$$

เนื่องจาก  $\epsilon$  มีค่าน้อยจะประมาณค่า  $\epsilon$  ได้

$$\epsilon \approx \frac{0.01\omega T}{1+0.99\omega^2 T^2} \quad (4.16)$$

หาอนุพันธ์ของ  $\epsilon$  เปรียบเทียบกับ  $\omega$  ได้

$$\frac{d\epsilon}{d\omega} = \frac{(1+0.99\omega^2 T^2)0.01T - (0.01\omega T)2(0.99)\omega T^2}{(1+0.99\omega^2 T^2)^2} \quad (4.17)$$

ให้ (4.17) = 0 เพื่อหาจุดวกกลับของ  $\epsilon$  และแก้สมการได้

$$\omega = \frac{1}{T}\sqrt{\frac{1}{0.99}} \approx \frac{1}{0.99T} \quad (4.18)$$

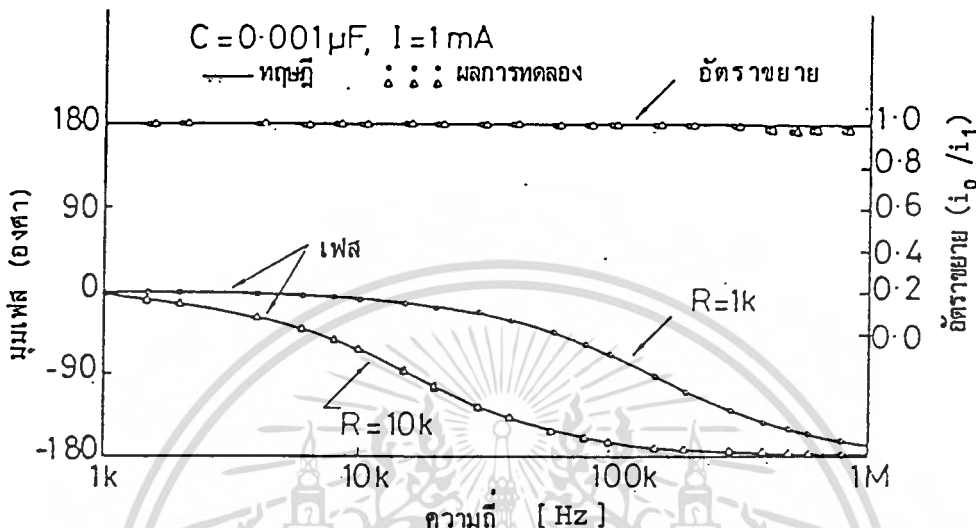
เมื่อลองแทนค่าใน (4.16) พบว่าจุดนี้เป็นจุดสูงสุด ดังนั้นค่าความคลาดเคลื่อนเฟสสูงสุด  $\epsilon_{\max}$  คือ

$$\begin{aligned} \epsilon_{\max} &= \frac{\frac{0.01}{0.99}}{1 + \frac{1}{0.99}} \\ &= \frac{1}{199} \approx 0.005 \end{aligned} \quad (4.19)$$

ดังนั้นค่าความคลาดเคลื่อนเฟสมีค่าไม่เกิน 0.005 เรเดียน หรือ  $0.29^\circ$

รูป 4.2 แสดงผลการทดลองเปรียบเทียบกับทฤษฎีจาก (4.3) และ (4.4) โดยทดลองที่ค่า  $R = 1K$  และ  $10K$  ใช้ทรานซิสเตอร์แอมป์ใน IC เบอร์ LM3046 ต่อเป็นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้า

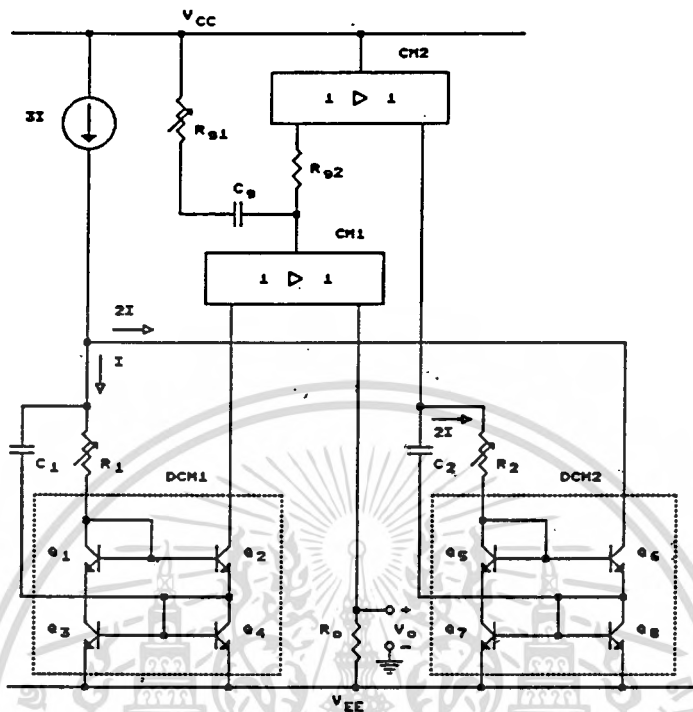


รูป 4.2 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรเลื่อนเฟส ในรูป 4.1

จากรูป 4.2 แสดงให้เห็นว่าผลการทดลองสอดคล้องกับทฤษฎีได้เป็นอย่างดี

### 4.3 วงจรกำเนิดสัญญาณชานี่

รูป 4.3 เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณชานี่ที่ได้จากการใช้วงจรเลื่อนเฟสสองตัว คือ  $R_1, C_1, Q_1$  ถึง  $Q_4$  และ  $R_2, C_2, Q_5$  ถึง  $Q_8$  ทำงานร่วมกับวงจรขยายกระแสที่ประกอบด้วยวงจรสะท้อนกระแส 2 ตัว (CM1, CM2) และ  $R_{g1}, R_{g2}, C_g$  วงจรสะท้อนกระแส CM1 และ CM2 เป็นแบบ Wilson มีอัตราขยายกระแสเป็นหนึ่งต่อด้วยทรานซิสเตอร์ชนิด pnp ที่มีคุณสมบัติเหมือนกัน CM1 เป็นตัวบัพเพอร์ให้สัญญาณออกคร่อม  $R_o$  และให้อัตราขยายกระแสเป็นสอง ออกที่จุดร่วม (common) ของ CM1 CM2 เป็นตัวกลับเฟสของกระแส เพื่อให้เกิดมุมเฟสเป็น  $2\pi$  ในรูปของการกำเนิดสัญญาณ คือ ให้สัญญาณความถี่ที่วงจรเลื่อนเฟสทั้งสองตัวมีมุมเฟสรวมกันเป็น  $-\pi$



รูป 4.3 วงจรกำเนิดสัญญาณชดเชยจากการเลื่อนเฟสที่ใช้วงจรสะท้อนกระแส

$R_{g1}$ ,  $R_{g2}$  และ  $C_g$  เป็นตัวกำหนดอัตราขยายกระแสเพื่อให้เกิดการกำเนิดสัญญาณขึ้นในลักษณะเดียวกับที่กล่าวแล้วในบทที่ 3 แต่วงจรนี้ต้องการอัตราขยายประมาณหนึ่ง ดังนั้นวงจรจะทำงานที่

$$R_{g1} = R_{g2} + 2r_e \tag{4.20}$$

เมื่อ  $2r_e$  คือ ความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของ CM2 และ  $C_g$  ต้องมีค่าสูงพอจนไม่ต้องคำนึงถึงเรื่องการจำกัดทางความถี่ได้ ใช้  $R_{g2}$  ต่ออนุกรมกับความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของ CM2 เพื่อลดผลของความผิดเพี้ยนแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinearity) ของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของ CM2 ( $2r_e$ ) จากรูป 4.3 กระแสไฟตรงเข้า CM2 คือ  $2I$  ดังนั้นจาก (4.20) วงจรจะเกิดการกำเนิดสัญญาณที่

$$R_{g1} = R_{g2} + V_T/I \tag{4.21}$$

เมื่อ  $V_T$  เป็น แรงดันเทอร์มอล (thermal voltage) ของรอยต่อ pn และ  $I$  เป็นกระแสไฟตรงจากตัวจ่ายกระแสในรูป 4.3

ให้

$$T_1 = (R_1 + r_{in1}) C_1 \quad (4.22)$$

$$T_2 = (R_2 + r_{in2}) C_2 \quad (4.23)$$

เมื่อ  $r_{in1}$  คือ ความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่หนึ่งของวงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้าตัวที่หนึ่ง (DCM1) มีค่าเท่ากับ  $2V_T/I$  และ  $r_{in2}$  คือ ความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่หนึ่งของ DCM2 มีค่าเท่ากับ  $V_T/I$  มุมเลื่อนเฟสของวงจรขยายกระแสจาก CM1 และ CM2 เป็น  $-\pi$  ตลอดช่วงความถี่ที่พิจารณา ดังนั้นมุมเลื่อนเฟสรวมของวงจรเลื่อนเฟสทั้งสองต้องเป็น  $-\pi$  นั่นคือ

$$-\pi = -2\tan^{-1}(\omega T_1) - 2\tan^{-1}(\omega T_2)$$

หรือ 
$$\frac{\pi}{2} = \tan^{-1}(\omega T_1) + \tan^{-1}(\omega T_2) \quad (4.24)$$

ดังนั้น 
$$\tan \frac{\pi}{2} = \frac{\omega T_1 + \omega T_2}{1 - \omega^2 T_1 T_2} \quad (4.25)$$

เพราะฉะนั้น

$$\omega^2 = \frac{1}{T_1 T_2} \quad (4.26)$$

เมื่อแทนค่า  $T_1$  และ  $T_2$  จาก (4.22) (4.23) และ  $\omega = 2\pi f_0$  ใน (4.26) แก้สมการได้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{(R_1 + r_{in1})(R_2 + r_{in2}) C_1 C_2}} \quad (4.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 4.4 เป็นผลการทดลองเปรียบเทียบเกี่ยวกับทฤษฎีสมการ (4.27) ระหว่างความถี่ของการกำเนิดสัญญาณกับค่าความต้านทาน เมื่อ  $C_1 = C_2 = C$  และ  $R_1 = R_2 = R$  ทรานซิสเตอร์ชนิด npn ทั้งหมดเป็นทรานซิสเตอร์ใน IC เบอร์ LM3046 และวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson CM1, CM2 ประกอบจากทรานซิสเตอร์ชนิด pnp ที่แต่ละตัวถูกคัดเลือกแล้วว่ามีคุณสมบัติใกล้เคียงกัน

จากรูป 4.4 การที่ความถี่เบี่ยงเบนจากแนวเส้นตรงเมื่อเปลี่ยนความต้านทาน  $R$  ที่มีค่าต่ำเนื่องจากค่าความต้านทาน  $r_{in1}$  และ  $r_{in2}$  ใน (4.27) มีค่าต่างกัน ขนาดและความผิดเพี้ยนของสัญญาณสามารถควบคุมได้ด้วย  $R_{G1}$  ซึ่งในทางปฏิบัติสามารถใช้ FET แทนได้เมื่อต้องการใช้ AGC (automatic gain control) อย่างไรก็ตามวงจรสามารถให้สัญญาณออกที่ดีได้ในช่วงการเปลี่ยนแปลงความถี่จาก 1 ถึง 10 เท่า โดยไม่ต้องใช้ AGC เนื่องจากอัตราขยายกระแสในลูบยังคงเป็นหนึ่ง แม้ว่าค่า  $R$  จะเปลี่ยนไป

#### 4.4 สรุป

งานบรุษนี้ได้แสดงให้ เห็นว่า สามารถใช้วงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้าทาวงจรเลือนเฟสที่มีความเที่ยงตรงสูงได้ และแสดงถึงการประยุกต์ใช้วงจรเลือนเฟสที่ได้ประกอบเป็นวงจรถ่ายสัญญาณชายน

## บทที่ 5

### วงจรถ่ายโอนเฟสที่ใช้วงจรถ่ายโอนกระแสและ สามารถปรับมุมเฟสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

#### 5.1 กล่าวนำ

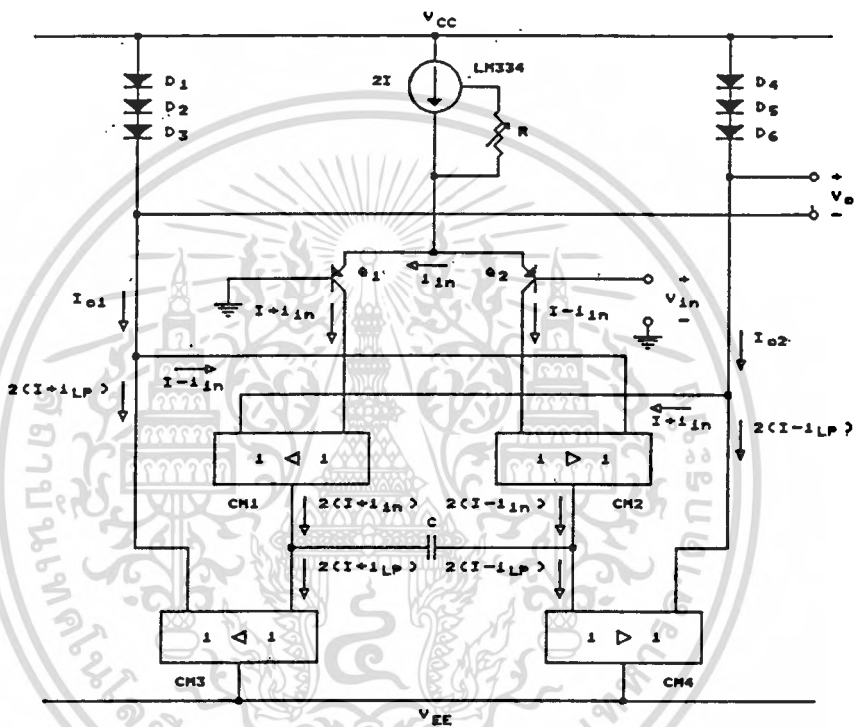
ปัจจุบันนี้มีผลิตภัณฑ์วงจรถ่ายโอนกระแสที่มีค่าอัตราขยายกระแสคงที่ค่าต่างกันในรูปของวงจรรวม (IC) ออกมาจำหน่ายในตลาดอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ [15] ทำให้สามารถใช้งานวงจรถ่ายโอนกระแสได้สะดวกขึ้นและบทนี้จะแสดงวิธีการทำวงจรถ่ายโอนเฟสแบบใหม่ที่ใช้วงจรถ่ายโอนกระแสค่าอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง มุมของการเฟสขึ้นอยู่กับความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรถ่ายโอนกระแส และสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสของวงจรถ่ายโอนกระแส วงจรถ่ายโอนเฟสแบบนี้ น่าจะทำงานที่ความถี่สูงได้ เนื่องจากใช้วงจรถ่ายโอนกระแสที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ชนิด npn เท่านั้น ในตอนท้ายของบทนี้จะแสดงผลการทดลองจากวงจรต้นแบบ

#### 5.2 อธิบายวงจร

รูป 5.1 เป็นวงจรพื้นฐานของวงจรถ่ายโอนเฟสประกอบด้วยวงจรถ่ายโอนกระแสค่าอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง 4 ตัว (CM1 - CM4) ตัวเก็บประจุควบคุมมุมเฟส (C) คู่ทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2$  ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเข้า ( $v_{in}$ ) เป็นกระแสเข้า ( $i_{in}$ ) และไดโอด 2 ชุด คือ  $D_1 - D_3$  กับ  $D_4 - D_6$  จะเปลี่ยนกระแสออก ( $i_o$ ) เป็นแรงดันออก ( $v_o$ ) คู่ทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2$  แบ่งกระแสไบอัส  $2I$  จากตัวจ่ายกระแสเป็นกระแสไบอัส  $I$  สองส่วนเท่ากันให้กับ CM1 และ CM2 กระแสไบอัสให้ CM3 และ CM4 มีค่าเท่ากันคือ  $2I$  เป็นกระแสจากจุดร่วม (common) ของ CM1 และ CM2 ตามลำดับ

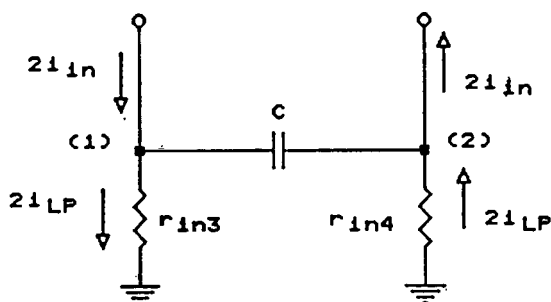
วงจรถ่ายโอนกระแสทั้ง 4 ตัวเป็นแบบ Wilson โดยแต่ละตัวประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ชนิด npn 3 ตัว ที่แต่ละตัวมีคุณสมบัติใกล้เคียงกันมาก [15] ความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรถ่ายโอนกระแสมีค่าประมาณ  $2V_T/I_{BIAS}$  ดังกล่าวแล้วในบทที่ 2 เมื่อ  $I_{BIAS}$  เป็นกระแสไบอัสให้วงจรถ่ายโอนกระแส และ  $V_T$  เป็นแรงดันเทอร์มอล

(thermal voltage) ของรอยต่อ p-n ดังนั้นความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรสะท้อนกระแสแต่ละตัวจะเป็นส่วนกลับของกระแสไบอัสที่ป้อนให้วงจรสะท้อนกระแส หลักการเลื่อนเฟสของวงจรในรูป 5.1 เกิดจากตัวเก็บประจุควบคุมมุมเฟส  $C$  และความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของ  $CM3$  และ  $CM4$  ซึ่งสามารถควบคุมได้ด้วยการปรับกระแสไบอัส



รูป 5.1 วงจรเลื่อนเฟส

จากรูป 5.1 พิจารณาส่วนของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านเขียนวงจรเสมือนทางสัญญาณกระแสสลับได้ดังรูป 5.2 เมื่อ  $2i_{in}$  เป็นกระแสจากจุดร่วม (common) ของ  $CM1$  และ  $CM2$   $r_{in3}$  และ  $r_{in4}$  เป็นความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของ  $CM3$  และ  $CM4$  ตามลำดับ



รูป 5.2 วงจรเสมือนทางกระแสลับของส่วนวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน  
จากรูป 5.1

เขียนสมการโหนด (node) [17] จากรูป 5.2 ได้

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\Gamma_{in3}} + sC & -sC \\ -sC & \frac{1}{\Gamma_{in4}} + sC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{(1)} \\ v_{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2i_{in} \\ -2i_{in} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

หาดีเทอร์มิแนนต์ (determinant,  $\Delta$ ) ของเมตริก Y ใน (5.1) ได้

$$\begin{aligned} \Delta &= \left( \frac{1}{\Gamma_{in3}} + sC \right) \left( \frac{1}{\Gamma_{in4}} + sC \right) - s^2 C^2 \\ &= \frac{1}{\Gamma_{in3} \Gamma_{in4}} + s \left( \frac{1}{\Gamma_{in3}} + \frac{1}{\Gamma_{in4}} \right) C \end{aligned} \quad (5.2)$$

ใช้วิธี Cramer's rule [17] ได้

$$\begin{aligned} v_{(1)} &= \left\{ \left( \frac{1}{\Gamma_{in4}} + sC \right) (2i_{in}) - sC (2i_{in}) \right\} / \Delta \\ &= \frac{1}{\Gamma_{in4}} \left( \frac{2i_{in}}{\Delta} \right) \end{aligned} \quad (5.3)$$

แทนค่า  $\Delta$  จาก (5.2) ใน (5.3)

$$V_{(1)} = \frac{\left(\frac{1}{r_{ln4}}\right)2i_{in}}{\frac{1}{r_{ln3}r_{ln4}} + s\left(\frac{1}{r_{ln3}} + \frac{1}{r_{ln4}}\right)C} \quad (5.4)$$

ดังนั้นกระแสไหลผ่าน  $r_{ln3}$  คือ

$$2i_{LP} = \frac{V_{(1)}}{r_{ln3}} = \frac{2i_{in}}{1 + s(r_{ln3} + r_{ln4})C} \quad (5.5)$$

เมื่อคิดกระแสไหลผ่าน  $r_{ln4}$  ก็ได้กระแสความถี่ต่ำผ่านค่าเดียวกับ (5.5) แต่ทิศทางการไหลเข้าหาตัวเก็บประจุ  $C$  ดังนั้นถ้าพิจารณากรณีที่ความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของ CM3 กับ CM4 มีค่าเท่ากัน จาก (5.5)

$$i_{LP} = \frac{i_{in}}{1 + s2r_{ln}C} \quad (5.6)$$

เมื่อ  $r_{ln} = r_{ln3} = r_{ln4}$

$r_{ln}$  เป็นความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของ CM3 และ CM4 ซึ่งมีกระแสไบอัสไหลผ่าน CM3 และ CM4 เป็น  $2I$  ดังนั้น  $r_{ln} = V_T/I$  เขียนสมการ (5.6) ให้อยู่ในเทอมของกระแสไบอัสได้

$$i_{LP} = \frac{i_{in}}{1 + sT} \quad (5.7)$$

เมื่อ  $T = \frac{2V_T C}{I}$

จากรูป 5.1 หาค่ากระแสออก  $I_{o1}$

$$I_{o1} = 3I + 2i_{LP} - i_{in} \quad (5.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า  $i_{LP}$  จาก (5.7) ใน (5.8) ได้

$$I_{o1} = 3I + \left( \frac{1 - sT}{1 + sT} \right) i_{in} \quad (5.9)$$

คิดกระแสออก  $I_{o2}$

$$I_{o2} = 3I - 2i_{LP} + i_{in} \quad (5.10)$$

แทนค่า  $i_{LP}$  จาก (5.7) ใน (5.10) ได้

$$I_{o2} = 3I - \left( \frac{1 - sT}{1 + sT} \right) i_{in} \quad (5.11)$$

เทอมหลังของสมการ (5.9) และ (5.11) เป็นเทอมของสมการเลื่อนเฟส และถ้าให้มีย่านน้อยกว่า  $3I$  มากๆ ความต้านทานเสมือนทางสัญญาณกระแสกลับของไดโอด  $D_1 - D_6$  แต่ละตัวเป็น  $V_T / (3I)$  ดังนั้นความต้านทานอนุกรมของ  $D_1 - D_3$  และ  $D_4 - D_6$  แต่ละชุดเป็น  $V_T / I$  ดังนั้นแรงดันออก ( $v_o$ ) ในรูป 5.1 คือ

$$v_o = \frac{2V_T}{I} \left( \frac{1 - sT}{1 + sT} \right) i_{in} \quad (5.12)$$

คู่ทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2$  ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส [25] คือ

$$i_{in} = \frac{I}{2V_T} v_{in} \quad (5.13)$$

แทนค่า  $i_{in}$  จาก (5.13) ใน (5.12) ได้อัตราขยายแรงดันคือ

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{1 - sT}{1 + sT} \quad (5.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{เมื่อ } T = \frac{2V_T C}{I}$$

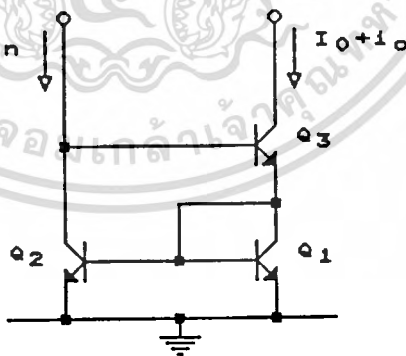
ลักษณะเดียวกับบทที่ 4 ได้มุมเฟส ( $\theta$ ) ของแรงดันออกและแรงดันเข้าจาก (5.14) คือ

$$\theta = -2 \tan^{-1} \left( \frac{2\omega V_T C}{I} \right) \quad (5.15)$$

ทำให้สามารถควบคุมมุมเฟสที่ความถี่ใดๆ ได้ด้วยกระแสไบอัส  $I$

### 5.3 วิเคราะห์ผลจากความไม่เชิงเส้นของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรสะท้อนกระแส

พิจารณาผลจากความไม่เชิงเส้นของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของ CM3 และ CM4 รูป 5.3 เป็นวงจรที่ใช้หาความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรสะท้อนกระแสที่ใช้ในงานในรูป 5.1



รูป 5.3 วงจรที่ใช้หาความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรสะท้อนกระแสในรูป 5.1

คิดแรงดันที่เบสของ  $Q_1$

$$V_{be1} = V_{be2}$$

$$V_T \ln\left(\frac{I_{c1}}{I_S}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_{c2}}{I_S}\right)$$

เพราะฉะนั้น

$$I_{c1} = I_{c2}$$

สมมุติให้  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์มีค่าสูงมาก ดังนั้น

$$I_o + i_o = I_{IN} + i_{in}$$

กระแสไฟตรง  $I_o = I_{IN}$  เพราะฉะนั้น

$$i_o = i_{in} \quad (5.16)$$

ดังนั้นอัตราขยายกระแสมีลักษณะเป็นเชิงเส้น

เมื่อทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีกระแส  $I_c$  เท่ากัน คิดได้ว่า  $V_{BE}$  และ  $v_{be}$  ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเท่ากัน แรงดันที่จุดสัญญาณเข้า คือ

$$V_{IN} + v_{in} = 2V_{BE} + 2v_{be}$$

หาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเข้า ( $i_{in}$ ) กับแรงดัน  $v_{in}$  จากสมการกระแส  $I_c$  กับแรงดัน  $v_{be}$  [26]

$$\begin{aligned} I_c &= I_S \exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right) \\ I_{IN} + i_{in} &= I_S \exp\left[\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}\right] \\ &= I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \exp\left(\frac{v_{be}}{V_T}\right) \\ &= I_{IN} \exp\left(\frac{v_{be}}{V_T}\right) \\ 1 + \frac{i_{in}}{I_{IN}} &= \exp\left(\frac{v_{be}}{V_T}\right) \\ v_{be} &= V_T \ln\left(1 + \frac{i_{in}}{I_{IN}}\right) \end{aligned} \quad (5.17)$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} Z_{in} &= \frac{2V_{be}}{i_{in}} \\ &= \frac{2V_T}{i_{in}} \ln\left(1 + \frac{i_{in}}{I_{IN}}\right) \end{aligned} \quad (5.18)$$

สำหรับกรณีนี้หาความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของ CM3 และ CM4 มีกระแสไบอัส  $I_{IN} = 2I$  กระแส  $i_{in}$  เป็น  $2i_{LP}$  และ  $-2i_{LP}$  สำหรับ CM3 และ CM4 ตามลำดับ จาก (5.18)

$$r_{in3} = \frac{V_T}{i_{LP}} \ln\left(1 + \frac{i_{LP}}{I}\right) \quad (5.19)$$

$$r_{in4} = -\frac{V_T}{i_{LP}} \ln\left(1 - \frac{i_{LP}}{I}\right) \quad (5.20)$$

กระจาย (5.19) และ (5.20) ในรูปของอนุกรมได้ [27]

$$r_{in3} = \frac{V_T}{i_{LP}} \left[ \frac{i_{LP}}{I} - \frac{1}{2} \left(\frac{i_{LP}}{I}\right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{i_{LP}}{I}\right)^3 - \dots \right] \quad (5.21)$$

$$r_{in4} = -\frac{V_T}{i_{LP}} \left[ -\frac{i_{LP}}{I} - \frac{1}{2} \left(\frac{i_{LP}}{I}\right)^2 - \frac{1}{3} \left(\frac{i_{LP}}{I}\right)^3 - \dots \right] \quad (5.22)$$

จาก [25] ได้  $i_{in}$  จากคู่ทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2$  คือ

$$i_{in} = I \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \quad (5.23)$$

กระจาย (5.23) ในรูปของอนุกรมได้

$$i_{in} = I \left[ \frac{V_{in}}{2V_T} - \frac{1}{3} \left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right)^3 + \frac{2}{15} \left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right)^5 - \dots \right] \quad (5.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก (5.24) ถ้าให้  $\frac{V_{in}}{2V_T} \ll 1$  ประมาณ (5.24) ได้

$$i_{in} = \left( \frac{I}{2V_T} \right) V_{in} \quad (5.25)$$

ดังนั้น

$$\frac{i_{in}}{I} = \frac{V_{in}}{2V_T} \ll 1 \quad (5.26)$$

เพราะฉะนั้น  $i_{LP}/I \ll 1$  เนื่องจาก  $i_{LP} \leq i_{in}$

ทำให้สามารถประมาณ  $r_{in3}$  และ  $r_{in4}$  ใน (5.21) และ (5.22) ได้ด้วยค่า  $V_T/I$  ดังนั้นสามารถลดผลของความผิดเพี้ยนของการไม่เป็นเชิงเส้นได้ด้วยการให้  $v_{in}$  มีขนาดต่ำกว่า  $2V_T$  มากๆ

#### 5.4 วิเคราะห์ผลจากความคลาดเคลื่อนของอัตราย้ายกระแส

ในทางปฏิบัติวงจรสะท้อนกระแสจะมีค่าความคลาดเคลื่อนของอัตราย้ายกระแสและโดยปกติมีค่าไม่เกิน 1% ตลอดช่วงกระแสใช้งาน ในหัวข้อนี้จะทำการวิเคราะห์ผลจากความคลาดเคลื่อนของอัตราย้ายกระแสที่มีต่อวงจรเลื่อนเฟส

สมมติให้วงจรสะท้อนกระแสแต่ละตัวมีค่าความคลาดเคลื่อนของอัตราย้ายกระแส คือ  $d_{cm}$  ซึ่ง  $d_{cm}$  จะเป็นบวกหรือลบก็ได้ ดังนั้นเขียนความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเข้าและกระแสออกได้

$$I_o = (1 + d_{cm}) I_{in} \quad (5.27)$$

จากวงจรในรูป 5.1 เมื่อวิเคราะห์กระแสในวงจรโดยคำนึงถึง  $d_{cm}$  ด้วย ให้กระแสไหลจากจุดรวม (common) ของ CM1 และ CM2 เป็น  $I_x$  และ  $I_y$  ตามลำดับจะได้

$$I_x = (2 + d_{cm1})I + (2 + d_{cm1})i_{in} \quad (5.28)$$

$$I_y = (2 + d_{cm2})I - (2 + d_{cm2})i_{in} \quad (5.29)$$

เมื่อ  $d_{cm1}, d_{cm2}$  เป็นค่าความคลาดเคลื่อนของอัตราขยายกระแสของ CM1 และ CM2 ตามลำดับ

พิจารณา (5.1) เขียนสมการใหม่ โดยเปลี่ยนตัวจ่ายกระแสทางขวามือของสมการ จาก  $2i_{in}$  เป็น  $(2 + d_{cm1})i_{in}$  และ  $-2i_{in}$  เป็น  $-(2 + d_{cm2})i_{in}$  แล้วแก้สมการในลักษณะเดิมได้ กระแสไหลผ่าน  $r_{in3}$  ( $i_{in3}$ ) และ กระแสไหลผ่าน  $r_{in4}$  ( $i_{in4}$ ) คือ

$$i_{in3} = \frac{(2 + d_{cm1})}{1 + sT} i_{in} + \frac{s r_{in4} (d_{cm1} - d_{cm2}) C}{1 + sT} i_{in} \quad (5.30)$$

$$i_{in4} = -\frac{(2 + d_{cm2})}{1 + sT} i_{in} - \frac{s r_{in3} (d_{cm2} - d_{cm1}) C}{1 + sT} i_{in} \quad (5.31)$$

เมื่อ  $T = (r_{in3} + r_{in4})C$

ดังนั้นกระแส  $I_{o1}$  ในรูป 5.1 คือ

$$I_{o1} = (1 + d_{cm2})(I - i_{in}) + (1 + d_{cm3})\{(2 + d_{cm1})I + i_{in3}\} \quad (5.32)$$

กระจายเทอมใน (5.32) และตัดเทอมผลคูณระหว่างค่าความคลาดเคลื่อนสองตัว เนื่องจากค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าต่ำได้

$$I_{o1} = 3I + (d_{cm1} + d_{cm2} + 2d_{cm3})I - i_{in} - d_{cm2}i_{in} + i_{in3} + d_{cm3}i_{in3} \quad (5.33)$$

แทนค่า  $i_{in3}$  จาก (5.30) ใน (5.33) และตัดเทอมที่มีค่าน้อยได้

$$\begin{aligned}
 I_{o1} &= 3I + (d_{cm1} + d_{cm2} + 2d_{cm3})I + \left(\frac{1-sT}{1+sT}\right)i_{in} \\
 &+ d_{cm1} \left(\frac{1+s\Gamma_{in4}C}{1+sT}\right)i_{in} - d_{cm2} \left\{\frac{1+s(\Gamma_{in3}+2\Gamma_{in4})C}{1+sT}\right\}i_{in} \\
 &+ d_{cm3} \left(\frac{2}{1+sT}\right)i_{in}
 \end{aligned} \tag{5.34}$$

ลักษณะเดียวกับ  $I_{o1}$  หากกระแส  $I_{o2}$  ได้

$$\begin{aligned}
 I_{o2} &= 3I + (d_{cm1} + d_{cm2} + 2d_{cm4})I - \left(\frac{1-sT}{1+sT}\right)i_{in} \\
 &+ d_{cm1} \left\{\frac{1+s(2\Gamma_{in3}+\Gamma_{in4})C}{1+sT}\right\}i_{in} - d_{cm2} \left(\frac{1+s\Gamma_{in3}C}{1+sT}\right)i_{in} \\
 &- d_{cm4} \left(\frac{2}{1+sT}\right)i_{in}
 \end{aligned} \tag{5.35}$$

ดังนั้นแรงดันออก คือ

$$V_o = 3V_{D1} - 3V_{D4} \tag{5.36}$$

เมื่อ  $V_{D1}, V_{D4}$  คือ แรงดันคร่อม ไดโอด  $D_1$  และ  $D_4$  ตามลำดับ

$$\begin{aligned}
 V_o &= \frac{3V_T i_{o1}}{I} \left(\frac{1}{3+d_{cm1}+d_{cm2}+2d_{cm3}}\right) \\
 &- \frac{3V_T i_{o2}}{I} \left(\frac{1}{3+d_{cm1}+d_{cm2}+2d_{cm4}}\right)
 \end{aligned} \tag{5.37}$$

เมื่อ  $i_{o1}$  และ  $i_{o2}$  คือ สัญญาณกระแสสลับของ  $I_{o1}$  ( $= 3I + (d_{cm1}+d_{cm2}+2d_{cm3})I + i_{o1}$ ) และ  $I_{o2}$  ( $= 3I + (d_{cm1}+d_{cm2}+2d_{cm4})I + i_{o2}$ ) ตามลำดับ

แทนค่า  $i_{o1}$  และ  $i_{o2}$  จาก (5.34) และ (5.35) ใน (5.37) แล้วกระจาย

เทอมออกได้

$$v_o = \frac{6V_T}{I} \left\{ \frac{1}{3 + \Sigma d_{cm}} \right\} \left\{ \left( \frac{1 - sT}{1 + sT} \right) - d_{cm1} \left( \frac{s\Gamma_{in3}C}{1 + sT} \right) - d_{cm2} \left( \frac{s\Gamma_{in4}C}{1 + sT} \right) + (d_{cm3} + d_{cm4}) \left( \frac{1}{1 + sT} \right) \right\} i_{in} \quad (5.38)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} \Sigma d_{cm} &= d_{cm1} + d_{cm2} + 2d_{cm3} \\ &= d_{cm1} + d_{cm2} + 2d_{cm4} \end{aligned}$$

$$T = (\Gamma_{in3} + \Gamma_{in4})C$$

แทนค่า  $i_{in}$  ใน (5.38) ด้วย (5.25) ได้

$$\frac{v_o}{v_{in}} = 3 \left\{ \frac{1}{3 + \Sigma d_{cm}} \right\} \left\{ \left( \frac{1 - sT}{1 + sT} \right) - d_{cm1} \left( \frac{s\Gamma_{in3}C}{1 + sT} \right) - d_{cm2} \left( \frac{s\Gamma_{in4}C}{1 + sT} \right) + (d_{cm3} + d_{cm4}) \left( \frac{1}{1 + sT} \right) \right\} \quad (5.39)$$

ถ้าให้  $d_{cm}$  ของวงจรสะท้อนกระแสทุกตัวมีค่าเท่ากันหมดโดยให้เป็น  $d_{cm}$  จะได้

$$\frac{v_o}{v_{in}} = 3 \left\{ \frac{1}{3 + 4d_{cm}} \right\} \left\{ \left( (1 + d_{cm}) \left( \frac{1 - sT}{1 + sT} \right) + d_{cm} \left( \frac{1}{1 + sT} \right) \right) \right\} \quad (5.40)$$

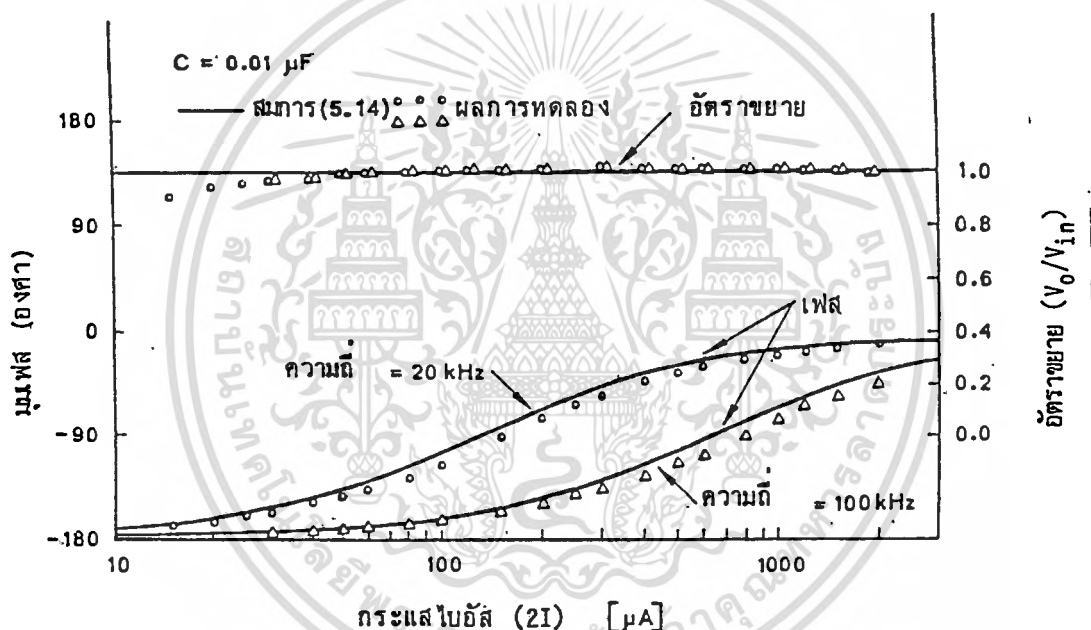
เมื่อ  $T = (r_{in3} + r_{in4})C$

จาก (5.40) พบว่าความคลาดเคลื่อนของอัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสแต่ละตัวจะทำให้เกิดค่าความคลาดเคลื่อนของขนาดของแรงดันออก และมีมุมเฟสคลาดเคลื่อนเนื่องจากแรงดันออกมีสัญญาณความถี่ต่ำรั่วออกมาด้วย

5.5 ผลการทดลอง

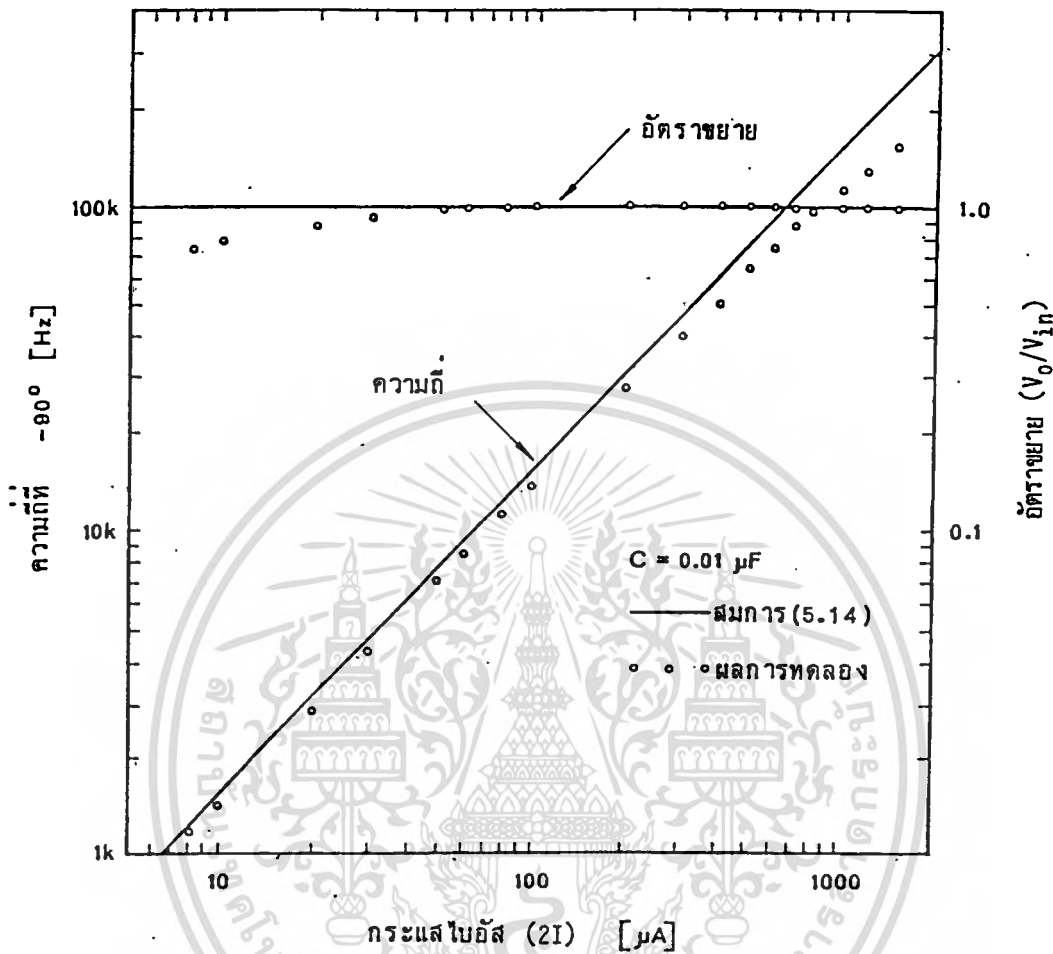
5.5.1 ลักษณะการทำงานทั่วไป

รูป 5.4 เป็นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส และอัตราขยายแรงดันกับกระแสไบอัส ของวงจรในรูป 5.1 ที่ความถี่ 20 kHz, และ 100 kHz ใช้ตัวเก็บประจุ C 0.01  $\mu$ F จากผลการทดลองพบว่า อัตราขยายแรงดันจะเบี่ยงเบนจากทฤษฎีที่กระแสไบอัส (2I) ต่ำกว่า 20  $\mu$ A



รูป 5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟสและอัตราขยายแรงดันกับกระแสไบอัส ที่ความถี่คงที่

รูป 5.5 เป็นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ และอัตราขยายแรงดันกับกระแสไบอัสที่ทำให้เกิดมุมเฟสคงที่ ที่  $-\pi/2$  ใช้ตัวเก็บประจุ 0.01  $\mu$ F พบว่าที่กระแสไบอัสต่ำ อัตราขยายแรงดันจะลดลงตามการลดค่ากระแสไบอัส และที่กระแสไบอัสสูงมุมเฟสจะเบี่ยงเบนไปจากแนวทางเส้นทฤษฎี (5.15)

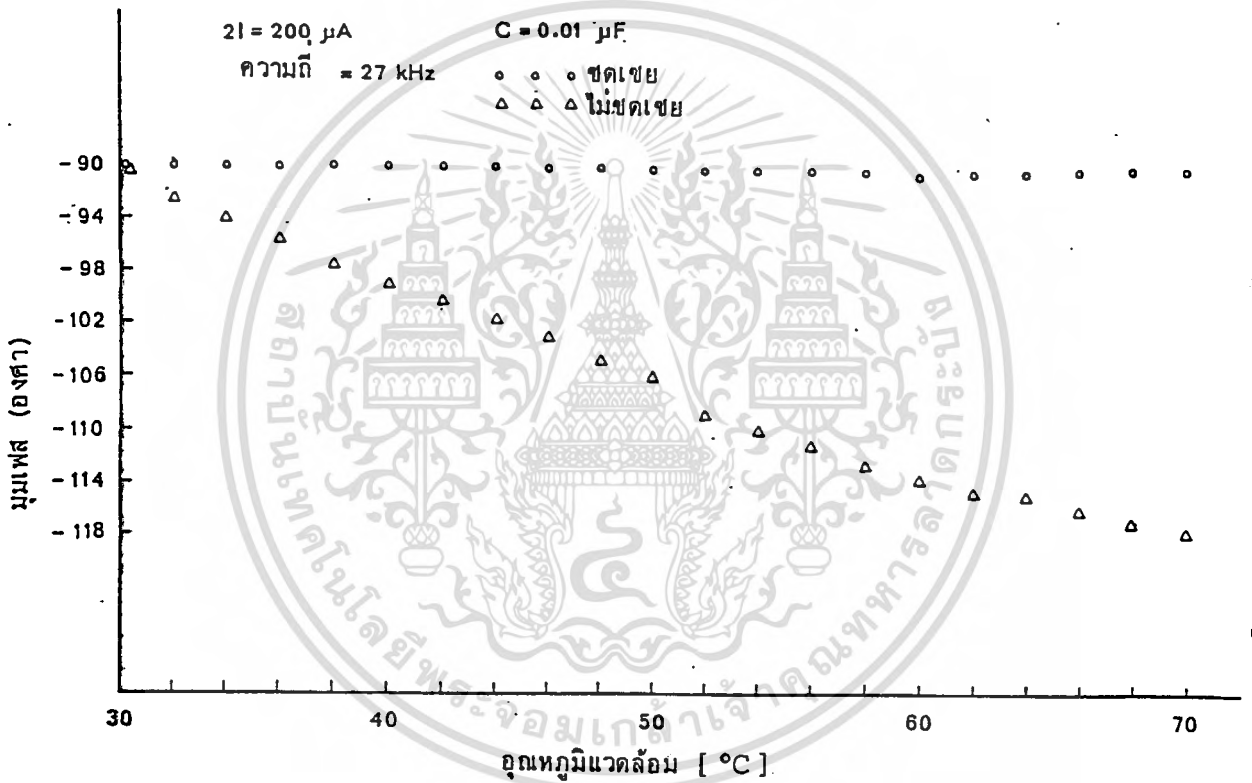


รูป 5.5 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายแรงดันกับกระแสไบอัส ที่มุมเฟสคงที่ที่  $-\pi/2$

ผลจากการสร้างเลียนแบบวงจร (simulation) ด้วย PSpice [16] แสดงให้เห็นว่า สาเหตุหลักที่ทำให้เกิดการเบี่ยงเบนที่กระแสไบอัสสูง คือ bulk resistance ที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งค่า bulk resistance จะมีผลที่กระแสไบอัสสูง เมื่อ  $r_e$  (dynamic resistance) ของทรานซิสเตอร์มีค่าต่ำ และสาเหตุสำคัญที่ทำให้อัตราขยายแรงดันลดลงที่กระแสไบอัสต่ำคือ อัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ ในวงจรสะท้อนกระแสแต่ละตัวมีค่าลดลง

### 5.5.2 การชดเชยทางอุณหภูมิ

จาก (5.15) พบว่ามีมุมของการเลื่อนเฟสมีความสัมพันธ์กับ  $V_T$  ซึ่งแปรผันโดยตรงกับอุณหภูมิสมบูรณ์ (absolute temperature) ดังนั้นมุมของการเลื่อนเฟสแปรผันโดยตรงกับอุณหภูมิ แต่สามารถชดเชยได้ด้วยการใช้ตัวจ่ายกระแสที่แปรผันโดยตรงกับอุณหภูมิ เช่น LM334 [28] เป็นตัวจ่ายกระแสไบอัสให้วงจรในรูป 5.1



รูป 5.6 ความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟสกับอุณหภูมิ เมื่อทำการชดเชยทางอุณหภูมิ และไม่ชดเชย

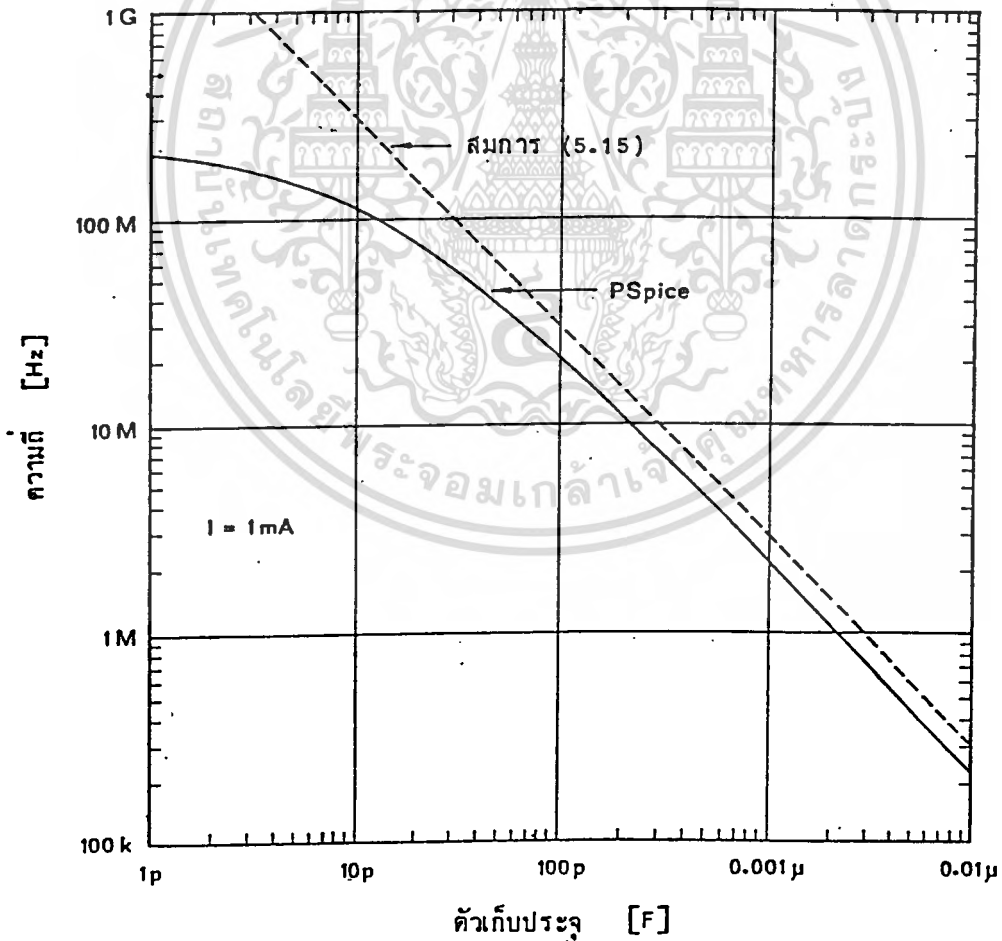
รูป 5.6 เป็นกราฟความสัมพันธ์ของมุมเฟสกับอุณหภูมิจาก 30-70 °C กระแสไบอัส (2I) ที่อุณหภูมิห้องเป็น 200 μA ความถี่ของสัญญาณ 27 kHz ตัวเก็บประจุแบบ metallized polyester film 0.01 μF ในกรณีที่ใช้กระแสไบอัสคงที่โดยให้ LM334 อยู่นอกเตาอบ มุมของการเลื่อนเฟสจะแปรผันตามอุณหภูมิมาก เมื่อทำการชดเชยทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุณหภูมิโดยให้ LM334 อยู่ในเตาอบด้วย มุมของการเลื่อนเฟสค่อนข้างคงที่จะแปรผันตามอุณหภูมิเล็กน้อย ดังนั้นผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรรูป 5.1 สามารถชดเชยผลของอุณหภูมิได้เป็นอย่างดี

5.5.3 ผลของความถี่สูง

รูป 5.7 แสดงคุณสมบัติที่ความถี่สูงของวงจรรูป 5.1 โดยใช้ PSpice วิเคราะห์สร้างวงจรเลียนแบบ แบบจำลอง (model) ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้แต่ละตัวเป็นแบบของ Gummel and Poon และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เป็นค่าตัวอย่างของ [29] ใช้กระแสไบอัส (I) = 1mA ทั้งผลจาก PSpice และ คุณสมบัติในอุดมคติ (5.15) แสดงในรูป 5.7 แกนนอนเป็นค่าของตัวเก็บประจุ C แกนตั้งเป็นความถี่ที่ทำให้เกิดมุมเลื่อนเฟส  $-\pi/2$



รูป 5.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และตัวเก็บประจุที่ทำให้เกิดมุมเฟส  $-\pi/2$

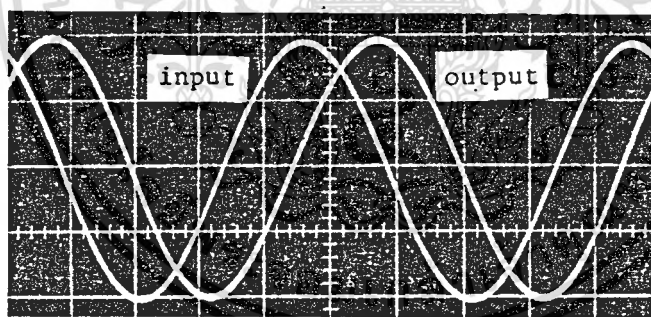
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองทรานซิสเตอร์ที่ใช้ เมื่อกระแสไบอัส 1 mA จะให้ unity gain frequency ( $f_T$ ) ประมาณ 500 MHz ซึ่งเมื่อใช้ในวงจรรูป 5.1 สามารถให้วงจรเลื่อนเฟสที่ทำงานได้เกินความถี่ 100 MHz

#### 5.5.4 ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ

หัวข้อ 5.3 ได้แสดงให้เห็นว่าเพื่อให้เกิดความผิดเพี้ยนน้อย ต้องให้กระแส  $i_{in}$  มีค่าต่ำกว่ากระแสไบอัส  $I$  มาก ๆ ซึ่งเป็นจริงเสมอ ถ้าให้  $V_{in}$  น้อยกว่า  $2V_T$  มาก ๆ  $V_T$  มีค่าประมาณ 26 mV ที่  $27^\circ\text{C}$

รูป 5.8 เป็นภาพถ่ายสัญญาณจาก oscilloscope ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกจากวงจร ในรูป 5.1 ทำงานที่กระแสไบอัส  $2I = 1 \text{ mA}$  แรงดันจากยอดถึงยอด (peak to peak voltage) ของสัญญาณทั้งสองประมาณ 20 mV และความถี่ของสัญญาณประมาณ 100 kHz



รูป 5.8 ภาพถ่ายจาก oscilloscope ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออก

ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่ามีความผิดเพี้ยนของสัญญาณน้อย เมื่อให้แรงดันจากยอดถึงยอดของแรงดันเข้าไม่เกิน 20 mV ตลอดช่วงกระแสไบอัส  $2I$  จาก  $30 \mu\text{A}$  ถึงมากกว่า 1 mA

## 5.6 สรุป

บทนี้ ได้แสดงวิธีการใช้วงจรสะท้อนกระแสท้าววงจรเลื่อนเฟสที่สามารถควบคุมมุมเลื่อนเฟสด้วยการปรับกระแสไบอัส วงจรทำงานสอดคล้องกับทฤษฎี และผลจากการสร้างเลียนแบบวงจร (simulation) ด้วย PSpice แสดงให้เห็นว่าวงจรทำงานที่ความถี่สูงได้

วงจรเลื่อนเฟสในรูป 5.1 นี้ น่าจะใช้กับระบบต่าง ๆ ได้ เช่น ใช้เป็น phase modulator ในระบบการสื่อสาร ท้าววงจรกิจกรรมที่ปรับความถี่ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ เมื่อใช้วงจรเลื่อนเฟส 2 วงจร ต่อกันโดยมีการป้อนกลับที่ถูกต้อง และคุณสมบัติเด่นของวงจรกิจกรรมที่ปรับความถี่แบบนี้คือ loop gain จะไม่ขึ้นกับความถี่ของการก่อกำเนิดสัญญาณ ลักษณะเดียวกับวงจรกิจกรรมที่ปรับความถี่ในบทที่ 4 ทำให้ไม่ต้องใช้ AGC (automatic gain control) ในช่วงการเปลี่ยนความถี่ที่ไม่มากเกินไป คือ น้อยกว่า 100 ต่อ 1

## บทที่ 6

### บทสรุป

คุณสมบัติเด่นของวงจรสะท้อนกระแส คือ มีผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายกระแส (current gain) และความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า (input impedance) กว้างมาก โดยทั้งสองให้จุดตัดความถี่ (cutoff frequency) ที่  $f_T/2$  กรณีของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์สองตัว และที่  $f_T$  ในกรณีของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson และ แบบทรานซิสเตอร์สี่ตัว จุดตัดความถี่ของความต้านทานที่จุดสัญญาณออก (output impedance) มีค่าค่อนข้างต่ำแต่ไม่ต่ำไปกว่า ความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของทรานซิสเตอร์ที่ต่อในลักษณะอิมิตเตอร์ร่วม ดังนั้นถ้าให้ความต้านทานโหลดของวงจรสะท้อนกระแส อยู่ในหลักหรือร้อยโอห์ม ก็สามารถได้ผลการตอบสนองทางความถี่รวมจากวงจรสะท้อนกระแสในช่วงของ 10 - 100 MHz ได้

บทที่ 2 แสดง คุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสแบบต่าง ๆ ที่ได้จากการสร้างเลียนแบบวงจรด้วย PSpice และ สมการที่ได้จากวิธีวิเคราะห์โหนด (node analysis) โดยทั้งสองวิธีให้ผลสอดคล้องกันเป็นอย่างดี

บทที่ 3 แสดงการใช้วงจรสะท้อนกระแสเป็นตัวขยายสัญญาณในรูปของการกำเนิดสัญญาณชายน้ โดยมิตัวต้านทานตัวเก็บประจุ เป็นตัวกำหนดความถี่ของการกำเนิดสัญญาณและมีการใช้ค่าความต้านทานลบที่เกิดจากการบ่อนกลับให้วงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้าเพื่อให้สามารถชดเชยผล ของค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า ของส่วนวงจรขยายสัญญาณ ที่ไปรบกวนเน็คเท็ค ของตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ซึ่งเป็นตัวกำหนดความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ

บทที่ 4 เป็นการใช่วงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้าทำวงจรเลื่อนเฟส โดยใช้หลักการที่ว่า กระแสของการเลื่อนเฟสเกิดจากกระแสความถี่ตัวผ่านลบด้วยกระแสความถี่สูงผ่าน คอนท่ายเป็นการใช่วงจรเลื่อนเฟสนี้ สองวงจรต่อเรียงกันและเพิ่มส่วนการบ่อนกลับ เพื่อให้ได้วงจรกำเนิดสัญญาณชายน้ ซึ่งพบว่าวิธีนี้จะทำให้ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณเป็นอิสระจากอัตราขยายในรูปของการกำเนิดสัญญาณ เนื่องจากอัตรา

ขยายของวงจรเลื่อนเฟสทั้งสองวงจรมีค่าคงที่ตลอดช่วงความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ

บทที่ 5 เป็นการใช่วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ทำวงจรเลื่อนเฟส โดยอาศัยหลักการจากกระแสของการเลื่อนเฟสเท่ากับกระแสความถี่ต่ำผ่านที่มีขนาดที่ความถี่ต่ำ เป็นสองเท่าของกระแสเข้าลบด้วยกระแสเข้า นอกจากนี้ยังได้วงจรที่สามารถปรับมุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ เพราะใช้ค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรสะท้อนกระแสเป็นตัวกำหนดมุมเลื่อนเฟสของวงจร ซึ่งค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรสะท้อนกระแสสามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัส แม้ว่าความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าของวงจรสะท้อนกระแสจะมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นและมีค่าขึ้นกับอุณหภูมิ วงจรที่นำเสนอก็สามารถลดผลจากทั้งสองกรณีนี้ได้ โดยชดเชยอุณหภูมิด้วยการให้กระแสไบอัสมีค่าขึ้นกับอุณหภูมิ และ ลดผลของการไม่เป็นเชิงเส้น ด้วยการบังคับกระแสสัญญาณเข้าให้มีค่าต่ำกว่ากระแสไบอัสมากเพียงพอ

### กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบคุณอาจารย์ที่ปรึกษาทั้งสองท่าน คือ รศ.ดร.สิทธิชัย โภไคยอุดม และ รศ.ดร.วัลลภ สุระภาพลธร ที่ได้ให้ความช่วยเหลือและคำแนะนำในการทำวิทยานิพนธ์เล่มนี้

กนก สมุทรรัตน์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] R.J. Widlar, "Some circuit design techniques for linear integrated circuits," IEEE Trans. Circuit Theory, vol.CT-12, pp.586-590, December 1965.
- [2] W.R. Davis and H.C. Lin, "Compound diode-transistor structure for temperature compensation," Proc. IEEE (Lett.), vol.54, pp.1201-1202, Sept. 1966.
- [3] C.R. Hoffman, "Temperature sensitivity of compound diode-transistor structure," Proc. IEEE (Lett.), vol.55, pp.1233-1234, July 1967.
- [4] E.S. Yang, "Small-signal characteristics of the diode-stabilized linear integrated devices," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.SC-3, pp.190-193, June 1968.
- [5] G.R. Wilson, "A monolithic junction FET-npn operational amplifier," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.SC-3, pp.341-348, Dec. 1968.
- [6] M.J. Callahan, Jr., "Charts speed the designing of constant current sources," Electronics, pp.92-95, Aug. 17, 1970.
- [7] P.E. Allen, "Graphical analysis of matched transistor current sinks/sources," IEEE J. Solid-State Circuits (Corresp.), vol. SC-9, pp.31-35, Feb. 1974.
- [8] K.G. Schlotzhauer and J.V. Hanson, "An improved multioutput current-controlled source," Proc. IEEE (Lett.), vol.61, pp.1154-1155, Aug. 1973.

- [9] R.C. Jaeger, "A high output resistance current source," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.SC-9, pp.192-194, Aug. 1974.
- [10] A. Bilotti and E. Mariani, "Noise characteristics of current mirror sinks/sources," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-10, pp.516-524; Dec. 1975.
- [11] R.J. Widlar, "Monolithic op amp with simplified frequency compensation," *EEE*, vol.15, pp.58-63, July 1967.
- [12] R.J. van de Plassche, "A wide-band operational amplifier with a new output stage and a simple frequency compensation," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.SC-6; pp.347-352, Dec. 1971.
- [13] G. Normand, "Floating impedance realisation using a dual operational-mirrored amplifier," *Electron. Lett.*, vol.22, pp.521-522, May 1986.
- [14] B. Wilson, "Differential current-follower and conveyor using new mirror formulation," *Electron. Lett.*, vol.22, pp.708-710, June 1986.
- [15] Texas Instruments, *Linear Circuits Data Book*, 1984, pp.5-53 to pp.5-57.
- [16] PSpice, MicroSim Corp., Laguna Hills, CA, May 1986.
- [17] S. Karni, *Intermediate Network Analysis*, Allyn and Bacon, Boston, Mass., 1971, Chapter 2.
- [18] P.R. Gray and R.G. Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, Wiley, New York, 1984, pp.233-235.
- [19] P.R. Gray and R.G. Meyer, *op. cit.*, Section 1.4.
- [20] P.R. Gray and R.G. Meyer, *op. cit.*, pp.244-246.

- [21] U. Tietze and Ch. Schenk, *Advanced Electronic Circuits*, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1978, pp.224-225.
- [22] B.B. Bhattacharyya et al., "Systematic generation of canonic sinusoidal RC-active oscillators," Proc. IEE, vol.128, pt.G, no.3, pp.114-125, June 1981.
- [23] U. Tietze and Ch. Schenk, *op. cit.*, pp.126-130.
- [24] M.E. Van Valkenberg, *Analog Filter Design*, Holt, Rinehart and Winston, 1982, pp.106-111.
- [25] P.R. Gray and R.G. Meyer, *op. cit.*, pp.591.
- [26] P.R. Gray and R.G. Meyer, *op. cit.*, pp.33.
- [27] M.R. Spiegel, *Mathematical Handbook of Formulas and Tables*, McGraw-Hill, New York, 1968, pp.111.
- [28] National Semiconductor, *Linear Databook*, 1982, pp.9-17 to 9-24.
- [29] A. Vladimirescu, A.R. Newton and D.O. Pederson, *Spice Version 2G.1 User's Guide*, Department of Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California, Berkeley, CA 94720, 1980, pp.32-33.
- [30] Texas Instruments, *Transistor Circuit Design*, McGraw-Hill, Singapore, 1966, pp.89.

### ภาคผนวก ก

## การวิเคราะห์หาคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสด้วย PSpice

### ก.1 การสร้างเลียนแบบวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์สองตัว

ข้อมูลเบื้องต้นให้ PSpice ในการหาอัตราขยายกระแสและความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า

```

Test current gain and Zin of 2 Tr. CM
.OPT ACCT LIST NODE OPTS NOPAGE
.WIDTH OUT=80
.AC DEC 10 100 1GHZ
.OP
VCC 1 0 DC 12
IIN 1 2 DC 1MA AC 1
VMET 1 3 DC 0
Q1 2 2 0 Q2N3904
Q2 3 2 0 Q2N3904
:MODEL Q2N3904 NPN(IS=100.9E-15 XTI=3 EG=1.11 VAF=115.7 BF=278
+
+ NE=1.894 ISE=14.35E-12 IKF=.1594 XTB=1.5 BR=.118
+ NC=2 ISC=0 IKR=0 RC=.6 CJC=4.93E-12 VJC=.75
+ MJC=.3333 FC=.5 CJE=7.707E-12 VJE=.75 MJE=.3333
+ TR=290.3E-9 TF=294.3E-12 ITF=.1 VTF=10 XTF=2)
.PRINT AC IM(VMET) IP(VMET) VM(2) VP(2)
.PROBE
.END

```

ข้อมูลบางส่วนจาก PSpice ที่นำไปใช้ในการหาอัตราขยายกระแสและความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าในหัวข้อ 2.2 ขนาดของอัตราขยายกระแส คือ IM(VMET) เฟสของอัตราขยายกระแส คือ IP(VMET) มีหน่วยเป็น องศา (degree) ขนาดของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า คือ VM(2) มีหน่วยเป็น โอห์ม (ohm) และเฟสของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า คือ VP(2) มีหน่วยเป็นองศา

\*\*\*\* BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

	Q1	Q2
MODEL	Q2N3904	Q2N3904
IB	6.29E-06	6.28E-06
IC	9.87E-04	1.08E-03
VBE	.595	.595
VBC	.000	-11.4
VCE	.595	12.0
BETADC	157.	173.
GM	3.79E-02	4.17E-02
RPI	5.17E+03	5.17E+03
RX	.00E+00	.00E+00
RO	1.17E+05	1.17E+05
CPI	2.28E-11	2.39E-11
CMU	4.93E-12	1.95E-12
CBX	.00E+00	.00E+00
CCS	.00E+00	.00E+00
BETAAC	196.	215.
FT	2.18E+08	2.57E+08

**** AC ANALYSIS		TEMPERATURE = 27.000 DEG C		
FREQ	IM(VMET)	IP(VMET)	VM(2)	VP(2)
1.000E+02	1.087E+00	-4.742E-05	2.609E+01	-4.570E-05
1.259E+02	1.087E+00	-5.970E-05	2.609E+01	-5.753E-05
1.585E+02	1.087E+00	-7.516E-05	2.609E+01	-7.243E-05
1.995E+02	1.087E+00	-9.462E-05	2.609E+01	-9.118E-05
2.512E+02	1.087E+00	-1.191E-04	2.609E+01	-1.148E-04
3.162E+02	1.087E+00	-1.500E-04	2.609E+01	-1.445E-04
3.981E+02	1.087E+00	-1.888E-04	2.609E+01	-1.819E-04
5.012E+02	1.087E+00	-2.377E-04	2.609E+01	-2.290E-04
6.310E+02	1.087E+00	-2.992E-04	2.609E+01	-2.883E-04
7.943E+02	1.087E+00	-3.767E-04	2.609E+01	-3.630E-04
1.000E+03	1.087E+00	-4.742E-04	2.609E+01	-4.570E-04
1.259E+03	1.087E+00	-5.970E-04	2.609E+01	-5.753E-04
1.585E+03	1.087E+00	-7.516E-04	2.609E+01	-7.243E-04
1.995E+03	1.087E+00	-9.462E-04	2.609E+01	-9.118E-04
2.512E+03	1.087E+00	-1.191E-03	2.609E+01	-1.148E-03
3.162E+03	1.087E+00	-1.500E-03	2.609E+01	-1.445E-03
3.981E+03	1.087E+00	-1.888E-03	2.609E+01	-1.819E-03
5.012E+03	1.087E+00	-2.377E-03	2.609E+01	-2.290E-03
6.310E+03	1.087E+00	-2.992E-03	2.609E+01	-2.883E-03
7.943E+03	1.087E+00	-3.767E-03	2.609E+01	-3.630E-03
1.000E+04	1.087E+00	-4.742E-03	2.609E+01	-4.570E-03
1.259E+04	1.087E+00	-5.970E-03	2.609E+01	-5.753E-03
1.585E+04	1.087E+00	-7.516E-03	2.609E+01	-7.243E-03
1.995E+04	1.087E+00	-9.462E-03	2.609E+01	-9.118E-03
2.512E+04	1.087E+00	-1.191E-02	2.609E+01	-1.148E-02
3.162E+04	1.087E+00	-1.500E-02	2.609E+01	-1.445E-02
3.981E+04	1.087E+00	-1.888E-02	2.609E+01	-1.819E-02
5.012E+04	1.087E+00	-2.377E-02	2.609E+01	-2.290E-02
6.310E+04	1.087E+00	-2.992E-02	2.609E+01	-2.883E-02
7.943E+04	1.087E+00	-3.767E-02	2.609E+01	-3.630E-02
1.000E+05	1.087E+00	-4.742E-02	2.609E+01	-4.570E-02
1.259E+05	1.087E+00	-5.970E-02	2.609E+01	-5.753E-02
1.585E+05	1.087E+00	-7.516E-02	2.609E+01	-7.243E-02
1.995E+05	1.087E+00	-9.462E-02	2.609E+01	-9.118E-02
2.512E+05	1.087E+00	-1.191E-01	2.609E+01	-1.148E-01
3.162E+05	1.087E+00	-1.500E-01	2.609E+01	-1.445E-01
3.981E+05	1.087E+00	-1.888E-01	2.609E+01	-1.819E-01
5.012E+05	1.087E+00	-2.377E-01	2.609E+01	-2.290E-01
6.310E+05	1.087E+00	-2.992E-01	2.609E+01	-2.883E-01
7.943E+05	1.087E+00	-3.767E-01	2.609E+01	-3.630E-01
1.000E+06	1.087E+00	-4.742E-01	2.609E+01	-4.570E-01
1.259E+06	1.087E+00	-5.970E-01	2.609E+01	-5.753E-01
1.585E+06	1.087E+00	-7.516E-01	2.609E+01	-7.243E-01
1.995E+06	1.087E+00	-9.462E-01	2.609E+01	-9.118E-01
2.512E+06	1.087E+00	-1.191E+00	2.608E+01	-1.148E+00
3.162E+06	1.087E+00	-1.499E+00	2.608E+01	-1.445E+00
3.981E+06	1.087E+00	-1.887E+00	2.608E+01	-1.819E+00
5.012E+06	1.086E+00	-2.376E+00	2.607E+01	-2.289E+00
6.310E+06	1.086E+00	-2.990E+00	2.606E+01	-2.881E+00
7.943E+06	1.085E+00	-3.762E+00	2.604E+01	-3.625E+00
1.000E+07	1.084E+00	-4.733E+00	2.601E+01	-4.560E+00
1.259E+07	1.082E+00	-5.951E+00	2.596E+01	-5.734E+00
1.585E+07	1.079E+00	-7.478E+00	2.588E+01	-7.205E+00
1.995E+07	1.074E+00	-9.387E+00	2.576E+01	-9.042E+00
2.512E+07	1.066E+00	-1.176E+01	2.558E+01	-1.133E+01
3.162E+07	1.054E+00	-1.470E+01	2.530E+01	-1.416E+01
3.981E+07	1.036E+00	-1.830E+01	2.487E+01	-1.762E+01
5.012E+07	1.010E+00	-2.265E+01	2.422E+01	-2.179E+01
6.310E+07	9.714E-01	-2.780E+01	2.330E+01	-2.671E+01
7.943E+07	9.187E-01	-3.373E+01	2.204E+01	-3.236E+01
1.000E+08	8.503E-01	-4.030E+01	2.040E+01	-3.858E+01
1.259E+08	7.677E-01	-4.729E+01	1.841E+01	-4.512E+01
1.585E+08	6.753E-01	-5.438E+01	1.619E+01	-5.165E+01
1.995E+08	5.794E-01	-6.129E+01	1.388E+01	-5.785E+01
2.512E+08	4.869E-01	-6.780E+01	1.165E+01	-6.347E+01
3.162E+08	4.024E-01	-7.381E+01	9.615E+00	-6.837E+01
3.981E+08	3.288E-01	-7.935E+01	7.836E+00	-7.251E+01
5.012E+08	2.667E-01	-8.453E+01	6.331E+00	-7.595E+01
6.310E+08	2.155E-01	-8.952E+01	5.084E+00	-7.875E+01
7.943E+08	1.741E-01	-9.449E+01	4.067E+00	-8.102E+01
1.000E+09	1.410E-01	-9.963E+01	3.245E+00	-8.284E+01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ข้อมูลที่ป้อนให้ PSpice ในการหาความต้านทานที่จุดสัญญาณออก

```

Test Zout of 2 Tr. CM
.OPT ACCT LIST NODE OPTS NOPAGE
.WIDTH OUT=80
.AC DEC 10 100 1GHZ
.OP
VCC 1 0 DC 12
IIN 1 2 DC 1MA
VMET 1 3 DC 0 AC 1
Q1 2 2 0 Q2N3904
Q2 3 2 0 Q2N3904
.MODEL Q2N3904 NPN(IS=100.9E-15 XTI=3 EG=1.11 VAF=115.7 BF=278
+
+ NE=1.894 ISE=14.35E-12 IKF=.1594 XTB=1.5 BR=.118
+
+ NC=2 ISC=0 IKR=0 RC=.6 CJC=4.93E-12 VJC=.75
+
+ MJC=.3333 FC=.5 CJE=7.707E-12 VJE=.75 MJE=.3333
+
+ TR=290.3E-9 TF=294.3E-12 ITF=.1 VTF=10 XTF=2)
.PRINT AC IM(VMET) IP(VMET)
.PROBE
.END

```

ข้อมูลบางส่วนจาก PSpice ที่นำไปใช้ในการหาความต้านทานที่จุดสัญญาณออกในหัว

ข้อ 2.2 โดยขนาดของความต้านทานที่จุดสัญญาณออก คือ  $1/IM(VMET)$  มีหน่วยเป็น โอห์ม และ เฟสของความต้านทานที่จุดสัญญาณออก คือ  $-IP(VMET)-180$  มีหน่วยเป็น องศา

**** AC ANALYSIS			TEMPERATURE = 27.000 DEG C		
FREQ	IM(VMET)	IP(VMET)	FREQ	IM(VMET)	IP(VMET)
1.000E+02	8.534E-06	-1.800E+02	3.162E+05	1.176E-05	-1.366E+02
1.259E+02	8.534E-06	-1.800E+02	3.981E+05	1.328E-05	-1.301E+02
1.585E+02	8.534E-06	-1.800E+02	5.012E+05	1.540E-05	-1.238E+02
1.995E+02	8.534E-06	-1.800E+02	6.310E+05	1.825E-05	-1.180E+02
2.512E+02	8.534E-06	-1.800E+02	7.943E+05	2.203E-05	-1.130E+02
3.162E+02	8.534E-06	-1.799E+02	1.000E+06	2.696E-05	-1.087E+02
3.981E+02	8.534E-06	-1.799E+02	1.259E+06	3.330E-05	-1.052E+02
5.012E+02	8.534E-06	-1.799E+02	1.585E+06	4.141E-05	-1.023E+02
6.310E+02	8.534E-06	-1.799E+02	1.995E+06	5.173E-05	-9.999E+01
7.943E+02	8.534E-06	-1.799E+02	2.512E+06	6.479E-05	-9.819E+01
1.000E+03	8.534E-06	-1.798E+02	3.162E+06	8.129E-05	-9.681E+01
1.259E+03	8.534E-06	-1.798E+02	3.981E+06	1.021E-04	-9.578E+01
1.585E+03	8.535E-06	-1.797E+02	5.012E+06	1.284E-04	-9.505E+01
1.995E+03	8.535E-06	-1.797E+02	6.310E+06	1.614E-04	-9.459E+01
2.512E+03	8.535E-06	-1.796E+02	7.943E+06	2.030E-04	-9.437E+01
3.162E+03	8.535E-06	-1.795E+02	1.000E+07	2.552E-04	-9.438E+01
3.981E+03	8.535E-06	-1.793E+02	1.259E+07	3.208E-04	-9.462E+01
5.012E+03	8.535E-06	-1.791E+02	1.585E+07	4.028E-04	-9.510E+01
6.310E+03	8.536E-06	-1.789E+02	1.995E+07	5.053E-04	-9.583E+01
7.943E+03	8.537E-06	-1.786E+02	2.512E+07	6.325E-04	-9.685E+01
1.000E+04	8.538E-06	-1.783E+02	3.162E+07	7.894E-04	-9.817E+01
1.259E+04	8.540E-06	-1.778E+02	3.981E+07	9.806E-04	-9.982E+01
1.585E+04	8.544E-06	-1.773E+02	5.012E+07	1.210E-03	-1.018E+02
1.995E+04	8.550E-06	-1.766E+02	6.310E+07	1.479E-03	-1.040E+02
2.512E+04	8.559E-06	-1.757E+02	7.943E+07	1.787E-03	-1.064E+02
3.162E+04	8.573E-06	-1.746E+02	1.000E+08	2.129E-03	-1.087E+02
3.981E+04	8.595E-06	-1.732E+02	1.259E+08	2.501E-03	-1.106E+02
5.012E+04	8.630E-06	-1.715E+02	1.585E+08	2.907E-03	-1.117E+02
6.310E+04	8.686E-06	-1.693E+02	1.995E+08	3.362E-03	-1.119E+02
7.943E+04	8.773E-06	-1.666E+02	2.512E+08	3.897E-03	-1.110E+02
1.000E+05	8.909E-06	-1.633E+02	3.162E+08	4.560E-03	-1.094E+02
1.259E+05	9.121E-06	-1.594E+02	3.981E+08	5.406E-03	-1.072E+02
1.585E+05	9.448E-06	-1.546E+02	5.012E+08	6.500E-03	-1.048E+02
1.995E+05	9.943E-06	-1.492E+02	6.310E+08	7.916E-03	-1.025E+02
2.512E+05	1.068E-05	-1.431E+02	7.943E+08	9.740E-03	-1.003E+02
			1.000E+09	1.207E-02	-9.855E+01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ก.2 การสร้างเลียนแบบวงจรถ่อนกระแสแบบ Wilson

ข้อมูลที่ป้อนให้ PSpice ในการหาอัตราขยายกระแสและความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า

```

Test current gain and Zin of Wilson CM
.OPT ACCT LIST NODE OPTS NOPAGE
.WIDTH OUT=80
.AC DEC 10 100 1GHZ
.OP
VCC 1 0 DC 12
IBIAS 1 2 1MA AC 1A
VMET 1 4 DC 0
Q1 3 3 0 Q2N3904
Q2 2 3 0 Q2N3904
Q3 4 2 3 Q2N3904
.MODEL Q2N3904 NPN(IS=100.9E-15 XTI=3 EG=1.11 VAF=115.7 BF=278
+
NE=1.894 ISE=14.35E-12 IKF=.1594 XTB=1.5 BR=.118
+
NC=2 ISC=0 IKR=0 RC=.6 CJC=4.93E-12 VJC=.75
+
MJC=.3333 FC=.5 CJE=7.707E-12 VJE=.75 MJE=.3333
+
TR=290.3E-9 TF=294.3E-12 ITF=.1 VT=10 XTF=2)
.PRINT AC IM(VMET) IP(VMET) VM(2) VP(2)
.PROBE
.END

```

ข้อมูลบางส่วนจาก PSpice ที่นำไปใช้ในการหาอัตราขยายกระแสและความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าในหัวข้อ 2.3 ขนาดของอัตราขยายกระแส คือ  $IM(VMET)$  เฟสของอัตราขยายกระแส คือ  $IP(VMET)$  มีหน่วยเป็น องศา (degree) ขนาดของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า คือ  $VM(2)$  มีหน่วยเป็น โอห์ม (ohm) และเฟสของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า คือ  $VP(2)$  มีหน่วยเป็นองศา

```

**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

```

	Q1	Q2	Q3
MODEL	Q2N3904	Q2N3904	Q2N3904
IB	6.29E-06	6.29E-06	5.89E-06
IC	9.89E-04	9.94E-04	9.96E-04
VBE	.595	.595	.593
VBC	.000	-.593	-10.8
VCE	.595	1.19	11.4
BETADC	157.	158.	169.
GM	3.80E-02	3.82E-02	3.83E-02
RPI	5.16E+03	5.16E+03	5.54E+03
RX	.00E+00	.00E+00	.00E+00
RO	1.17E+05	1.17E+05	1.27E+05
CPI	2.28E-11	2.29E-11	2.29E-11
CMU	4.93E-12	4.06E-12	1.98E-12
CBX	.00E+00	.00E+00	.00E+00
CCS	.00E+00	.00E+00	.00E+00
BETAAC	196.	197.	212.
FT	2.18E+08	2.26E+08	2.45E+08

*** AC ANALYSIS		TEMPERATURE = 27.000 DEG C		
FREQ	IM(VMET)	IP(VMET)	VM(2)	VP(2)
1.000E+02	9.954E-01	-1.503E-05	5.206E+01	-2.012E-05
1.259E+02	9.954E-01	-1.893E-05	5.206E+01	-2.533E-05
1.585E+02	9.954E-01	-2.383E-05	5.206E+01	-3.189E-05
1.995E+02	9.954E-01	-3.000E-05	5.206E+01	-4.014E-05
2.512E+02	9.954E-01	-3.777E-05	5.206E+01	-5.054E-05
3.162E+02	9.954E-01	-4.754E-05	5.206E+01	-6.362E-05
3.981E+02	9.954E-01	-5.985E-05	5.206E+01	-8.010E-05
5.012E+02	9.954E-01	-7.535E-05	5.206E+01	-1.008E-04
6.310E+02	9.954E-01	-9.486E-05	5.206E+01	-1.269E-04
7.943E+02	9.954E-01	-1.194E-04	5.206E+01	-1.598E-04
1.000E+03	9.954E-01	-1.503E-04	5.206E+01	-2.012E-04
1.259E+03	9.954E-01	-1.893E-04	5.206E+01	-2.533E-04
1.585E+03	9.954E-01	-2.383E-04	5.206E+01	-3.189E-04
1.995E+03	9.954E-01	-3.000E-04	5.206E+01	-4.014E-04
2.512E+03	9.954E-01	-3.777E-04	5.206E+01	-5.054E-04
3.162E+03	9.954E-01	-4.754E-04	5.206E+01	-6.362E-04
3.981E+03	9.954E-01	-5.985E-04	5.206E+01	-8.010E-04
5.012E+03	9.954E-01	-7.535E-04	5.206E+01	-1.008E-03
6.310E+03	9.954E-01	-9.486E-04	5.206E+01	-1.269E-03
7.943E+03	9.954E-01	-1.194E-03	5.206E+01	-1.598E-03
1.000E+04	9.954E-01	-1.503E-03	5.206E+01	-2.012E-03
1.259E+04	9.954E-01	-1.893E-03	5.206E+01	-2.533E-03
1.585E+04	9.954E-01	-2.383E-03	5.206E+01	-3.189E-03
1.995E+04	9.954E-01	-3.000E-03	5.206E+01	-4.014E-03
2.512E+04	9.954E-01	-3.777E-03	5.206E+01	-5.054E-03
3.162E+04	9.954E-01	-4.754E-03	5.206E+01	-6.362E-03
3.981E+04	9.954E-01	-5.985E-03	5.206E+01	-8.010E-03
5.012E+04	9.954E-01	-7.535E-03	5.206E+01	-1.008E-02
6.310E+04	9.954E-01	-9.486E-03	5.206E+01	-1.269E-02
7.943E+04	9.954E-01	-1.194E-02	5.206E+01	-1.598E-02
1.000E+05	9.954E-01	-1.503E-02	5.206E+01	-2.012E-02
1.259E+05	9.954E-01	-1.893E-02	5.206E+01	-2.533E-02
1.585E+05	9.954E-01	-2.383E-02	5.206E+01	-3.189E-02
1.995E+05	9.954E-01	-3.000E-02	5.206E+01	-4.014E-02
2.512E+05	9.954E-01	-3.777E-02	5.206E+01	-5.054E-02
3.162E+05	9.954E-01	-4.754E-02	5.206E+01	-6.362E-02
3.981E+05	9.954E-01	-5.986E-02	5.206E+01	-8.010E-02
5.012E+05	9.954E-01	-7.535E-02	5.206E+01	-1.008E-01
6.310E+05	9.954E-01	-9.487E-02	5.206E+01	-1.269E-01
7.943E+05	9.954E-01	-1.194E-01	5.206E+01	-1.598E-01
1.000E+06	9.954E-01	-1.504E-01	5.206E+01	-2.012E-01
1.259E+06	9.954E-01	-1.893E-01	5.206E+01	-2.533E-01
1.585E+06	9.955E-01	-2.383E-01	5.206E+01	-3.189E-01
1.995E+06	9.955E-01	-3.001E-01	5.206E+01	-4.015E-01
2.512E+06	9.955E-01	-3.778E-01	5.207E+01	-5.055E-01
3.162E+06	9.956E-01	-4.758E-01	5.207E+01	-6.365E-01
3.981E+06	9.957E-01	-5.993E-01	5.207E+01	-8.015E-01
5.012E+06	9.959E-01	-7.550E-01	5.208E+01	-1.009E+00
6.310E+06	9.962E-01	-9.515E-01	5.208E+01	-1.271E+00
7.943E+06	9.966E-01	-1.200E+00	5.209E+01	-1.602E+00
1.000E+07	9.973E-01	-1.515E+00	5.211E+01	-2.020E+00
1.259E+07	9.984E-01	-1.915E+00	5.214E+01	-2.548E+00
1.585E+07	1.000E+00	-2.428E+00	5.219E+01	-3.220E+00
1.995E+07	1.003E+00	-3.089E+00	5.226E+01	-4.075E+00
2.512E+07	1.007E+00	-3.953E+00	5.236E+01	-5.175E+00
3.162E+07	1.013E+00	-5.102E+00	5.252E+01	-6.600E+00
3.981E+07	1.023E+00	-6.663E+00	5.275E+01	-8.475E+00
5.012E+07	1.037E+00	-8.841E+00	5.306E+01	-1.098E+01
6.310E+07	1.054E+00	-1.195E+01	5.339E+01	-1.439E+01
7.943E+07	1.074E+00	-1.646E+01	5.359E+01	-1.909E+01
1.000E+08	1.088E+00	-2.291E+01	5.324E+01	-2.550E+01
1.259E+08	1.078E+00	-3.169E+01	5.155E+01	-3.388E+01
1.585E+08	1.023E+00	-4.249E+01	4.766E+01	-4.379E+01
1.995E+08	9.153E-01	-5.411E+01	4.156E+01	-5.395E+01
2.512E+08	7.767E-01	-6.506E+01	3.442E+01	-6.287E+01
3.162E+08	6.369E-01	-7.461E+01	2.761E+01	-6.983E+01
3.981E+08	5.143E-01	-8.282E+01	2.184E+01	-7.493E+01
5.012E+08	4.140E-01	-9.014E+01	1.721E+01	-7.859E+01
6.310E+08	3.346E-01	-9.704E+01	1.357E+01	-8.124E+01
7.943E+08	2.729E-01	-1.039E+02	1.072E+01	-8.318E+01
1.000E+09	2.257E-01	-1.109E+02	8.477E+00	-8.463E+01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ข้อมูลที่ป้อนให้ PSpice ในการหาความต้านทานที่จุดสัญญาณออก

```

Test Zout of Wilson CM
.OPT ACCT LIST NODE OPTS NOPAGE
.WIDTH OUT=80
.AC DEC 10 100 1GHZ
.OP
VCC 1 0 DC 12
IBIAS 1 2 1MA
VMET 1 4 DC 0 AC 1
Q1 3 3 0 Q2N3904
Q2 2 3 0 Q2N3904
Q3 4 2 3 Q2N3904
.MODEL Q2N3904 NPN(IS=100.9E-15 XTI=3 EG=1.11 VAF=115.7 BF=278
+
NE=1.894 ISE=14.35E-12 IKF=.1594 XTB=1.5 BR=.118
+
NC=2 ISC=0 IKR=0 RC=.6 CJC=4.93E-12 VJC=.75
+
MJC=.3333 FC=.5 CJE=7.707E-12 VJE=.75 MJE=.3333
+
TR=290.3E-9 TF=294.3E-12 ITF=.1 VTF=10 XTF=2)
.PRINT AC IM(VMET) IP(VMET)
.PROBE
.END

```

ข้อมูลบางส่วนจาก PSpice ที่นำไปใช้ในการหาความต้านทานที่จุดสัญญาณออกในหัว

ข้อ 2.3 โดยขนาดของความต้านทานที่จุดสัญญาณออก คือ  $1/IM(VMET)$  มีหน่วยเป็น โอห์ม และ เฟสของความต้านทานที่จุดสัญญาณออก คือ  $-IP(VMET)-180$  มีหน่วยเป็น องศา

**** AC ANALYSIS			TEMPERATURE = 27.000 DEG C		
FREQ	IM(VMET)	IP(VMET)	FREQ	IM(VMET)	IP(VMET)
1.000E+02	7.547E-08	-1.781E+02	3.162E+05	7.869E-06	-9.057E+01
1.259E+02	7.550E-08	-1.776E+02	3.981E+05	9.906E-06	-9.047E+01
1.585E+02	7.554E-08	-1.770E+02	5.012E+05	1.247E-05	-9.038E+01
1.995E+02	7.560E-08	-1.762E+02	6.310E+05	1.570E-05	-9.032E+01
2.512E+02	7.569E-08	-1.753E+02	7.943E+05	1.977E-05	-9.028E+01
3.162E+02	7.584E-08	-1.740E+02	1.000E+06	2.488E-05	-9.025E+01
3.981E+02	7.608E-08	-1.725E+02	1.259E+06	3.133E-05	-9.023E+01
5.012E+02	7.646E-08	-1.706E+02	1.585E+06	3.944E-05	-9.023E+01
6.310E+02	7.705E-08	-1.682E+02	1.995E+06	4.965E-05	-9.024E+01
7.943E+02	7.798E-08	-1.653E+02	2.512E+06	6.251E-05	-9.026E+01
1.000E+03	7.943E-08	-1.617E+02	3.162E+06	7.869E-05	-9.030E+01
1.259E+03	8.168E-08	-1.574E+02	3.981E+06	9.908E-05	-9.035E+01
1.585E+03	8.512E-08	-1.524E+02	5.012E+06	1.247E-04	-9.042E+01
1.995E+03	9.031E-08	-1.466E+02	6.310E+06	1.571E-04	-9.051E+01
2.512E+03	9.796E-08	-1.404E+02	7.943E+06	1.978E-04	-9.063E+01
3.162E+03	1.090E-07	-1.338E+02	1.000E+07	2.490E-04	-9.078E+01
3.981E+03	1.245E-07	-1.273E+02	1.259E+07	3.137E-04	-9.098E+01
5.012E+03	1.457E-07	-1.212E+02	1.585E+07	3.952E-04	-9.124E+01
6.310E+03	1.742E-07	-1.157E+02	1.995E+07	4.982E-04	-9.157E+01
7.943E+03	2.116E-07	-1.109E+02	2.512E+07	6.283E-04	-9.201E+01
1.000E+04	2.600E-07	-1.069E+02	3.162E+07	7.932E-04	-9.260E+01
1.259E+04	3.222E-07	-1.035E+02	3.981E+07	1.003E-03	-9.341E+01
1.585E+04	4.015E-07	-1.008E+02	5.012E+07	1.269E-03	-9.455E+01
1.995E+04	5.022E-07	-9.864E+01	6.310E+07	1.608E-03	-9.619E+01
2.512E+04	6.296E-07	-9.688E+01	7.943E+07	2.033E-03	-9.859E+01
3.162E+04	7.905E-07	-9.548E+01	1.000E+08	2.552E-03	-1.020E+02
3.981E+04	9.935E-07	-9.436E+01	1.259E+08	3.138E-03	-1.066E+02
5.012E+04	1.249E-06	-9.347E+01	1.585E+08	3.724E-03	-1.116E+02
6.310E+04	1.572E-06	-9.276E+01	1.995E+08	4.242E-03	-1.159E+02
7.943E+04	1.978E-06	-9.219E+01	2.512E+08	4.703E-03	-1.181E+02
1.000E+05	2.489E-06	-9.174E+01	3.162E+08	5.201E-03	-1.179E+02
1.259E+05	3.134E-06	-9.139E+01	3.981E+08	5.852E-03	-1.158E+02
1.585E+05	3.944E-06	-9.111E+01	5.012E+08	6.749E-03	-1.128E+02
1.995E+05	4.965E-06	-9.089E+01	6.310E+08	7.973E-03	-1.094E+02
2.512E+05	6.251E-06	-9.071E+01	7.943E+08	9.606E-03	-1.062E+02
			1.000E+09	1.174E-02	-1.034E+02

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ก.3 การสร้างเลียนแบบวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์สี่ตัว

ข้อมูลที่ป้อนให้ PSpice ในการหาอัตราขยายกระแสและความต้านทานที่จุดสัญญาณ

เข้า

```
Test current gain and Zin of 4 Tr. CM
.OPT ACCT LIST NODE OPTS NOPAGE
.WIDTH OUT=80
.AC DEC 10 100 1.GHZ
.OP
VCC 1 0 DC 12
IBIAS 1 2 1MA AC 1A
VMET 1 4 DC 0
Q1 3 3 0 Q2N3904
Q2 5 3 0 Q2N3904
Q3 4 2 3 Q2N3904
Q4 2 2 5 Q2N3904
.MODEL Q2N3904 NPN(IS=100.9E-15 XTI=3 EG=1.11 VAF=115.7 BF=278
+
+ NE=1.894 ISE=14.35E-12 IKF=.1594 XTB=1.5 BR=.118
+ NC=2 ISC=0 IKR=0 RC=.6 CJC=4.93E-12 VJC=.75
+ MJC=.3333 FC=.5 CJE=7.707E-12 VJE=.75 MJE=.3333
+ TR=290.3E-9 TF=294.3E-12 ITF=.1 VTF=10 XTF=2)
.PRINT AC IM(VMET) IP(VMET) VM(2) VP(2)
.PROBE
.END
```

ข้อมูลบางส่วนจาก PSpice ที่นำไปใช้ในการหาอัตราขยายกระแสและความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าในหัวข้อ 2.4 ขนาดของอัตราขยายกระแส คือ IM(VMET) เฟสของอัตราขยายกระแส คือ IP(VMET) มีหน่วยเป็น องศา (degree) ขนาดของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า คือ VM(2) มีหน่วยเป็น โอห์ม (ohm) และเฟสของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า คือ VP(2) มีหน่วยเป็นองศา

```
**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS
```

	Q1	Q2	Q3	Q4
MODEL	Q2N3904	Q2N3904	Q2N3904	Q2N3904
IB	6.32E-06	6.32E-06	5.92E-06	6.29E-06
IC	9.94E-04	9.94E-04	1.00E-03	9.88E-04
VBE	.595	.595	.593	.595
VBC	.000	.198E-02	-10.8	.000
VCE	.595	.593	11.4	.595
BETADC	157.	157.	169.	157.
GM	3.82E-02	3.82E-02	3.85E-02	3.79E-02
RPI	5.14E+03	5.14E+03	5.52E+03	5.17E+03
RX	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00
RO	1.16E+05	1.16E+05	1.26E+05	1.17E+05
CPI	2.29E-11	2.29E-11	2.29E-11	2.28E-11
CMU	4.93E-12	4.94E-12	1.98E-12	4.93E-12
CBX	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00
CCS	.00E+00	.00E+00	.00E+00	.00E+00
BETAAC	196.	196.	212.	196.
FT	2.19E+08	2.19E+08	2.46E+08	2.18E+08

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**** AC ANALYSIS		TEMPERATURE = 27.000 DEG C		
FREQ	IM(VMET)	IP(VMET)	VM(2)	VP(2)
1.000E+02	1.001E+00	-7.545E-06	5.208E+01	-1.451E-05
1.259E+02	1.001E+00	-9.499E-06	5.208E+01	-1.827E-05
1.585E+02	1.001E+00	-1.196E-05	5.208E+01	-2.300E-05
1.995E+02	1.001E+00	1.505E-05	5.208E+01	-2.896E-05
2.512E+02	1.001E+00	-1.895E-05	5.208E+01	-3.645E-05
3.162E+02	1.001E+00	-2.386E-05	5.208E+01	-4.589E-05
3.981E+02	1.001E+00	-3.004E-05	5.208E+01	-5.777E-05
5.012E+02	1.001E+00	-3.782E-05	5.208E+01	-7.273E-05
6.310E+02	1.001E+00	-4.761E-05	5.208E+01	-9.157E-05
7.943E+02	1.001E+00	-5.993E-05	5.208E+01	-1.153E-04
1.000E+03	1.001E+00	-7.545E-05	5.208E+01	-1.451E-04
1.259E+03	1.001E+00	-9.499E-05	5.208E+01	-1.827E-04
1.585E+03	1.001E+00	-1.196E-04	5.208E+01	-2.300E-04
1.995E+03	1.001E+00	-1.505E-04	5.208E+01	-2.896E-04
2.512E+03	1.001E+00	-1.895E-04	5.208E+01	-3.645E-04
3.162E+03	1.001E+00	-2.386E-04	5.208E+01	-4.589E-04
3.981E+03	1.001E+00	-3.004E-04	5.208E+01	-5.777E-04
5.012E+03	1.001E+00	-3.782E-04	5.208E+01	-7.273E-04
6.310E+03	1.001E+00	-4.761E-04	5.208E+01	-9.157E-04
7.943E+03	1.001E+00	-5.993E-04	5.208E+01	-1.153E-03
1.000E+04	1.001E+00	-7.545E-04	5.208E+01	-1.451E-03
1.259E+04	1.001E+00	-9.499E-04	5.208E+01	-1.827E-03
1.585E+04	1.001E+00	-1.196E-03	5.208E+01	-2.300E-03
1.995E+04	1.001E+00	-1.505E-03	5.208E+01	-2.896E-03
2.512E+04	1.001E+00	-1.895E-03	5.208E+01	-3.645E-03
3.162E+04	1.001E+00	-2.386E-03	5.208E+01	-4.589E-03
3.981E+04	1.001E+00	-3.004E-03	5.208E+01	-5.777E-03
5.012E+04	1.001E+00	-3.782E-03	5.208E+01	-7.273E-03
6.310E+04	1.001E+00	-4.761E-03	5.208E+01	-9.157E-03
7.943E+04	1.001E+00	-5.994E-03	5.208E+01	-1.153E-02
1.000E+05	1.001E+00	-7.545E-03	5.208E+01	-1.451E-02
1.259E+05	1.001E+00	-9.499E-03	5.208E+01	-1.827E-02
1.585E+05	1.001E+00	-1.196E-02	5.208E+01	-2.300E-02
1.995E+05	1.001E+00	-1.506E-02	5.208E+01	-2.896E-02
2.512E+05	1.001E+00	-1.895E-02	5.208E+01	-3.645E-02
3.162E+05	1.001E+00	-2.386E-02	5.208E+01	-4.589E-02
3.981E+05	1.001E+00	-3.004E-02	5.208E+01	-5.777E-02
5.012E+05	1.001E+00	-3.782E-02	5.208E+01	-7.273E-02
6.310E+05	1.001E+00	-4.761E-02	5.208E+01	-9.157E-02
7.943E+05	1.001E+00	-5.995E-02	5.208E+01	-1.153E-01
1.000E+06	1.001E+00	-7.547E-02	5.208E+01	-1.451E-01
1.259E+06	1.001E+00	-9.503E-02	5.208E+01	-1.827E-01
1.585E+06	1.001E+00	-1.197E-01	5.208E+01	-2.301E-01
1.995E+06	1.001E+00	-1.507E-01	5.208E+01	-2.897E-01
2.512E+06	1.001E+00	-1.899E-01	5.208E+01	-3.648E-01
3.162E+06	1.001E+00	-2.393E-01	5.209E+01	-4.594E-01
3.981E+06	1.001E+00	-3.017E-01	5.210E+01	-5.786E-01
5.012E+06	1.002E+00	-3.808E-01	5.211E+01	-7.291E-01
6.310E+06	1.002E+00	-4.814E-01	5.212E+01	-9.193E-01
7.943E+06	1.003E+00	-6.099E-01	5.215E+01	-1.160E+00
1.000E+07	1.004E+00	-7.755E-01	5.220E+01	-1.466E+00
1.259E+07	1.007E+00	-9.916E-01	5.227E+01	-1.856E+00
1.585E+07	1.010E+00	-1.279E+00	5.238E+01	-2.357E+00
1.995E+07	1.015E+00	-1.670E+00	5.255E+01	-3.009E+00
2.512E+07	1.024E+00	-2.220E+00	5.281E+01	-3.870E+00
3.162E+07	1.036E+00	-3.023E+00	5.321E+01	-5.032E+00
3.981E+07	1.055E+00	-4.244E+00	5.381E+01	-6.643E+00
5.012E+07	1.083E+00	-6.163E+00	5.465E+01	-8.948E+00
6.310E+07	1.120E+00	-9.236E+00	5.573E+01	-1.233E+01
7.943E+07	1.164E+00	-1.413E+01	5.685E+01	-1.735E+01
1.000E+08	1.200E+00	-2.161E+01	5.730E+01	-2.463E+01
1.259E+08	1.198E+00	-3.201E+01	5.577E+01	-3.440E+01
1.585E+08	1.125E+00	-4.450E+01	5.103E+01	-4.573E+01
1.995E+08	9.831E-01	-5.709E+01	4.354E+01	-5.664E+01
2.512E+08	8.141E-01	-6.814E+01	3.531E+01	-6.552E+01
3.162E+08	6.561E-01	-7.729E+01	2.793E+01	-7.204E+01
3.981E+08	5.242E-01	-8.498E+01	2.193E+01	-7.664E+01
5.012E+08	4.194E-01	-9.182E+01	1.722E+01	-7.989E+01
6.310E+08	3.378E-01	-9.831E+01	1.356E+01	-8.222E+01
7.943E+08	2.750E-01	-1.048E+02	1.070E+01	-8.393E+01
1.000E+09	2.270E-01	-1.116E+02	8.464E+00	-8.521E+01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ข้อมูลที่ป้อนให้ PSpice ในการหาความต้านทานที่จุดสัญญาณออก

```

Test Zout of 4 Tr. CM
.OPT ACCT LIST NODE OPTS NOPAGE
.WIDTH OUT=80
.AC DEC 10 100 1GHZ
.OP
VCC 1 0 DC 12
IBIAS 1 2 1MA
VMET 1 4 DC 0 AC 1
Q1 3 3 0 Q2N3904
Q2 5 3 0 Q2N3904
Q3 4 2 3 Q2N3904
Q4 2 2 5 Q2N3904
.MODEL Q2N3904 NPN(IS=100.9E-15 XTI=3 EG=1.11 VAF=115.7 BF=278
+
+ NE=1.894 ISE=14.35E-12 IKF=.1594 XTB=1.5 BR=.118
+
+ NC=2 ISC=0 IKR=0 RC=.6 CJC=4.93E-12 VJC=.75
+
+ MJC=.3333 FC=.5 CJE=7.707E-12 VJE=.75 MJE=.3333
+
+ TR=290.3E-9 TF=294.3E-12 ITF=.1 VTF=10 XTF=2)
.PRINT AC IM(VMET) IP(VMET)
.PROBE
.END

```

ข้อมูลบางส่วนจาก PSpice ที่นำไปใช้ในการหาความต้านทานที่จุดสัญญาณออกในหัว

ข้อ 2.4 โดยขนาดของความต้านทานที่จุดสัญญาณออก คือ  $1/IM(VMET)$  มีหน่วยเป็น โอห์ม และ เฟสของความต้านทานที่จุดสัญญาณออก คือ  $-IP(VMET)-180$  มีหน่วยเป็น องศา

**** AC ANALYSIS			TEMPERATURE = 27.000 DEG C		
FREQ	IM(VMET)	IP(VMET)	FREQ	IM(VMET)	IP(VMET)
1.000E+02	7.602E-08	-1.781E+02	3.162E+05	7.891E-06	-9.056E+01
1.259E+02	7.604E-08	-1.776E+02	3.981E+05	9.934E-06	-9.045E+01
1.585E+02	7.608E-08	-1.770E+02	5.012E+05	1.251E-05	-9.037E+01
1.995E+02	7.614E-08	-1.763E+02	6.310E+05	1.574E-05	-9.030E+01
2.512E+02	7.624E-08	-1.753E+02	7.943E+05	1.982E-05	-9.025E+01
3.162E+02	7.639E-08	-1.741E+02	1.000E+06	2.495E-05	-9.021E+01
3.981E+02	7.662E-08	-1.726E+02	1.259E+06	3.141E-05	-9.019E+01
5.012E+02	7.700E-08	-1.707E+02	1.585E+06	3.955E-05	-9.017E+01
6.310E+02	7.759E-08	-1.683E+02	1.995E+06	4.979E-05	-9.016E+01
7.943E+02	7.852E-08	-1.654E+02	2.512E+06	6.268E-05	-9.017E+01
1.000E+03	7.997E-08	-1.618E+02	3.162E+06	7.892E-05	-9.018E+01
1.259E+03	8.221E-08	-1.575E+02	3.981E+06	9.936E-05	-9.020E+01
1.585E+03	8.565E-08	-1.525E+02	5.012E+06	1.251E-04	-9.023E+01
1.995E+03	9.084E-08	-1.468E+02	6.310E+06	1.576E-04	-9.027E+01
2.512E+03	9.849E-08	-1.405E+02	7.943E+06	1.984E-04	-9.033E+01
3.162E+03	1.095E-07	-1.339E+02	1.000E+07	2.500E-04	-9.042E+01
3.981E+03	1.251E-07	-1.274E+02	1.259E+07	3.150E-04	-9.052E+01
5.012E+03	1.463E-07	-1.213E+02	1.585E+07	3.973E-04	-9.067E+01
6.310E+03	1.748E-07	-1.158E+02	1.995E+07	5.014E-04	-9.087E+01
7.943E+03	2.123E-07	-1.110E+02	2.512E+07	6.338E-04	-9.115E+01
1.000E+04	2.608E-07	-1.069E+02	3.162E+07	8.028E-04	-9.157E+01
1.259E+04	3.232E-07	-1.036E+02	3.981E+07	1.020E-03	-9.222E+01
1.585E+04	4.027E-07	-1.009E+02	5.012E+07	1.300E-03	-9.325E+01
1.995E+04	5.036E-07	-9.868E+01	6.310E+07	1.663E-03	-9.494E+01
2.512E+04	6.314E-07	-9.691E+01	7.943E+07	2.127E-03	-9.768E+01
3.162E+04	7.927E-07	-9.550E+01	1.000E+08	2.695E-03	-1.019E+02
3.981E+04	9.963E-07	-9.438E+01	1.259E+08	3.317E-03	-1.076E+02
5.012E+04	1.253E-06	-9.348E+01	1.585E+08	3.886E-03	-1.137E+02
6.310E+04	1.576E-06	-9.277E+01	1.995E+08	4.331E-03	-1.184E+02
7.943E+04	1.983E-06	-9.220E+01	2.512E+08	4.714E-03	-1.203E+02
1.000E+05	2.496E-06	-9.175E+01	3.162E+08	5.164E-03	-1.194E+02
1.259E+05	3.142E-06	-9.139E+01	3.981E+08	5.796E-03	-1.167E+02
1.585E+05	3.955E-06	-9.111E+01	5.012E+08	6.691E-03	-1.133E+02
1.995E+05	4.979E-06	-9.088E+01	6.310E+08	7.920E-03	-1.097E+02
2.512E+05	6.268E-06	-9.070E+01	7.943E+08	9.562E-03	-1.063E+02
			1.000E+09	1.171E-02	-1.034E+02

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### ก.4 การสร้าง เลียนแบบวงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้าแบบทรานซิสเตอร์สี่ตัว

ข้อมูลที่ป้อนให้ PSpice ในการหาอัตราขยายกระแสของกระแสออกต่อกระแสเข้าที่จุดสัญญาณเข้าที่สอง และความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่จุดสัญญาณเข้าที่สอง

```

Test current gain and Zin of 4 Tr. DCM
.OPT ACCT LIST NODE OPTS NOPAGE
.WIDTH OUT=80
.AC DEC 10 100 1GHZ
.OP
VCC 1 0 DC 12
IBIAS 1 2 1MA
I2 1 3 DC 0 AC 1A
VMET 1 4 DC 0
Q1 3 3 0 Q2N3904
Q2 5 3 0 Q2N3904
Q3 4 2 3 Q2N3904
Q4 2 2 5 Q2N3904
.MODEL Q2N3904 NPN(IS=100.9E-15 XTI=3 EG=1.11 VAF=115.7 BF=278
+
+
+
+
+
+
+
+
NE=1.894 ISE=14.35E-12 IKF=.1594 XTB=1.5 BR=.118
NC=2 ISC=0 IKR=0 RC=.6 CJC=4.93E-12 VJC=.75
MJC=.3333 FC=.5 CJE=7.707E-12 VJE=.75 MJE=.3333
TR=290.3E-9 TF=294.3E-12 ITF=.1 VTF=10 XTF=2)
.PRINT AC IM(VMET) IP(VMET) VM(3) VP(3)
.PROBE
.END

```

ข้อมูลบางส่วนจาก PSpice ที่นำไปใช้ในการหาอัตราขยายกระแสของกระแสออกต่อกระแสเข้าที่จุดสัญญาณเข้าที่สอง และความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าที่จุดสัญญาณเข้าที่สอง ในหัวข้อ 2.5 ขนาดของอัตราขยายกระแส คือ IM(VMET) เฟสของอัตราขยายกระแส คือ IP(VMET) มีหน่วยเป็น องศา (degree) ขนาดของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า คือ VM(3) มีหน่วยเป็น โอห์ม (ohm) และเฟสของความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า คือ VP(3) มีหน่วยเป็นองศา

**** AC ANALYSIS					TEMPERATURE = 27.000 DEG C
FREQ	IM(VMET)	IP(VMET)	VM(3)	VP(3)	
1.000E+02	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	5.616E-03	
1.259E+02	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	7.071E-03	
1.585E+02	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	8.901E-03	
1.995E+02	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	1.121E-02	
2.512E+02	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	1.411E-02	
3.162E+02	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	1.776E-02	
3.981E+02	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	2.236E-02	
5.012E+02	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	2.815E-02	
6.310E+02	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	3.544E-02	
7.943E+02	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	4.461E-02	
1.000E+03	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	5.616E-02	
1.259E+03	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	7.071E-02	
1.585E+03	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	8.901E-02	
1.995E+03	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	1.121E-01	
2.512E+03	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	1.411E-01	
3.162E+03	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	1.776E-01	
3.981E+03	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	2.236E-01	
5.012E+03	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	2.815E-01	
6.310E+03	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	3.544E-01	
7.943E+03	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	4.461E-01	
1.000E+04	9.904E-01	1.800E+02	1.279E-01	5.616E-01	
1.259E+04	9.904E-01	1.800E+02	1.280E-01	7.070E-01	
1.585E+04	9.904E-01	1.800E+02	1.280E-01	8.901E-01	
1.995E+04	9.904E-01	1.800E+02	1.280E-01	1.120E+00	
2.512E+04	9.904E-01	1.800E+02	1.280E-01	1.410E+00	
3.162E+04	9.904E-01	1.800E+02	1.280E-01	1.775E+00	
3.981E+04	9.904E-01	1.800E+02	1.280E-01	2.235E+00	
5.012E+04	9.904E-01	1.800E+02	1.281E-01	2.813E+00	
6.310E+04	9.904E-01	1.800E+02	1.282E-01	3.539E+00	
7.943E+04	9.904E-01	1.800E+02	1.283E-01	4.452E+00	
1.000E+05	9.904E-01	1.799E+02	1.286E-01	5.598E+00	
1.259E+05	9.904E-01	1.799E+02	1.289E-01	7.034E+00	
1.585E+05	9.904E-01	1.799E+02	1.295E-01	8.829E+00	
1.995E+05	9.904E-01	1.799E+02	1.304E-01	1.106E+01	
2.512E+05	9.904E-01	1.799E+02	1.318E-01	1.383E+01	
3.162E+05	9.904E-01	1.798E+02	1.341E-01	1.721E+01	
3.981E+05	9.904E-01	1.798E+02	1.375E-01	2.129E+01	
5.012E+05	9.904E-01	1.797E+02	1.428E-01	2.611E+01	
6.310E+05	9.904E-01	1.796E+02	1.508E-01	3.165E+01	
7.943E+05	9.904E-01	1.796E+02	1.627E-01	3.775E+01	
1.000E+06	9.904E-01	1.794E+02	1.800E-01	4.417E+01	
1.259E+06	9.904E-01	1.793E+02	2.044E-01	5.058E+01	
1.585E+06	9.904E-01	1.791E+02	2.379E-01	5.665E+01	
1.995E+06	9.904E-01	1.789E+02	2.831E-01	6.210E+01	
2.512E+06	9.904E-01	1.786E+02	3.427E-01	6.677E+01	
3.162E+06	9.904E-01	1.782E+02	4.202E-01	7.063E+01	
3.981E+06	9.903E-01	1.778E+02	5.199E-01	7.368E+01	
5.012E+06	9.903E-01	1.772E+02	6.471E-01	7.599E+01	
6.310E+06	9.902E-01	1.765E+02	8.088E-01	7.762E+01	
7.943E+06	9.901E-01	1.756E+02	1.014E+00	7.862E+01	
1.000E+07	9.899E-01	1.744E+02	1.272E+00	7.903E+01	
1.259E+07	9.897E-01	1.729E+02	1.599E+00	7.885E+01	
1.585E+07	9.892E-01	1.711E+02	2.010E+00	7.809E+01	
1.995E+07	9.885E-01	1.688E+02	2.528E+00	7.667E+01	
2.512E+07	9.872E-01	1.658E+02	3.181E+00	7.452E+01	
3.162E+07	9.849E-01	1.621E+02	4.001E+00	7.150E+01	
3.981E+07	9.809E-01	1.573E+02	5.028E+00	6.739E+01	
5.012E+07	9.732E-01	1.511E+02	6.304E+00	6.190E+01	
6.310E+07	9.580E-01	1.431E+02	7.862E+00	5.459E+01	
7.943E+07	9.276E-01	1.328E+02	9.676E+00	4.491E+01	
1.000E+08	8.683E-01	1.195E+02	1.157E+01	3.232E+01	
1.259E+08	7.634E-01	1.033E+02	1.308E+01	1.678E+01	
1.585E+08	6.109E-01	8.531E+01	1.360E+01	-5.658E-01	
1.995E+08	4.396E-01	6.798E+01	1.288E+01	-1.746E+01	
2.512E+08	2.887E-01	5.315E+01	1.135E+01	-3.209E+01	
3.162E+08	1.760E-01	4.133E+01	9.568E+00	-4.394E+01	
3.981E+08	9.910E-02	3.214E+01	7.878E+00	-5.334E+01	
5.012E+08	4.890E-02	2.494E+01	6.402E+00	-6.080E+01	
6.310E+08	1.673E-02	1.894E+01	5.161E+00	-6.674E+01	
7.943E+08	3.727E-03	-1.611E+02	4.139E+00	-7.147E+01	
1.000E+09	1.667E-02	-1.672E+02	3.308E+00	-7.525E+01	

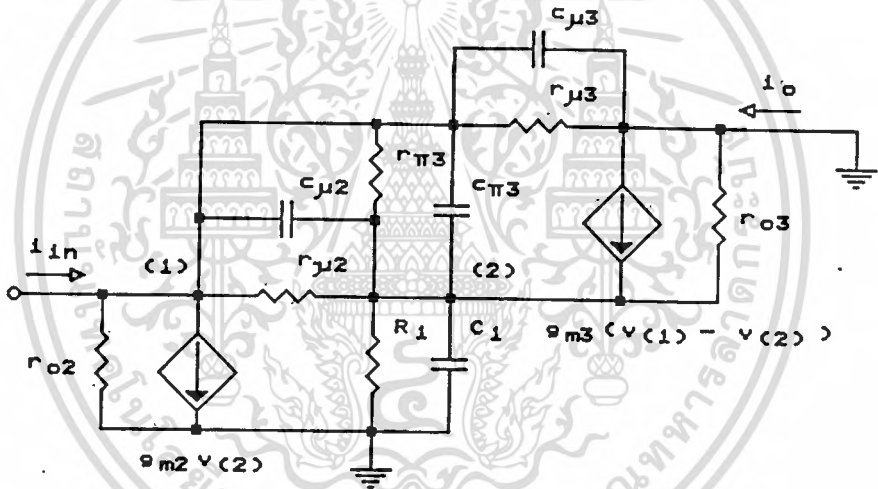
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

รายละเอียดการหาคคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสแบบต่างๆด้วยวิธีวิเคราะห์โหนด

ข.1 คุณสมบัติทางกระแสไฟสลบสัญญาณขนาดเล็ก (small signal) ของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson

ใช้วงจรเสมือนของทรานซิสเตอร์ในรูป 2.2 หาวงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ในรูป 2.10 แล้วต่อจุดสัญญาณออกกลางกราวด์นี้ เพื่อใช้หาอัตราขยายกระแสและความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าได้วงจรดังรูป ข.1.1



รูป ข.1.1 วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson เพื่อใช้หาอัตราขยายกระแสและความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า

เมื่อ

$$R_1 = r_{\pi 1} // \frac{1}{g_{m1}} // r_{o1} // r_{\pi 2}$$

$$C_1 = C_{\pi 1} + C_{\pi 2}$$

ใช้วิธีวิเคราะห์โหนด (node analysis) [17] สร้างสมการได้

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + \frac{1}{\Gamma_{o2}} + \frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} + \frac{1}{\Gamma_{\mu 3}} + s(C_{\pi 3} + C_{\mu 2} + C_{\mu 3}) & -\left(\frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + \frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2}\right) \\ -\left(\frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + \frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2}\right) & \frac{1}{R_1} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + \frac{1}{\Gamma_{o3}} + \frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} + s(C_1 + C_{\pi 3} + C_{\mu 2}) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V(1) \\ V(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{in} - g_{m2} V(2) \\ g_{m3}(V(1) - V(2)) \end{bmatrix}$$

ตัดเทอมที่มีผลต่อสมการน้อยและย้ายเทอมทางขวามือที่ขึ้นกับแรงดันโหนดต่างๆมาทางซ้ายได้

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2} + sC_{\mu 3} & -\left(-g_{m2} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2}\right) \\ -\left(g_{m3} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2}\right) & g_{m3} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_1 + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V(1) \\ V(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{in} \\ 0 \end{bmatrix}$$

(ข.1.1)

หาดีเทอร์มิแนนต์ (determinant,  $\Delta$ ) ของเมตริกซ์ Y ใน (ข.1.1) ได้

$$\begin{aligned}
\Delta &= \left( \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2} + sC_{\mu 3} \right) \left( g_{m3} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_1 + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2} \right) \\
&\quad - \left( g_{m3} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2} \right) \left( -g_{m2} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2} \right) \\
\Delta &= \left( \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2} + sC_{\mu 3} \right) g_{m3} + \left( \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2} + sC_{\mu 3} \right) \left( \frac{1}{R_1} \right) \\
&\quad + \left( \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2} + sC_{\mu 3} \right) \left( \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} \right) + \left( \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2} + sC_{\mu 3} \right) sC_1 \\
&\quad + \left( \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2} + sC_{\mu 3} \right) sC_{\pi 3} + \left( \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2} + sC_{\mu 3} \right) sC_{\mu 2} \\
&\quad + \left( g_{m3} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2} \right) g_{m2} - \left( g_{m3} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2} \right) \left( \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} \right) \\
&\quad - \left( g_{m3} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2} \right) sC_{\pi 3} - \left( g_{m3} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2} \right) sC_{\mu 2} \\
\Delta &= g_{m2}g_{m3} + \frac{1}{R_1\Gamma_{\pi 3}} + \frac{g_{m2}}{\Gamma_{\pi 3}} \\
&\quad + s \left[ g_{m3}c_{\mu 3} + \frac{1}{R_1}(c_{\pi 3} + c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}}(C_1 + c_{\mu 3}) + g_{m2}(c_{\pi 3} + c_{\mu 2}) \right] \\
&\quad + s^2 [C_1(c_{\pi 3} + c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) + c_{\pi 3}c_{\mu 3} + c_{\mu 2}c_{\mu 3}] \tag{ข.1.2}
\end{aligned}$$

จากรูป ข.1.1 แทนค่า  $\frac{1}{R_1} = g_{m1} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 1}} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 2}}$  และ  $C_1 = c_{\pi 1} + c_{\pi 2}$

ลงใน (ข.1.2) ได้

$$\begin{aligned}
\Delta &= g_{m2}g_{m3} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}}(g_{m1} + g_{m2}) + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} \left( \frac{1}{\Gamma_{\pi 1}} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 2}} \right) \\
&\quad + s [g_{m3}c_{\mu 3} + g_{m1}(c_{\pi 3} + c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) + \left( \frac{1}{\Gamma_{\pi 1}} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 2}} \right) (c_{\pi 3} + c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) \\
&\quad + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}}(c_{\pi 1} + c_{\pi 2} + c_{\mu 3}) + g_{m2}(c_{\pi 3} + c_{\mu 2})] \\
&\quad + s^2 [(c_{\pi 1} + c_{\pi 2})(c_{\pi 3} + c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) + c_{\pi 3}c_{\mu 3} + c_{\mu 2}c_{\mu 3}] \tag{ข.1.3}
\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อให้สมการดูง่ายขึ้นจะหาค่าประมาณของ  $\Delta$  จาก (ข.1.3) เนื่องจาก  $I_c$  ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีค่าใกล้เคียงกันมาก ดังนั้นคิดว่า  $g_m, \Gamma_\pi$  และ  $C_\pi$  ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีค่าเท่ากัน คือ

$$\begin{aligned} g_{m1} &\approx g_{m2} \approx g_{m3} = g_m \\ \Gamma_{\pi1} &\approx \Gamma_{\pi2} \approx \Gamma_{\pi3} = \Gamma_\pi \\ C_{\pi1} &\approx C_{\pi2} \approx C_{\pi3} = C_\pi \end{aligned} \quad (\text{ข.1.4})$$

ดังนั้นจาก (ข.1.3) ได้

$$\begin{aligned} \Delta = & g_m^2 + 2\frac{g_m}{\Gamma_\pi} + \frac{2}{\Gamma_\pi^2} \\ & + s \left[ 2g_m(c_\pi + c_{\mu2} + c_{\mu3}) + \frac{1}{\Gamma_\pi} (4c_\pi + 2c_{\mu2} + 3c_{\mu3}) \right] \\ & + s^2 [c_\pi(2c_\pi + 2c_{\mu2} + 3c_{\mu3}) + c_{\mu2}c_{\mu3}] \end{aligned}$$

ตัดเทอมที่มีผลต่อสมการน้อยได้

$$\begin{aligned} \Delta \approx & g_m^2 + 2\frac{g_m}{\Gamma_\pi} + s2g_m(c_\pi + c_{\mu2} + c_{\mu3}) \\ & + s^2 [c_\pi(2c_\pi + 2c_{\mu2} + 3c_{\mu3}) + c_{\mu2}c_{\mu3}] \end{aligned} \quad (\text{ข.1.5})$$

จาก (ข.1.1) หาแรงดันที่โหนด 1 และโหนด 2 ด้วยวิธี Cramer's rule [17]

$$V_{(1)} = \left\{ g_{m3} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{\Gamma_{\pi3}} + sC_1 + sC_{\pi3} + sC_{\mu2} \right\} \left\{ \frac{i_{in}}{\Delta} \right\} \quad (\text{ข.1.6})$$

$$V_{(2)} = \left\{ g_{m3} + \frac{1}{\Gamma_{\pi3}} + sC_{\pi3} + sC_{\mu2} \right\} \left\{ \frac{i_{in}}{\Delta} \right\} \quad (\text{ข.1.7})$$

จากรูป ข.1.1 กระแสออก ( $i_o$ ) คือ

$$\begin{aligned} i_o &= g_{m3}(v_{(1)} - v_{(2)}) - \left( \frac{1}{\Gamma_{\mu 3}} + sC_{\mu 3} \right) v_{(1)} - \left( \frac{1}{\Gamma_{o3}} \right) v_{(2)} \\ &\approx (g_{m3} - sC_{\mu 3}) v_{(1)} - g_{m3} v_{(2)} \end{aligned} \quad (\text{ข.1.8})$$

แทนค่า  $v_{(1)}$  จาก (ข.1.6) และ  $v_{(2)}$  จาก (ข.1.7) ลงใน (ข.1.8) ได้

$$\begin{aligned} i_o &= \left\{ (g_{m3} - sC_{\mu 3}) \left( g_{m3} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_1 + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2} \right) \right. \\ &\quad \left. - g_{m3} \left( g_{m3} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3} + sC_{\mu 2} \right) \right\} \left\{ \frac{i_{in}}{\Delta} \right\} \\ i_o &= \left\{ \frac{g_{m3}}{R_1} + s \left[ g_{m3} C_1 - c_{\mu 3} \left( g_{m3} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} \right) \right] \right. \\ &\quad \left. - s^2 c_{\mu 3} (C_1 + c_{\pi 3} + c_{\mu 2}) \right\} \left\{ \frac{i_{in}}{\Delta} \right\} \end{aligned} \quad (\text{ข.1.9})$$

แทนค่า  $\frac{1}{R_1} = g_{m1} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 1}} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 2}}$  และ  $C_1 = c_{\pi 1} + c_{\mu 2}$  ลงใน (ข.1.9)

$$\begin{aligned} i_o &= \left\{ g_{m1} g_{m3} + g_{m3} \left( \frac{1}{\Gamma_{\pi 1}} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 2}} \right) \right. \\ &\quad \left. + s \left[ g_{m3} (c_{\pi 1} + c_{\mu 2}) - c_{\mu 3} \left( g_{m3} + g_{m1} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 1}} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 2}} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} \right) \right] \right. \\ &\quad \left. - s^2 c_{\mu 3} (c_{\pi 1} + c_{\mu 2} + c_{\pi 3} + c_{\mu 2}) \right\} \left\{ \frac{i_{in}}{\Delta} \right\} \end{aligned} \quad (\text{ข.1.10})$$

ใช้ค่าประมาณจาก (ข.1.4) และ  $\Delta$  จาก (ข.1.5) แทนใน (ข.1.10) และตัดเทอมที่มีผลต่อสมการน้อยได้

$$\begin{aligned} \frac{i_o}{i_{in}} &= \left\{ g_m^2 + 2 \frac{g_m}{\Gamma_{\pi}} + s 2 g_m (c_{\pi} - c_{\mu 3}) - s^2 c_{\mu 3} (3c_{\pi} + c_{\mu 2}) \right\} / \\ &\quad \left\{ g_m^2 + 2 \frac{g_m}{\Gamma_{\pi}} + s 2 g_m (c_{\pi} + c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) \right. \\ &\quad \left. + s^2 [c_{\pi} (2c_{\pi} + 2c_{\mu 2} + 3c_{\mu 3}) + c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \right\} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นได้อัตราขยายกระแส ( $A_i$ ) คือ

$$A_i = \frac{i_o}{i_{in}} = \left\{ 1 + \frac{s2}{g_m + \frac{2}{r_x}} (c_\pi - c_{\mu3}) - \frac{s^2 c_{\mu3}}{g_m (g_m + \frac{2}{r_x})} (3c_\pi + c_{\mu2}) \right\} /$$

$$\left\{ 1 + \frac{s2}{g_m + \frac{2}{r_x}} (c_\pi + c_{\mu2} + c_{\mu3}) \right.$$

$$\left. + \frac{s^2}{g_m (g_m + \frac{2}{r_x})} [c_\pi (2c_\pi + 2c_{\mu2} + 3c_{\mu3}) + c_{\mu2} c_{\mu3}] \right\} \quad (\text{ข.1.11})$$

สมการ (ข.1.6) เป็นแรงดันที่โหนด 1 ซึ่งเป็นจุดสัญญาณเข้าดังนั้นได้ความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า ( $Z_{in}$ ) คือ

$$Z_{in} = \frac{v(1)}{i_{in}} = \left\{ g_{m3} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{r_{\pi3}} + s(C_1 + c_{\pi3} + c_{\mu2}) \right\} / \Delta \quad (\text{ข.1.12})$$

แทนค่า  $\Delta$  จาก (ข.1.5)  $1/R_1$  และ  $C_1$  และใช้ค่าประมาณจาก (ข.1.4)

$$Z_{in} \approx \left\{ 2g_m + \frac{3}{r_\pi} + s(3c_\pi + c_{\mu2}) \right\} / \left\{ g_m^2 + 2\frac{g_m}{r_\pi} \right.$$

$$\left. + s2g_m(c_\pi + c_{\mu2} + c_{\mu3}) \right.$$

$$\left. + s^2 [c_\pi (2c_\pi + 2c_{\mu2} + 3c_{\mu3}) + c_{\mu2} c_{\mu3}] \right\}$$

ตัดเทอมที่มีผลต่อสมการน้อยและจัดสมการใหม่ได้

$$Z_{in} = \left\{ \frac{2}{g_m + \frac{2}{r_x}} + \frac{s}{g_m (g_m + \frac{2}{r_x})} (3c_\pi + c_{\mu2}) \right\} /$$

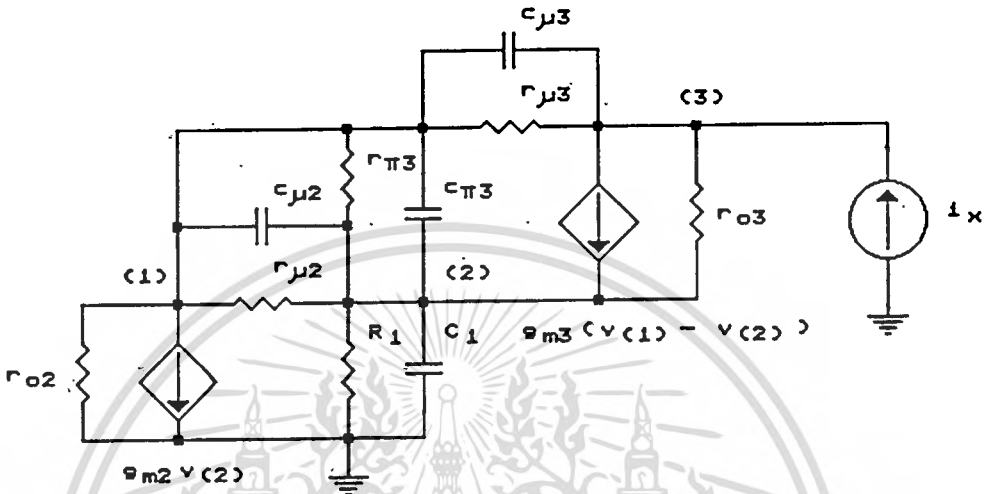
$$\left\{ 1 + \frac{s2}{g_m + \frac{2}{r_x}} (c_\pi + c_{\mu2} + c_{\mu3}) \right.$$

$$\left. + \frac{s^2}{g_m (g_m + \frac{2}{r_x})} [c_\pi (2c_\pi + 2c_{\mu2} + 3c_{\mu3}) + c_{\mu2} c_{\mu3}] \right\} \quad (\text{ข.1.13})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิพนธ์ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้วงจรในรูป ข.1.2 หาความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบ

Wilson



รูป ข.1.2 วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson เพื่อใช้หาความต้านทานที่จุดสัญญาณออก

ใช้วิธีวิเคราะห์โหนดสร้างสมการได้

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{r_{\pi 3}} + \frac{1}{r_{o 2}} + \frac{1}{r_{\mu 2}} + \frac{1}{r_{\mu 3}} + s(c_{\pi 3} + c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) & -\left(\frac{1}{r_{\pi 3}} + \frac{1}{r_{\mu 2}} + s c_{\pi 3} + s c_{\mu 2}\right) & -\left(\frac{1}{r_{\mu 3}} + s c_{\mu 3}\right) \\ -\left(\frac{1}{r_{\pi 3}} + \frac{1}{r_{\mu 2}} + s c_{\pi 3} + s c_{\mu 2}\right) & \frac{1}{R_1} + \frac{1}{r_{\pi 3}} + \frac{1}{r_{o 3}} + \frac{1}{r_{\mu 2}} + s(c_1 + c_{\pi 3} + c_{\mu 2}) & -\frac{1}{r_{o 3}} \\ -\left(\frac{1}{r_{\mu 3}} + s c_{\mu 3}\right) & -\frac{1}{r_{o 3}} & \frac{1}{r_{o 3}} + \frac{1}{r_{\mu 3}} + s c_{\mu 3} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{(1)} \\ v_{(2)} \\ v_{(3)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -g_{m 2} v_{(2)} \\ g_{m 3}(v_{(1)} - v_{(2)}) \\ i_x - g_{m 3}(v_{(1)} - v_{(2)}) \end{bmatrix} \quad \text{(ข.1.14)}$$

ตัดเทอมที่มีผลต่อสมการน้อยและย้ายเทอมทางขวามือที่ขึ้นกับแรงดันโหนดต่างๆ มาทางซ้ายแทนค่า  $R_1, C_1$  และใช้ค่าประมาณจาก (ข.1.4)

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\Gamma_{\pi}} + s(c_{\pi} + c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) & -\left(-g_m + \frac{1}{\Gamma_{\pi}} + sc_{\pi} + sc_{\mu 2}\right) & -\left(\frac{1}{\Gamma_{\mu 3}} + sc_{\mu 3}\right) \\ -\left(g_m + \frac{1}{\Gamma_{\pi}} + sc_{\pi} + sc_{\mu 2}\right) & 2g_m + \frac{3}{\Gamma_{\pi}} + s(3c_{\pi} + c_{\mu 2}) & -\frac{1}{\Gamma_{o3}} \\ -(-g_m + sc_{\mu 3}) & -g_m & \frac{1}{\Gamma_{o3}} + sc_{\mu 3} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{(1)} \\ V_{(2)} \\ V_{(3)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ i_x \end{bmatrix} \quad (\text{ข.1.15})$$

หาดีเทอร์มิแนนต์ ( $\Delta$ ) ของ (ข.1.15) ได้

$$\begin{aligned} \Delta &= \frac{2}{\Gamma_{\pi} \Gamma_{o3}} \left(g_m + \frac{1}{\Gamma_{\pi}}\right) + \frac{g_m}{\Gamma_{\mu 3}} \left(g_m + \frac{2}{\Gamma_{\pi}}\right) \\ &+ s[2g_m c_{\mu 3} \left(g_m + \frac{2}{\Gamma_{\pi}}\right) + 2\frac{g_m}{\Gamma_{o3}} (c_{\pi} + c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) \\ &+ \frac{2}{\Gamma_{\pi} \Gamma_{o3}} (2c_{\pi} + c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) + 2\frac{c_{\mu 3}}{\Gamma_{\pi}^2} + 2\frac{g_m}{\Gamma_{\mu 3}} (c_{\pi} - c_{\mu 3}) - 3\frac{c_{\mu 3}}{\Gamma_{\pi} \Gamma_{\mu 3}}] \\ &+ s^2[2g_m c_{\mu 3} (2c_{\pi} + c_{\mu 2}) + 2\frac{c_{\mu 3}}{\Gamma_{\pi}} (2c_{\pi} + c_{\mu 2}) + 2\frac{c_{\pi}}{\Gamma_{o3}} (c_{\pi} + c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) \\ &- \frac{c_{\mu 3}}{\Gamma_{\mu 3}} (3c_{\pi} + c_{\mu 2})] + s^3 2c_{\pi} c_{\mu 3} (c_{\pi} + c_{\mu 2}) \end{aligned} \quad (\text{ข.1.16})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิพนธ์ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัดเทอมที่มีผลต่อสมการน้อยได้คือเทอมมีแนทโดยประมาณ

$$\Delta \approx 2 \frac{g_m}{\Gamma_\pi \Gamma_{o3}} + \frac{g_m^2}{\Gamma_{\mu3}} + s 2g_m \left[ c_{\mu3} \left( g_m + \frac{2}{\Gamma_\pi} \right) + \frac{1}{\Gamma_{o3}} (c_\pi + c_{\mu2} + c_{\mu3}) \right] + s^2 2g_m c_{\mu3} (2c_\pi + c_{\mu2}) + s^3 2c_\pi c_{\mu3} (c_\pi + c_{\mu2}) \quad (\text{ข.1.17})$$

จากรูป ข.1.2 และสมการ (ข.1.15) หาแรงดันที่โหนด 3 ได้

$$V_{(3)} = \left\{ \left[ \frac{1}{\Gamma_\pi} + s(c_\pi + c_{\mu2} + c_{\mu3}) \right] \left[ 2g_m + \frac{3}{\Gamma_\pi} + s(3c_\pi + c_{\mu2}) \right] - \left[ g_m + \frac{1}{\Gamma_\pi} + sc_\pi + sc_{\mu2} \right] \left[ -g_m + \frac{1}{\Gamma_\pi} + sc_\pi + sc_{\mu2} \right] \right\} \left\{ \frac{i_x}{\Delta} \right\} \quad (\text{ข.1.18})$$

และความต้านทานที่จุดสัญญาณออก ( $Z_o$ ) คือ

$$Z_o = \frac{V_{(3)}}{i_x}$$

ดังนั้น

$$Z_o = \left\{ g_m^2 + 2 \frac{g_m}{\Gamma_\pi} + \frac{2}{\Gamma_\pi^2} + s \left[ 2g_m (c_\pi + c_{\mu2} + c_{\mu3}) + \frac{1}{\Gamma_\pi} (4c_\pi + 2c_{\mu2} + 3c_{\mu3}) \right] + s^2 (2c_\pi^2 + 2c_\pi c_{\mu2} + 3c_\pi c_{\mu3} + c_{\mu2} c_{\mu3}) \right\} \left\{ \frac{1}{\Delta} \right\} \quad (\text{ข.1.19})$$

จาก (ข.1.19) ตัดเทอมที่มีผลต่อสมการน้อยและแทนค่า  $\Delta$  จาก (ข.1.17) ได้

$$Z_o = \left\{ g_m^2 + s 2g_m (c_\pi + c_{\mu2} + c_{\mu3}) + s^2 [c_\pi (2c_\pi + 2c_{\mu2} + 3c_{\mu3}) + c_{\mu2} c_{\mu3}] \right\} / \left\{ 2 \frac{g_m}{\Gamma_\pi \Gamma_{o3}} + \frac{g_m^2}{\Gamma_{\mu3}} + s 2g_m \left[ c_{\mu3} \left( g_m + \frac{2}{\Gamma_\pi} \right) + \frac{1}{\Gamma_{o3}} (c_\pi + c_{\mu2} + c_{\mu3}) \right] + s^2 2g_m c_{\mu3} (2c_\pi + c_{\mu2}) + s^3 2c_\pi c_{\mu3} (c_\pi + c_{\mu2}) \right\} \quad (\text{ข.1.20})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้

$$R_x = \frac{1}{\frac{2}{g_m \Gamma_\pi \Gamma_{o3}} + \frac{1}{\Gamma_{\mu3}}}$$

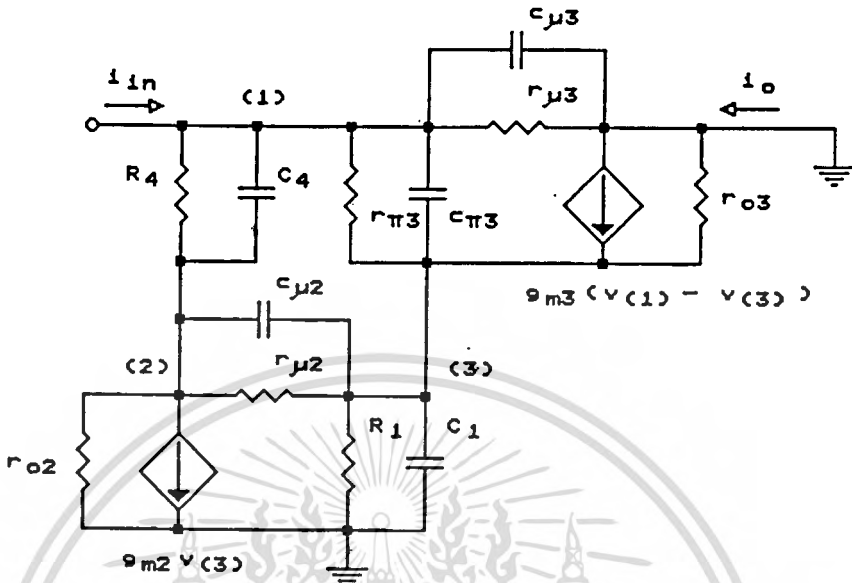
จาก (ข.1.20) จัดให้อยู่ในเทอมของ  $R_x$  ได้

$$\begin{aligned} Z_o = & \left\{ R_x + s2 \frac{R_x}{g_m} (c_\pi + c_{\mu2} + c_{\mu3}) + s^2 \frac{R_x}{g_m^2} [c_\pi (2c_\pi + 2c_{\mu2} + 3c_{\mu3}) + c_{\mu2} c_{\mu3}] \right. \\ & \left. \left\{ 1 + s2 \frac{R_x}{g_m} \left[ c_{\mu3} \left( g_m + \frac{2}{\Gamma_\pi} \right) + \frac{1}{\Gamma_{o3}} (c_\pi + c_{\mu2} + c_{\mu3}) \right] \right. \right. \\ & \left. \left. + s^2 2 \frac{R_x}{g_m} c_{\mu3} (2c_\pi + c_{\mu2}) + s^3 2 \frac{R_x}{g_m^2} c_\pi c_{\mu3} (c_\pi + c_{\mu2}) \right\} \right\} \quad (\text{ข.1.21}) \end{aligned}$$

## ข.2 คุณสมบัติทางกระแสไฟสลับสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์

### 4 ตัว

ใช้วงจรเสมือนของทรานซิสเตอร์ในรูป 2.2 หาวงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัวในรูป 2.14 แล้วต่อจุดสัญญาณออกลงกราวด์เพื่อใช้หาอัตราขยายกระแสและความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าได้วงจรดังรูป ข.2.1



รูป ข.2.1 วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัวเพื่อใช้หา อัตราขยายกระแสและความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า

เมื่อ

$$R_1 = r_{\pi 1} // \frac{1}{g_{m1}} // r_{o1} // r_{\pi 2}$$

$$C_1 = C_{\pi 1} + C_{\pi 2}$$

$$R_4 = r_{\pi 4} // \frac{1}{g_{m4}} // r_{o4}$$

$$C_4 = C_{\pi 4}$$

เนื่องจากกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีค่าใกล้เคียงกันมาก ดังนั้นให้  $g_m, r_{\pi}$  และ  $C_{\pi}$  ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีค่าเท่ากัน ใช้วิธีวิเคราะห์โหนดสร้างสมการได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_4} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + \frac{1}{\Gamma_{\mu 3}} + s(C_4 + c_{\pi 3} + c_{\mu 3}) & -\left(\frac{1}{R_4} + sC_4\right) & -\left(\frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3}\right) \\ -\left(\frac{1}{R_4} + sC_4\right) & \frac{1}{R_4} + \frac{1}{\Gamma_{o2}} + \frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} + s(C_4 + c_{\mu 2}) & -\left(\frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} + sC_{\mu 2}\right) \\ -\left(\frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + sC_{\pi 3}\right) & -\left(\frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} + sC_{\mu 2}\right) & \frac{1}{R_1} + \frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} + \frac{1}{\Gamma_{o3}} + \frac{1}{\Gamma_{\pi 3}} + s(C_1 + c_{\pi 3} + c_{\mu 2}) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{(1)} \\ V_{(2)} \\ V_{(3)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{in} \\ -g_{m2} V_{(3)} \\ g_{m3} (V_{(1)} - V_{(3)}) \end{bmatrix} \quad (\text{ข.2.1})$$

แทนค่า  $R_1, R_4, C_1, C_4$  และตัดเทอมที่มีผลต่อสมการน้อย แล้วย้ายเทอมที่ขึ้นกับ  
แรงดันโหนดมาทางซ้ายของสมการได้

$$\begin{bmatrix} g_m + \frac{2}{\Gamma_{\pi}} + s(2c_{\pi} + c_{\mu 3}) & -\left(g_m + \frac{1}{\Gamma_{\pi}} + sC_{\pi}\right) & -\left(\frac{1}{\Gamma_{\pi}} + sC_{\pi}\right) \\ -\left(g_m + \frac{1}{\Gamma_{\pi}} + sC_{\pi}\right) & g_m + \frac{1}{\Gamma_{\pi}} + s(c_{\pi} + c_{\mu 2}) & -(-g_m + sC_{\mu 2}) \\ -\left(g_m + \frac{1}{\Gamma_{\pi}} + sC_{\pi}\right) & -\left(\frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} + sC_{\mu 2}\right) & 2g_m + \frac{3}{\Gamma_{\pi}} + s(3c_{\pi} + c_{\mu 2}) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{(1)} \\ V_{(2)} \\ V_{(3)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{in} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ข.2.2})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาคิเทอมิแนนท์ ( $\Delta$ ) ได้

$$\begin{aligned}
 \Delta = & g_m^3 + 3\frac{g_m^2}{\Gamma_\pi} + 4\frac{g_m}{\Gamma_\pi^2} + \frac{2}{\Gamma_\pi^3} + \frac{g_m}{\Gamma_\pi\Gamma_{\mu 2}} + \frac{g_m^2}{\Gamma_{\mu 2}} - \frac{1}{\Gamma_\pi^2\Gamma_{\mu 2}} \\
 & + s\{g_m^2(3c_\pi + 2c_{\mu 2} + 2c_{\mu 3}) \\
 & + g_m\left[\frac{1}{\Gamma_\pi}(8c_\pi + 6c_{\mu 2} + 5c_{\mu 3}) + \frac{1}{\Gamma_{\mu 2}}(c_\pi - c_{\mu 2} + c_{\mu 3})\right] \\
 & + \frac{1}{\Gamma_\pi^2}(6c_\pi + 4c_{\mu 2} + 3c_{\mu 3}) - \frac{2}{\Gamma_\pi\Gamma_{\mu 2}}(c_\pi + c_{\mu 2})\} \\
 & + s^2\{g_m(4c_\pi^2 + 6c_\pi c_{\mu 2} + 5c_\pi c_{\mu 3} + 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}) \\
 & + \frac{1}{\Gamma_\pi}(3c_\pi^2 + 4c_\pi c_{\mu 2} + 6c_\pi c_{\mu 3} + 4c_{\mu 2} c_{\mu 3} - c_{\mu 2}^2) \\
 & - \frac{1}{\Gamma_{\mu 2}}(c_\pi^2 + 2c_\pi c_{\mu 2} + c_{\mu 2} c_{\mu 3})\} \\
 & + s^3(2c_\pi^3 + 4c_\pi^2 c_{\mu 2} + 3c_\pi^2 c_{\mu 3} + 4c_\pi c_{\mu 2} c_{\mu 3}) \quad (\text{ข.2.3})
 \end{aligned}$$

จาก (ข.2.3) เมื่อตัดเทอมที่มีผลต่อสมการน้อยได้

$$\begin{aligned}
 \Delta \approx & g_m^3 + 3\frac{g_m^2}{\Gamma_\pi} + sg_m^2(3c_\pi + 2c_{\mu 2} + 2c_{\mu 3}) \\
 & + s^2g_m[c_\pi(4c_\pi + 6c_{\mu 2} + 5c_{\mu 3}) + 4c_{\mu 2}c_{\mu 3}] \\
 & + s^3c_\pi[c_\pi(2c_\pi + 4c_{\mu 2} + 3c_{\mu 3}) + 4c_{\mu 2}c_{\mu 3}] \quad (\text{ข.2.4})
 \end{aligned}$$

จากรูป ข.2.1 และสมการ (ข.2.2) หาแรงดันที่โหนด 1 ได้

$$\begin{aligned}
 v_{(1)} = & \left\{ \left[ g_m + \frac{1}{\Gamma_\pi} + s(c_\pi + c_{\mu 2}) \right] \left[ 2g_m + \frac{3}{\Gamma_\pi} + s(3c_\pi + c_{\mu 2}) \right] \right. \\
 & \left. - \left( \frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} + sc_{\mu 2} \right) (-g_m + sc_{\mu 2}) \right\} \left\{ \frac{i_{in}}{\Delta} \right\} \quad (\text{ข.2.5})
 \end{aligned}$$

กระจายเทอมใน (ข.2.5) ออกได้เป็น

$$\begin{aligned}
 v_{(1)} = & \left\{ 2g_m^2 + 5\frac{g_m}{\Gamma_\pi} + \frac{3}{\Gamma_\pi^2} + \frac{g_m}{\Gamma_{\mu 2}} \right. \\
 & + s \left[ g_m(5c_\pi + 4c_{\mu 2}) + \frac{1}{\Gamma_\pi}(6c_\pi + 4c_{\mu 2}) - \frac{c_{\mu 2}}{\Gamma_{\mu 2}} \right] \\
 & \left. + s^2 c_\pi(3c_\pi + 4c_{\mu 2}) \right\} \left\{ \frac{i_{in}}{\Delta} \right\} \quad (ข.2.6)
 \end{aligned}$$

จาก (ข.2.6) ตัดเทอมที่มีผลต่อสมการน้อยได้

$$v_{(1)} \approx \left\{ 2g_m^2 + 5\frac{g_m}{\Gamma_\pi} + sg_m(5c_\pi + 4c_{\mu 2}) + s^2 c_\pi(3c_\pi + 4c_{\mu 2}) \right\} \left\{ \frac{i_{in}}{\Delta} \right\} \quad (ข.2.7)$$

จากรูป ข.2.1 และสมการ (ข.2.2) หาแรงดันที่โหนด 3 ได้

$$\begin{aligned}
 v_{(3)} = & \left\{ \left[ g_m + \frac{1}{\Gamma_\pi} + sc_\pi \right] \left[ \frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} + sc_{\mu 2} \right] + \left[ g_m + \frac{1}{\Gamma_\pi} + sc_\pi \right] \right. \\
 & \left. \left[ g_m + \frac{1}{\Gamma_\pi} + s(c_\pi + c_{\mu 2}) \right] \right\} \left\{ \frac{i_{in}}{\Delta} \right\} \quad (ข.2.8)
 \end{aligned}$$

กระจายเทอมใน (ข.2.8) ออกได้

$$\begin{aligned}
 v_{(3)} = & \left\{ g_m^2 + 2\frac{g_m}{\Gamma_\pi} + \frac{1}{\Gamma_\pi^2} + \frac{g_m}{\Gamma_{\mu 2}} + \frac{1}{\Gamma_\pi \Gamma_{\mu 2}} \right. \\
 & + s \left[ 2g_m(c_\pi + c_{\mu 2}) + \frac{2}{\Gamma_\pi}(c_\pi + c_{\mu 2}) + \frac{c_\pi}{\Gamma_{\mu 2}} \right] \\
 & \left. + s^2 c_\pi(c_\pi + 2c_{\mu 2}) \right\} \left\{ \frac{i_{in}}{\Delta} \right\} \quad (ข.2.9)
 \end{aligned}$$

จาก (ข.2.9) ตัดเทอมที่มีผลต่อสมการน้อยได้

$$v_{(3)} \approx \left\{ g_m^2 + 2\frac{g_m}{\Gamma_\pi} + s2g_m(c_\pi + c_{\mu 2}) + s^2 c_\pi(c_\pi + 2c_{\mu 2}) \right\} \left\{ \frac{i_{in}}{\Delta} \right\} \quad (ข.2.10)$$

จากรูป ข.2.1 กระแสออก ( $i_o$ ) คือ

$$\begin{aligned} i_o &= g_m(v_{(1)} - v_{(3)}) - \left( \frac{1}{\Gamma_{\mu 3}} + s c_{\mu 3} \right) v_{(1)} - \left( \frac{1}{\Gamma_{\rho 3}} \right) v_{(3)} \\ &\approx (g_m - s c_{\mu 3}) v_{(1)} - g_m v_{(3)} \end{aligned} \quad (\text{ข.2.11})$$

แทนค่า  $v_{(1)}$  จาก (ข.2.7) และ  $v_{(3)}$  จาก (ข.2.10) ใน (ข.2.11) ได้

$$\begin{aligned} i_o &= \left\{ g_m^3 + 3 \frac{g_m^2}{\Gamma_{\pi}} + s \left[ g_m^2 (3c_{\pi} + 2c_{\mu 2} - 2c_{\mu 3}) - 5g_m \frac{c_{\mu 3}}{\Gamma_{\pi}} \right] \right. \\ &\quad \left. + s^2 g_m [c_{\pi} (2c_{\pi} + 2c_{\mu 2} - 5c_{\mu 3}) - 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \right. \\ &\quad \left. - s^3 c_{\pi} c_{\mu 3} (3c_{\pi} + 4c_{\mu 2}) \right\} \left\{ \frac{i_{in}}{\Delta} \right\} \end{aligned} \quad (\text{ข.2.12})$$

หาค่าโดยประมาณของ (ข.2.12) และแทน  $\Delta$  จาก (ข.2.4) ได้ อัตรขยาย

กระแส ( $A_1$ ) คือ

$$\begin{aligned} A_1 = \frac{i_o}{i_{in}} &= \left\{ g_m^3 + 3 \frac{g_m^2}{\Gamma_{\pi}} + s g_m^2 (3c_{\pi} + 2c_{\mu 2} - 2c_{\mu 3}) \right. \\ &\quad \left. + s^2 g_m [c_{\pi} (2c_{\pi} + 2c_{\mu 2} - 5c_{\mu 3}) - 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \right. \\ &\quad \left. - s^3 c_{\pi} c_{\mu 3} (3c_{\pi} + 4c_{\mu 2}) \right\} / \\ &\quad \left\{ g_m^3 + 3 \frac{g_m^2}{\Gamma_{\pi}} + s g_m^2 (3c_{\pi} + 2c_{\mu 2} + 2c_{\mu 3}) \right. \\ &\quad \left. + s^2 g_m [c_{\pi} (4c_{\pi} + 6c_{\mu 2} + 5c_{\mu 3}) + 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \right. \\ &\quad \left. + s^3 c_{\pi} [c_{\pi} (2c_{\pi} + 4c_{\mu 2} + 3c_{\mu 3}) + 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \right\} \end{aligned} \quad (\text{ข.2.13})$$

$$\begin{aligned}
A_1 = & \left\{ 1 + \frac{s}{g_m + \frac{3}{r_x}} (3c_\pi + 2c_{\mu 2} - 2c_{\mu 3}) \right. \\
& + \frac{s^2}{g_m \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} [c_\pi (2c_\pi + 2c_{\mu 2} - 5c_{\mu 3}) - 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \\
& - s^3 c_\pi \frac{c_{\mu 3}}{g_m^2 \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} (3c_\pi + 4c_{\mu 2}) \left. \right\} / \\
& \left\{ 1 + \frac{s}{g_m + \frac{3}{r_x}} (3c_\pi + 2c_{\mu 2} + 2c_{\mu 3}) \right. \\
& + \frac{s^2}{g_m \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} [c_\pi (4c_\pi + 6c_{\mu 2} + 5c_{\mu 3}) + 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \\
& + s^3 \frac{c_\pi}{g_m^2 \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} [c_\pi (2c_\pi + 4c_{\mu 2} + 3c_{\mu 3}) + 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \left. \right\} \quad (\text{ข.2.14})
\end{aligned}$$

สมการ (ข.2.7) เป็นแรงดันที่โหนด 1 ซึ่งเป็นจุดสัญญาณเข้า ดังนั้นได้ความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า ( $Z_{in}$ ) คือ

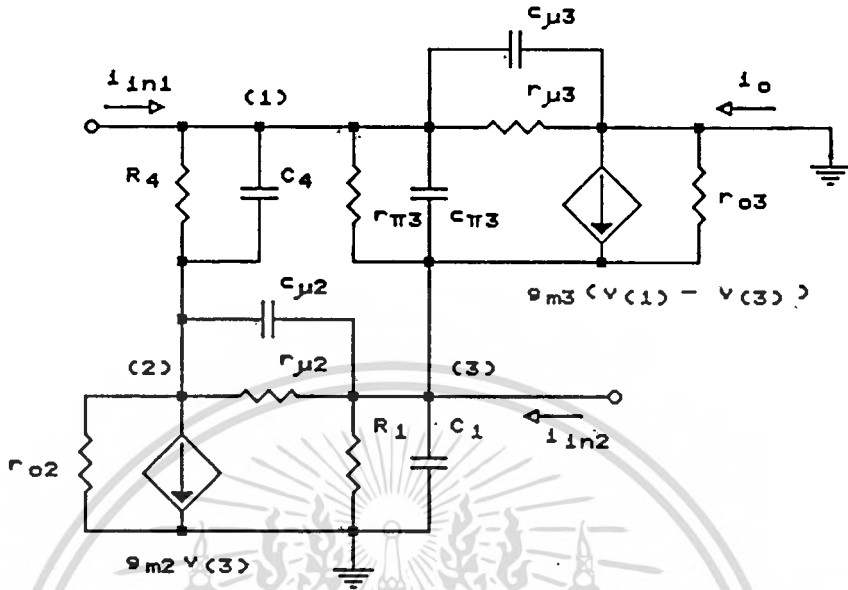
$$\begin{aligned}
Z_{in} = \frac{V_{(1)}}{i_{in}} = & \left\{ 2g_m^2 + 5\frac{g_m}{r_x} + sg_m(5c_\pi + 4c_{\mu 2}) \right. \\
& + s^2 c_\pi (3c_\pi + 4c_{\mu 2}) \left. \right\} / \left\{ g_m^3 + 3\frac{g_m^2}{r_x} \right. \\
& + sg_m^2 (3c_\pi + 2c_{\mu 2} + 2c_{\mu 3}) \\
& + s^2 g_m [c_\pi (4c_\pi + 6c_{\mu 2} + 5c_{\mu 3}) + 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \\
& + s^3 c_\pi [c_\pi (2c_\pi + 4c_{\mu 2} + 3c_{\mu 3}) + 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \left. \right\}
\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 Z_{in} = & \left\{ \frac{2g_m + \frac{5}{r_x}}{g_m \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} + \frac{s}{g_m \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} (5c_\pi + 4c_{\mu 2}) \right. \\
 & + s^2 \frac{c_\pi}{g_m^2 \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} (3c_\pi + 4c_{\mu 2}) \left. \right\} / \left\{ 1 + \frac{s}{g_m + \frac{3}{r_x}} (3c_\pi + 2c_{\mu 2} + 2c_{\mu 3}) \right. \\
 & + \frac{s^2}{g_m \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} [c_\pi (4c_\pi + 6c_{\mu 2} + 5c_{\mu 3}) + 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \\
 & \left. + s^3 \frac{c_\pi}{g_m^2 \left( g_m + \frac{3}{r_x} \right)} [c_\pi (2c_\pi + 4c_{\mu 2} + 3c_{\mu 3}) + 4c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \right\} \quad (ข.2.15)
 \end{aligned}$$

### ข.3 คุณสมบัติทางกระแสโพลีสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้าแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว

ใช้วงจรเสมือนของทรานซิสเตอร์ในรูป 2.2 หาวงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้าแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว ในรูป 2.18 แล้วต่อจุดสัญญาณออกกลางกราวด์นี้ เพื่อใช้หาอัตราขยายกระแส และความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้าได้ วงจรดังรูป ข.3.1



รูป ข.3.1 วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสความแตกต่างสองสัญญาณเข้าแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว เพื่อใช้หาอัตราขยายกระแสและความต้านทานที่จุดสัญญาณเข้า

เมื่อ

$$R_1 = r_{\pi 1} // \frac{1}{g_{m1}} // r_{o1} // r_{\pi 2}$$

$$C_1 = C_{\pi 1} + C_{\pi 2}$$

$$R_4 = r_{\pi 4} // \frac{1}{g_{m4}} // r_{o4}$$

$$C_4 = C_{\pi 4}$$

เนื่องจากวงจรเป็นวงจรเดียวกับในหัวข้อ ข.2 เพียงแต่เพิ่มกระแสเข้า  $i_{in2}$  ที่ โหนด 3 ดังนั้นอัตราขยายกระแส  $i_o$  ต่อ  $i_{in1}$  และความต้านทานจุดสัญญาณเข้าที่ โหนด 1 ได้หาไว้แล้วในหัวข้อ ข.2 พิจารณาอัตราขยายกระแสของ  $i_o$  ต่อ  $i_{in2}$  และความต้านทานจุดสัญญาณเข้าที่ โหนด 3 จากรูป ข.3.1 และ (ข.2.2) สร้างสมการได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} g_m + \frac{2}{\Gamma_\pi} + s(2c_\pi + c_{\mu 3}) & -\left(g_m + \frac{1}{\Gamma_\pi} + sc_\pi\right) & -\left(\frac{1}{\Gamma_\pi} + sc_\pi\right) \\ -\left(g_m + \frac{1}{\Gamma_\pi} + sc_\pi\right) & g_m + \frac{1}{\Gamma_\pi} + s(c_\pi + c_{\mu 2}) & -(-g_m + sc_{\mu 2}) \\ -\left(g_m + \frac{1}{\Gamma_\pi} + sc_\pi\right) & -\left(\frac{1}{\Gamma_{\mu 2}} + sc_{\mu 2}\right) & 2g_m + \frac{3}{\Gamma_\pi} + s(3c_\pi + c_{\mu 2}) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{(1)} \\ v_{(2)} \\ v_{(3)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ i_{in2} \end{bmatrix} \quad (ข.3.1)$$

และดีเทอร์มิแนนท์ ( $\Delta$ ) เป็นค่าเดียวกับ (ข.2.4) จาก (ข.3.1) หาแรงดันที่

โหนด 1 และโหนด 3 ได้เป็น (ข.3.2) และ (ข.3.3) ตามลำดับ

$$v_{(1)} = \left\{ -g_m^2 + \frac{1}{\Gamma_\pi^2} + s \left[ g_m c_{\mu 2} + \frac{2}{\Gamma_\pi} (c_\pi + c_{\mu 2}) \right] + s^2 c_\pi (c_\pi + 2c_{\mu 2}) \right\} \left\{ \frac{i_{in2}}{\Delta} \right\} \quad (ข.3.2)$$

$$v_{(3)} = \left\{ \frac{g_m}{\Gamma_\pi} + \frac{1}{\Gamma_\pi^2} + s \left[ g_m (c_\pi + c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) + \frac{1}{\Gamma_\pi} (2c_\pi + 2c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) \right] + s^2 [c_\pi (c_\pi + 2c_{\mu 2} + c_{\mu 3}) + c_{\mu 2} c_{\mu 3}] \right\} \left\{ \frac{i_{in2}}{\Delta} \right\} \quad (ข.3.3)$$

จากรูป ข.3.1 กระแสออก ( $i_o$ ) คือ

$$\begin{aligned} i_o &= g_m (v_{(1)} - v_{(3)}) - \left( \frac{1}{\Gamma_{\mu 3}} + sc_{\mu 3} \right) v_{(1)} - \left( \frac{1}{\Gamma_{o3}} \right) v_{(3)} \\ i_o &\approx (g_m - sc_{\mu 3}) v_{(1)} - g_m v_{(3)} \end{aligned} \quad (ข.3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า  $v_{(1)}$  จาก (ข.3.2)  $v_{(3)}$  จาก (ข.3.3) และ  $\Delta$  จาก (ข.2.4) ลงใน (ข.3.4) หาอัตราขยายกระแสได้

$$\begin{aligned}
 A_{12} &= \frac{i_o}{i_{in2}} = -\left\{g_m^3 + \frac{g_m^2}{\Gamma_\pi} + sg_m \left(g_m c_\pi + \frac{c_{\mu3}}{\Gamma_\pi}\right) \right. \\
 &\quad \left. + s^2 \left[ g_m c_{\mu3} (c_\pi + 2c_{\mu2}) + 2 \frac{c_{\mu3}}{\Gamma_\pi} (c_\pi + c_{\mu2}) \right] \right. \\
 &\quad \left. + s^3 c_\pi c_{\mu3} (c_\pi + 2c_{\mu2}) \right\} / \\
 &\quad \left\{ g_m^3 + 3 \frac{g_m^2}{\Gamma_\pi} + sg_m^2 (3c_\pi + 2c_{\mu2} + 2c_{\mu3}) \right. \\
 &\quad \left. + s^2 g_m [c_\pi (4c_\pi + 6c_{\mu2} + 5c_{\mu3}) + 4c_{\mu2} c_{\mu3}] \right. \\
 &\quad \left. + s^3 c_\pi [c_\pi (2c_\pi + 4c_{\mu2} + 3c_{\mu3}) + 4c_{\mu2} c_{\mu3}] \right\} \\
 A_{12} &= -\left\{ \frac{g_m + \frac{1}{r_x}}{g_m + \frac{3}{r_x}} + \frac{s}{g_m \left(g_m + \frac{3}{r_x}\right)} \left(g_m c_\pi + \frac{c_{\mu3}}{\Gamma_\pi}\right) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{s^2}{g_m^2 \left(g_m + \frac{3}{r_x}\right)} \left[ g_m c_{\mu3} (c_\pi + 2c_{\mu2}) + 2 \frac{c_{\mu3}}{\Gamma_\pi} (c_\pi + c_{\mu2}) \right] \right. \\
 &\quad \left. + \frac{s^3 c_\pi c_{\mu3}}{g_m^2 \left(g_m + \frac{3}{r_x}\right)} (c_\pi + 2c_{\mu2}) \right\} / \\
 &\quad \left\{ 1 + \frac{s}{g_m + \frac{3}{r_x}} (3c_\pi + 2c_{\mu2} + 2c_{\mu3}) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{s^2}{g_m \left(g_m + \frac{3}{r_x}\right)} [c_\pi (4c_\pi + 6c_{\mu2} + 5c_{\mu3}) + 4c_{\mu2} c_{\mu3}] \right. \\
 &\quad \left. + \frac{s^3 c_\pi}{g_m^2 \left(g_m + \frac{3}{r_x}\right)} [c_\pi (2c_\pi + 4c_{\mu2} + 3c_{\mu3}) + 4c_{\mu2} c_{\mu3}] \right\}
 \end{aligned}$$

(ข.3.5)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ (ข.3.3) เป็นแรงดันที่โหนด 3 ซึ่งเป็นจุดลัดเข้ามาของ  $i_{in2}$  ดังนั้นได้ความต้านทานที่จุดลัดเข้ามาคือ

$$\begin{aligned}
 Z_{in2} &= \frac{V(3)}{i_{in2}} = \left\{ \frac{g_m}{\Gamma_\pi} + \frac{1}{\Gamma_\pi^2} \right. \\
 &\quad + s \left[ g_m (c_\pi + c_{\mu2} + c_{\mu3}) + \frac{1}{\Gamma_\pi} (2c_\pi + 2c_{\mu2} + c_{\mu3}) \right] \\
 &\quad \left. + s^2 [c_\pi (c_\pi + 2c_{\mu2} + c_{\mu3}) + c_{\mu2} c_{\mu3}] \right\} / \\
 &\quad \left\{ g_m^3 + 3 \frac{g_m^2}{\Gamma_\pi} + s g_m^2 (3c_\pi + 2c_{\mu2} + 2c_{\mu3}) \right. \\
 &\quad \left. + s^2 g_m [c_\pi (4c_\pi + 6c_{\mu2} + 5c_{\mu3}) + 4c_{\mu2} c_{\mu3}] \right. \\
 &\quad \left. + s^3 c_\pi [c_\pi (2c_\pi + 4c_{\mu2} + 3c_{\mu3}) + 4c_{\mu2} c_{\mu3}] \right\} \\
 Z_{in2} &= \left\{ \frac{1}{g_m^2 \Gamma_\pi} \left( g_m + \frac{1}{\Gamma_\pi} \right) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{s}{g_m^2 \left( g_m + \frac{3}{\Gamma_\pi} \right)} \left[ g_m (c_\pi + c_{\mu2} + c_{\mu3}) + \frac{1}{\Gamma_\pi} (2c_\pi + 2c_{\mu2} + c_{\mu3}) \right] \right. \\
 &\quad \left. + \frac{s^2}{g_m^2 \left( g_m + \frac{3}{\Gamma_\pi} \right)} [c_\pi (c_\pi + 2c_{\mu2} + c_{\mu3}) + c_{\mu2} c_{\mu3}] \right\} / \\
 &\quad \left\{ 1 + \frac{s}{g_m + \frac{3}{\Gamma_\pi}} (3c_\pi + 2c_{\mu2} + 2c_{\mu3}) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{s^2}{g_m \left( g_m + \frac{3}{\Gamma_\pi} \right)} [c_\pi (4c_\pi + 6c_{\mu2} + 5c_{\mu3}) + 4c_{\mu2} c_{\mu3}] \right. \\
 &\quad \left. + \frac{s^3 c_\pi}{g_m^2 \left( g_m + \frac{3}{\Gamma_\pi} \right)} [c_\pi (2c_\pi + 4c_{\mu2} + 3c_{\mu3}) + 4c_{\mu2} c_{\mu3}] \right\} \quad (\text{ข.3.6})
 \end{aligned}$$

ภาคผนวก ค  
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

ภาคผนวกนี้เป็นการรวบรวมผลงานวิจัยที่ผู้เขียนได้มีส่วนร่วมในการวิจัยขณะที่ศึกษาอยู่ในระดับปริญญาโทและได้รับการตีพิมพ์ในวารสารระดับนานาชาติ คือ

1. S. Pookaiyudom and K. Samootrut, "Current-mirror phase - shifter oscillator", *Electron. Lett.*, vol.23, pp.21-23, 1987.
2. S. Pookaiyudom, K. Samootrut and W. Kurutach, "Current-mirrors RC-oscillators", *Int.J.Electron.*, vol.62, pp.803-808, 1987.
3. S. Pookaiyudom and K. Samootrut, "A differential-current electronically-variable current-mirror phase-shifter", *Int.J.Electron.*, vol.65, pp.59-65, 1988.
4. S. Pookaiyudom and K. Samootrut, "Efficient circuit implementations of current conveyors, negative impedance converters and nonlinear impedance converters using operational transconductance amplifiers", *Int.J.Electron.*, vol.64, pp.941-945, 1988.



## CURRENT-MIRROR PHASE-SHIFTER OSCILLATOR

*Indexing terms: Circuit theory and design, Oscillators*

Recently proposed differential current mirrors have been used to realise phase-shifter circuits. Two of these phase-shifters are then cascaded to form a high-performance sinusoidal oscillator, where all active functional blocks are current mirrors.

**Introduction:** Recently, a differential current mirror (DCM) configuration has been proposed,<sup>1,2</sup> having both the usual noninverting input and an inverting input, where the output current is the difference between the noninverting and the inverting input currents. A singular salient property of this new current mirror (CM) is that the input resistance at the inverting input is very low—of the order of  $r_e/\beta$ , where  $r_e$  is the usual dynamic resistance associated with a forward-biased pn junction and  $\beta$  is the common-emitter current gain. Such low input resistance and the ability to invert current offer several novel and economical circuit applications for DCMs.

This letter proposes a new high-performance current-mode phase-shifter using only a single DCM. The resulting phase-shifters are then cascaded to form a sinusoidal oscillator, using two additional conventional unity current ratio CMs to supply the required loop gain as well as to isolate the output load from the oscillation path.

**Phase-shifter circuit:** Fig. 1 shows the new current-mode phase-shifter, where  $Q_1$  to  $Q_4$  form the DCM.<sup>1</sup> It can be readily shown that the current flowing through  $R$  into the ( $Q_1$ ,  $Q_3$ ) branch and through  $C$  into the emitter of  $Q_2$  are of the lowpass and highpass forms, respectively, where the angular 3 dB frequencies are given by  $1/C(R + 2r_e)$ . Therefore, the output current  $i_o$  can be written as

$$i_o = i_{LP} - i_{HP} = i_i \{ (1 - ST) / (1 + ST) \} \quad (1)$$

where  $i_{LP}$  and  $i_{HP}$  are the lowpass and the highpass currents, respectively, and  $T = (R + 2r_e)C$ .

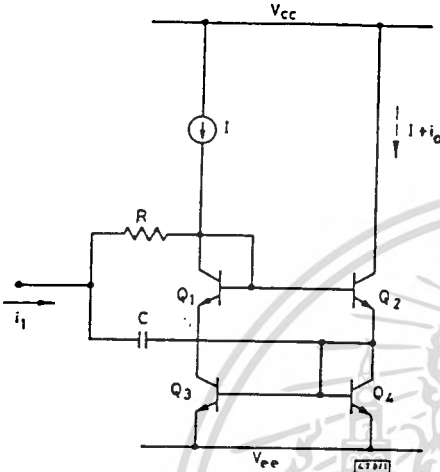


Fig. 1 Basic current-mode current-mirror phase-shifter

The resulting phase shift can be written as

$$\theta = -2 \tan^{-1}(\omega T) \quad (2)$$

where, at  $\theta = \pi/2$ ,  $\omega = 1/T$ .

Fig. 2 shows the basic properties of such a phase-shifter, for  $R$  values of  $1 \text{ k}\Omega$  and  $10 \text{ k}\Omega$ , respectively. The DCM has been formed from a single package of an npn transistor array (LM3046). It is seen that the experimentally measured results agree quite well with the theory.

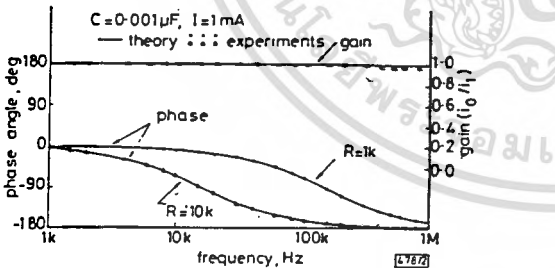


Fig. 2 Response of phase-shifter of Fig. 1

From eqn. 1 it is readily seen that any mismatches in the current ratio between the normal noninverting input current to the output current will result in leakages of either the lowpass or the highpass currents, corresponding to the cases of higher and lower than unity current ratio, respectively. Since normally the current ratio accuracy is better than 1%, therefore, the leakage currents can be expected to be less than 1% of the phase-shift current.

**Oscillator circuit:** Fig. 3 shows a sinusoidal oscillator circuit, using two cascaded phase-shifters, consisting of ( $R_1$ ,  $C_1$ ,  $Q_1$  to  $Q_4$ ) and ( $R_2$ ,  $C_2$ ,  $Q_5$  to  $Q_8$ ), respectively. Each remaining conventional unity current ratio CM ( $CM_1$  and  $CM_2$ ) consists of three matched npn transistors. From circuit inspection, it is seen that  $CM_1$  isolates the output load  $R_o$  from the oscillation path and also provides a current gain factor of 2.  $CM_2$  provides the necessary additional  $\pi$  phase shift to the oscillation current.  $R_{p1}$ , having the same order of magnitude as ( $R_{p2} + 2r_e$ ), will shunt away approximately half of the oscillation current

to maintain the required unity loop gain for sustained steady-state sinusoidal oscillations.  $R_{p2}$  is added in to reduce distortions due to the nonlinear nature of the input resistance of  $CM_2$  ( $= 2r_e$ ), which is approximately equal to  $V_T/I$  for small-signal cases, where  $V_T$  is the usual thermal voltage associated with a pn junction.

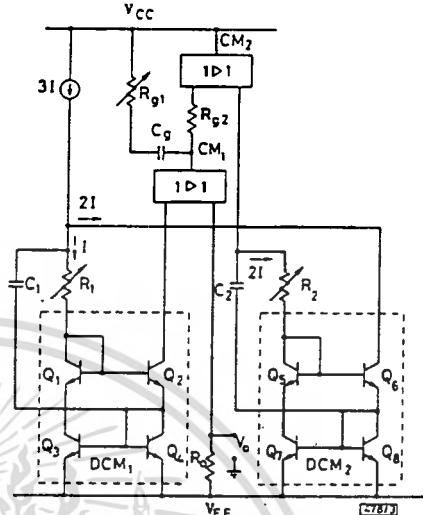


Fig. 3 Current-mirror phase-shifter oscillator

Assuming infinite  $C_p$ , exactly unity current gains for both the two phase-shifters and CMs, and  $\{R_{p1} = R_{p2} + (V_T/I)\}$ , then it can be shown that steady-state sinusoidal oscillations can be maintained at the frequencies given by

$$f_o = 1/2\pi \{ (R_1 + r_{in1})(R_2 + r_{in2})C_1C_2 \}^{1/2} \quad (3)$$

where  $r_{in1}$  and  $r_{in2}$  equal  $2V_T/I$  and  $V_T/I$ , respectively.

Since the unity loop gain condition is independent of eqn. 3, the oscillation frequencies can be tuned by varying either  $R_1$  or  $R_2$ . However, greater frequency-variable range can be obtained by setting  $R_1 \approx R_2$  and varying both resistances as a pair of ganged potentiometers, where it should be noted that close tracking between  $R_1$  and  $R_2$  is not required.

Fig. 4 compares the experimental results and the theoretical plots of the oscillation frequencies against resistances, for the case of  $C_1 = C_2 = C$  and  $R_1 = R_2 = R$ . All npn transistors used, are in the form of arrays (LM3046s), while selectively

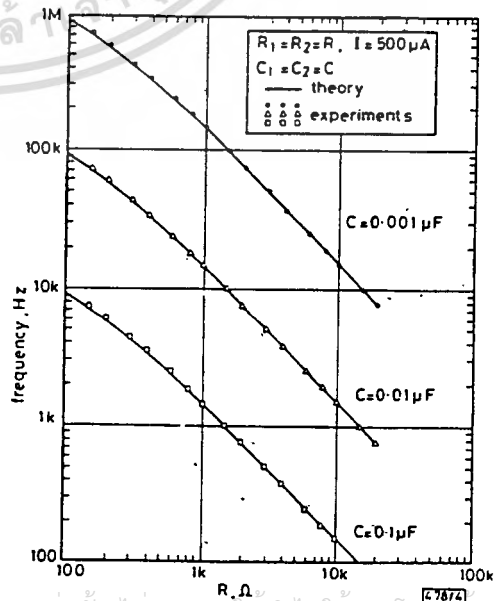


Fig. 4 Oscillation frequencies against resistances of circuit in Fig. 3

matched *pn*p discrete transistors have been used for the conventional CMs. The slight deviations from straight lines when  $R$  is low are due to the presence of significant input resistances at the normal (noninverting) input of each DCM. It is seen that eqn. 3 accurately predicts the oscillation frequencies against a given time constant  $RC$ . High-purity sinusoidal oscillations at several megahertz can also be readily obtained.

The oscillation amplitudes and distortions can be readily adjusted by  $R_{p1}$ , which can be replaced by an FET in the cases when automatic gain controls are required. However, for each setting of  $R_{p1}$ , low distortions and stable amplitude oscillations can be obtained without using an AGC circuit for a frequency-variable range of approximately 1 to 10. This is because the unity loop-gain maintenance conditions are independent of the oscillation frequency setting conditions.

**Conclusions:** An accurate phase-shifter has been realised using only one unit of the recently proposed DCMs. An application of the phase-shifters as high-performance sinusoidal oscillators has also been proposed.

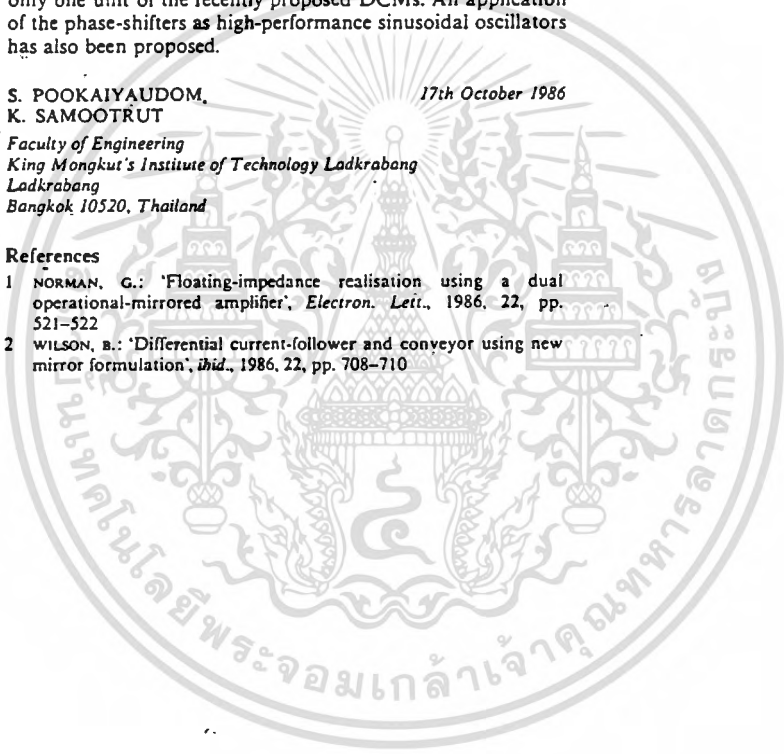
S. POOKAIYAUDOM,  
K. SAMOOTRUT

17th October 1986

Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Ladkrabang  
Bangkok 10520, Thailand

#### References

- 1 NORMAN, G.: 'Floating-impedance realisation using a dual operational-mirrored amplifier', *Electron. Lett.*, 1986, 22, pp. 521-522
- 2 WILSON, B.: 'Differential current-follower and conveyor using new mirror formulation', *ibid.*, 1986, 22, pp. 708-710



## Current-mirrors *RC*-oscillators

S. POOKAIYAUDOM†, K. SAMOOTRUT†, and W. KURUTACH†

A new type of sinusoidal *RC*-oscillators using only current mirrors as the active elements are proposed and experimentally demonstrated. Accurate performance can be obtained over several orders of magnitude of frequency range. They show good potential as a practical class of high performance sinusoidal oscillators.

### 1. Introduction

Current mirrors (CMs) are used extensively in analogue integrated circuits (Grebene 1984). They should also be useful as wide-band current amplifiers in general circuit applications. Recently, the basic npn-transistor Wilson CMs (Grebene 1984) are also available commercially, thus, it is now quite practical to consider the use of these CMs in general circuit applications.

This paper proposes a new type of sinusoidal *RC*-oscillators using only CMs as the active elements, which will be referred to as *RC*-CMOs. Low distortions sinusoidal oscillations can be accurately obtained over several orders of magnitude of frequencies, from a few Hz to several MHz. They show good potential as another practical class of high performance sinusoidal *RC*-oscillators, particularly in the higher frequency range than is normally available from using operational amplifiers.

### 2. Circuit description

#### 2.1. Basic principle

Figure 1 shows the basic circuit principle of a general *RC*-CMO using two conventional Wilson CM's, where  $CM_1$  and  $CM_2$  possess 1 : 1 and 1 :  $n$  input to output current ratios respectively. From circuit inspection, it is seen that the direction of the feed-back signal current is in the positive sense. Part of this signal current is shunted away by  $R_g$ , thus, the current gain from the input of  $CM_1$  to the output of  $CM_2$  can be written as

$$A_i = nR_g / (R_g + R_{in2}) \quad (1)$$

where  $R_{in2}$  is the input resistance of  $CM_2$ , which is approximately equal to  $2V_T / I_1$ , where  $V_T$  is the usual thermal voltage associated with a pn junction (Gray and Meyer 1984).

Sinusoidal oscillations can be sustained at frequencies where the phase-shifts between the currents entering node 1 and leaving node 2 of the feed-back network is  $2\pi$ . In addition, from the practical point of view, the feed-back network should be able to let the bias current flowing through from node 1 to node 3, and to block the bias current from flowing between node 1 and node 2.

---

Received 18 December 1986; accepted 8 January, 1987.

† Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok, Thailand 10520.

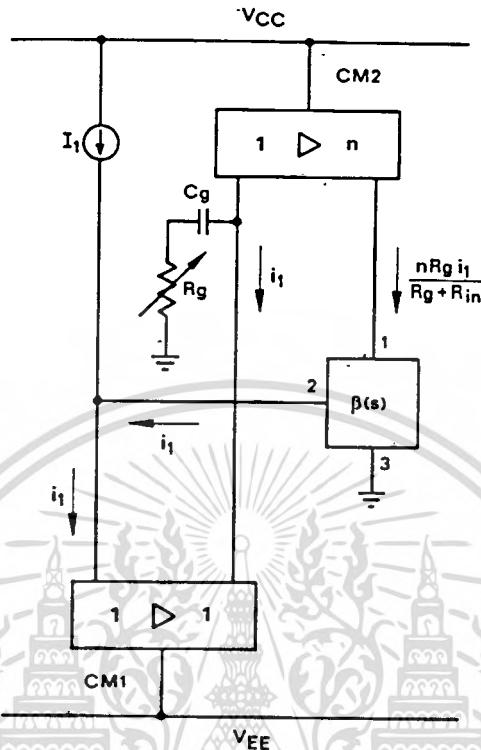


Figure 1. Basic configuration of the oscillation path of the RC-CMO.

For sinusoidal oscillations to be sustained, the loop-gain must be unity, which can be written as

$$B(S)A_i = 1 \quad (2)$$

where  $B(S)$  is the current transfer function of the feed-back network. Upon substituting  $S$  with  $j\omega_0$  and setting both the real and the imaginary parts of eqn. (2) to zero simultaneously, one obtains the oscillation frequency ( $f_0$ ) and the required current gain ( $A_i$ ) respectively.

The basic circuit of Fig. 1 requires, at least, another CM to be used as a buffer to obtain output signals, in addition, the significant positive input resistance of  $CM_1$  (also approximately equal to  $2V_T/I_1$ ) adds serially to the node 2 of the feed-back network, and can affect the oscillation frequencies when the feed-back network resistances are low, say of the order of a few hundred  $\Omega$ . The effect of this finite input resistance can be compensated in some cases by adding a small resistance having the same value as the input resistance of  $CM_1$  to an appropriate branch in the feed-back network. However, such compensation cannot be achieved in general, particularly when the branch connected to node 2 contains only capacitances. Therefore, a more practical circuit, requiring only two CMs, with the property that the input resistance effect can be compensated in general will be discussed in the next section.

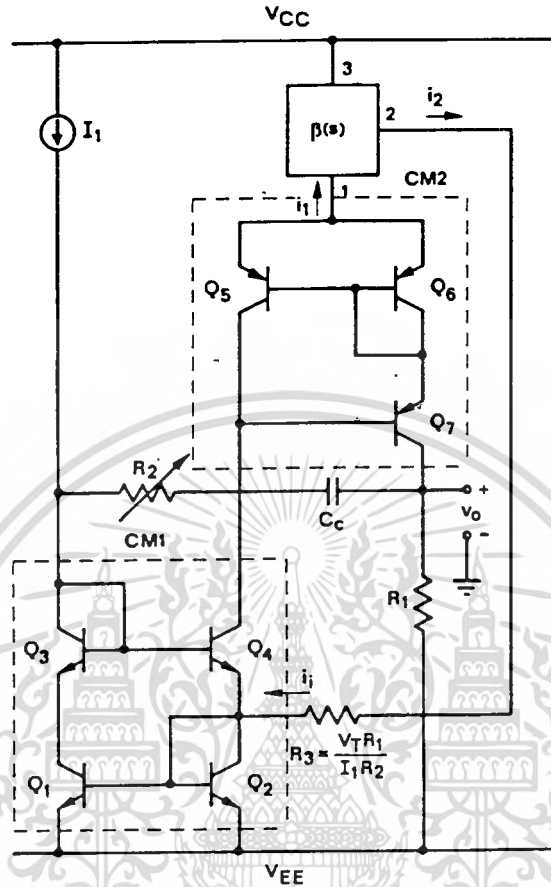


Figure 2. Practical RC-CMO configuration using DCM.

2.2. Practical circuit

Figure 2 shows the practical version of the circuit of Fig. 1, where Q<sub>1</sub> to Q<sub>4</sub> and Q<sub>5</sub> to Q<sub>7</sub> form the two CMs respectively, and Q<sub>1</sub> to Q<sub>4</sub> is in the form of the recently proposed differential CM (Norman 1986, Wilson 1986). From circuit inspection, it can be readily shown that the AC current gain, between i<sub>1</sub> and i<sub>i</sub>, can be given by

$$A_i = i_i/i_1 = 2\{1 + R_1/(R_2 + 2V_T/I_1)\} = 2(1 + R_1/R_2) \tag{3}$$

where 2V<sub>T</sub>/I<sub>1</sub> is the input resistance of CM<sub>1</sub>.

Keeping R<sub>1</sub> constant then, the current gain can be varied by adjusting R<sub>2</sub>, and the output waveform can be conveniently taken across R<sub>1</sub>. Furthermore, one can show that the input resistance at the emitter of Q<sub>4</sub> is negative and is approximately equal in magnitude to (V<sub>T</sub>/I<sub>1</sub>)(R<sub>1</sub>/R<sub>2</sub>). Therefore, it can be easily compensated by adding a series resistor of the same magnitude to the emitter node of Q<sub>4</sub>.

Both the current gain and the input resistance are dependent upon the ambient temperature through the term V<sub>T</sub>, which can be compensated by using absolute proportional temperature current source for I<sub>1</sub>, for example, using LM334 to supply

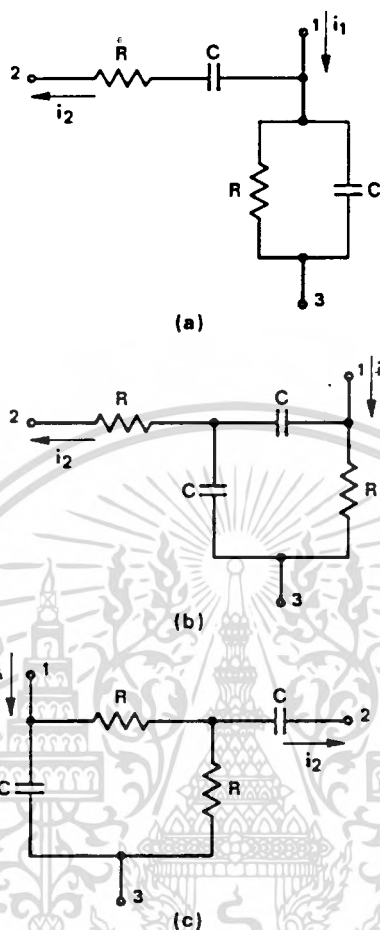


Figure 3. Band-passed networks suitable for RC-CMO of Fig. 2.

$I_1$ . However, in most cases, such temperature compensation is not required, provided that  $R_2$  is much greater than  $2V_T/I_1$ , and the current source  $I_1$  can also be replaced by a single large resistor.

The feed-back network should also possess the ability to let the bias current to flow from node 3 to node 1, and to block the bias current between node 2 and node 1.

### 2.3. Feedback networks

Figure 3 shows a class of network consisting of two pairs of equal value resistors and capacitors, satisfying the two aforementioned conditions concerning the bias current. It is seen that the network in Fig. 3(a) is the classical Wien network. All three networks possess identical current transfer function of the form

$$B(S) = i_2/i_1 = ST/(S^2T^2 + 3ST + 1) \quad (4)$$

where  $T = RC$ .

Upon substituting eqn. (4) into eqn. (2), and rearranging we have

$$S^2T^2 + (3 - A_i)ST + 1 = 0 \quad (5)$$

where  $A_i$  is now of the form of eqn. (3) instead of eqn. (1).

For steady state sinusoidal oscillations, we can substitute  $S$  in eqn. (5) with  $j\omega_0$  and  $A_i$  with eqn. (3), and upon setting the real and imaginary parts to zero simultaneously, we have, respectively, the frequency of oscillation and the required current gain condition, which can be written as

$$f_0 = 1/2\pi RC \quad (6)$$

$$R_1/R_2 = 1/2 \quad (7)$$

where  $f_0$  denotes the oscillation frequency, and the ratio  $R_1/R_2$  sets the required current gain factor of eqn. (3).

It is further seen that the bias current flows through  $R$  in Figs. 3(a) and (b), but flows through  $2R$  in Fig. 3(c). Therefore, the frequency variable range of the network in Fig. 3(c) is approximately only half of the two previous cases. However, Fig. 3(c) is one example of the feed-back networks that the circuit of Fig. 1 cannot give accurate results.

### 3. Experimental results

The circuit of Fig. 2 has been bread-boarded and its performance verified experimentally. Npn transistor-arrays (LM3046) have been used to realize  $CM_1$ , while selectively matched discrete pnp transistors have been used to realize  $CM_2$ , and LM334 has been used as the current source. The input resistance at the emitter of  $Q_4$  has been confirmed experimentally that it is negative and approximately equal in magnitude to  $(V_T/I_1)(R_1/R_2)$ .

Figure 4 shows the plots of the frequency of oscillation versus the matched resistances,  $R$ , for different values of  $C$ . It is seen that a frequency variable range of greater than three orders of magnitude can be obtained, and the oscillation frequencies remain accurate even with  $R$  of the order of  $10\Omega$ . The upper frequency limit of approximately 5 MHz can be readily obtained in the present oscillator.

As is common with any variable frequency oscillator, automatic gain control (AGC) mechanism is needed to stabilize the oscillation amplitude against variations in both the current gain and the mismatches in the network parameters as the frequency is varied. In the present proposed circuit, AGC can be readily incorporated, if needed, by using a FET as a variable resistance in place of  $R_2$ .

### 4. Conclusions

A new type of sinusoidal RC-oscillators using only CM as the active elements have been proposed and experimentally demonstrated. These RC-CMOs give accurate performance over several orders of magnitude of oscillation frequencies. They can also be easily implemented, using only two CMs. Therefore, RC-CMOs should be considered as another practical class of high performance RC-oscillators, with potential for high frequency applications, in the frequency range from a few kHz to a few MHz, where conventional RC-oscillators using operational amplifiers are not practical.

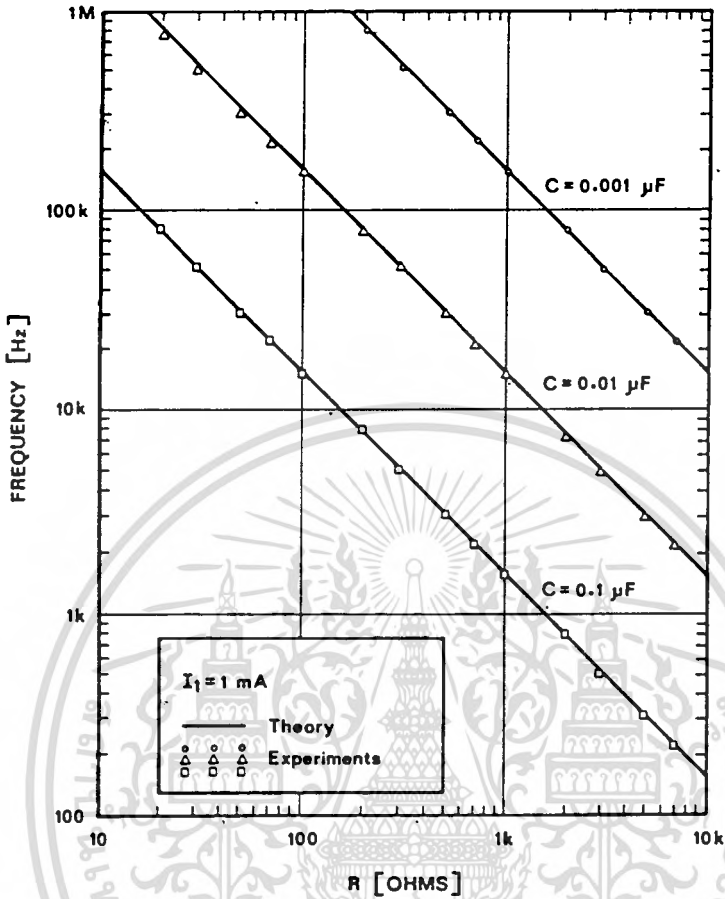


Figure 4. Experimental results of RC-CMO of Fig. 2 using RC network of Fig. 3(a).

#### REFERENCES

- GRAY, P. R., and MEYER, R. G., 1984, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, 2nd Edition (New York: John Wiley & Sons).
- GREBENE, A. B., 1984, *Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design* (New York: John Wiley & Sons).
- NORMAN, G., 1986, Floating-impedance realisation using a dual operational-mirrored amplifier. *Electronic Letters*, 22, 521-522.
- WILSON, B., 1986, Differential current-follower and conveyor using new mirror formulation. *Electronic Letters*, 22, 708-710.

## A differential-current electronically-variable current-mirror phase-shifter

SITTHICHAI POOKAIYAUDOM† and KANOK SAMOOTRUT†

Commercially available discrete current mirrors are used to realize a differential current electronically-variable phase-shifter, capable of operating at high frequencies. The phase-shift is controlled by varying the bias currents, which change the input resistances of the current mirrors, resulting in corresponding changes in the phase angles of the differential currents. The present phase-shifter is also readily cascadable. Experimental results are given and some applications are discussed.

### 1. Introduction

Recently, discrete current-mirrors (CMs), having several fixed output-current to input-current ratios, are available commercially (Texas Instruments 1984). Therefore, it is now practical to use these devices in discrete designs. This paper discusses a new differential current phase-shifter, using only unity current ratio CMs. The resulting phase-shift is dependent upon the input resistances of the CMs, and can be electronically varied by changing the bias currents of the CMs. Since only npn transistor CMs are used, the resulting phase-shifter can be expected to be able to operate at relatively high frequencies. Experimental results of the prototype circuit are presented.

Previous current-mirror phase-shifter using a four-transistor CM (Norman 1986), which is not available commercially, has been reported for the single-ended case only (Pookaiyaudom and Samootrut 1987), and the resulting phase-shift cannot be varied electronically.

### 2. Circuit description

Figure 1 shows the basic circuit of the phase-shifter, consisting of four unity current ratio CMs ( $CM_1$  to  $CM_4$ ), in conjunction with a phase controlling capacitance  $C$ . The differential pair ( $Q_1$ ,  $Q_2$ ) is the input interface, converting the input voltage ( $v_{in}$ ) to a signal current ( $i_{in}$ ), while the two serially cascaded diode strings ( $D_1$  to  $D_3$ , and  $D_4$  to  $D_6$ ) convert the output differential currents to an output voltage ( $v_o$ ). The constant current source supplies a bias current of  $2I$  to the differential pair, which splits up this current into two equal parts to supply  $CM_1$  and  $CM_2$ . The resulting bias currents of  $CM_3$  and  $CM_4$  are supplied respectively, in turn, by  $CM_1$  and  $CM_2$ , and are equal to  $2I$ .

Each CM is connected as a well known Wilson circuit with three matched npn transistors (Grebene 1984). The input resistance of such CM at low frequencies is approximately equal to  $2V_T/I_{BIAS}$ , where  $I_{BIAS}$  is the input bias current of the CM and  $V_T$  is the usual thermal voltage associated with a pn-junction (Grebene 1984). Therefore, it is seen that the input resistance of each CM is inversely proportional to

Received 24 September 1987; accepted 19 October 1987.

† Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok, Thailand 10520.

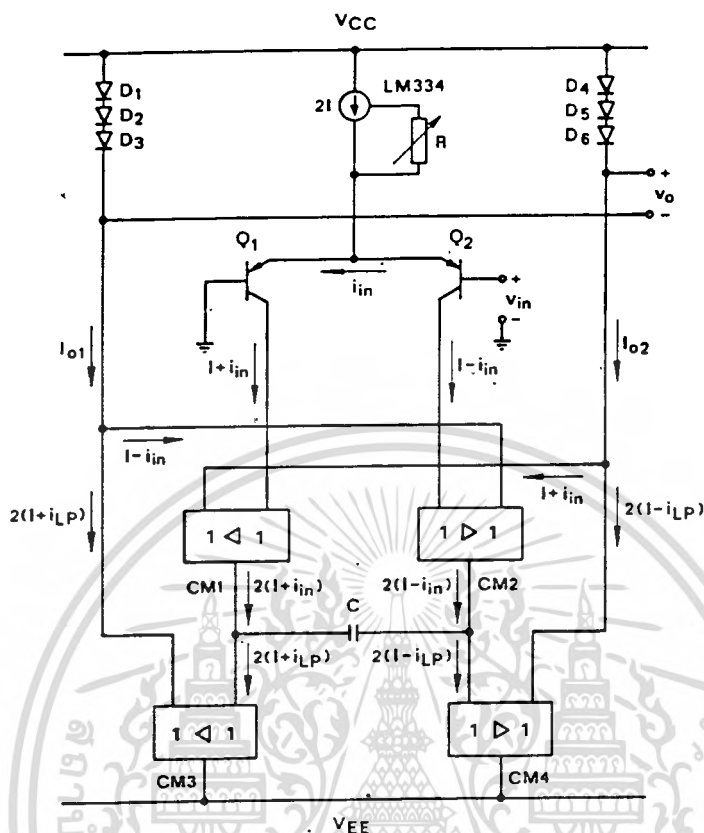


Figure 1. Basic circuit of the phase-shifter:

the input bias current. The present circuit relies upon the controllable input resistances of  $CM_3$  and  $CM_4$ , and the cross-connected capacitance  $C$ , to generate the phase-shift.

From a straight forward inspection of the circuit in Fig. 1, the equations for the output currents  $I_{o1}$  and  $I_{o2}$  can be written as

$$I_{oJ} = 3I + (-1)^{J-1}(i_{LP} - i_{HP}) \quad (1)$$

where  $J = 1$  or  $2$ ,  $i_{LP} = i_{in}/(1 + ST)$  and  $i_{HP} = i_{in}ST/(1 + ST)$ , where  $T = 2(V_T/I)C$ :

The difference between  $i_{LP}$  and  $i_{HP}$  is the phase shifted current. Further inspection of Fig. 1 shows that the voltage transfer function can be written as

$$v_o/v_{in} = (1 - ST)/(1 + ST) \quad (2)$$

which is the well known first order all-pass phase-shift equation (van Valkenburg 1982), and it can be easily shown that the phase angle between the input and output signals can be written as

$$\text{ANGLE} = -2 \tan^{-1} (2\omega V_T C/I) \quad (3)$$

where it is seen that for each given angular frequency  $\omega$ , the phase angle can be controlled by the bias current  $I$ .

Further manipulation of eqn. (3) shows that for a given phase angle, the required angular frequency is directly proportional to the bias-current  $I$ .

The distortions resulting from the non-linear nature of the dynamic input resistances can be reduced to acceptable levels by limiting the magnitude of  $i_{in}$  relative to  $I$ . This is automatically satisfied for all values of  $I$  by  $(Q_1, Q_2)$ , provided that  $v_{in}$  is much smaller than  $V_T$ . Furthermore, the use of differential arrangement also ensures that the even harmonics will be cancelled out at the output. Experimental results will confirm that the distortions can be easily controlled to adequately low levels for the circuit to be useful in practical cases.

### 3. Error analysis

In the analysis of the previous section, we have assumed exact unity current ratios in  $CM_1$  to  $CM_4$ . The small signal input resistances between  $CM_3$  and  $CM_4$  are also assumed to be identical. However, in practice, the current ratio accuracies, from device to device, as well as over the entire input current dynamic range of each device, are usually less than  $\pm 1\%$ . Therefore, it is of interest to analyse the effects of current ratio inaccuracies and input resistance mismatches upon the output accuracy of the phase-shifter.

To simplify the analysis, we will consider these two effects separately. We will, firstly, consider the effects due to current ratio inaccuracies, where it is assumed that all CM's possess identical current ratio errors. Let  $d_{CM}$  be the current ratio error, where in general,  $d_{CM}$  can be either positive or negative numerically. The relationship between the output and the input currents can then be given by

$$I_{out} = (1 + d_{CM})I_{in} \quad (4)$$

From circuit inspection, using the above relationship, it can be shown that

$$I_{0J} = (3 + 4d_{CM})I + (-1)^{J-1}\{(1 + d_{CM})i_{PHASE} + d_{CM}i_{LP}\} \quad (5)$$

where  $J = 1$  or  $2$ ,  $i_{PHASE} = i_{LP} - i_{HP}$ , and second order terms in  $d_{CM}$  have been neglected.

From eqn. (5), we can see that the expected maximum errors in the output currents,  $I_{01}$  or  $I_{02}$ , consists of  $\pm 1.33\%$  of the bias current,  $\pm 1\%$  of the phase shifted current and a leakage of  $\pm 1\%$  of the low-passed current, where it has been assumed that the maximum numerical value of  $d_{CM}$  is  $\pm 1\%$ . However, the error in the bias current  $I$  will cancel each other out at the output voltage  $v_0$ , where as the error in the phase-shifted current and the low-passed leakage current will add at  $v_0$ .

Next, we will consider the case of unequal input resistances of  $CM_3$  and  $CM_4$ . Let the low frequency input resistances of  $CM_3$  and  $CM_4$  be  $r_{in3}$  and  $r_{in4}$ , respectively. Then, it can be readily shown that the low-passed differential input signal currents of the two CMs must still be equal, and can be written as

$$i_{LP} = i_{in}/\{1 + SC(r_{in3} + r_{in4})\} \quad (6)$$

Therefore, the time constant  $T$  in all the previous equations must now be modified to  $C(r_{in3} + r_{in4})$ .

## 4. Experimental results

### 4.1. Basic operations

Figure 2 shows the plots of phase-shift angles and voltage gains versus bias currents of the circuit in Fig. 1 at the frequencies of 20 kHz and 100 kHz respectively, with a 0.01  $\mu F$  capacitor. It is seen that the experimental results, especially the

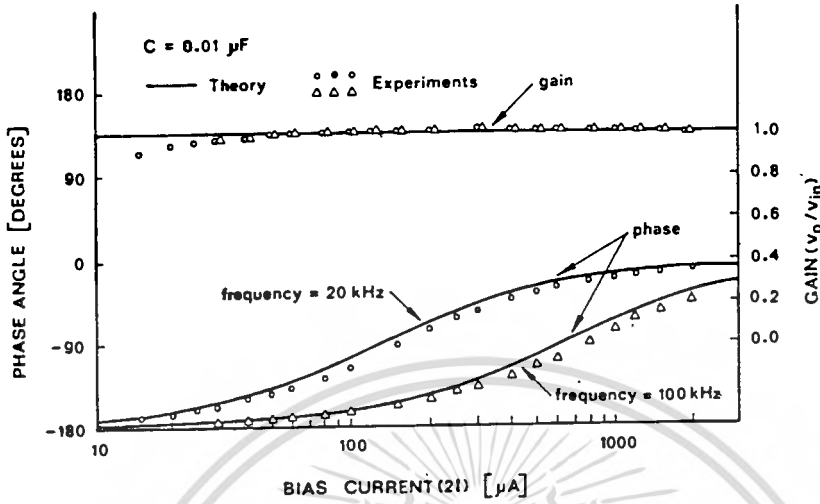


Figure 2. Phase-shifts and gains versus bias currents, at constant frequencies.

voltage gain ratio, deviate significantly from theory only at low bias current cases, when  $2I$  is less than  $20 \mu A$ .

Figure 3 shows the plots of frequencies and voltage gains versus bias currents, keeping the phase-shift angle at a constant value of  $-\pi/2$ , using the same  $0.01 \mu F$  capacitor as in the cases of Fig. 2. It is apparent that at low bias current values the

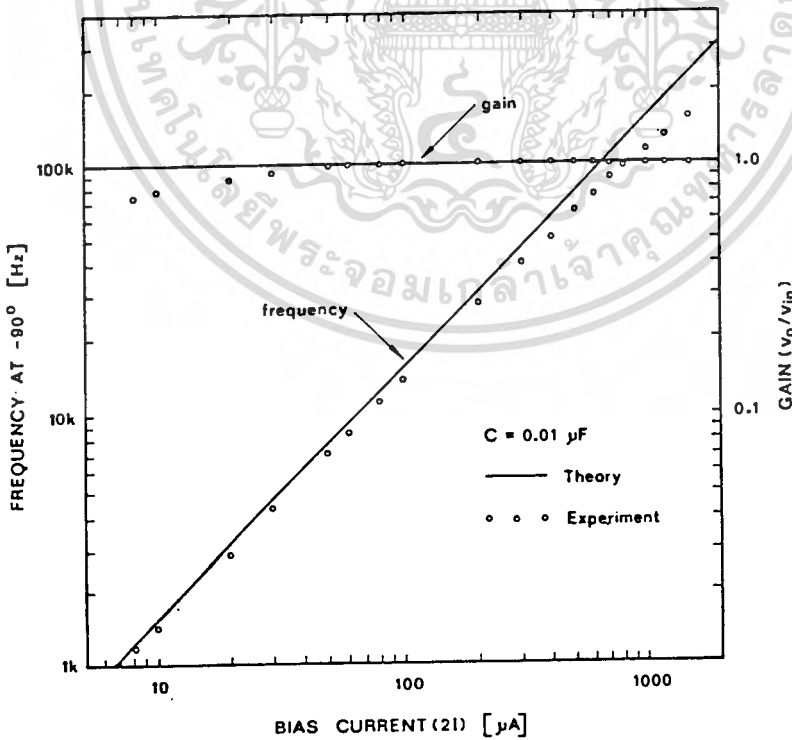


Figure 3. Frequencies and gains versus bias currents, at constant phase-shift of  $-\pi/2$ .

voltage gains drop with decreasing bias currents. However, at high bias-current values, the constant phase-shift characteristics also deviate from the ideal relationship. Numerical analyses of the circuit, using PSPICE circuit simulator program (MicroSim 1986), show that the main contributors to these deviations at high bias currents are the small contact and bulk resistances in the emitters of the transistors, which are significant only at high bias current levels, when the small-signal dynamic resistances  $r_e$ 's are small. Also the main contributors to the drops in the voltage gains at low bias currents are due to the drops in the current gain factors of the transistors in each CM.

#### 4.2. Temperature compensations

Referring to eqn. (6), it is seen that the phase-shift angle is dependent upon  $V_T$ , which is linearly dependent upon the absolute temperature. Thus, the phase-shift angle is strongly temperature dependent. Such dependence of phase-shift upon temperature can be compensated by using a temperature dependent current source to supply the bias current, such as a LM334 (National Semiconductor 1982), which can be connected as a linear temperature dependent current source, as shown in the top part of Fig. 1.

Figure 4 shows the plots of the phase-shift angles versus ambient temperature variations from 30–70°C, with a nominal differential pair biasing current of 200  $\mu\text{A}$ , with a signal frequency of 27 kHz, and using a 0.01  $\mu\text{F}$  metallized polyester film capacitor. It is seen that in the case of constant bias current, when the LM334 was outside the oven, the phase-shift angle showed a strong temperature dependence. However, when the LM334 was included in the oven, the phase-shift angle remained

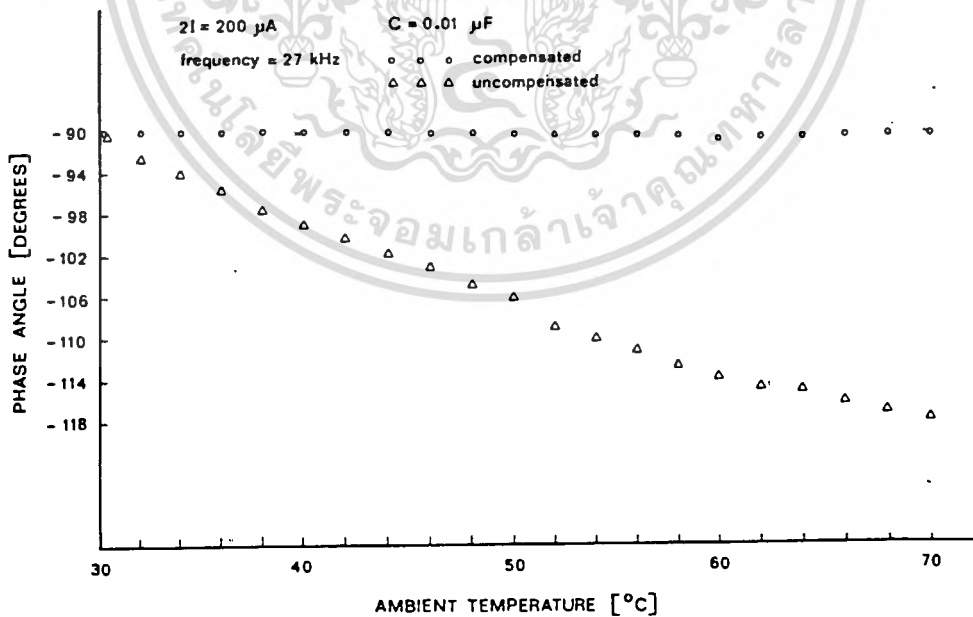


Figure 4. Phase angles versus ambient temperature for cases of temperature compensated and uncompensated circuits.

substantially constant over the entire temperature range. Thus, it is experimentally verified that good temperature compensation can be obtained with the circuit of Fig. 1.

#### 4.3. High frequency effects

Fig. 5 shows a plot of the expected high frequency performance of the circuit of Fig. 1, using PSpice circuit simulator (MicroSim 1986), running on IBM personal computer. The model used for each individual transistor is the full Gummel and Poon circuit (Vladimirescu *et al.* 1980), using the typical values as given in the reference. The bias current  $I$  has been set at 1 mA. Both simulated and ideal characteristics are shown in the figure. The horizontal axis shows the frequency controlling capacitance  $C$ , and the vertical axis shows the corresponding frequency at which the resulting phase shift is  $-\pi/2$ . It is seen that, using npn transistors with average unity gain frequency ( $f_T$ ) of 500 MHz, the circuit of Fig. 1 can be expected to operate up to a frequency in excess of 100 MHz.

#### 4.4. Distortions

As mentioned previously, the use of a differential pair to convert the input voltage to differential currents ensures that the signal current  $i_{in}$  remains much smaller than the bias current  $I$ , provided that  $v_{in}$  is much smaller than the thermal voltage  $V_T$ , which is approximately 26 mV at 25°C. This is true for all values of the bias current.

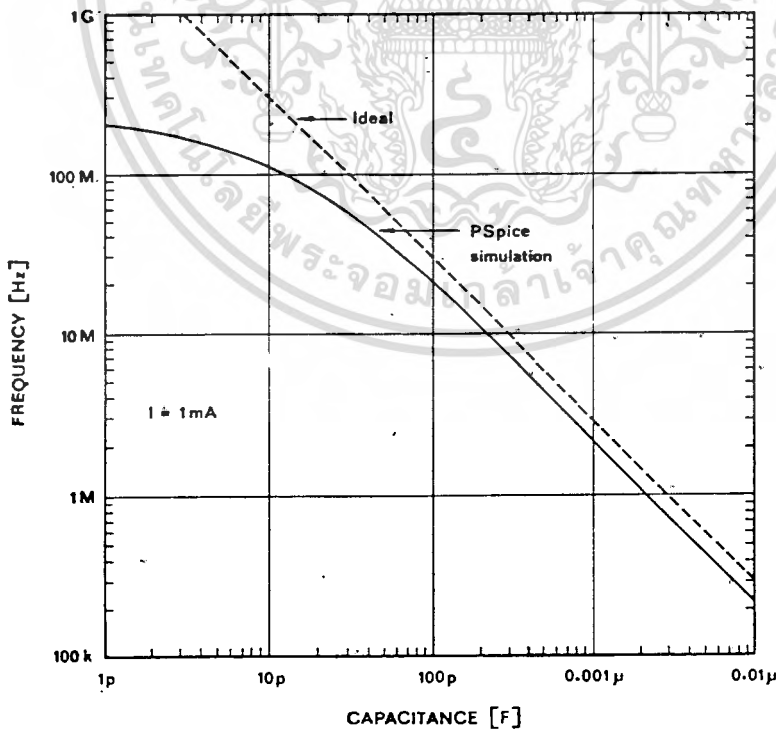


Figure 5. Frequencies at  $-\pi/2$  phase-shift versus the controlling capacitances.

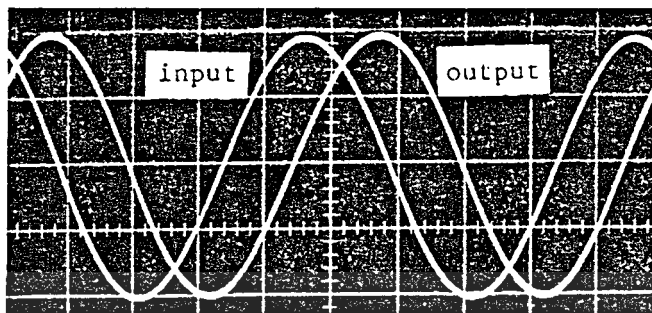


Figure 6. Oscillogram of the output and input waveforms of the circuit of Fig. 1.

Figure 6 shows the oscilloscope photograph of the input and the output waveforms of the circuit of Fig. 1, for bias current  $I$  of 1 mA. The peak to peak voltage levels for both waveforms were approximately 20 mV, and the frequency was approximately 100 kHz, where it can be seen that no substantial distortions have been added to the output waveform, when the input voltage level has been limited to a peak to peak level of 20 mV. This result is valid for bias current  $I$  ranging from  $30 \mu\text{A}$  to greater than 1 mA.

## 5. Conclusions

A new electronically variable phase-shifter using commercially available CMs as active elements has been demonstrated. The circuit gives accurate characteristics and shows good potential for operations at high frequencies.

The circuit should be useful in many practical systems, for examples, as phase modulators in communication systems, or as an electronically tunable sinusoidal oscillator by using two circuits in cascade with appropriate feed-back. A singular advantage of using such circuits in a sinusoidal oscillator is that the loop gain is independent of the oscillation frequencies (Pookaiyudom and Samootrut, 1987), thus, automatic oscillation level controlling circuit is not required in cases where the frequency tuning range is not excessively large, say, less than 100 to 1.

## REFERENCES

- GREBENE, A.B., 1984, *Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design*, (New York: John Wiley & Sons), pp. 180-181.
- MICROSIM CORPORATION, 1986, *PSPICE*.
- NATIONAL SEMICONDUCTOR, 1982, *Linear Databook*, 9-17 to 9-24.
- NORMAN, G., 1986, Floating-impedance realisation using a dual operational-mirrored amplifier. *Electronics Letters*, **22**, 521-522.
- POOKAIYUDOM, S., and SAMOOTRUT, K., 1987, Current-mirror phase-shifter oscillator. *Electronics Letters*, **23**, 21-23.
- TEXAS INSTRUMENTS, 1984, *Linear Circuits Data Book*, 5-49 to 5-58.
- VAN VALKENBERG, M. E., 1982, *Analog Filter Design* (New York: Holt, Rinehart and Winston), pp. 106-111.
- VLADIMIRESCU, A., NEWTON, A. R., and PEDERSON, D. O., 1980, *Spice Version 2G.1 User's Guide*, (Department of Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California, Berkeley, CA 94720, USA), pp. 32-33.

## Efficient circuit implementations of current conveyors, negative impedance converters and nonlinear impedance converters using operational transconductance amplifiers

SITTHICHAI POOKAIYAUDOM† and KANOK SAMOOTRUT†

This paper points out that a commercially available dual-operational transconductance amplifier package (CA3280) can be efficiently used as both positive and negative second-generation current conveyors, floating negative impedance converters and floating nonlinear impedance converters. In many situations, no other active devices are required to implement the above circuit functions.

### 1. Introduction

Recently, the usefulness of the second-generation current conveyors (CCII) as active circuit elements are well accepted (Sedra and Smith 1970). However, the implementation of CCII in actual circuits is still inconvenient, since no commercial CCII is available. Consequently, several CCII realizations using off-the-shelf integrated circuits and discrete devices have been suggested (Pookaiyaudom and Srisarakham 1979, Senani 1980, Wilson 1984, Fabre 1985, Normand 1985, Wilson 1986). All these methods require several integrated circuit and discrete device packages, as well as careful matching of either resistors or transistors.

This paper points out that a commercial dual operational transconductance amplifier (OTA) package (CA3280) can be used as either positive or negative CCII with only one external current source. Therefore, CCII can now be efficiently realized and conveniently used in actual circuits.

The method can also be used to provide floating negative impedance converters (NICs) and floating nonlinear impedance converters (NLICs), where in the former no additional circuit element is required, and in the latter only two external current sources are required. Therefore, these two methods of realizing NICs (Pookaiyaudom and Kuhanont 1978) and NLICs (Pookaiyaudom and Surawatpanya 1978) are immediately applicable in practice.

### 2. Circuit description

#### 2.1. OTA equivalent circuit

Figure 1 shows an equivalent circuit to the commercially available OTA (CA3280), where  $D_1$  and  $D_2$  are the linearizing diodes. The differential pair  $Q_1, Q_2$  converts the diode signal  $i_1$  translinearly to differential currents  $i_2$ , which are reflected and summed by the current mirrors to the output  $i_0 (= 2i_2)$ . When  $D_1$  and  $D_2$  are not used, the differential pair  $Q_1, Q_2$  simply functions as a differential voltage-to-current converter, to which the input voltage must be substantially smaller than thermal voltage  $V_T$  for linear operation. The diode and the differential pair bias

Received 8 October 1987; accepted 2 November 1987.

† Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

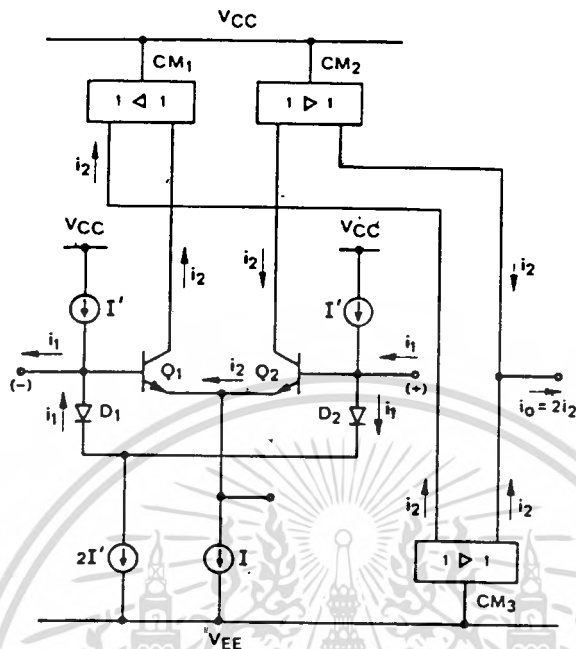


Figure 1. Equivalent circuit of an OTA (CA3280).

currents are set independently by external resistors. The main advantage of this particular OTA over other commercial OTAs is that emitter point of the differential pair is accessible.

## 2.2. CCII realization

Figure 2 shows the use of a single OTA as a positive CCII, where the base of  $Q_1$  is left unconnected and the linearizing diodes are not used. Therefore,  $Q_1$  is off, and the total differential pair bias current  $I$  flows through  $Q_2$  and is reflected by the current mirror  $CM_2$  to the output, where an external current sink, such as an LM334, is connected as shown in the figure. From circuit inspection, it is readily seen that the circuit of Fig. 2 functions as a positive CCII, where the voltage  $v_y$  at point  $y$  is transmitted to point  $x$ , and the current  $i_x$  flowing into  $x$  is copied to point  $z$ , also flowing in. The impedance at point  $y$  is relatively high, and at point  $z$  is very high, whereas at point  $x$  the impedance is low (of the order of  $r_e$ , where  $r_e = V_T/I$ ).

The main departures from ideal CCII properties in the present circuit are the voltage drop of one  $V_{BE}$  between points  $y$  and  $x$ , and the nonzero input resistance at point  $x$ . However, in most applications only AC signals are used, therefore, the one  $V_{BE}$  voltage drop does not introduce serious application difficulty, and using maximum bias current of 10 mA, the input resistance at point  $x$  is of the order of  $2.5\Omega$ , which again is low enough for most practical applications.

A negative CCII can also be readily realized from the same circuit, but this time  $Q_2$  is set at off, and point  $y$  is the base of  $Q_1$ .  $CM_1$  and  $CM_3$  is now active. The external current source is now connected from the positive voltage rail to point  $z$ . Therefore, it is seen that both positive and negative CCII's can be equally conveniently realized.

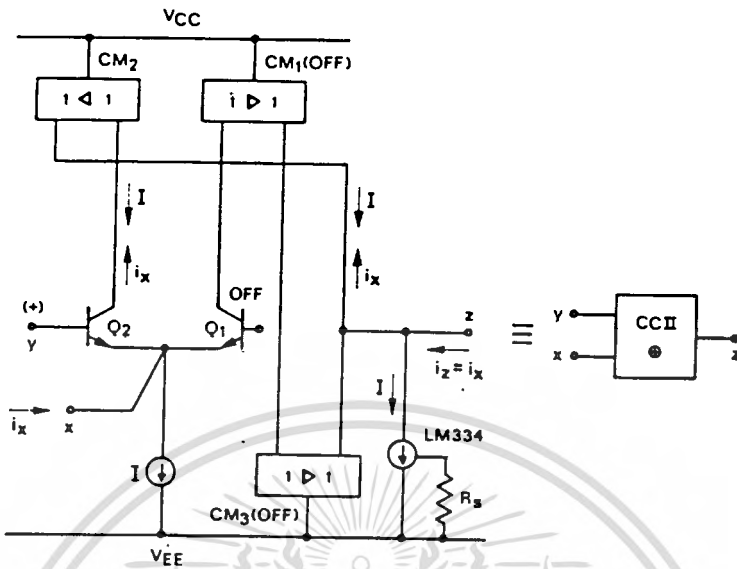


Figure 2. Using the OTA as a positive CCH.

2.3. NIC realizations

Figure 3 shows the realization of a floating NIC without using any additional circuit element. The basic concept has been previously published (Pookaiyaudom and Kuhant 1978). The internal linearizing diode bias currents have been used in the place of external current sources. From circuit inspection, it can be readily seen

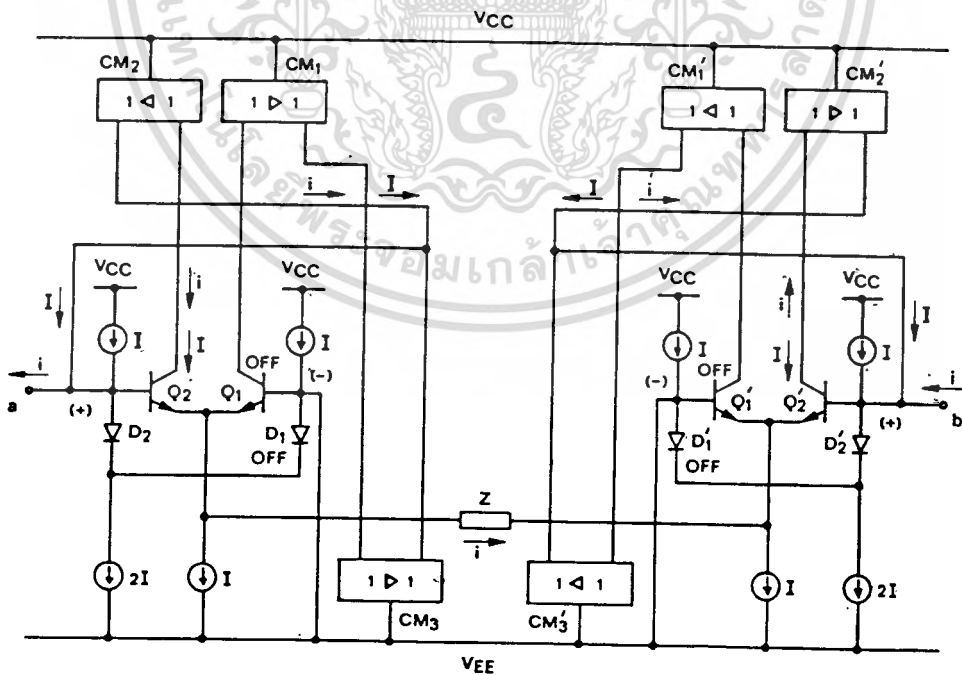


Figure 3. Using the OTA as a floating NIC, without additional circuit element.

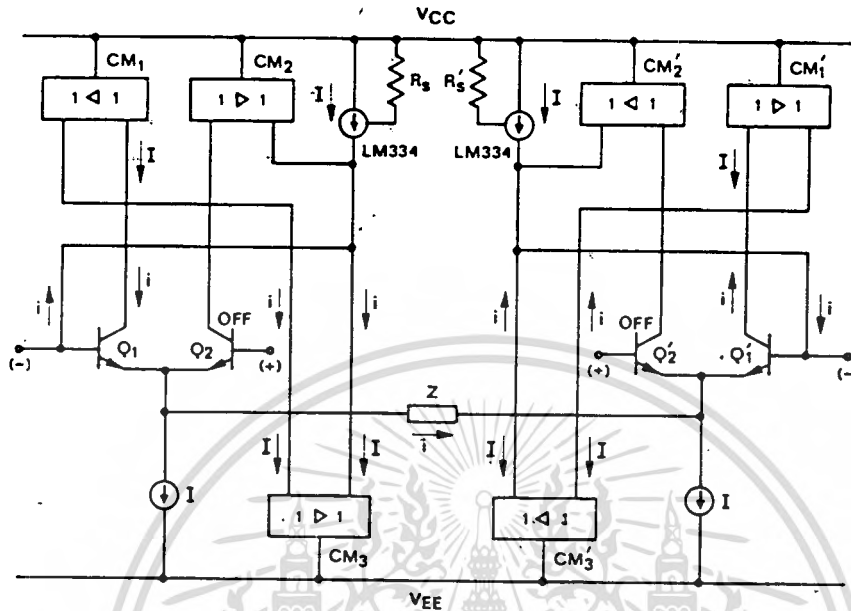


Figure 4. Using the OTA as a floating PIC.

that the impedance across points a and b is equal to  $-(Z + 2r_e)$ . Care should be taken to ensure that  $V_{EE}$  does not cause the negative input transistors of the OTAs, i.e.  $Q_{1s}$ , to breakdown. It is apparent that using the circuits of Fig. 3, floating negative impedances can now be very conveniently realized for hardware implementation.

#### 2.4. NLIC realizations

In a previous publication (Pookaiyaudom and Surawatpanya 1978), the NIC circuits of Fig. 3 and another similar circuit functioning as positive impedance converters (PICs), as shown in Fig. 4, have been connected in parallel to realize extremely versatile voltage-controlled nonlinear impedances, where the bias currents of NICs and PICs will determine the break points of the nonlinear impedances. Again using the present OTA packages, the hardware implementation problems have been effectively solved. It should be noted that in connecting NICs and PICs in parallel, their terminal bias currents partially cancel and, at worst, only two external current sources are needed to cancel the remaining terminal bias currents.

### 3. High-frequency limitations

In using the present OTA package, the main limitation to the high frequency performance is the bandwidth of the lateral pnp transistor current mirrors, namely,  $CM_1$  and  $CM_2$ . However, the specifications quoted a gain-bandwidth product of 9 MHz for the OTA. Therefore, it is expected that the resulting CCII, NICs and NLICs can function at relatively high frequencies of the order of several megaHertz.

#### 4. Conclusions

The use of commercially available dual OTA packages as positive and negative CCIIs, floating NICs and floating NLICs has been discussed. All the realizations can be done very efficiently, and in many cases no additional circuit elements are needed. Therefore, the practical hardware implementation problems of the aforementioned circuit functions are now effectively solved.

#### REFERENCES

- FABRE, A., 1985, Translinear current conveyor implementation. *International Journal of Electronics*, **59**, 619-623.
- NORMAND, G., 1985, Translinear current conveyors. *International Journal of Electronics*, **59**, 771-777.
- POOKAIYAUDOM, S., and KUHANONT, T., 1978, Integrable accurate linear negative impedance conversion circuits. *Proceedings of the I.E.E.E.*, **66**, 88-89.
- POOKAIYAUDOM, S., and SRISARAKHAM, W., 1979, Realization of stable current-controlled frequency-dependent positive resistance. *Proceedings of the I.E.E.E.*, **67**, 1660-1662.
- POOKAIYAUDOM, S., and SURAWATPANYA, C., 1978, Integrable circuit principle for synthesizing voltage-controlled non-linear impedances. *Proceedings of the I.E.E.E.*, **66**, 1280-1281.
- SEDRA, A., and SMITH, K. C., 1970, A second-generation current conveyors and its applications. *I.E.E.E. Transactions on Circuit Theory*, **17**, 132-134.
- SENANI, R., 1980, Novel circuit implementation of current conveyors using an O.A. and an O.T.A. *Electronics Letters*, **16**, 2-3.
- WILSON, B., 1984, High-performance current conveyor implementation. *Electronics Letters*, **20**, 990-991.
- WILSON, B., 1986, Differential current-follower and conveyor using new mirror formulation. *Electronics Letters*, **22**, 708-710.

