

การออกแบบและประยุกต์ใช้งานวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่มีโครงสร้าง  
แบบทรานส์ลิเนียร์

ON THE DESIGN OF TRANSLINEAR-BASED  
FOUR TERMINAL FLOATING NULLOR AND ITS APPLICATIONS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2543

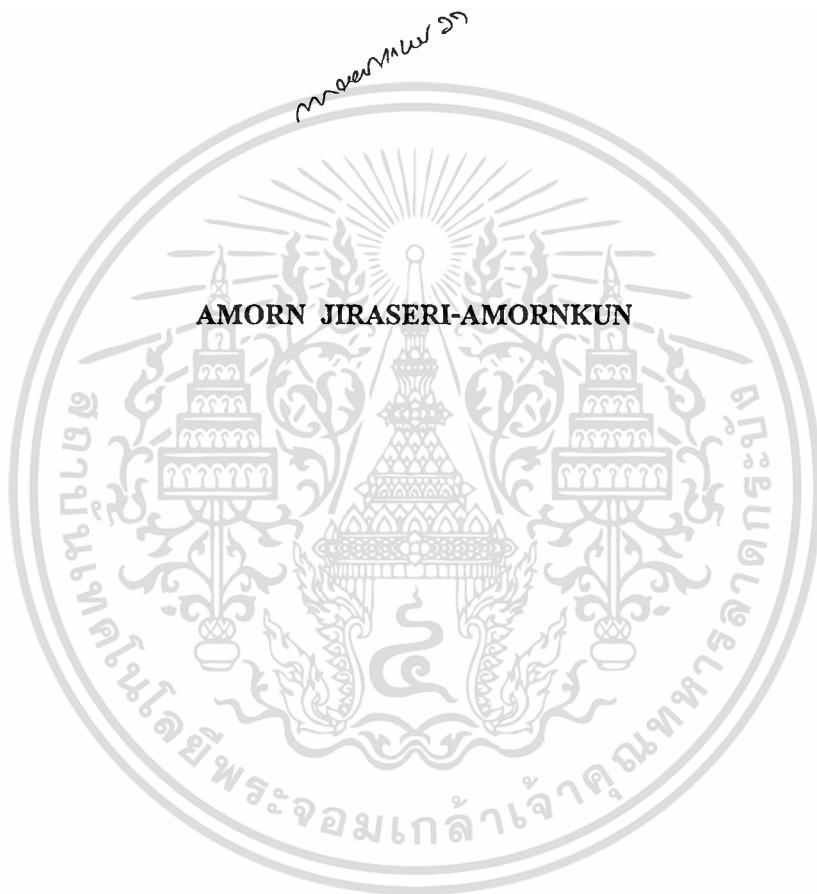
ISBN 974-622-982-6

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 38533  
วัน, เดือน, ปี.- 5 ธ.ค. 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ON THE DESIGN OF TRANSLINEAR-BASED  
FOUR TERMINAL FLOATING NULLOR AND ITS APPLICATIONS**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING  
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

**2000**

**ISBN 974-622-982-6**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2000**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบและประยุกต์ใช้งาน วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว ที่มีโครงสร้างแบบทรานส์ลิเนียร์
นักศึกษา	นายอมร จิรเสรีอมรกุล
รหัสนักศึกษา	41061082
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2543
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ศ. ดร. วัลลภ สุระกำพลธร

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบอุปกรณ์แอกทีฟเอนกประสงค์ ที่ทำงานในโหมดกระแสซึ่งมีชื่อว่า วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว โดยใช้เทคโนโลยีวงจรรวมซีพเดียวแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ แนวคิดของวงจรมูลเลอร์นั้น ได้รับการยอมรับอย่างกว้างขวาง ว่าเป็นประโยชน์อย่างมากในการนำไปใช้ออกแบบ วงจรอิเล็กทรอนิกส์เชิงอุปมานที่ต้องการสมรรถนะและความเที่ยงตรงสูง และยังต้องการใช้อุปกรณ์ต่อรวมภายนอกทั้งแบบแอกทีฟและพาสซีฟในจำนวนที่น้อยที่สุดอีกด้วย สำหรับโครงสร้างของวงจรมูลเลอร์ที่นำเสนอนี้ จะพยายามให้มีรูปแบบที่เรียบง่ายที่สุด โดยอาศัยหลักการของวงจรรขยายแบบคลาส AB ที่ใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์หรือวงจรทรานส์ลิเนียร์เป็นสำคัญ เนื้อหาภายในได้อธิบายถึงทฤษฎีและหลักการที่สำคัญของวงจรมูลเลอร์ การประยุกต์ใช้งานขั้นพื้นฐาน รวมไปถึงการออกแบบประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกรองและวงจรกรองผันกลับที่ทำงานในโหมดกระแสอีกด้วย คุณสมบัติต่างๆ ของวงจรได้ถูกแสดงไว้โดยผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม HSPICE ซึ่งให้ผลลัพธ์ที่ช่วยยืนยันถึงสมรรถนะของวงจร ได้เป็นอย่างดี

<b>Thesis Title</b>	On the Design of Translinear-Based Four Terminal Floating Nullor and Its Applications
<b>Student</b>	Mr. Amorn Jiraseri-amornkun
<b>Student ID.</b>	41061082
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2000
<b>Thesis Advisor</b>	Prof. Dr. Wanlop Surakamponorn

### ABSTRACT

This thesis presents a circuit design technique, in bipolar monolithic integrated circuit form, for realizing an universal active element in current-mode operation named as a Four Terminal Floating Nullor (FTFN). It is well expected that the nullor is a very useful active building block for the design of high performance and accurate analog electronics systems, which required minimum number of active components and passive components. The proposed FTFN structure is simple and based on the use of a bipolar class AB (translinear cell) type circuit. The theoretical principles and their basic applications are outlined. The conversion techniques from voltage mode filter to current mode filter and to inverse filter are also included. The performances of the proposed circuit scheme are confirmed through the HSPICE simulation.

## กิตติกรรมประกาศ

คุณความดีอันใดที่บังเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ขอบอบแต่บิดาและมารดาของข้าพเจ้า ผู้ที่คอยห่วงใย เข้าใจและให้การสนับสนุนในการศึกษามาโดยตลอด

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จสมบูรณ์ลงได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความกรุณาเป็นอย่างสูงจากท่าน ศาสตราจารย์ ดร. วัลลภ สุระกำพลธร อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ช่วยเหลือในการให้คำแนะนำ ชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆ อย่างทุ่มเท รวมทั้งฝึกฝนข้าพเจ้าให้มีความสามารถในการทำวิจัยและพัฒนาได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. วันชัย ธีรจุฑา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. เกียรติศักดิ์ คมวัชระ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ บุญรักษ์ จิปีภพ และผู้ช่วยศาสตราจารย์ พลผดุง ผดุงกุล ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาในทุกๆ เรื่อง ทั้งวิธีแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นในการทำวิทยานิพนธ์ และมุมมองในเชิงวิศวกรรมอื่นๆ ซึ่งช่วยให้ข้าพเจ้ามีวิสัยทัศน์ที่กว้างไกลขึ้นเป็นอันมาก

ขอขอบคุณ คุณอนงค์ ลิ่นทอง และคุณพัชรารัตน์ นิปีทรหัตถพงษ์ ที่ช่วยในการจัดพิมพ์ต้นฉบับวิทยานิพนธ์นี้ ตลอดจนเพื่อนๆ พี่น้องทุกคนในห้องปฏิบัติการ Mixed Signal Processing ที่ได้ให้การช่วยเหลือเกื้อหนุนข้าพเจ้าเป็นอย่างดี ทำให้บรรยากาศการศึกษาและการทำวิจัยเต็มเปี่ยมไปด้วยความอบอุ่นและสนุกสนาน

และที่สำคัญ ขอขอบคุณ คุณศรินษา ผาลิงส์ ที่คอยเป็นกำลังใจที่ดีให้แก่ข้าพเจ้าเสมอมาตลอดระยะเวลาอันยาวนาน

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณ องค์การความร่วมมือระหว่างประเทศของญี่ปุ่น (JICA) ภายใต้โครงการสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT) ที่ให้ทุนและเครื่องมือสนับสนุนในการทำวิทยานิพนธ์ และขอขอบคุณทุนอุดหนุนการทำวิทยานิพนธ์จากทบวงมหาวิทยาลัย ที่ได้จัดสรรทุนช่วยเหลือในการจัดทำวิทยานิพนธ์มา ณ ที่นี้ด้วย

อมร จิรเสรีอมรกุล

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 หลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีอุปกรณ์โครงข่ายแยกที่เฟอนกประสงค์.....	5
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 นิยามและคุณสมบัติของนูลเลอ์.....	5
2.3 การอธิบายวงจรโครงข่ายเชิงเส้นโดยใช้นูลเลอ์.....	8
2.3.1 วงจรเสมือนอุปกรณ์โครงข่ายเชิงเส้น.....	9
2.3.2 วงจรเสมือนนูลเลอ์และการลดรูปวงจรโครงข่าย.....	11
2.4 การวิเคราะห์วงจรโครงข่ายอาร์-ซีนูลเลอ์.....	13
2.4.1 วิธีการวิเคราะห์เชิงโหนด.....	13
2.4.2 วิธีการวิเคราะห์เชิงรูป.....	22
2.4.3 ผลของวงจรที่มีจำนวนนูลเลอ์ไม่เท่ากับนอเรเตอร์.....	24
2.5 สรุป.....	26
บทที่ 3 วงจรทรานส์ลิเนียร์.....	28
3.1 กล่าวนำ.....	28
3.2 หลักการเบื้องต้น.....	29
3.2.1 หลักการของวงจรทรานส์ลิเนียร์.....	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2.2	การใช้อัตราส่วนพื้นที่อิมิตเตอร์.....	32
3.3	การวิเคราะห์วงจรพื้นฐานด้วยทรานส์ลีนีเยร์.....	33
3.3.1	วงจรสะท้อนกระแส.....	33
3.3.2	วงจรขยายคลาส AB.....	34
3.4	สรุป.....	38
<b>บทที่ 4</b>	<b>การวิเคราะห์และการออกแบบวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว.....</b>	<b>39</b>
4.1	กล่าวนำ.....	39
4.2	หลักการออกแบบโดยทั่วไป.....	40
4.2.1	ข้อกำหนดในการออกแบบ.....	40
4.2.2	แนวคิดในการออกแบบ.....	42
4.3	เทคนิคการออกแบบวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวแบบใหม่.....	47
4.4	การปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจร.....	51
4.4.1	การวิเคราะห์วงจรขยายขาเข้า.....	52
4.4.2	การวิเคราะห์ทรานส์ลีนีเยร์รูป.....	54
4.4.3	การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ทางขาออก.....	57
4.5	ผลการจำลองการทำงานของวงจร.....	59
4.6	สรุป.....	64
<b>บทที่ 5</b>	<b>การประยุกต์ใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว.....</b>	<b>65</b>
5.1	กล่าวนำ.....	65
5.2	การประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรพื้นฐาน.....	65
5.3	การประยุกต์สร้างวงจรเสมือน.....	72
5.4	การประยุกต์ใช้เป็นวงจรกรองในโหมดกระแส.....	74
5.4.1	การแปลงเป็นวงจรกรองในโหมดกระแส.....	75
5.4.2	การแปลงเป็นวงจรกรองผันกลับในโหมดกระแส.....	76
5.5	ผลการทดลองประยุกต์ใช้งานจริง.....	82
5.6	สรุป.....	85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	86
6.1 บทสรุปและวิจารณ์.....	86
6.2 ข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อ.....	87
เอกสารอ้างอิง.....	88
ภาคผนวก.....	92
ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่สำคัญของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	93
ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์คุณลักษณะของทรานส์ลิเนียร์รูปที่ประกอบด้วยไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์ 8 ตัว.....	98
ภาคผนวก ค. การวิเคราะห์หาเงื่อนไขที่จำเป็นในการแปลงวงจรกรองสัญญาณ โหมดส์คดาให้เป็นวงจรกรองและวงจรกรองผันกลับโหมดส์กระแส.....	104
ภาคผนวก ง. สไปซ์โมเดลของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	108
ภาคผนวก จ. บทความวิจัยเกี่ยวข้องที่ได้รับการตีพิมพ์.....	110
ประวัติผู้เขียน.....	116

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	แสดงคุณสมบัติเปรียบเทียบระหว่างนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์.....6
4.1	คุณสมบัติโดยรวมของวงจรนูลเลเตอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่นำเสนอเปรียบเทียบ กับวงจรที่สร้างจากออปแอมป์ เมื่อป้อนไฟเลี้ยงขนาด $\pm 15$ โวลต์ .....64



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	แบบจำลองของนูลเลอว์.....6
2.2	วงจรเสมือนทางไฟฟ้าของนูลเลอว์และนอเรเตอร์.....7
2.3	การต่อนูลเลอว์ร่วมกับวงจร โครงข่ายภายนอก.....8
2.4	แบบจำลองอาร์ซี-นูลเลอว์ของแหล่งจ่ายศักดาอิสระและตัวเหนี่ยวนำ.....9
2.5	แบบจำลองอาร์ซี-นูลเลอว์ของแหล่งจ่ายฟังก์ชัน.....9
2.6	แบบจำลองอาร์ซี-นูลเลอว์ของวงจรออปแอมป์และวงจรสายพานกระแส ในอุดมคติ.....10
2.7	การแทนวงจร โครงข่ายเชิงเส้นด้วยแบบจำลองอาร์ซี-นูลเลอว์.....10
2.8	วงจรเสมือนนูลเลอว์.....11
2.8	(ต่อ).....12
2.9	การวิเคราะห์ห้วงจร โครงข่ายพาสซีฟ.....15
2.10	วงจร โครงข่ายนูลเลอว์.....17
2.11	ตัวอย่างการวิเคราะห์เชิง โหนดของวงจรอาร์ซี-นูลเลอว์.....21
2.12	ตัวอย่างการวิเคราะห์เชิงลูปของวงจรอาร์ซี-นูลเลอว์.....23
2.13	วงจร โครงข่ายที่มีจำนวนนูลเลอว์และนอเรเตอร์ไม่เท่ากัน.....25
3.1	รูปแบบพื้นฐานของวงจรทรานส์ลีนีเยร์ที่ประกอบด้วยไบ โพลาร์ทรานซิสเตอร์.....30
3.2	วงจรแนวคิดพื้นฐานของทรานส์ลีนีเยร์.....32
3.3	วงจรขยายคลาส AB.....35
4.1	แบบจำลองของวงจรมูลเลอว์สี่ขั้วแบบลอยตัว.....40
4.2	วงจรเสมือนของวงจรมูลเลอว์สี่ขั้วแบบลอยตัว.....41
4.3	วงจรมูลเลอว์ที่ใช้หลักการแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงแบบลอยตัว.....43
4.4(ก)	วงจรพื้นฐานของนูลเลอว์แบบสามขั้ว.....43
4.4(ข)	วงจรที่ได้ปรับปรุงคุณสมบัติขึ้นแล้ว.....43
4.5	วงจรมูลเลอว์ที่มีภาคขาออกแบบคลาส A.....44
4.6	โครงสร้างทั่วไปของภาคขาออกแบบคลาส AB.....45
4.7	วงจรขยายสัญญาณเชิงปฏิบัติการสะท้อนแบบคลาส AB.....46
4.8	วงจรมูลเลอว์คลาส AB ที่ใช้เทคนิคการเท่ากันของกระแสแหล่งจ่าย.....47
4.9(ก)	วงจรตามศักดาแบบคลาส A.....47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9(ข) วงจรตามศักดาแบบคลาส AB .....	47
4.10 วงจรสมบรูณ์ของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว.....	48
4.11 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว.....	49
4.12 วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ได้รับการปรับปรุงขึ้นใหม่.....	51
4.13 รูปลักษณะแบบคาสโคดที่ประกอบด้วยวงจรถอดเลกเตอร์ร่วมกับวงจรมิตเตอร์ร่วม .....	52
4.14 ทรานส์ลิเนียร์รูปที่ประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์ 8 ตัว .....	54
4.15(ก) โครงสร้างของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุง.....	57
4.15(ข) วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุง .....	57
4.16 วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่สร้างขึ้นจากออปแอมป์ .....	59
4.17 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่นำเสนอขึ้นใหม่ .....	60
4.18 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่สร้างจากออปแอมป์ .....	60
4.19 ผลการจำลองการทำงานเพื่อหาจ่ายขยายส่งผ่านความนำเทียบกับสมการที่ (4.23) .....	61
4.20 ผลการตอบสนองความถี่เมื่อใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906 .....	62
4.21 คุณลักษณะการส่งผ่านศักดาจากพอร์ต Y มายังพอร์ต X .....	63
4.22 คุณลักษณะการส่งผ่านกระแสจากพอร์ต W มายังพอร์ต Z.....	63
5.1(ก) การประยุกต์ใช้ FTFN เป็นวงจรตามศักดา.....	66
5.1(ข) การประยุกต์ใช้ FTFN เป็นวงจรตามกระแส .....	66
5.2(ก) วงจรขยายศักดา.....	66
5.2(ข) วงจรขยายกระแส .....	66
5.2(ค) วงจรขยายส่งผ่านความนำ .....	66
5.2(ง) วงจรขยายส่งผ่านความต้านทาน.....	66
5.3(ก) ผลการจำลองการทำงานวงจรขยายศักดา .....	68
5.3(ข) ผลการจำลองการทำงานวงจรขยายกระแส.....	69
5.3(ค) ผลการจำลองการทำงานวงจรขยายส่งผ่านความนำ.....	69
5.3(ง) ผลการจำลองการทำงานวงจรขยายส่งผ่านความต้านทาน .....	69
5.4(ก) โครงสร้างวงจรสายพ้านกระแส .....	70
5.4(ข) การส่งผ่านศักดาจากพอร์ต Y มายังพอร์ต X.....	70
5.4(ค) การส่งผ่านกระแสจากพอร์ต X มายังพอร์ต Z.....	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.5(ก) วงจรขยายสัญญาณเครื่องมือวัด.....	71
5.5(ข) วงจรตัวหมุนใจเรเตอร์ .....	71
5.6 วงจรเสมือนของวงจรกรองที่มีการป้อนกลับซ้อน .....	73
5.7 ขั้นตอนการสร้างวงจรกรองโหมคกระแสโดยใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว .....	75
5.8 ขั้นตอนการสร้างวงจรกรองผันกลับโหมคกระแสโดยใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว ....	75
5.9 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองและวงจรกรองผันกลับในโหมคกระแส เปรียบเทียบกับวงจรกรองต้นแบบใน โหมคศักดาที่ความถี่ตัด 5 กิโลเฮิร์ตซ์.....	79
5.10 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองและวงจรกรองผันกลับในโหมคกระแส เปรียบเทียบกับวงจรกรองต้นแบบใน โหมคศักดาที่ความถี่ตัด 50 กิโลเฮิร์ตซ์ .....	80
5.11 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองและวงจรกรองผันกลับในโหมคกระแส เปรียบเทียบกับวงจรกรองต้นแบบใน โหมคศักดาที่ความถี่ตัด 500 กิโลเฮิร์ตซ์ .....	80
5.12 การตอบสนองความถี่ของวงจรกรองและวงจรกรองผันกลับในโหมคกระแส โดยใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่สร้างออปแอมป์ ความถี่ตัด 50 กิโลเฮิร์ตซ์ .....	81
5.13 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่มีฮิสเทอรีซิสหรือวงจรมิตต์ทริกเกอร์ .....	82
5.14 วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ทำการสร้างขึ้นจริง .....	83
5.15 ผลการทดลองเมื่อประยุกต์ใช้เป็นวงจรมิตต์ทริกเกอร์.....	83
5.16 ผลการจำลองการทำงานวงจรมิตต์ทริกเกอร์ด้วยโปรแกรม HSPICE .....	84
5.17 ผลการทดลองแสดงฮิสเทอรีซิสลูปของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ .....	84
ก.1 วงจรสมมูลของไบ โพลาร์ทรานซิสเตอร์ .....	92
ก.2 วงจรสมมูลของวงจรมิตเตอร์ร่วม .....	92
ก.3 วงจรสมมูลของวงจรเบสร่วม .....	95
ข.1 ทรานส์ลิเนียร์ลูบที่ประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์ 8 ตัว .....	94
ค.1(ก) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบชาเลน-กีย์ .....	103
ค.1(ข) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโหมคกระแส.....	103
ค.1(ค) วงจร โครงข่ายสำหรับการวิเคราะห์วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โหมคกระแส .....	103
ค.1(ง) วงจรกรองผันกลับโหมคกระแส.....	103
ค.1(จ) วงจร โครงข่ายสำหรับการวิเคราะห์วงจรกรองผันกลับ โหมคกระแส.....	103

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 กล่าวนำ

นับตั้งแต่ก้าวแรกแห่งการเริ่มต้นสู่ยุคของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำจนถึงในปัจจุบัน สิ่งหนึ่งที่ได้รับ ความสนใจจากบรรดานักวิจัยและพัฒนาโดยตลอด ก็คือการพยายามค้นหาสิ่งที่จะเรียกได้ว่าเป็น “อุปกรณ์แอคทีฟเอนกประสงค์” (universal active element) ซึ่งความสำคัญของมันมิได้จำกัดอยู่แค่การใช้เพียงเพื่อขยายสัญญาณให้ได้ระดับที่ต้องการเท่านั้น หากแต่จะต้องสามารถนำมาใช้ในการสร้างเป็นฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ได้หลากหลายรูปแบบที่สุด หรือในอุดมคติแล้วควรจะ สามารถสร้างเป็นฟังก์ชันที่ต้องการได้ทุกชนิด โดยใช้อุปกรณ์พาสซีฟ (passive element) จำพวกตัวต้านทานและตัวเก็บประจุในจำนวนที่น้อยที่สุด และจะต้องสามารถปรับระดับอิมพีแดนซ์ตามความเหมาะสมของการนำไปใช้งานได้อีกด้วย ในอดีตที่ผ่านมา ได้มีการออกแบบสร้างอุปกรณ์แอคทีฟขึ้นหลายชนิดด้วยกัน [1, 2] ซึ่งก็จะแตกต่างกันไปตามแต่เทคโนโลยีในขณะนั้นจะอำนวย แต่การเปลี่ยนแปลงสำคัญที่เรียกได้ว่าเป็นการพลิกโฉมหน้าของวงการอิเล็กทรอนิกส์ ก็คือการพัฒนาของเทคโนโลยีวงจรรวม (integrated circuit technology) ทำให้นักออกแบบทั้งหลายสามารถสร้างอุปกรณ์แอคทีฟที่ซับซ้อนขึ้น มีสมรรถนะสูงขึ้น แต่กลับมีขนาดที่เล็กลง ซึ่งจะไม่มีทางสร้างขึ้นได้เลยด้วยเทคโนโลยีของอุปกรณ์แบบแยกชิ้น (discrete element)

ความจริงแล้วแนวคิดเกี่ยวกับการออกแบบสร้างอุปกรณ์แอคทีฟเอนกประสงค์ ได้ถูกนำเสนอขึ้นก่อนหน้านี้นานพอสมควรแล้ว แต่ขีดจำกัดที่เทคโนโลยีในขณะนั้นมีขีดความสามารถไม่พอจึงไม่สามารถทำการพัฒนาต่อได้ ประกอบกับอุปกรณ์แอคทีฟที่ใช้กันอยู่คือวงจขยายสัญญาณเชิงปฏิบัติการ (operational amplifier) หรือวงจรรอปแอมป์ (op-amp) ก็สามารถให้สมรรถนะได้ดีเป็นที่น่าพอใจ ทำให้การพัฒนาวงจรส่วนใหญ่กระทำอยู่บนพื้นฐานของวงจรรอปแอมป์ ไม่ว่าจะ เป็นวงจรกรองความถี่ วงจขยายสัญญาณทั้งแบบเป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น วงจรกำเนิดสัญญาณ และอื่นๆ ต่อมา เมื่อความต้องการวงจรที่มีสมรรถนะสูงมากขึ้น จนกระทั่งวงจรรอปแอมป์ที่ทำงานในโหมดคัทท้าวไปไม่สามารถตอบสนองได้ จึงมีการพัฒนาเทคนิคใหม่ที่ใช้การประมวลผลด้วยสัญญาณกระแส (current mode signal) แทนสัญญาณศักดา [3, 4] ผนวกเข้ากับเทคโนโลยีการผลิตวงจรรวมที่ทันสมัย ทำให้สามารถสร้างอุปกรณ์แอคทีฟที่ทำงานในโหมดกระแสที่มีสมรรถนะสูงขึ้น แต่มีโครงสร้างที่เรียบง่ายใช้พื้นที่และกำลังงานน้อยลง ตัวอย่างเช่น วงจรสายพานกระแส (current conveyor) [5, 6] วงจรรอปแอมป์แบบป้อนกลับด้วยกระแส (current feedback op-amp) [3] วงจขยายสัญญาณเชิงปฏิบัติการแบบลอยตัว (operational floating

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

amplifier) [7] วงจรสายพานสัญญาณเชิงปฏิบัติการแบบลอยตัว (operational floating conveyor) [8] และวงจรนูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว (four terminal floating nullor) [9] เป็นต้น ผู้วิจัยมีความเชื่อว่า ด้วยเทคโนโลยีในปัจจุบันนี้ การจะสร้างอุปกรณ์แอกทีฟเอนกประสงค์ที่มีสมรรถนะสูงไม่ใช่เรื่องยากอีกต่อไป ดังจะเห็นได้จากที่มีการนำเสนอวิธีการสร้างอุปกรณ์ประเภทนี้มากขึ้นเรื่อยๆ [10, 11, 12] วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ก็เป็นหนึ่งในการนำเสนอเทคนิควิธีการใหม่เพื่อสร้างอุปกรณ์แอกทีฟเอนกประสงค์ภายใต้ชื่อ “วงจรนูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว” ซึ่งกล่าวได้ว่ามีความใกล้เคียงกับข้อกำหนดในทางอุดมคติมากที่สุด อีกทั้งยังได้แสดงตัวอย่างการนำไปประยุกต์ใช้งานที่มีประโยชน์และกำลังได้รับความสนใจจากนักวิจัยทั่วไปอีกด้วย

## 1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

จากความต้องการในการจัดหาอุปกรณ์แอกทีฟเอนกประสงค์ที่เหมาะสมสำหรับใช้ในการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์สมรรถนะสูง และตั้งเป็นที่ยอมรับกันว่าวงจรนูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวนั้นสามารถให้สมรรถนะ ความยืดหยุ่น และนำไปประยุกต์ใช้งานได้กว้างขวางกว่าอุปกรณ์แอกทีฟแบบอื่นมาก จึงทำให้มีการนำเสนอเทคนิคการสร้างอุปกรณ์ดังกล่าวไว้หลากหลายรูปแบบด้วยกัน แต่เป็นที่น่าเสียดายว่า วิธีการส่วนใหญ่ยังคงเป็นเพียงการประยุกต์สร้างขึ้นจากวงจรออปแอมป์ทั่วไปเท่านั้น ทำให้คุณสมบัติทางความถี่สูงถูกจำกัดไปด้วย และแม้ในปัจจุบันจะมีการเสนอเทคนิคการออกแบบเฉพาะขึ้น เพื่อลดขีดจำกัดต่างๆ ข้างต้น แต่วงจรเหล่านั้นก็ยังคงค่อนข้างมีความซับซ้อนมากเกินไป ดังนั้นในการจัดทำวิทยานิพนธ์เรื่อง “การออกแบบและประยุกต์ใช้งานวงจรนูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่มีโครงสร้างแบบทรานส์ลิเนียร์” (On the Design of Translinear-Based Four Terminal Floating Nullor and Its Applications) จึงได้กำหนดวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ไว้ดังนี้

- 1) ศึกษาค้นคว้าและพัฒนาเทคนิควิธีการใหม่ สำหรับการออกแบบสร้างวงจรนูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่มีสมรรถนะสูง เพื่อให้เป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถนำไปใช้งานได้อย่างกว้างขวาง
- 2) ออกแบบวงจรที่มีโครงสร้างเรียบง่ายและใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยที่สุด
- 3) สามารถนำวงจรที่ออกแบบไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างถูกต้องแม่นยำ
- 4) เหมาะสมในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมต่อไป

## 1.3 หลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์

ในการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้มีการนำเสนอเทคนิคการออกแบบและสร้างอุปกรณ์แอกทีฟเอนกประสงค์ที่ชื่อว่า วงจรนูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว ด้วยวิธีการแบบใหม่ที่ทำให้สมรรถนะสูงไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้น โดยอาศัยหลักการของวงจรถานส์ลิเนียร์ในการปรับปรุงคุณภาพ วงจรที่ได้จึงมีโครงสร้างที่เรียบง่าย ตอบสนองความถี่ได้สูง และกินกำลังงานต่ำ นอกจากนี้ยังได้เสนอตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานแบบต่างๆ ทั้งที่เป็นแบบพื้นฐาน และแบบพิเศษ นั่นคือการใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวเพื่อสร้างเป็นวงจรกรองและวงจรกรองผันทกลับ (filter and inverse filter) ที่ทำงานในโหมดกระแส โดยอาศัยเทคนิคการแปลงคู่แฝง RC : CR (RC : CR dual transformation) ร่วมกับการวิเคราะห์วงจรโครงข่ายมูลเลอร์ ทำการแปลงมาจากวงจรกรองทั่วไปที่ทำงานอยู่ในโหมดคัทคา ซึ่งผลที่ได้นี้ช่วยยืนยันถึงสมรรถนะและความถูกต้องของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ทำการออกแบบขึ้นได้เป็นอย่างดี

#### 1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ภายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท และภาคผนวกอีก 5 ภาค โดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำเพื่อกล่าวถึงวัตถุประสงค์และหลักการใหม่ ที่ได้นำเสนอไว้ภายในวิทยานิพนธ์ รวมไปถึงรายละเอียดเนื้อหาโดยสรุปของแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีและแนวคิดพื้นฐานของอุปกรณ์แอกทีฟเอนกประสงค์ ภายใต้ชื่อมูลเลอร์ (nullor) ซึ่งจะประกอบด้วยการอธิบายถึงคุณสมบัติพิเศษต่างๆ ของมูลเลอร์ วงจรเสมือนมูลเลอร์ การสร้างแบบจำลองและการวิเคราะห์ห้วงจร โครงข่ายเชิงเส้นแบบแอกทีฟ-อาร์แอลซี (active-RLC linear network) ด้วยหลักการของมูลเลอร์ ซึ่งมีด้วยกัน 2 วิธีคือ การวิเคราะห์เชิงโหนด (nodal analysis) และการวิเคราะห์เชิงลูป (loop analysis)

บทที่ 3 จะเป็นการกล่าวถึงหลักการพื้นฐาน ประโยชน์และคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรถานส์ลิเนียร์ (translinear circuit) พร้อมทั้งยกตัวอย่างการวิเคราะห์ห้วงจรทั่วไปที่พบเห็นได้ ไม่ว่าจะเป็นวงจรสะท้อนกระแส (current mirror) หรือ วงจรขยายคลาส AB (class-AB amplifier) ในมุมมองแบบทรานส์ลิเนียร์

บทที่ 4 แสดงแนวคิดอย่างง่ายของการวิเคราะห์และออกแบบวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่เคยมีมาในอดีต และเสนอเทคนิคการออกแบบสร้างวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวแบบใหม่ ที่นำเอาหลักการของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว มาประยุกต์ใช้ในการสร้าง คุณสมบัติที่สำคัญจะได้รับการวิเคราะห์โดยใช้เทคนิคทางทรานส์ลิเนียร์เพื่อให้สมการอยู่ในรูปที่ถูกต้องและเรียบง่ายที่สุด สำหรับสมรรถนะของวงจร ได้ทำการยืนยันด้วยการจำลองผลการทำงานโดยใช้โปรแกรม HSPICE

บทที่ 5 จะกล่าวถึงการนำวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว ไปประยุกต์ใช้งานในรูปแบบต่างๆ โดยเริ่มตั้งแต่แบบพื้นฐานที่ใช้อุปกรณ์เพียงไม่กี่ตัว เพื่อสร้างฟังก์ชันถ่ายโอนอย่างง่าย การใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวเพื่อสร้างวงจรมีอน ไปจนถึงการนำไปประยุกต์ใช้ในการสร้างเป็นวงจรกรองและวงจรกรองผกผันที่ทำงานในโหมดกระแส สำหรับสมรรถนะของวงจรได้ใช้โปรแกรม HSPICE ทำการจำลองการทำงานเปรียบเทียบกับให้เห็นชัดเจน นอกจากนี้ยังได้ทำการต่อวงจรทดสอบขึ้นเพื่อยืนยันถึงความสามารถในการนำไปใช้งานจริงได้อีกด้วย

บทที่ 6 เป็นบทส่งท้ายเพื่อสรุปผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอไว้ภายในวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งได้นำเสนอแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อไป

ในส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์จะเป็นภาคผนวก ซึ่งจะแสดงการวิเคราะห์คุณสมบัติและสมการที่ใช้ภายในแต่ละบทเอาไว้ ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

- ภาคผนวก ก. แสดงการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญต่างๆ วงจรสมมูลและแบบจำลองการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์
- ภาคผนวก ข. เป็นการวิเคราะห์คุณสมบัติของทรานส์ลิเนียร์ลูป (translinear loop) ที่ประกอบด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ 8 ตัว
- ภาคผนวก ค. การวิเคราะห์วงจรโครงข่ายมูลเลอร์ เพื่อหาเงื่อนไขที่จำเป็นในการแปลงวงจรกรองสัญญาณที่ทำงานในโหมดคัสคดา ให้เป็นวงจรกรองสัญญาณและวงจรกรองสัญญาณผกผันที่ทำงานในโหมดกระแสด้วยเทคนิคการแปลงคู่แฝง RC : CR
- ภาคผนวก ง. โมเดลสำหรับโปรแกรมสไปซ์ (SPICE model) ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดที่ใช้ในวิทยานิพนธ์
- ภาคผนวก จ. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

ประวัติผู้เขียน

## บทที่ 2

# ทฤษฎีอุปกรณ์โครงข่ายแอกทีฟเอนกประสงค์

### 2.1 กล่าวนำ

นับตั้งแต่ปี ค.ศ. 1954 ที่ B. D. H. Tellegen ได้นำเสนอแนวคิดเกี่ยวกับ วงจรขยายในอุดมคติ (ideal amplifier) [13] ว่าเป็นอุปกรณ์แอกทีฟเอนกประสงค์ที่สามารถใช้ออกแบบสร้างระบบอิเล็กทรอนิกส์ทั้งแบบเชิงเส้นและแบบไม่เป็นเชิงเส้นได้ทุกรูปแบบ อีกทั้งช่วยให้การสร้างฟังก์ชันถ่ายโอนหนึ่งๆ นั้น ใช้อุปกรณ์โครงข่ายพาสซีฟภายนอกในจำนวนที่น้อยที่สุดอีกด้วย สำหรับหลักการพื้นฐานของอุปกรณ์ตัวนี้นั้น จะเป็นอุปกรณ์แบบ 2 พอร์ต ที่ประกอบด้วยตัวแปรสำคัญ 4 ตัวคือ  $V_i, I_i$  ทางพอร์ตขาเข้า และ  $V_o, I_o$  ทางพอร์ตขาออก โดยเมื่อพิจารณาโครงสร้างเชิงเรขาคณิต 4 มิติแล้วจะได้คุณสมบัติที่สำคัญของอุปกรณ์คือ  $V_i, I_i$  มีค่าเป็นศูนย์ ส่วน  $V_o, I_o$  จะมีค่าเป็นเท่าไรก็ได้ (arbitrary) ซึ่งแสดงให้เห็นว่าอุปกรณ์ตัวนี้มีอัตราขยายกำลังระหว่างพอร์ตขาเข้ากับพอร์ตขาออกสูงเป็นอนันต์เลยทีเดียว นั่นจึงทำให้ยังไม่สามารถนำหลักการนี้มาใช้งานได้มากนัก

จนกระทั่งในปี ค.ศ. 1964 H. J. Carlin จึงได้เสนอหลักการของนูลเลอร์ขึ้น [14] และประกาศว่าเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่มีคุณสมบัติพิเศษของอุปกรณ์ขยายในอุดมคติ ในขณะที่สามารถสร้างขึ้นใช้งานได้จริง ต่อมา Tellegen ก็ได้ยกบทความที่ช่วยยืนยันแนวคิดของ Carlin อีกครั้งหนึ่ง [15] และนับจากนั้นวงจรโครงข่ายแอกทีฟก็ได้รับการพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว โดยอาศัยแนวคิดของนูลเลอร์นี้เอง [16, 17]

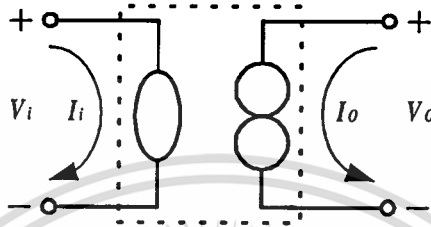
### 2.2 นิยามและคุณสมบัติของนูลเลอร์

นูลเลอร์เป็นอุปกรณ์แบบ 2 พอร์ตที่สำคัญมากตัวหนึ่ง การเข้าใจคุณสมบัติของนูลเลอร์จะช่วยให้สามารถวิเคราะห์และสังเคราะห์วงจรโครงข่ายแบบแอกทีฟอาร์ซี (RC-active networks) ได้อย่างมีประสิทธิภาพ นิยามของนูลเลอร์อาจกล่าวได้ดังนี้ [16]

**นิยาม :** นูลเลอร์คืออุปกรณ์โครงข่ายแบบ 2 พอร์ต ที่มีสมการอธิบายคุณสมบัติขั้วต่อเป็นเมตริกซ์ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ (null transmission matrix)

$$\begin{bmatrix} V_i(s) \\ I_i(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o(s) \\ -I_o(s) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

เริ่มแรกอาจรู้สึกว่าคุณสมบัติเมตริกซ์ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์นั้นค่อนข้างเลื่อนลอยและไร้ความหมาย แต่หากลองพิจารณาแถวแรกของสมการ (2.1) นั่นคือ  $V_i = 0 \cdot V_o + 0 \cdot (-I_o)$  และในแถวที่สอง  $I_i = 0 \cdot V_o + 0 \cdot (-I_o)$  อาจแปลเป็นความหมายทางกายภาพได้ว่า สักดาขาเข้า  $V_i(s)$  และกระแสขาเข้า  $I_i(s)$  มีค่าเป็นศูนย์เสมอ โดยไม่ขึ้นกับข้อกำหนดของตัวแปรทางขาออก  $V_o(s)$  และ  $I_o(s)$  เลย นั่นทำให้สามารถคิดต่อได้ว่า สักดาขาออก  $V_o(s)$  และกระแสขาออก  $I_o(s)$  จะมีค่าเป็นอย่างไรก็ได้ นั่นเอง และสำหรับแบบจำลองของมูลเลอร์ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.1



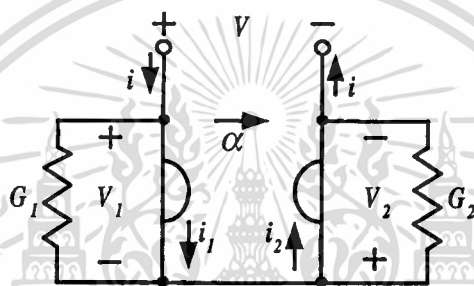
รูปที่ 2.1 แบบจำลองของมูลเลอร์

โครงสร้างหลักของมูลเลอร์ประกอบด้วยอุปกรณ์ 1 พอร์ต 2 ตัว นั่นคือมีภาคขาเข้าเป็นมูลเลเตอร์ (nullator) และภาคขาออกเป็นนอเรเตอร์ (norator) โดยมูลเลเตอร์จะเป็นอุปกรณ์สองขั้วที่มีค่ากระแสและศักดาตกคร่อมระหว่างขั้วเป็นศูนย์ทั้งคู่ ส่วนนอเรเตอร์จะเป็นอุปกรณ์สองขั้วที่ให้กระแสและศักดาระหว่างขั้วสามารถมีค่าใดๆ ก็ได้เป็นอิสระ ซึ่งอุปกรณ์ทั้งคู่ได้ถูกนำเสนอขึ้นก่อนแล้วในปี ค.ศ. 1961 [18] ว่าเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อุดมคติ ที่ถูกรวมเข้าในกลุ่มอุปกรณ์พาสซีฟ เพื่อเพิ่มความสามารถในการสร้างวงจร โครงข่ายแอกทีฟเชิงเส้นแบบไม่สามารถย้อนกลับ (linear active non-reciprocal network) ได้ทุกรูปแบบ แต่ถึงกระนั้นก็ยังไม่มีใครที่เข้าใจคุณสมบัติของมันมากนัก มูลเลเตอร์จึงมักถูกอธิบายว่าเป็นอุปกรณ์สองขั้วที่แสดงพฤติกรรมทั้งเปิดและปิดวงจรในขณะเดียวกัน และด้วยคุณสมบัติที่ตรงกันข้ามกันเช่นนี้ ทำให้รู้สึกเหมือนว่าอุปกรณ์ตัวนี้ดูเป็นนามธรรมเกินกว่าจะนำมาใช้ประโยชน์ได้จริง แต่คำอธิบายดังกล่าวข้างต้นก็ยังไม่ถูกต้องนัก เพราะในความเป็นจริงแล้ว ตัวมูลเลเตอร์เองก็มิได้แสดงคุณสมบัติตรงทั้งการเปิดและปิดวงจร เพื่อให้เห็นชัดเจนจึงอาจสรุปคุณสมบัติได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงคุณสมบัติเปรียบเทียบระหว่างมูลเลเตอร์และนอเรเตอร์

	ปิดวงจร	เปิดวงจร	มูลเลเตอร์	นอเรเตอร์
ศักดา	ศูนย์	เป็นเท่าไรก็ได้	ศูนย์	เป็นเท่าไรก็ได้
กระแส	เป็นเท่าไรก็ได้	ศูนย์	ศูนย์	เป็นเท่าไรก็ได้

จากตารางจะเห็นได้ว่าคุณสมบัติที่ตรงกันข้ามอย่างสิ้นเชิงของนูลเลเตอร์ได้ปรากฏให้เห็นอยู่ในนอเรเตอร์ ซึ่งมีคุณสมบัติที่ดูเหมือนจะกำหนดอะไรไม่ได้ แต่การมีอยู่ของนอเรเตอร์นั้น ได้แสดงให้เห็นถึงระดับความเป็นอิสระ (degree of freedom) ซึ่งไม่ปรากฏในอุปกรณ์ 1 พอร์ตใดๆ เลย นอกจากนี้ ถ้าหากภายในวงจรโครงข่าย มีจำนวนของนูลเลเตอร์มากกว่านอเรเตอร์ จะเกิดความไม่ลงรอยกัน (inconsistencies) ขึ้น ในสมการความสมดุลของวงจรโครงข่าย (network equilibrium equation) และหากวงจรมีจำนวนนอเรเตอร์มากกว่านูลเลเตอร์แล้ว นอเรเตอร์ที่เกินมานั้นจะกลายเป็นส่วนเกินและไม่มีกระแสไหล ซึ่งจะขอกล่าวรายละเอียดอีกครั้งในส่วนที่ 2.4.3 และด้วยเหตุผลเหล่านี้ เราจึงไม่สามารถพิจารณานูลเลเตอร์กับนอเรเตอร์แยกเป็นอิสระจากกันได้ แต่อย่างไรก็ตาม เรายังพอจะเขียนวงจรเสมือนทางไฟฟ้าของนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์ได้ดังรูปที่ 2.2.



รูปที่ 2.2 วงจรเสมือนทางไฟฟ้าของนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์

Carlin และ Youla [18] ได้นำเสนอวงจรในรูปที่ 2.2 นี้ขึ้น อันประกอบด้วยตัวหมุนไจเรเตอร์ (gyrator) [19] ที่มีความต้านทานการหมุน (gyrator resistance) เป็น  $\alpha$  กับความนำ 2 ตัว  $G_1$  และ  $G_2$  โดยกำหนดให้  $\alpha = 1$  พวกเขาถือว่าวงจรนี้จะแสดงคุณสมบัติเป็นนูลเลเตอร์เมื่อ

$$G_1 = -1 \quad \text{และ} \quad G_2 = 1 \quad (2.2)$$

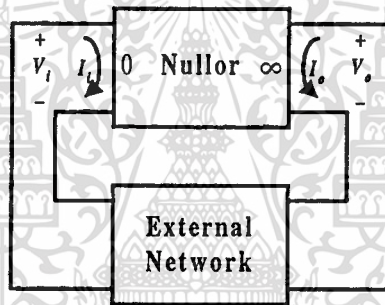
และจะแสดงคุณสมบัติเป็นนอเรเตอร์เมื่อ

$$G_1 = 1 \quad \text{และ} \quad G_2 = -1 \quad (2.3)$$

Carlin กล่าวไว้ว่า เราไม่สามารถสร้างนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์จากอุปกรณ์ 1 พอร์ตอื่นๆ ทั่วไปที่มีสมการคุณลักษณะระหว่าง  $v$  และ  $i$  เพียงสมการเดียวได้ เพราะหากเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์ตามรูปที่ 2.2 ไปแม้เพียงเล็กน้อย วงจรนี้ก็จะไม่สามารถแสดงคุณสมบัติความเป็นนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์ได้เลย แม้เป็นเพียงการประมาณก็ยังไม่ได้ Carlin อธิบายพฤติกรรมนี้ว่า วงจรนี้มี “ความไวเป็นอนันต์” (infinite sensitivity) นั่นแสดงให้เห็นว่าในทางปฏิบัติแล้ว วงจรดังกล่าวไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.2 ไม่สามารถใช้สร้างเป็นนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์ได้ เพราะเราไม่มีทางที่จะสร้างอุปกรณ์ที่มีค่าแม่นยำโดยปราศจากความคิดพลาดได้เลย จึงอาจสรุปได้ว่า แนวคิดในการสร้างนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์เป็นอุปกรณ์แยกอิสระจากกันจึงไม่มีประโยชน์หรือสามารถใช้งานจริงได้ หรือกล่าวได้ว่า เมื่อเราใส่นูลเลเตอร์เข้ามาในวงจรโครงข่ายพาสซีฟ นั่นก็คือการใส่ข้อบังคับที่เป็นไปไม่ได้ (ศักดาตกคร่อมและกระแสที่ไหลผ่าน ณ จุดนั้นเท่ากับศูนย์) ให้กับระบบ ซึ่งความไม่ลงรอยที่เกิดขึ้นนี้ สามารถแก้ไขได้ด้วยการเพิ่มนอเรเตอร์เข้าสู่ระบบ เพราะนอเรเตอร์จะให้ระดับความเป็นอิสระที่จำเป็นตามข้อบังคับที่ถูกกำหนดขึ้น โดยนูลเลเตอร์ได้

ดังนั้น เพื่อคงไว้ซึ่งผลลัพธ์ที่ใช้งานได้จริง จึงจำเป็นที่วงจรโครงข่ายจะต้องมีจำนวนของนูลเลเตอร์เท่ากับจำนวนนอเรเตอร์ โดยสำหรับวงจรโครงข่ายที่สามารถแยกจากกันได้ ก็ต้องมีจำนวนนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์เท่ากันในแต่ละส่วนที่แยกได้นั้นด้วย ซึ่งคู่ของนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ก็คือนูลเลเตอร์นั่นเอง แต่หลักการนูลเลเตอร์จะสามารถใช้ได้ก็ต้องมีวงจรโครงข่ายภายนอกต่อร่วมอยู่ด้วยดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 การต่อนูลเลเตอร์ร่วมกับวงจรโครงข่ายภายนอก

วงจรโครงข่ายภายนอกนี้จะทำหน้าที่สร้างส่วนป้อนกลับจากพอร์ตขาออกมายังพอร์ตขาเข้า โดยที่ตัวนูลเลเตอร์เองจะต้องมีค่าอัตราขยายที่สูงและมีเสถียรภาพด้วย [20] ตัวแปรทางขาออก  $V_o$  และ  $I_o$  นั้นสามารถคำนวณได้จากวงจรโครงข่ายภายนอกที่ต่ออยู่ในลักษณะเพื่อทำให้ข้อกำหนด  $V_i = I_i = 0$  เป็นจริง ซึ่งวงจรโครงข่ายภายนอกนี้อาจจะเป็นอุปกรณ์พาสซีฟหรือแหล่งจ่ายพลังงานก็ได้

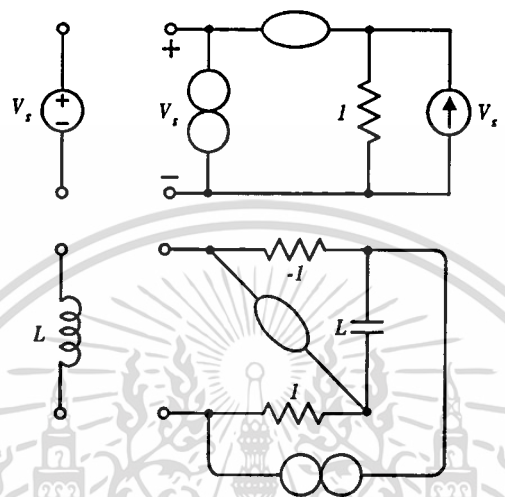
### 2.3 การอธิบายวงจรโครงข่ายเชิงเส้นโดยใช้นูลเลเตอร์

ในการวิเคราะห์วงจรโครงข่ายเชิงเส้นทั่วไป โดยเฉพาะการวิเคราะห์ด้วยคอมพิวเตอร์นั้นสามารถกระทำได้โดยการสร้างวงจรเสมือนนูลเลเตอร์ขึ้นก่อน ซึ่งวงจรเสมือนนี้จะประกอบขึ้นจากตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ นูลเลเตอร์ และถูกกระตุ้นด้วยแหล่งจ่ายกระแสเท่านั้น การวิเคราะห์คุณสมบัติพื้นฐานของวงจรเสมือนจึงอยู่ที่การสร้างสมการกระแสจากแต่ละโหนด และเมื่อทำการแก้สมการแล้วก็จะได้ศักดาที่โหนด ซึ่งสามารถนำไปคำนวณหาค่าศักดาและกระแสในแต่ละส่วน

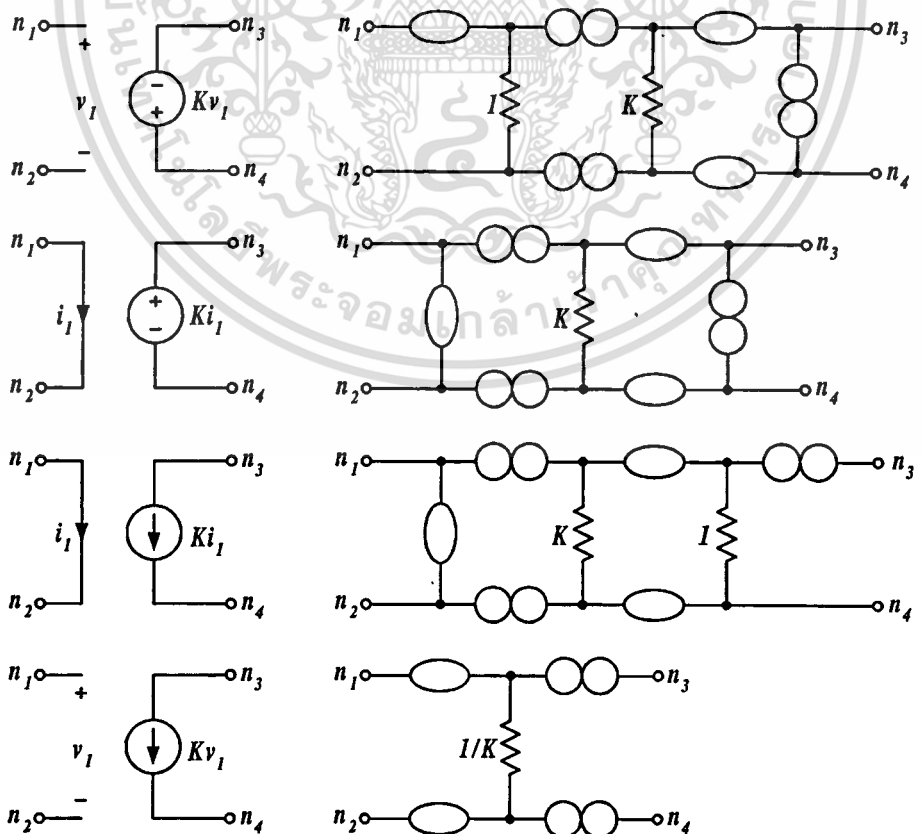
ของวงจรโครงข่ายเชิงเส้นได้ต่อไป ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1 วงจรเสมือนอุปกรณ์โครงข่ายเชิงเส้น

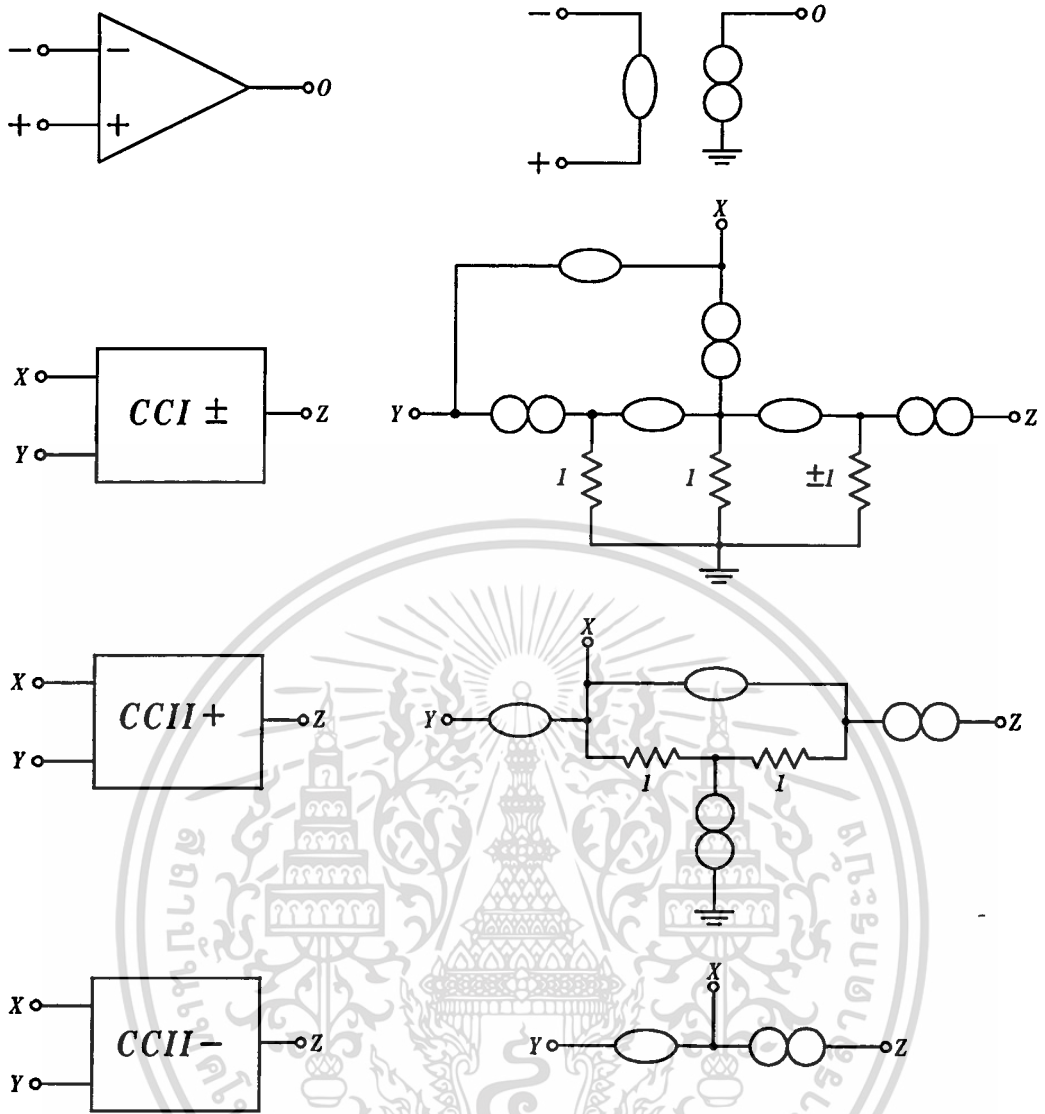
จากที่ได้กล่าวไว้แล้วว่า วงจรโครงข่ายเชิงเส้นทุกประเภทสามารถแทนได้ด้วยวงจรเสมือนที่ใช้เพียง ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ นูลเลอร์ และแหล่งจ่ายกระแสเท่านั้น [16, 21] สำหรับวิธีการสร้างวงจรเสมือน สามารถกระทำได้โดยการแทนอุปกรณ์ภายในวงจรโครงข่ายเชิงเส้นที่ต้องการด้วยแบบจำลองอาร์ซี-นูลเลอร์ (RC-Nullor) ดังแสดงในรูปที่ 2.4, 2.5 และ 2.6



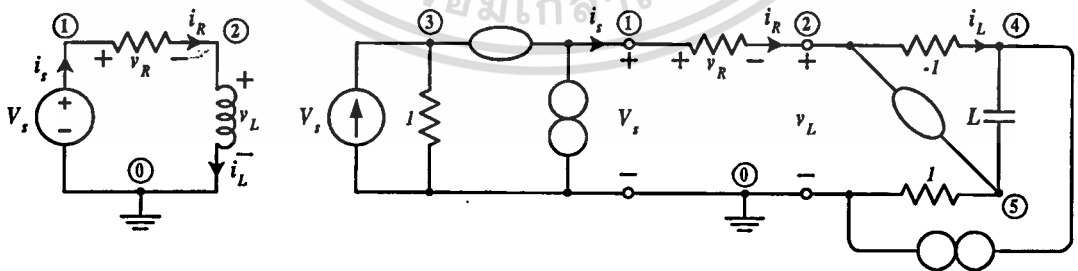
รูปที่ 2.4 แบบจำลองอาร์ซี-นูลเลอร์ของแหล่งจ่ายศักคาอิสระและตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.5 แบบจำลองอาร์ซี-นูลเลอร์ของแหล่งจ่ายพึ่งพิง (dependence source) ถ้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 แบบจำลองอาร์ชี-นูลเลอร์ของวงจรรูปแอมป์และวงจรสายพานกระแสในอุดมคติ



รูปที่ 2.7 การแทนวงจรโครงข่ายเชิงเส้นด้วยแบบจำลองอาร์ชี-นูลเลอร์

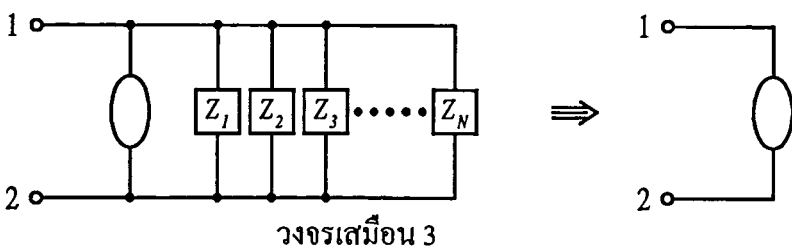
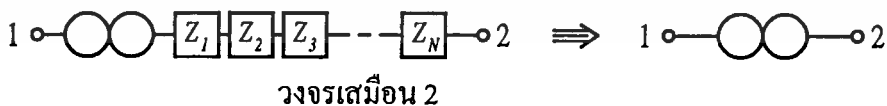
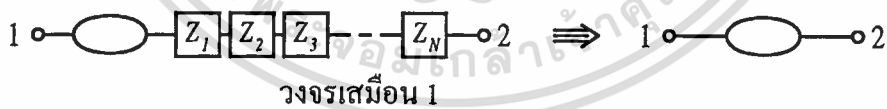
โดยแบบจำลองนูลเลอร์ของอุปกรณ์ต่างๆ ข้างต้น จะใช้ได้ถูกต้องกับการวิเคราะห์วงจรโครงข่ายที่มีการป้อนกลับเท่านั้น ส่วนรูปที่ 2.7 แสดงการแปลงวงจรต้นแบบที่ประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำและถูกกระตุ้นด้วยแหล่งจ่ายศักดา ด้วยแบบจำลองอาร์ชี-นูลเลอร์ โดยการแทนเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเหนี่ยวนำและแหล่งจ่ายศักดาด้วยแบบจำลองในรูปที่ 2.4 จะเห็นได้ว่าวงจรเสมือนที่สร้างขึ้นนี้จะมีเพียง ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ นูลเลอร์และแหล่งจ่ายกระแสเท่านั้น ซึ่งวิธีการนี้จะช่วยให้การวิเคราะห์วงจรสามารถกระทำได้ง่ายขึ้น จากนั้นจึงทำการกำหนดหมายเลขให้กับทุกโหนด และเพื่อความสะดวกในการคำนวณควรกำหนดหมายเลขในแต่ละโหนดให้เรียงกันอย่างมีระเบียบด้วย โดยเริ่มต้นจากการกำหนดจุดอ้างอิงให้เป็นโหนด 0 ซึ่งต้องเป็นจุดเดียวกันทั้งในวงจรจริงและวงจรเสมือน แล้วจึงกำหนดจุดที่เหลือในวงจรจริง ซึ่งจุดเหล่านี้จะปรากฏเป็นจุดที่สัมพันธ์กับจุดในวงจรเสมือนด้วย โดยทั่วไป วงจรเสมือนจะมีจุดให้พิจารณามากกว่าเนื่องจากการแทนอุปกรณ์ด้วยแบบจำลองนั่นเอง เราจึงต้องกำหนดหมายเลขประจำโหนดเพิ่มจนครบทุกโหนดตามความเหมาะสม

ตัวอย่างการกำหนดหมายเลขประจำโหนดได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.7 เช่นกัน เห็นได้ว่าโหนดของวงจรจริงที่สัมพันธ์กับวงจรเสมือนคือโหนดหมายเลข 1 และ 2 สังเกตง่ายๆ ได้จากตัวต้านทานถูกต่อเชื่อมอยู่ระหว่างโหนด 1 และ 2 เหมือนกันในทุกสองวงจร ส่วนโหนดหมายเลข 3, 4 และ 5 ในวงจรเสมือน คือโหนดภายในแบบจำลองของแหล่งจ่ายศักดาและตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งจะไม่ปรากฏให้เห็นในวงจรจริง นอกจากนี้ในส่วนประกอบอื่นๆ ของวงจรที่สัมพันธ์กันระหว่างวงจรจริงกับวงจรเสมือนก็จะมีค่าศักดาและกระแสเท่ากันด้วย ดังตัวอย่างในรูป 2.7 ค่าต่างๆ ที่สัมพันธ์กันได้เขียนเป็นสัญลักษณ์เอาไว้ นั่นคือค่า  $i_s$ ,  $v_L$ ,  $i_L$ ,  $i_R$  และ  $v_R$  ของวงจรจริงจะสามารถหาได้จากวิเคราะห์วงจรเสมือนนั่นเอง

### 2.3.2 วงจรเสมือนนูลเลอร์และการลดรูปวงจรโครงข่าย

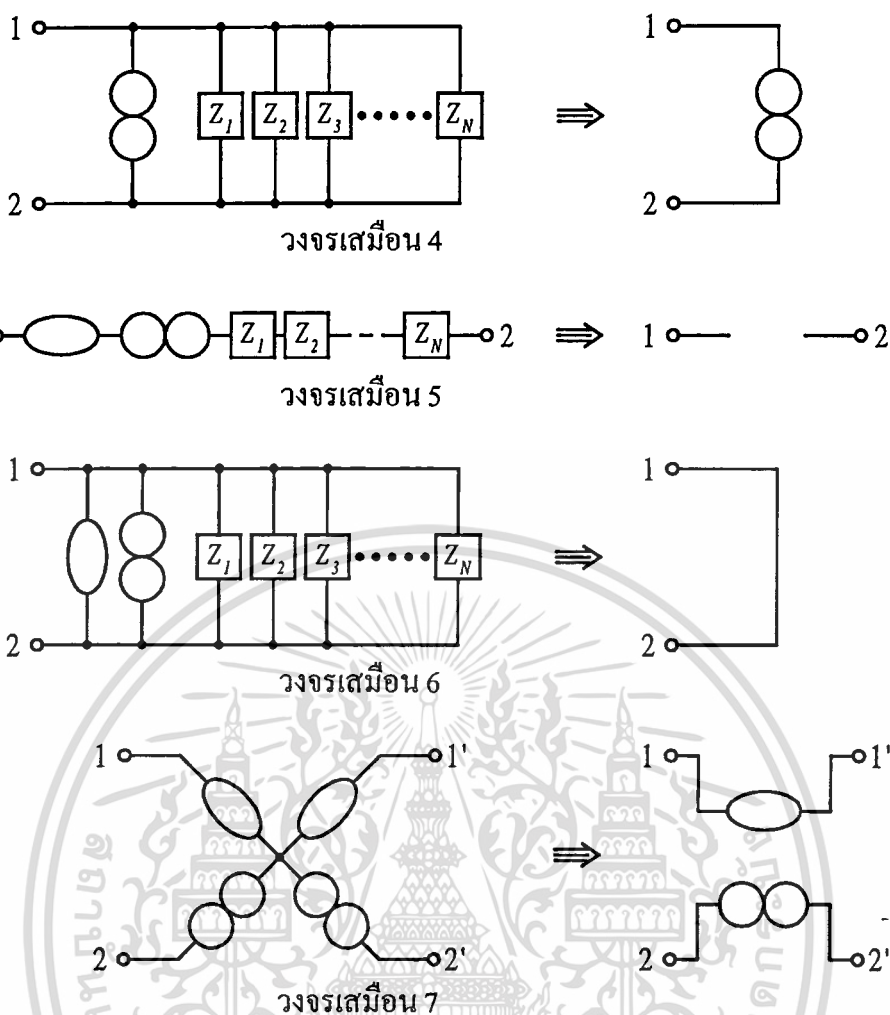
จากคุณสมบัติที่พิเศษของนูลเลอร์และนอเรเตอร์ดังแสดงในตารางที่ 2.1 เมื่อนำมาใช้ในการวิเคราะห์วงจรโครงข่ายเชิงเส้นจึงสามารถลดรูปวงจรได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 วงจรเสมือนนูลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 (ต่อ)

จากรูปที่ 2.8 สรุปความได้ดังนี้

วงจรเสมือนที่ 1 : การต่ออนุกรมของอุปกรณ์  $\pm R$ ,  $\pm L$ ,  $\pm C$  ใดๆ หากมีนูลเลเตอร์แม่เพียงตัวเดียว ก็จะทำให้ผลเหมือนนูลเลเตอร์ 1 ตัว

(พิสูจน์จากความจริงที่ว่า ในสภาวะตั้งต้นเป็นศูนย์ (zero initial condition)  $V = 0 + IZ_1 + IZ_2 + \dots + IZ_N$  ซึ่งก็ต้องมีค่าเป็นศูนย์ เพราะกระแส  $I$  เป็นศูนย์นั่นเอง)

วงจรเสมือนที่ 2 : การต่ออนุกรมของอุปกรณ์  $\pm R$ ,  $\pm L$ ,  $\pm C$  ใดๆ หากมีนอเรเตอร์แม่เพียงตัวเดียว ก็จะทำให้ผลเหมือนนอเรเตอร์ 1 ตัว

(พิสูจน์จากความจริงที่ว่า ในสภาวะตั้งต้นเป็นศูนย์  $V = V_{NI} + IZ_1 + IZ_2 + \dots + IZ_N$  เมื่อ  $V_{NI}$  คือแรงดันตกคร่อมนอเรเตอร์ ซึ่งจะมีค่าเป็นเท่าไรก็ได้)

วงจรเสมือนที่ 3 : การต่อขนานของอุปกรณ์  $\pm R$ ,  $\pm L$ ,  $\pm C$  ใดๆ หากมีนูลเลเตอร์แม่เพียงตัวเดียว ก็จะทำให้ผลเหมือนนูลเลเตอร์ 1 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(พิสูจน์จากความจริงที่ว่า ในสภาวะตั้งต้นเป็นศูนย์  $I = 0 + V/Z_1 + V/Z_2 + \dots + V/Z_N$  ซึ่งก็ต้องมีค่าเป็นศูนย์ เพราะศักดา  $V$  เป็นศูนย์นั่นเอง)

วงจรมีอนุกรมที่ 4 : การต่อขนานของอุปกรณ์  $\pm R, \pm L, \pm C$  ใดๆ หากมีนอเรเตอร์แม้เพียงตัวเดียว ก็จะทำให้ผลเหมือนนอเรเตอร์ 1 ตัว

(พิสูจน์จากความจริงที่ว่า ในสภาวะตั้งต้นเป็นศูนย์  $I = I_{N1} + V/Z_1 + V/Z_2 + \dots + V/Z_N$  เมื่อ  $I_{N1}$  คือกระแสที่ไหลผ่านนอเรเตอร์ ซึ่งจะมีค่าเป็นเท่าไรก็ได้)

วงจรมีอนุกรมที่ 5 : การต่ออนุกรมของอุปกรณ์  $\pm R, \pm L, \pm C$  ใดๆ หากมีนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์ต่อกันแม้เพียงชุดเดียว ก็จะทำให้ผลเหมือนเปิดวงจร

(พิสูจน์จากความจริงที่ว่า ศักดาคกร่อมจะมีค่าเท่าไรก็ได้เพราะมีนอเรเตอร์อยู่ ส่วนกระแสเป็นศูนย์แน่นอนจากผลของนูลเลเตอร์)

วงจรมีอนุกรมที่ 6 : การต่อขนานของอุปกรณ์  $\pm R, \pm L, \pm C$  ใดๆ หากมีนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์ต่อกันแม้เพียงชุดเดียว ก็จะทำให้ผลเหมือนปิดวงจร

(พิสูจน์จากความจริงที่ว่า กระแสจะมีค่าเท่าไรก็ได้เพราะมีนอเรเตอร์อยู่ ส่วนศักดาคกร่อมเป็นศูนย์แน่นอนจากผลของนูลเลเตอร์)

วงจรมีอนุกรมที่ 7 : การต่อแบบดาว (star) ของนูลเลเตอร์ 3 ขั้วสองตัว จะให้ผลเหมือนนูลเลเตอร์ 4 ขั้วเพียงตัวเดียว

(พิสูจน์จากความจริงที่ว่า เมื่อพิจารณาทุกพอร์ตรอบวงจร เห็นได้ว่าที่พอร์ต 1-2, 1-2', 1'-2 และ 1'-2' ปรากฏเป็นนูลเลเตอร์อนุกรมกับนอเรเตอร์ จึงมีคุณสมบัติเป็นเปิดวงจร ส่วนพอร์ต 1-1' เป็นนูลเลเตอร์ 2 ตัวอนุกรมกันให้ผลเท่ากับนูลเลเตอร์ตัวเดียว และที่พอร์ต 2-2' เป็นนอเรเตอร์ 2 ตัวอนุกรมกันให้ผลเท่ากับนอเรเตอร์ตัวเดียว)

## 2.4 การวิเคราะห์วงจรโครงข่ายอาร์ซี-นูลเลเตอร์

ดังที่แสดงไว้ข้างต้นว่า วงจรนูลเลเตอร์มีประโยชน์อย่างมากในการใช้แทนอุปกรณ์ในวงจรโครงข่ายได้หลากหลาย ซึ่งรวมไปถึงแหล่งจ่ายแบบฟังก์ชันอีกด้วย ในส่วนนี้จึงขอกกล่าวถึงเทคนิคง่ายๆ 2 วิธีที่ใช้ในการคำนวณสมการโครงข่ายของวงจรอาร์ซี-นูลเลเตอร์ วิธีการทั้ง 2 นี้ดัดแปลงมาจากหลักการวิเคราะห์วงจรโครงข่ายพื้นฐานดังเป็นที่รู้จักกันดีในนาม “การวิเคราะห์เชิงโหนด” และ “การวิเคราะห์เชิงลูป” ซึ่งใช้สำหรับคำนวณหาศักดาที่โหนดและกระแสภายในลูปตามลำดับ

### 2.4.1 วิธีการวิเคราะห์เชิงโหนด

หลักการวิเคราะห์เชิงโหนดนี้ได้ถูกเสนอขึ้นโดย A. C. Davies [22] ซึ่งเป็นการใช้ระเบียบวิธีอย่างเป็นระบบ (systematic method) เพื่อหาค่าศักดาที่โหนด  $N$  ค่าคือ  $V_1, V_2, \dots, V_j, \dots, V_N$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรโครงข่ายที่มีขนาด  $(N+1)$  โหนด ที่ประกอบขึ้นจากการเชื่อมต่อกันของตัวต้านทาน, ตัวเก็บประจุ, แหล่งจ่ายพลังงานอิสระ (independence source) และนูลเลอร์ โดยหลักการนี้ได้ดัดแปลงมาจากวิธีการที่ใช้ในการวิเคราะห์วงจรโครงข่ายพาสซีฟทั่วไป ซึ่งจะขอสรุปวิธีการคิดพื้นฐานไว้ ณ ที่นี้ด้วย [17, 23]

#### 2.4.1.1 การวิเคราะห์เชิงโหนดของวงจรโครงข่ายพาสซีฟ RLC

ขั้นตอนการวิเคราะห์เชิงโหนดของวงจรโครงข่ายที่ประกอบด้วยอุปกรณ์ RLC และแหล่งจ่ายอิสระขนาด  $(N+1)$  โหนด มีดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่[1] : เลือกจุดอ้างอิงในวงจรแล้วกำหนดให้เป็นโหนด 0 ซึ่งกระบวนการหาค่าของโหนดที่เหลือจะอ้างอิงกับจุดนี้ทั้งหมด

ขั้นตอนที่[2] : สำหรับโหนดอื่นๆ ที่เหลือ ให้กำหนดหมายเลขตั้งแต่ 1 ถึง  $N$  ซึ่งเมื่อแก้สมการแล้วจะได้ค่าศักดาโหนด  $V_1, V_2, \dots, V_j, \dots, V_N$  ที่สัมพันธ์กับโหนด 0

ขั้นตอนที่[3] : สร้างสมการเชิงโหนดเป็นคอลัมน์เวกเตอร์  $I = \{I_1, I_2, \dots, I_j, \dots, I_N\}'$  เมื่อส่วนประกอบ  $I_i$  ใดๆ คือผลรวมของกระแสจากแหล่งจ่ายอิสระที่ไหลเข้าสู่โหนดที่  $i$

ขั้นตอนที่[4] : สร้างแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์เชิงโหนด  $Y_{N \times N} \equiv \{y_{ij}\}$  ที่มีมิติขนาด  $(N \times N)$  ซึ่งหาได้จาก

กำหนดให้  $y_{ii}$  คือผลรวมของแอดมิตแตนซ์ทั้งหมดที่เชื่อมต่อกับโหนด  $i$

และ  $-y_{ij}$  คือผลรวมของแอดมิตแตนซ์ที่เชื่อมต่อระหว่างโหนด  $i$  กับ  $j$

และ  $Y_{N \times N}$  เป็นเมตริกซ์แบบสมมาตรที่มีเครื่องหมายลบหน้าองค์ประกอบทุกตัวยกเว้นในแนวเส้นทะแยงมุมจากบนซ้ายลงล่างขวาซึ่งจะเป็นบวกทั้งหมด ดังนั้นจะได้

$$y_{ij} = - \left[ g_{ij} + sC_{ij} + \frac{1}{sL_{ij}} \right] = y_{ji}, \quad \text{เมื่อ } i \neq j \quad (2.4)$$

และ

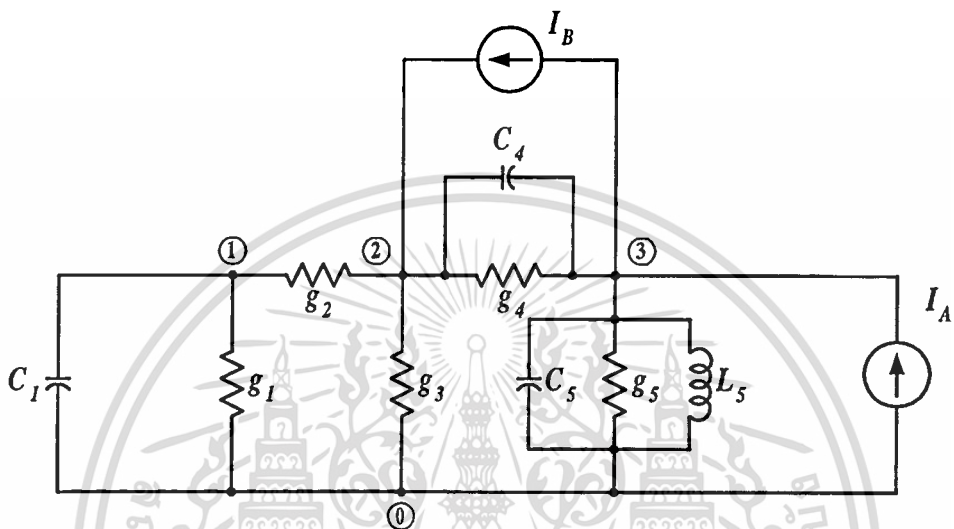
$$y_{ii} = \left[ g_{ii} + sC_{ii} + \frac{1}{sL_{ii}} \right] \quad (2.5)$$

ขั้นตอนที่[5] : สมการเชิงโหนดของวงจรโครงข่ายสามารถเขียนได้ในรูปเมตริกซ์ดังนี้

$$I = Y_{N \times N} V \quad (2.6)$$

เมื่อ  $V$  คือคอลัมน์เวกเตอร์ของศักดาที่โหนดที่ต้องการทราบค่า  $\{V_1, V_2, \dots, V_j, \dots, V_N\}'$  สมการที่ (2.6) นี้ เป็นชุดสมการเชิงเส้น  $N$  สมการของตัวแปรอิสระ  $N$  ตัวซึ่งจะมีคำตอบเดียวสำหรับ  $V_1, \dots, V_N$  และสามารถแก้สมการได้ด้วยวิธีต่างๆ มากมายอย่าง กฎของครอเมอร์ (Cramer's rule) หรือการกำจัดแบบเกาส์ (Gauss elimination)

ตัวอย่างการหาสมการเชิงโหนดของวงจรโครงข่ายพาสซีฟแสดงดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 การวิเคราะห์วงจรโครงข่ายพาสซีฟ

ขั้นตอนที่ [1] และ [2] แสดงไว้ดังรูปที่ 2.9 การคำนวณกระทำเพื่อหาค่า  $V_1, V_2, V_3$  ของโหนด 1, 2, 3 ตามลำดับ ในขั้นตอนที่ [3] เราจะได้เวกเตอร์ของกระแส  $I$  ที่มีขนาด  $(3 \times 1)$

$$I = \begin{bmatrix} 0 \\ +I_B \\ I_A - I_B \end{bmatrix} \tag{2.7}$$

และในขั้นตอนที่ [4] จะได้ผลลัพธ์เป็นแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์เชิงโหนดขนาด  $(3 \times 3)$ ;  $Y_{3 \times 3}$

$$Y_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} (g_1 + g_2 + sC_1) & -g_2 & 0 \\ -g_2 & (g_2 + g_3 + g_4 + sC_4) & -(g_4 + sC_4) \\ 0 & -(g_4 + sC_4) & \left( g_5 + sC_5 + \frac{1}{sL_5} \right) + g_4 + sC_4 \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขั้นสุดท้าย คือการเขียนสมการเชิงโหนดจะได้

$$\begin{bmatrix} 0 \\ +I_B \\ I_A - I_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (g_1 + g_2 + sC_1) & -g_2 & 0 \\ -g_2 & (g_2 + g_3 + g_4 + sC_4) & -(g_4 + sC_4) \\ 0 & -(g_4 + sC_4) & \left( g_5 + sC_5 + \frac{1}{sL_5} \right) + g_4 + sC_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

เมื่อทำการแก้สมการพีชคณิตก็จะได้ค่าแรงดัน  $V_1, V_2, V_3$  ที่ต้องการ

#### 2.4.1.2 การวิเคราะห์เชิงโหนดของวงจรโครงข่ายอนุลเลอร์

หลังจากศึกษาวิธีการวิเคราะห์ห้วงจรโครงข่ายพาสซีฟเรียบร้อยแล้ว ขั้นต่อไปคือการวิเคราะห์ห้วงจรโครงข่ายที่มีอนุลเลอร์  $K$  ตัว ต่ออยู่ระหว่างโหนดภายใน หากเราทำการถอดอนุลเลอร์ออก ก็จะหาแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์เชิงโหนดขนาด  $(N \times N)$  ได้ดังขั้นตอนที่ 4 ในหัวข้อที่ผ่านมา ซึ่งสามารถเขียนเป็นแผนผังได้ดังรูปที่ 2.10(ก) หมายเลขโหนดทั้งหมดจำนวน  $(N+1)$  จุด ถูกนำมาเขียนแสดงไว้ด้านนอก ซึ่งเป็นจุดที่อนุลเลอร์และนอเรเตอร์สามารถเชื่อมต่ออยู่ได้ เริ่มต้นด้วยการพิจารณาอนุลเลอร์เพียงตัวเดียว โดยสมมุติให้ถูกเชื่อมต่ออยู่ระหว่างจุด  $p$  กับจุด  $q$  ดังรูปที่ 2.10(ข) เป็นผลให้ศักยาระหว่างจุด  $p$  กับจุด  $q$  กลายเป็นศูนย์ นั่นคือ  $V_p = V_q$  เมื่อพิจารณาเทียบกับจุดอ้างอิงโหนด 0 และเนื่องจาก  $V_p$  กับ  $V_q$  มีค่าเท่ากันจึงอาจแทนได้ด้วย  $V_{pq} \equiv V_p = V_q$  จะได้สมการเชิงโหนดเป็น

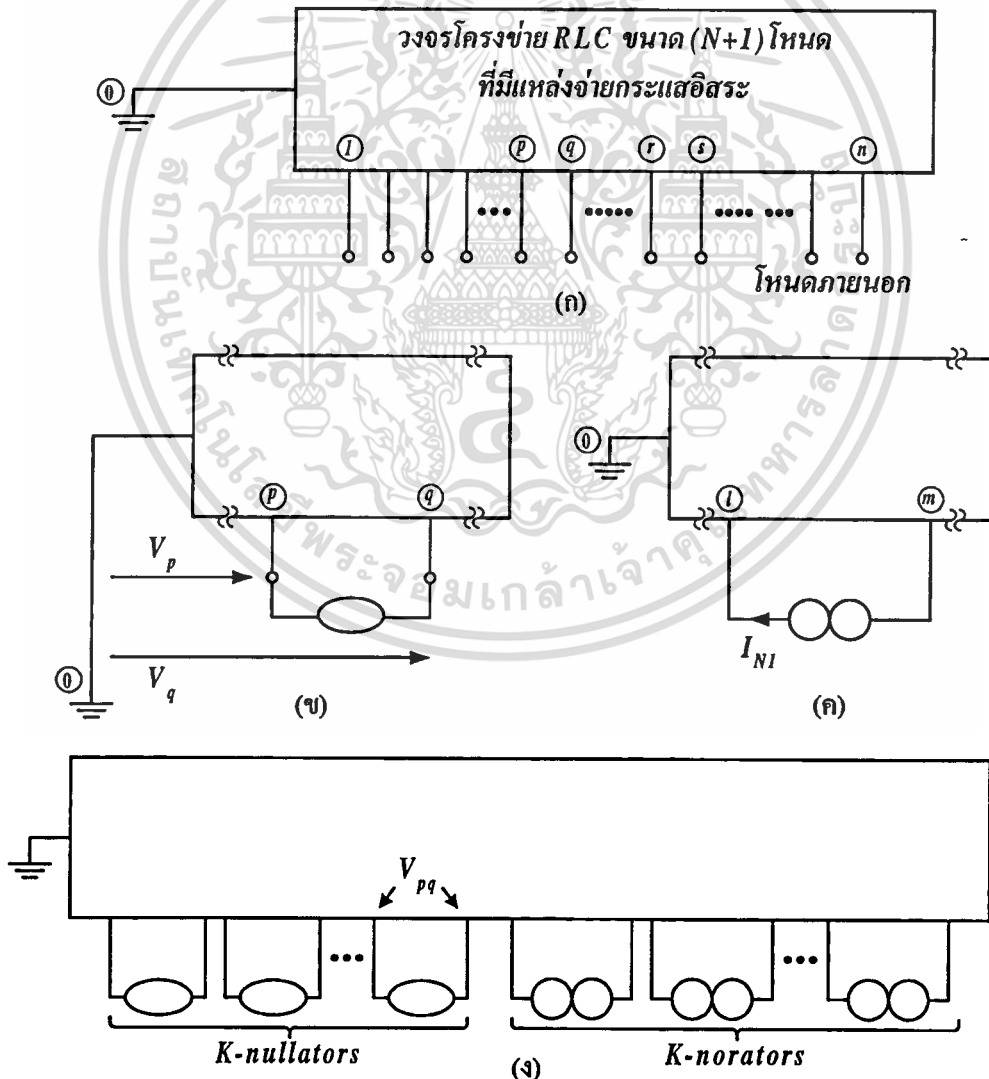
$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & \cdots & \cdots & y_{1N} \\ y_{21} & & & & \vdots \\ \vdots & & & & \vdots \\ \vdots & & & & \vdots \\ y_{N1} & \cdots & \cdots & \cdots & y_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_{pq} \\ \vdots \\ V_{pq} \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

เมื่อ  $V_{pq}$  2 ตัวที่เพิ่มเข้ามาในคอลัมน์เวกเตอร์  $V$  นั้น แทนค่า  $V_p$  และ  $V_q$  อันเป็นผลมาจากการเพิ่มอนุลเลอร์เข้าไปในวงจรมันเอง ซึ่งสมการที่ (2.10) นี้ สามารถนำมาทำการเขียนใหม่เพื่อลดรูปเหลือขนาดมิติเป็น  $N \times (N-1)$  ได้โดยการบวกคอลัมน์ลำดับที่  $q$  เข้ากับคอลัมน์ลำดับที่  $p$  ของ

เมตริกซ์  $Y_{N \times N}$  แล้วจึงลบคอลัมน์ที่  $q$  ทิ้งไป เมตริกซ์ผลลัพธ์ที่ได้จะกลายเป็นเมตริกซ์  $Y_{N,N-1}$  ที่ใช้อธิบายระบบของสมการดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & \cdots & (y_{1p} + y_{1q}) & y_{1,p+1} & \cdots & y_{1N} \\ y_{21} & y_{22} & & (y_{2p} + y_{2q}) & y_{2,p+1} & \cdots & y_{2N} \\ \vdots & & & & & & \vdots \\ y_{N1} & y_{N2} & \cdots & (y_{Np} + y_{Nq}) & y_{N,p+1} & \cdots & y_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_{pq} \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

จะสังเกตเห็นได้ว่าตอนนี้จำนวนตัวแปรที่ต้องการทราบค่าได้ลดลงไปหนึ่งตัวแล้ว จากนั้นกระทำกระบวนการข้างต้นซ้ำจนกว่านูลเลเตอร์ทั้ง  $K$  ตัวจะได้รับการพิจารณาครบ ซึ่งจะได้แอดมิตแตนซ์เมตริกซ์เชิง โหนดสุดท้ายเป็น  $Y_{N,N-K}$



รูปที่ 2.10 วงจรโครงข่ายนูลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีความเป็นไปได้ที่นูลเลเตอร์บางตัวอาจจะต่ออยู่กับจุดอ้างอิง โหนด  $0$  ซึ่งหากนูลเลเตอร์ตัวนั้นถูกต้องอยู่ระหว่างโหนดที่  $k$  กับ โหนด  $0$  แน่แน่นอนว่าจะทำให้  $V_k = 0$  ด้วย ดังนั้นทำให้พจน์  $y_{ik}V_k$  ที่ปรากฏภายในแต่ละแถวของสมการเชิงโหนดสามารถถูกลบออกไปได้ นั่นคือหากมีนูลเลเตอร์ต่ออยู่ระหว่างโหนดที่  $k$  ใดๆ กับ โหนด  $0$  แล้ว เราสามารถลบคอลัมน์ที่  $k$  นั้นทิ้งได้เลย และแน่นอนว่าขนาดของเมตริกซ์  $Y$  ย่อมลดลงเช่นกัน

เมื่อพิจารณานูลเลเตอร์ครบทั้ง  $K$  ตัวแล้ว เราจึงเริ่มที่จะพิจารณานอเรเตอร์บ้าง จากรูปที่ 2.10(ค) สมมุติให้นอเรเตอร์ต่ออยู่ระหว่างโหนดที่  $l$  และ  $m$  จะได้สมการกระแสอยู่ในรูป

$$I_l = \sum_r y_{lr}V_r \quad (2.12)$$

เป็นสมการเชิงโหนดที่จุด  $l$  ก่อนใส่ นอเรเตอร์ และ

$$I_m = \sum_r y_{mr}V_r \quad (2.13)$$

เป็นสมการเชิงโหนดที่จุด  $m$  ก่อนใส่ นอเรเตอร์ เมื่อ  $r$  คือจำนวนองค์ประกอบทั้งหมดที่เหลืออยู่ในแถวนั้นๆ และ  $V_r$  คือแวลูของศักดาโหนดที่ต้องการทราบค่าหลังถูกลดขนาดด้วยนูลเลเตอร์เหลือ  $(N-K) \times I$  แล้ว จากนั้นเริ่มต้นพิจารณานอเรเตอร์ตัวแรก ซึ่งจะส่งผลต่อสมการกระแสที่โหนด  $l$  และ  $m$  เนื่องจากกระแสไม่ทราบค่า  $I_{Nl}$  ที่ไหลผ่านนอเรเตอร์นั่นเอง โดยจะได้เป็น

$$I_l + I_{Nl} = \sum_r y_{lr}V_r \quad (2.14)$$

เป็นสมการเชิงโหนดที่จุด  $l$  และ

$$I_m - I_{Nl} = \sum_r y_{mr}V_r \quad (2.15)$$

เป็นสมการเชิงโหนดที่จุด  $m$  แต่เนื่องจากเราต้องการทราบค่าศักดาที่โหนด จึงไม่ต้องการให้มีตัวแปรทางกระแสอื่นๆ อย่าง  $I_{Nl}$  ปรากฏอยู่ในสมการ ซึ่งเราสามารถกำจัดได้โดยการบวกสมการที่ (2.14) เข้ากับสมการที่ (2.15) จะได้

$$I_l + I_m = \sum_r (y_{lr} + y_{mr})V_r \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เห็นได้ว่าเหมือนกับการบวกแถวลำดับที่  $l$  เข้ากับลำดับที่  $m$  ของแอมิตแดนซ์เมตริกซ์ แล้วจึงลบแถวที่  $l$  ออก ทำให้ขนาดของเมตริกซ์ลดลงหนึ่งแถว ได้เป็น  $Y_{N-1, N-K}$  ทำตามกระบวนการนี้กับทุกๆ โหนดที่มีนอเรเตอร์ต่ออยู่ จนกระทั่งครบทั้ง  $K$  ตัว ก็จะได้แอมิตแดนซ์เมตริกซ์เชิงโหนดขนาด  $(N-K) \times (N-K)$  ที่แสดงความสัมพันธ์ของศักดาโหนดที่ต้องการทราบ  $(N-K)$  ค่าด้วย  $(N-K)$  สมการสำหรับวงจรที่มี  $(N+1)$  โหนดและนูลเลอร์  $K$  ตัว ดังแสดงในรูปที่ 2.10(ง)

มีข้อน่าสังเกตหนึ่งว่า วิธีการลดแถวตามนอเรเตอร์นี้ จะใช้ไม่ได้กับนอเรเตอร์ที่ต่ออยู่ระหว่างโหนดที่  $i$  ใดๆ กับโหนดข้างอิง ทั้งนี้เพราะเราไม่สามารถระบุสมการของแถวที่สองได้นั้นเอง เราจะทราบเพียงสมการที่โหนด  $i$  ซึ่งมีค่าเป็น

$$I_i + I_{Ni} = \sum_r y_{ir} V_r \quad (2.17)$$

เมื่อ  $I_i$  คือกระแสจากแหล่งจ่ายอิสระที่ไหลเข้า-ออกโหนด  $i$  และ  $I_{Ni}$  คือกระแสที่ไหลผ่านนอเรเตอร์เข้า-ออกโหนด  $i$  จากการวิเคราะห์พบว่าสมการที่ (2.17) นี้ เป็นส่วนเกินและไม่มีควมจำเป็นต่อการแก้สมการ เราจึงสามารถลบแถวที่  $i$  ออกจากสมการโหนดได้ และหากสมมติให้มีนอเรเตอร์จำนวน  $P$  ตัวที่ถูกต่ออยู่กับโหนดข้างอิง เราจะได้  $(N-K+P)$  สมการสำหรับหาศักดาโหนดไม่ทราบค่า  $(N-K)$  ตัวและกระแสไหลผ่านนอเรเตอร์ไม่ทราบค่า  $I_{Ni}$  จำนวน  $P$  ตัว - แต่อย่างไรก็ตาม เราไม่มีความจำเป็นต้องพิจารณาสมการที่มี  $I_{Ni}$  ปะกฏอยู่ เนื่องจากเราไม่ได้ต้องการหาค่าตัวแปร  $I_{Ni}$  อยู่แล้ว เพราะฉะนั้น แม้จะลบทั้ง  $P$  สมการนี้ไปเราก็ยังสามารถหาค่าตอบที่ต้องการจาก  $(N-K)$  สมการ สำหรับศักดาโหนดที่ต้องการทราบค่า  $(N-K)$  ตัวคือ  $V_1, V_2, \dots, V_{pq}, \dots, V_N$  ได้อยู่ดี

จากกระบวนการต่างๆ ข้างต้น สามารถสรุปเป็นขั้นตอนการวิเคราะห์วงจรโครงข่ายอาร์ซี-นูลเลอร์ได้ดังนี้

ขั้นตอนที่[1] : ถอดนูลเลอร์ทั้ง  $K$  ตัวออกจากวงจรโครงข่าย เหลือไว้เพียงวงจรโครงข่ายพาสซีฟขนาด  $(N+1)$  โหนด แล้วกำหนดโหนดข้างอิงให้กับวงจร

ขั้นตอนที่[2] : สร้างสมการเชิงโหนดของวงจรโครงข่ายพาสซีฟในรูปสมการเมตริกซ์ โดยมี  $Y_{N \times N}$  เป็นแอมิตแดนซ์เมตริกซ์เชิงโหนดของวงจร

ขั้นตอนที่[3] : สำหรับนูลเลอร์ที่ต่ออยู่ระหว่างโหนดลำดับที่  $p$  และ  $q$  ใดๆ ให้นำคอลัมน์ที่  $q$  ในเมตริกซ์  $Y$  บวกเข้ากับคอลัมน์ที่  $p$  แล้วจึงลบคอลัมน์ที่  $q$  นั้นทิ้งไป จำนวนคอลัมน์ของเมตริกซ์  $Y$  ก็จะลดลงเหลือเป็น  $(N-1)$  ทำขั้นตอนนี้ซ้ำกับนูลเลอร์ทุกตัวที่ไม่ได้ต่ออยู่กับโหนดข้างอิง

ขั้นตอนที่[4] : สำหรับนอเรเตอร์ที่ต่ออยู่ระหว่างโหนดลำดับที่  $l$  และ  $m$  ใดๆ ให้นำแถวที่  $l$  ของสมการเชิงโหนดบวกเข้ากับแถวที่  $m$  แล้วจึงลบแถวที่  $l$  นั้นทิ้งไป อันนี้หมายถึงรวมทั้งการบวกกันของ  $I_m$  กับ  $I_l$  และองค์ประกอบทุกตัวของแถวที่  $m$  กับแถวที่  $l$  ในแอดมิตแดนซ์เมตริกซ์ด้วย ทำขั้นตอนนี้ซ้ำกับนอเรเตอร์ทุกตัวที่ไม่ได้ต่อกับโหนดอ้างอิง

ขั้นตอนที่[5] : สำหรับนูลเลเตอร์ที่ต่ออยู่ระหว่างโหนด  $k$  ใดๆ กับโหนดอ้างอิง ให้ทำการลบคอลัมน์ที่  $k$  ในแอดมิตแดนซ์เมตริกซ์นั้นออกได้เลย ทำขั้นตอนนี้ซ้ำกับนูลเลเตอร์ทุกตัวที่ถูกลบออกอยู่ด้วยกับโหนดอ้างอิง

ขั้นตอนที่[6] : สำหรับนอเรเตอร์ที่ต่ออยู่ระหว่างโหนด  $i$  ใดๆ กับโหนดอ้างอิง ให้ทำการลบสมการในแถวที่  $i$  นั้นออกได้เลย อันนี้หมายถึงรวมทั้งการลบ  $I_i$  และแถวลำดับที่  $i$  ภายในแอดมิตแดนซ์เมตริกซ์ด้วย ทำขั้นตอนนี้ซ้ำกับนอเรเตอร์ทุกตัวที่ถูกลบออกอยู่ด้วยกับโหนดอ้างอิง

ขั้นตอนที่[7] : จาก 6 ขั้นตอนข้างต้นเราจะสามารถลดรูปแอดมิตแดนซ์เมตริกซ์เชิงโหนดขนาด  $(N \times N)$  ของวงจรพาสซีฟ เหลือเป็นแอดมิตแดนซ์เชิงโหนดขนาด  $(N-K) \times (N-K)$  ของวงจรโครงข่าย RLC ขนาด  $(N+1)$  โหนดที่มีนูลเลเตอร์อยู่  $K$  ตัว ซึ่งเราจะได้  $(N-K)$  สมการเพื่อหาค่าศักดาโหนดจำนวน  $(N-K)$  ค่าตามที่ต้องการ (แต่วิธีการนี้จะไม่สามารถหาค่ากระแสที่ไหลผ่านนอเรเตอร์  $I_{N_i}$  และกระแสในแต่ละแขนงได้โดยตรง จำเป็นต้องนำศักดาโหนดที่ได้มาคำนวณอีกต่อหนึ่ง)

จากขั้นตอนที่ได้สรุปไว้ ลองพิจารณาวงจรในรูปที่ 2.11(ก) ซึ่งเป็นวงจรโครงข่ายนูลเลเตอร์ที่ดัดแปลงมาจากวงจรในรูปที่ 2.9 โดยให้มีนูลเลเตอร์ต่ออยู่ระหว่างโหนดที่ 1 กับ 2 และนอเรเตอร์ต่ออยู่ระหว่างโหนดที่ 2 กับ 3 จากสมการเชิงโหนดที่ได้เคยคิดเอาไว้ดังสมการที่ (2.9) เมื่อมีนูลเลเตอร์ต่ออยู่ระหว่างโหนด 1 กับ 2 ก็ให้ทำการบวกคอลัมน์ที่ 1 กับ 2 ในแอดมิตแดนซ์เมตริกซ์เชิงโหนดเข้าด้วยกันโดยให้  $V_{1,2} = V_1 = V_2$  จะได้เป็น

$$\begin{bmatrix} 0 \\ I_B \\ I_A - I_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (g_1 + sC_1) & 0 \\ (g_3 + g_4 + sC_4) & -(g_4 + sC_4) \\ -(g_4 + sC_4) & (g_4 + sC_4 + g_5 + sC_5 + 1/sL_5) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1,2} \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

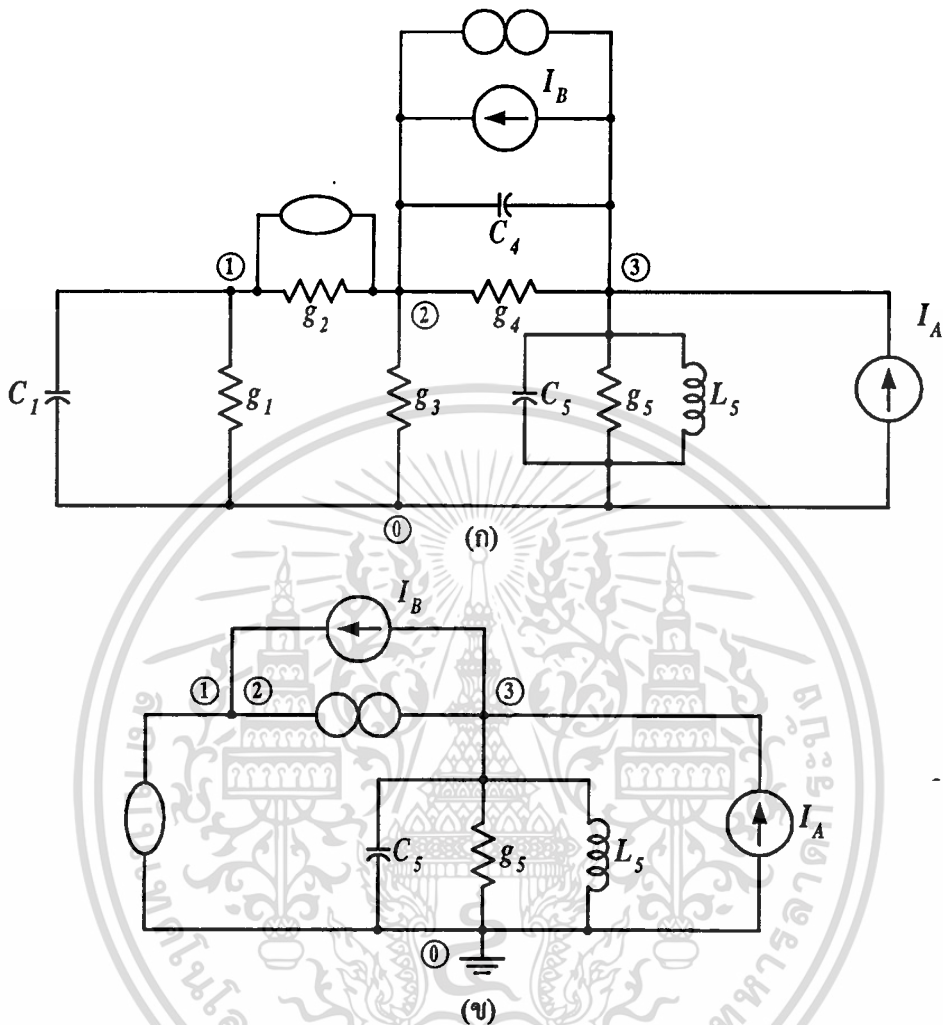
และสำหรับนอเรเตอร์ที่ต่ออยู่ระหว่างโหนด 2 กับ 3 จะส่งผลให้สามารถนำสมการแถวที่ 3 ไปบวกกับแถวที่ 2 ได้ จากนั้นก็ลบสมการส่วนเกินคือแถวที่ 3 ออกไป ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} 0 \\ I_A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (g_1 + sC_1) & 0 \\ g_3 & (g_5 + sC_5 + 1/sL_5) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1,2} \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

จากสมการเชิงโหนดที่ได้ สามารถหาค่าศักดาที่โหนดต่างๆ ได้ง่ายๆ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_1 = V_2 = 0 \quad \text{และ} \quad V_3 = \frac{I_A}{g_5 + sC_5 + 1/sL_5} \quad (2.20)$$



รูปที่ 2.11 ตัวอย่างการวิเคราะห์เชิงโหนดของวงจรอาร์ซี-นูลเลอร์

ลองพิจารณาวงจรนี้อีกครั้ง โดยอาศัยเทคนิคการลดรูปวงจรโครงข่ายในหัวข้อ 2.3.2 จะได้ว่า อาศัยวงจรเสมือนที่ 4 ตัวนำ  $g_2$  ที่ขนานอยู่กับนูลเลอร์สามารถตัดทิ้งได้ จากวงจรเสมือนที่ 1 ชุดตัวเก็บประจุ  $C_1$  ที่ขนานกับความนำ  $g_1$  แทนได้ด้วยการปิดวงจร จากวงจรเสมือนที่ 3 ความนำ  $g_3$  แทนได้ด้วยการเปิดวงจร และจากวงจรเสมือนที่ 4 ชุดตัวเก็บประจุ  $C_4$  ที่ขนานกับความนำ  $g_4$  แทนได้ด้วยการเปิดวงจร ผลลัพธ์ที่ได้แสดงดังวงจรในรูปที่ 2.11(ข) เห็นได้ชัดเจนว่า โหนดที่ 1 และ 2 กลายเป็นโหนดเดียวกันและมีศักดาเท่ากับศูนย์ ในขณะที่สามารถเขียนสมการเชิงโหนดของวงจรได้เป็น

$$I_A = V_3(g_5 + sC_5 + 1/sL_5) \quad (2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$V_3 = \frac{I_A}{(g_5 + sC_5 + 1 / sL_5)} \quad (2.22)$$

ซึ่งจะถูกต้องตามการคาดหมายว่าสมการที่ (2.22) ให้ผลเช่นเดียวกับสมการที่ (2.20)

## 2.4.2 วิธีการวิเคราะห์เชิงรูป

นอกเหนือจากการวิเคราะห์เชิงโหนดแล้ว A.C. Davies ยังได้นำเสนอการวิเคราะห์วงจรโครงข่ายอนุลเลอร์เชิงรูปเอาไว้อีกด้วย ซึ่งก็ได้ตัดแปลงมาจากการวิเคราะห์เชิงรูปของวงจรโครงข่ายพาสซีฟ RLC ทั่วไปนั่นเอง วงจรที่นำมาวิเคราะห์ด้วยวิธีนี้จะต้องประกอบขึ้นจากอุปกรณ์ RLC, แหล่งจ่ายศักดาอิสระ และอนุลเลอร์เท่านั้น โดยสมมุติให้ภายในวงจรมี  $L$  รูปและมีอนุลเลอร์อยู่  $K$  ตัว เป้าหมายในการวิเคราะห์ก็คือ การหาค่ากระแสภายในรูปจำนวน  $N$  ค่าคือ  $I_1, I_2, \dots, I_N$  สำหรับการวิเคราะห์เชิงรูปของวงจรโครงข่ายพาสซีฟก็จะคล้ายคลึงกับการวิเคราะห์เชิงโหนดและสามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จากหนังสือการวิเคราะห์วงจรโครงข่ายทั่วไป [16, 17, 23] จึงขอข้ามมากล่าวถึงขั้นตอนการวิเคราะห์เชิงรูปของวงจรโครงข่ายอนุลเลอร์ดังนี้

ขั้นตอนที่[1] : กำหนดหมายเลขในแต่ละรูป ของวงจรโครงข่ายอนุลเลอร์ให้เป็น  $I, II, III, \dots$  ไปเรื่อยๆ แล้วจึงสร้างกระแสภายในรูปที่ต้องการทราบค่า  $I_1, I_2, \dots, I_N$  ให้มีทิศทางตามเข็มนาฬิกา

ขั้นตอนที่[2] : แทนอนุลเลเตอร์และนอเรเตอร์ทุกตัวด้วยการปิดวงจร ก็จะได้วงจรโครงข่ายพาสซีฟขนาด  $N$  รูป แล้วจึงเขียนสมการเชิงรูปของวงจรโครงข่ายพาสซีฟนี้ในรูป

$$E = ZI \quad (2.23)$$

เมื่อ  $E = \{E_1, E_2, \dots, E_N\}'$  เป็นคอลัมน์เวกเตอร์ของศักดาภายในรูปที่ทราบค่าและ  $I = \{I_1, I_2, \dots, I_N\}'$  เป็นคอลัมน์เวกเตอร์ของกระแสภายในรูปที่ต้องการคำนวณหา ส่วน  $Z$  คืออิมพีแดนซ์เมตริกซ์เชิงรูปที่มีมิติเป็น  $(N \times N)$

ขั้นตอนที่[3] : สำหรับอนุลเลเตอร์ที่ปรากฏร่วมอยู่ระหว่างรูปที่  $j$  และ  $k$  ใดๆ จะส่งผลให้  $I_j = I_k \equiv I_{jk}$  ทำให้สามารถนำคอลัมน์ที่  $j$  ในเมตริกซ์  $Z$  บวกเข้ากับคอลัมน์ที่  $k$  แล้วจึงลบคอลัมน์ที่  $j$  นั้นทิ้งได้

ขั้นตอนที่[4]: สำหรับนอเรเตอร์ที่ปรากฏอยู่ระหว่างรูปคู่ใดๆ เราสามารถทำการบวกแถวของรูปคู่ในสมการ  $E = ZI$  เข้าด้วยกันได้ อันเป็นผลมาจาก หากมีนอเรเตอร์อยู่ระหว่างรูปที่  $p$  กับ  $q$  ใดๆ และถ้าให้ศักดาที่ตกคร่อมนอเรเตอร์เป็น  $V_N$  แล้ว เมื่อใช้สมการ KVL กับรูป  $p$  และ  $q$  จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_p + V_N = \sum_r Z_{rp} I_r \quad (2.24)$$

และ

$$E_q - V_N = \sum_r Z_{rq} I_r \quad (2.25)$$

เมื่อทำการบวกแถวที่  $p$  เข้ากับ  $q$  จะได้

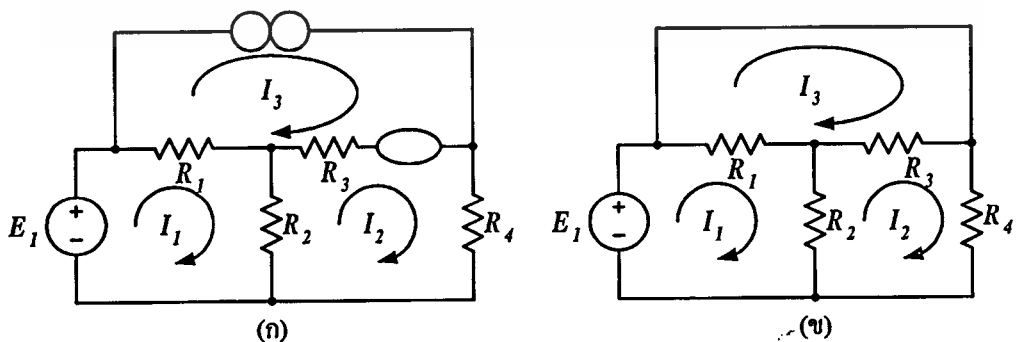
$$E_p + E_q = \sum_r (Z_{rp} + Z_{rq}) I_r \quad (2.26)$$

ขั้นตอนที่[5] : ลบคอลัมน์ในเมทริกซ์  $Z$  ที่สัมพันธ์กับนูลลเตอร์ตัวที่ปรากฏอยู่ในรูปเพียงรูปเดียวโดยไม่ได้ใช้ร่วมกับรูปอื่น ทั้งนี้เนื่องจากนูลลเตอร์ที่ปรากฏเฉพาะภายในรูป  $p$  ใดๆ โดยไม่มีการต่อร่วมกับรูปอื่น แสดงว่า  $I_p = 0$  แน่แน่นอน เราจึงสามารถลบคอลัมน์ที่  $p$  นี้ออกได้เลย

ขั้นตอนที่[6] : ลบแถวภายในสมการ  $E = ZI$  ที่สัมพันธ์กับนอเรเตอร์ตัวที่ปรากฏอยู่ในรูปเพียงรูปเดียวโดยไม่ได้ใช้ร่วมกับรูปอื่น ทั้งนี้เนื่องจากนอเรเตอร์ที่ปรากฏเฉพาะภายในรูป  $k$  ใดๆ โดยไม่มีการต่อร่วมกับรูปอื่นนั้น จะกลายเป็นส่วนเกินและไม่ได้ใช้ประโยชน์ โดยสมการจะอยู่ในรูป

$$E_k + V_N = \sum_r Z_{rk} I_r \quad (2.27)$$

ซึ่งถึงแม้จะลบสมการนี้ไป ก็ยังคงเหลืออีก  $(N-K)$  สมการ สำหรับหาค่าของกระแสภายในรูปจำนวน  $(N-K)$  ตัว เมื่อ  $K$  คือจำนวนของนูลลเตอร์ในวงจร สมการผลลัพธ์สุดท้ายที่ได้จะเป็นสมการเชิงรูปของวงจรโครงข่ายขนาด  $N$  รูป ที่มีนูลลเตอร์อยู่  $K$  ตัว



รูปที่ 2.12 ตัวอย่างการวิเคราะห์เชิงรูปของวงจรอาร์ชี-นูลลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากขั้นตอนต่างๆ ข้างต้น ลองพิจารณาวงจรที่ 2.12(ก) ซึ่งเป็นวงจร โคร่งข่ายที่มีนูลเตอร์ตัวเดียว มี 3 ลูป กำหนดหมายเลขลูปให้เป็น  $I, II, III$  และมี  $I_1, I_2, I_3$  เป็นกระแสภายในลูปตามลำดับ จากขั้นตอนที่ [2] จะได้วงจร โคร่งข่ายพาสซีฟดังรูปที่ 2.12(ข) ซึ่งมีสมการเชิงลูปดังนี้

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_1 + R_2) & -R_2 & -R_1 \\ -R_2 & (R_2 + R_3 + R_4) & -R_3 \\ -R_1 & -R_3 & (R_1 + R_3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

จากขั้นตอนที่ [3] นูลเตอร์ในรูปที่ 2.12(ก) ถูกต่อรวมอยู่ระหว่างลูปที่  $II$  กับ  $III$  เราจึงสามารถนำคอลัมน์ที่ 3 ในเมตริกซ์ข้างบนรวมเข้ากับคอลัมน์ที่ 2 และจะได้ตัวแปรใหม่เป็น  $I_{2,3} = I_2 = I_3$  จะได้สมการใหม่ที่ลดรูปแล้วเป็น

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_1 + R_2) & -(R_1 + R_2) \\ -R_2 & (R_2 + R_4) \\ -R_1 & R_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_{2,3} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

ข้ามขั้นตอนที่ [4] และ [5] เพราะไม่ตรงเงื่อนไข มายังขั้นตอนที่ [6] ซึ่งมีนอเรเตอร์ที่สัมพันธ์กับกระแสภายในลูป  $I_3$  เพียงตัวเดียว ทำให้เราสามารถลบแถวที่ 3 ของสมการข้างบนได้ และจะได้สมการเชิงลูปสุดท้ายเป็น

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_1 + R_2) & -(R_1 + R_2) \\ -R_2 & (R_2 + R_4) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_{2,3} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

สุดท้ายเมื่อทำการแก้สมการแล้วจะได้กระแสในแต่ละลูปเป็น

$$I_1 = \frac{(R_2 + R_4)E_1}{R_4(R_1 + R_2)} \quad \text{และ} \quad I_2 = I_3 = \frac{R_2 E_1}{R_4(R_1 + R_2)} \quad (2.31)$$

### 2.4.3 ผลของวงจรที่มีจำนวนนูลเตอร์ไม่เท่ากับนอเรเตอร์

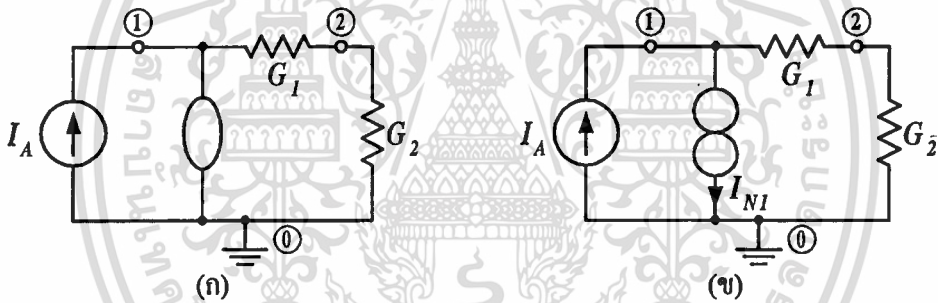
จากที่ได้กล่าวไว้ตั้งแต่ตอนต้นว่า เราจำเป็นต้องกำหนดให้ภายในวงจร โคร่งข่ายมีจำนวนนูลเตอร์สมมุติให้เป็น  $K_Z$  เท่ากับจำนวนนอเรเตอร์สมมุติให้เป็น  $K_A$  นั่นคือ  $K_Z \equiv K_A \equiv K$  เสมอ ซึ่งหาก  $K_Z \neq K_A$  แล้วเราอาจสามารถพิจารณาผลที่จะเกิดขึ้นได้จากวิธีการวิเคราะห์เชิงโหนด โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสร้างสมการ  $I = YV$  และเมื่อลดรูปสมการตามขั้นตอนเรียบร้อยแล้วมิติของเมทริกซ์  $I$ ,  $Y$  และ  $V$  จะเป็น

$$\left. \begin{aligned} I &: (N - K_A) \times 1 \\ Y &: (N - K_A) \times (N - K_Z) \\ V &: (N - K_Z) \times 1 \end{aligned} \right\} \quad (2.32)$$

จำนวนของสมการและจำนวนตัวแปรอิสระไม่ทราบค่าใน  $I = YV$  มีจำนวนเท่ากับ  $(N - K_A)$  และ  $(N - K_Z)$  ตามลำดับ ถ้าหาก  $K_Z > K_A$  แล้ว จำนวนของสมการจะมีมากกว่าจำนวนตัวแปรไม่ทราบค่า ทำให้เกิดความไม่ลงรอยกันขึ้น เราจะไม่สามารถหาผลเฉลยไม่ไร้สาระ (nontrivial solution) หรือผลเฉลยที่ไม่เป็นศูนย์ทั้งหมดของเวกเตอร์  $V$  ได้ และในทางตรงกันข้าม หาก  $K_Z < K_A$  จำนวนของตัวแปรไม่ทราบค่าจะมีมากกว่าจำนวนสมการ ทำให้ได้ผลเฉลยของเวกเตอร์  $V$  มีจำนวนเป็นอนันต์เลขที่เดียว ลองพิจารณารูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 วงจรโคจรข่ายที่มีจำนวนนูลลเตอร์กับนอเรเตอร์ไม่เท่ากัน

จากวงจรที่ 2.13 เราสามารถเขียนสมการเชิง โหนดของวงจรทั้งสองได้เป็น

$$\begin{bmatrix} I_A \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_1 & -G_1 \\ -G_1 & (G_1 + G_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

(2x1)                      (2x2)                      (2x1)

เริ่มต้นพิจารณารูปที่ 2.13(ก) จากผลของนูลลเตอร์ สามารถลบคอลัมน์ที่ 1 ของสมการออกได้เป็น

$$\begin{bmatrix} I_A \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -G_1 \\ (G_1 + G_2) \end{bmatrix} [V_2] \quad (2.34)$$

(2x1)                      (2x1)                      (1x1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลเฉลยเพียงหนึ่งเดียวที่ได้จากสมการนี้เป็นผลเฉลยไร้สาระ  $V_2 = 0$  ซึ่งจะเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อ  $I_A$  และ/หรือ  $G_1$  มีค่าเป็นศูนย์เท่านั้น และจากวงจรเห็นได้ชัดเจนว่า  $V_1 = 0$  เป็นผลเฉลยไร้สาระเช่นกัน

ต่อมาลองพิจารณารูปที่ 2.13(ข) จากสมการที่ (2.33) นอเรเตอร์ที่ต่ออยู่ทำให้สามารถลบสมการแถวที่ 1 ออกได้ เป็น

$$\begin{matrix} [0] = [-G_1 & (G_1 + G_2)] \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \\ (1 \times 1) & (1 \times 2) & (2 \times 1) \end{matrix} \quad (2.35)$$

เมื่อแก้สมการแล้วจะพบว่าไม่สามารถหาผลเฉลยเพียงหนึ่งเดียวของ  $V_1$  และ  $V_2$  ได้ จะได้เพียง

$$V_1 = \left[ \frac{G_1 + G_2}{G_1} \right] V_2 \quad (2.36)$$

เห็นได้ชัดเจนว่าผลเฉลยที่เป็นไปได้ของ  $V_1$  และ  $V_2$  จะมีจำนวนเป็นอนันต์เลยทีเดียว ดังนั้นอาจสรุปได้ว่า “เงื่อนไขสำคัญในการหาผลเฉลยเพียงหนึ่งเดียวจากสมการของวงจรโครงข่ายเชิงเส้นที่ประกอบขึ้นจากอุปกรณ์พาสซีฟ, แหล่งจ่ายพลังงานอิสระ และนูลเลเตอร์ ก็คือการกำหนดให้จำนวนของนูลเลเตอร์  $K_Z$  เท่ากับจำนวนของนอเรเตอร์  $K_A$ ” นั่นเอง

## 2.5 สรุป

ในบทนี้ได้แสดงให้เห็นถึงโครงสร้างและคุณสมบัติของอุปกรณ์แอกทีฟเอนกประสงค์ตามแนวคิดแบบนูลเลเตอร์ที่ได้รับการเสนอขึ้นโดย Carlin อันประกอบด้วยภาคขาเข้าเป็นนูลเลเตอร์และภาคขาออกเป็นนอเรเตอร์ อีกทั้งยังได้พิสูจน์ให้เห็นว่าเราไม่สามารถพิจารณาเฉพาะตัวนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์นี้แยกเป็นอิสระจากกันได้ แต่จะต้องปรากฏอยู่เป็นคู่ในรูปของนูลเลเตอร์เสมอ และจากหลักการของอุปกรณ์แอกทีฟเอนกประสงค์ อาจกล่าวได้ว่า เราสามารถสร้างวงจรโครงข่ายแอกทีฟเชิงเส้นทุกประเภทขึ้นได้จาก แหล่งจ่ายพลังงานอิสระ นูลเลเตอร์ และอุปกรณ์พาสซีฟทั่วไป สำหรับวิธีการวิเคราะห์ห้วงจรโครงข่ายที่ประกอบด้วยนูลเลอร์ตั้น จะมีด้วยกัน 2 วิธีหลักคือ การวิเคราะห์เชิงโหนดและการวิเคราะห์เชิงลูป แต่จะพบว่าวิธีการวิเคราะห์เชิงโหนดนั้นจะมีความสะดวกและได้รับความนิยมมากกว่า โดยหลักการพื้นฐานของวิธีการวิเคราะห์ห้วงจรโครงข่ายพาสซีฟทั่วไปที่เรารู้จักกันดี จึงช่วยให้มีความสะดวกและสามารถทำความเข้าใจเพิ่มเติมได้ไม่ยากนัก นอกจากนี้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรโครงข่ายแอกทีฟด้วยหลักการของนูลเลอร์นั้น ยังช่วยให้ง่ายต่อการลดรูปวงจรสร้างวงจรเสมือนและแปลงรูปวงจรโครงข่ายอีกด้วย ซึ่งวงจรนูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ได้ทำการออกแบบขึ้นใหม่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นับเป็นอุปกรณ์หนึ่งที่มีความใกล้เคียงกับนูลเลอร์ในอุดมคติมากที่สุด ดังนั้นจึงสามารถนำไปใช้ในการสร้างวงจรโครงข่ายแอกทีฟเชิงเส้นได้ทุกประเภทเช่นกัน อันจะยังประโยชน์ต่อการนำไปใช้ออกแบบวงจรต่างๆ ได้เป็นอันมาก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

# วงจรถานสลีเนียร์

### 3.1 กล่าวนำ

ในปี ค.ศ. 1975 Barrie Gilbert ได้บัญญัติคำว่า “ทรานสลีเนียร์” ขึ้นเพื่อใช้อธิบายกลุ่มวงจรไม่เป็นเชิงเส้นที่นิยมใช้กันทั่วไป อาทิเช่น วงจรคูณ (multiplier), วงจรหาร (divider) และวงจรถกกำลังสอง (squarer) เป็นต้น [24] โดยใช้ประโยชน์จากความสัมพันธ์ที่ว่า ค่าอัตราการส่งผ่านความนำ (transconductance) ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้น (linear) กับกระแสที่ไหลผ่านขาคอลเลกเตอร์ จึงเป็นที่มาของชื่อ “trans-linear” นอกจากนี้เรายังพบว่าในวงจรถกกำลังสองหลายชนิดได้แก่ วงจรขยายคลาส AB ในภาคขาออกของออปแอมป์ส่วนใหญ่, วงจรสายพานกระแส หรือแม้กระทั่งในวงจรถกกำลังสัญญาณแบบบ็อนกัลป์ด้วยกระแส ก็สามารถมองอยู่ในรูปของทรานสลีเนียร์ได้อีกด้วย

สำหรับการพิจารณาสัญญาณทั้งส่วนขาเข้าและขาออกของวงจรถานสลีเนียร์นั้น จะอยู่ในรูปของกระแสแทบทั้งสิ้น มีเพียงศักดาที่รอยต่อพี-เอ็นของทรานซิสเตอร์เท่านั้นที่ถูกนำมาพิจารณารวมด้วย เป็นเหตุให้ก่อนที่จะมีคำว่าทรานสลีเนียร์ เราจึงมักเรียกวงจรแบบนี้ว่าวงจรถกโหมดกระแส (current mode circuits) วงจรประเภทนี้จะต้องสร้างขึ้นด้วยเทคโนโลยีของวงจรรวมเท่านั้น เนื่องจากความใกล้เคียงกันของอุณหภูมิขณะปฏิบัติการ ความเข้ากันของโครงสร้างอุปกรณ์ และความเท่ากันของความเข้มข้นสารเจือมีความสำคัญเป็นอย่างมากต่อการทำงานของวงจร ทำให้แม้จะมีการคิดหลักการของวงจรถกโหมดนี้ได้ตั้งแต่ต้นทศวรรษที่ 60 แต่ก็ไม่สามารถสร้างขึ้นจริงได้ด้วยเทคโนโลยีของอุปกรณ์แบบแยกชิ้น (discrete devices) ในขณะนั้น

ในปัจจุบัน การวิเคราะห์ทางทรานสลีเนียร์ได้รับการพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว [3, 25] และไม่ได้จำกัดอยู่เพียงการใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เท่านั้น เพราะการไบอัสมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงซับเทรชโธลด์ (subthreshold) ก็สามารถให้ความสัมพันธ์แบบเดียวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ [26] จึงอาจพิจารณามอสทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ทรานสลีเนียร์ได้เช่นกัน [2, 26] และนอกจากการประยุกต์ใช้งานวงจรถานสลีเนียร์เพื่อสร้างฟังก์ชันถ่ายโอนแบบสถิตย์ (static) แล้ว ยังสามารถใช้เพื่อการสร้างฟังก์ชันถ่ายโอนแบบพลวัต (dynamic) ได้อีกด้วย ซึ่งถูกนำเสนอเป็นครั้งแรกในชื่อวงจรถกในล็อก-โดเมน (log-domain filter) [27] ดังนั้นจึงเห็นได้ว่าการเข้าใจหลักวิธีทางทรานสลีเนียร์จะช่วยในการออกแบบวงจรถกอิเล็กทรอนิกส์ได้เป็นอันมาก

### 3.2 หลักการเบื้องต้น

จากที่ได้กล่าวเอาไว้ว่าวงจรทรานส์ลีนีเยอร์นั้นเป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส แต่ความเป็นจริงแล้วพฤติกรรมต่างๆ ของวงจรไฟฟ้า ล้วนเป็นผลมาจากความเกี่ยวเนื่องกันระหว่างศักดากับกระแสนั่นเอง จุดสำคัญจึงอยู่ที่การเลือกระดับอิมพีแดนซ์ให้เหมาะสมกับฟังก์ชันที่ต้องการ และในการออกแบบวงจรด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์นั้น การไบอัสวงจรมักเป็นส่วนสำคัญอย่างมากในการกำหนดระดับอิมพีแดนซ์ การพิจารณาวงจรในรูปสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal) มีความจำเป็นอย่างสูงที่จะต้องแสดงอุปกรณ์ไม่เป็นเชิงเส้นทั้งหลายให้อยู่ในรูปแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น เพื่อให้สามารถวิเคราะห์ได้ด้วยกระบวนการทางคณิตศาสตร์เชิงเส้นที่เป็นที่รู้จักกันดี และด้วยวิธีการนี้มักพิจารณาไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์อยู่ในรูปแหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยกระแส (current-controlled current-source) ที่มีค่าอัตราขยายกระแสอิมิตเตอร์ร่วม  $\beta$  เป็นตัวแปรสำคัญในการหาคุณสมบัติของวงจร ซึ่งค่า  $\beta$  นี้มักถูกสมมุติให้เป็นค่าคงที่เทียบกับกระแสคอลเลกเตอร์  $I_C$  อันแสดงให้เห็นถึงธรรมชาติความเป็นเชิงเส้นที่ซ่อนอยู่ในตัวทรานซิสเตอร์ และยังคงลดความสำคัญของ  $V_{BE}$  ลงกลายเป็นเพียงคุณสมบัติที่ประมาณเป็นค่าคงที่ของตัวอุปกรณ์เท่านั้นอีกด้วย

ในความเป็นจริงแล้ว ความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_C$  กับ  $V_{BE}$  นั้น นับว่าเป็นหัวใจหลักที่สำคัญอย่างมากของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งความสัมพันธ์หลักที่พบได้บ่อยที่สุดคือ

$$I_C = I_S \left[ \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (3.1)$$

เมื่อ  $I_S$  คือค่ากระแสอิ่มตัว (saturation current) และ  $V_T$  คือศักดาเชิงอุณหภูมิ (thermal voltage) มีค่าเท่ากับ  $kT/q$  หรือประมาณ 25.8 มิลลิโวลต์ ที่อุณหภูมิ 300 เคลวิน ในทางปฏิบัติส่วนมากแล้วพจน์ “-1” ในวงเล็บสามารถละทิ้งได้ โดยจะถูกนำมาพิจารณาก็ต่อเมื่อวงจรทำงานที่กระแสต่ำๆ หรือที่อุณหภูมิสูงๆ และเมื่อทำการหาอนุพันธ์ของสมการที่ (3.1) จะได้

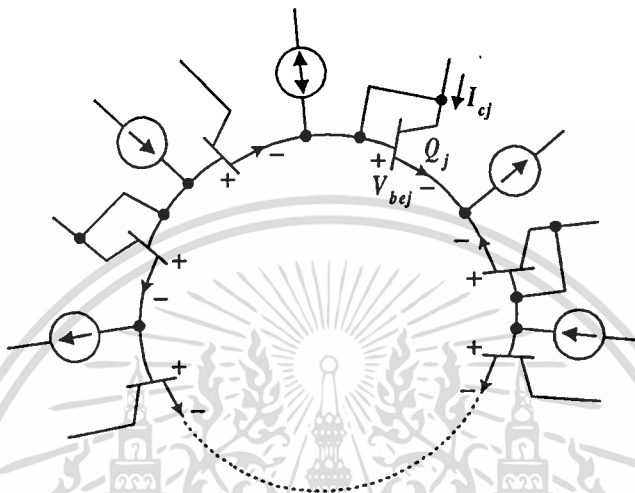
$$\frac{\delta I_C}{\delta V_{BE}} = g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad (3.2)$$

เมื่อ  $g_m$  คือค่าอัตราการส่งผ่านความนำของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในอุดมคติ [ดูรายละเอียดเพิ่มเติมได้ในภาคผนวก ก] ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีความสัมพันธ์อย่างเป็นเชิงเส้นกับค่ากระแสคอลเลกเตอร์ คุณสมบัติข้อนี้ นับเป็นพื้นฐานที่รู้จักกันดีในการออกแบบวงจรทั่วไป และยังเป็นหลักสำคัญของวิธีการทางทรานส์ลีนีเยอร์ที่จะกล่าวถึงต่อไปอีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.1 หลักการของวงจรทรานส์ลิเนียร์

พิจารณาวงจรวงปิด (closed-loop) ที่มีรอยต่อพี-เอ็น ที่ได้รับการไบอัสตรงอยู่เป็นจำนวนคู่ โดยจะแบ่งออกเป็น 2 พวกด้วยกันคือรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับการไบอัสจนมีศักดาตกคร่อมในทิศทางตามเข็มนาฬิกา (clockwise : CW) กับรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับการไบอัสจนมีศักดาตกคร่อมในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา (counterclockwise : CCW) ดังแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 รูปแบบพื้นฐานของวงจรทรานส์ลิเนียร์ที่ประกอบด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

หลักการนี้สามารถใช้กับวงจรที่มีทรานส์ลิเนียร์รูป (translinear loop) เพียงวงเดียว หรือจะมีหลายวงซ้อนทับกันอยู่ก็ได้ และสำหรับรอยต่อพี-เอ็นที่กล่าวไว้ข้างต้นอาจจะเป็นรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์หรือจะเป็นไดโอดก็ไม่ผิดแต่อย่างใด แต่ทว่าเพื่อให้ได้ผลที่ต้องการ แม่นยำการใช้รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์จะเหมาะสมกว่าด้วยประการทั้งปวง จากรูปที่ 3.1 ทำการรวมศักดาเบส-อิมิตเตอร์รอบวงจะได้

$$\sum_{j=1}^N V_{bej} = 0 \quad (3.3)$$

หรือ

$$\sum_{CW} V_{bej} = \sum_{CCW} V_{bej} \quad (3.4)$$

เมื่อ

$$V_{bej} = V_T \ln \left( \frac{I_{cj}}{I_{sj}} \right) \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$V_{bej} = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{I_{cj}}{A_j J_s} \right) \quad (3.6)$$

เมื่อ  $V_{bej}$  คือ ศักดาตกคร่อมรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวที่  $j$  (V)

$I_{cj}$  คือ กระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวที่  $j$  (A)

$V_T$  คือ ศักดาเชิงอุณหภูมิ (V)

$I_{Sj}$  คือ กระแสอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์ตัวที่  $j$  (A)

$k$  คือ ค่าคงที่ของโบลทซ์มันน์ (Boltzmann's constant) มีค่าเท่ากับ  $1.38 \times 10^{-23}$  (J/K)

$T$  คือ ค่าอุณหภูมิรอบข้าง (K)

$q$  คือ ค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน มีค่าเท่ากับ  $1.602 \times 10^{-19}$  (C)

$A_j$  คือ พื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวที่  $j$  ( $cm^2$ )

$J_s$  คือ ค่าความหนาแน่นของกระแสอิ่มตัว ( $A/cm^2$ )

แทนสมการที่ (3.6) ลงในสมการที่ (3.4) สมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ เนื่องจากผลของเทคโนโลยีวงจรรวม ยกเว้นเพียงค่าพื้นที่อิมิตเตอร์เท่านั้น จะได้

$$\sum_{CW} \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{I_{cj}}{A_j J_s} \right) = \sum_{CCW} \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{I_{cj}}{A_j J_s} \right) \quad (3.7)$$

และจากข้อได้เปรียบอีกประการหนึ่งของวงจรรวม ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวได้รับอุณหภูมิใกล้เคียงกันมากที่สุด เป็นผลให้สามารถเขียนสมการที่ (3.7) ได้ใหม่เป็น

$$\prod_{CW} \left( \frac{I_{cj}}{A_j} \right) = \prod_{CCW} \left( \frac{I_{cj}}{A_j} \right) \quad (3.8)$$

ซึ่ง  $I_{cj}/A_j$  นี้ก็คือค่าความหนาแน่นกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์นั่นเอง จากสมการที่ (3.8) จึงสามารถสรุปหลักการทรานส์ลิเนียร์สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ได้ว่า “ผลคูณของค่าความหนาแน่นกระแสในทิศทางตามเข็มนาฬิกาจะมีค่าเท่ากับผลคูณของค่าความหนาแน่นกระแสในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา” [24]

### 3.2.2 การใช้อัตราส่วนพื้นที่อิมิตเตอร์

อัตราส่วนพื้นที่อิมิตเตอร์ระหว่างคู่ของอุปกรณ์ในทรานส์ลิเนียร์ลูปนับว่ามีความสำคัญเป็นอันมาก ในการใช้เพื่อสร้างผลลัพธ์ที่ต้องการ ตัวอย่างที่เห็นได้ชัดเจนก็คือ วงจรสะท้อนกระแส (current mirror) ซึ่งจะใช้ค่าอัตราส่วนพื้นที่อิมิตเตอร์นี้ในการปรับอัตราไหลของกระแสทางขาออก ดังจะได้กล่าวถึงรายละเอียดในส่วนต่อไป นอกจากนี้ยังช่วยในการลดหรือกระทั่งสามารถกำจัดความผิดพลาด โดยเฉพาะอย่างยิ่งความเพี้ยนของสัญญาณ ที่เกิดจากความต้านทานที่รอยต่อได้อีกด้วย ทำการเขียนสมการที่ (3.8) ใหม่ เพื่อแยกเอาพจน์ของพื้นที่อิมิตเตอร์ออกมาจะได้

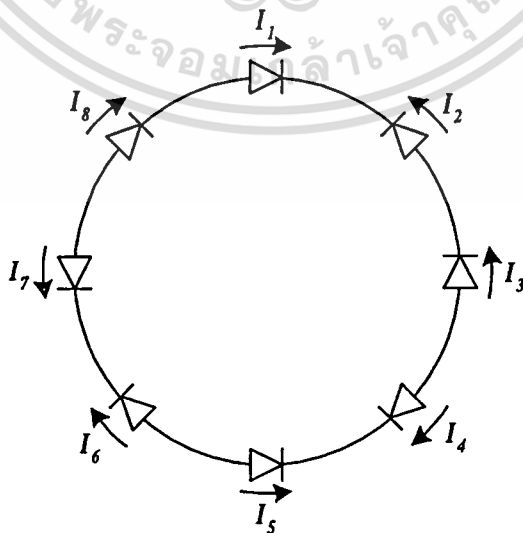
$$\prod_{CW} \frac{1}{A_j} \prod_{CW} I_{cj} = \prod_{CCW} \frac{1}{A_j} \prod_{CCW} I_{cj} \quad (3.9)$$

ปรับรูปใหม่จะได้

$$\prod_{CW} I_{cj} = \lambda \prod_{CCW} I_{cj} \quad (3.10)$$

เมื่อ  $\lambda$  คือ ตัวประกอบอัตราส่วนพื้นที่ (area-ratio factor) นิยามเป็น

$$\lambda = \frac{\prod_{CW} A_j}{\prod_{CCW} A_j} \quad (3.11)$$



รูปที่ 3.2 วงจรแนวคิดพื้นฐานของทรานส์ลิเนียร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลองพิจารณาวงจรทรานส์ลีนีร์ในรูปที่ 3.2 ซึ่งพื้นที่ของอุปกรณ์แต่ละตัวจะมีหมายเลข เดียวกันกับกระแสที่ไหลผ่าน เพราะฉะนั้นจะได้  $A_1, A_4, A_6$  และ  $A_8$  อยู่ในทิศทางตามเข็มนาฬิกา ในขณะที่มี  $A_2, A_3, A_5$  และ  $A_7$  อยู่ในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา และจะได้

$$\lambda = \frac{A_1 A_4 A_6 A_8}{A_2 A_3 A_5 A_7} \quad (3.12)$$

เป็นที่ทราบกันว่า เรามักจะต้องกำหนดให้  $\lambda$  มีค่าใกล้เคียงหนึ่งมากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ แต่ในที่นี้เราไม่จำเป็นต้องกำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวมีพื้นที่เท่ากัน ตัวอย่างเช่น อาจจะกำหนดให้  $A_1 = 9, A_4 = 2, A_6 = 25, A_8 = 7, A_2 = 21, A_3 = 3, A_5 = 5$  และ  $A_7 = 10$  หรือเป็นค่าอื่นใดก็ได้ที่ยังคงทำให้  $\lambda$  มีค่าเป็นหนึ่งอยู่ นอกจากนี้ ในบางครั้งเราอาจใช้เทคนิคทางอัตราส่วนพื้นที่ เพื่อทำการลดผลของความต้านทานโอห์มมิก (ohmic resistance) ที่เกิดบริเวณหน้าสัมผัสระหว่างซิลิกอนกับโลหะ และยังช่วยให้สามารถสร้างตัวประกอบมาตราส่วน (scale factor) ขนาดใหญ่ มากๆ ได้โดยอาศัยการต่อร่วมกันของอุปกรณ์ที่มีพื้นที่ขนาดเล็กๆ อีกด้วย [3] จะเห็นได้ว่าการใช้งานคุณสมบัติของอัตราส่วนพื้นที่นี้มีความสะดวกมากทีเดียว

### 3.3 การวิเคราะห์วงจรพื้นฐานด้วยทรานส์ลีนีร์

ในส่วนนี้เสนอการพิจารณาวงจรพื้นฐานบางส่วนที่รู้จักกันดี ในมุมมองทางทรานส์ลีนีร์ ดังต่อไปนี้

#### 3.3.1 วงจรสะท้อนกระแส

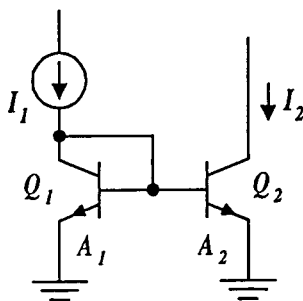
รูปแบบของวงจรทรานส์ลีนีร์ที่ง่ายที่สุด ซึ่งก็คือวงจรสะท้อนกระแส นั้น แสดงไว้ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งการพิจารณาจะแตกต่างจากวิธีดั้งเดิมไปบ้าง โดยจะมุ่งความสนใจไปที่ความสัมพันธ์ระหว่างค่าศักดาเบส-อิมิตเตอร์กับค่ากระแสคอลเล็กเตอร์ ดังสมการ

$$V_{be1} = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{I_{c1}}{J_{s1} A_1} \right) \approx V_T \ln \left( \frac{I_1}{J_{s1} A_1} \right) \quad (3.13)$$

และ

$$V_{be2} = V_T \ln \left( \frac{I_2}{J_{s2} A_2} \right) \quad (3.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 วงจรทรานส์ลิเนียร์แบบพื้นฐาน

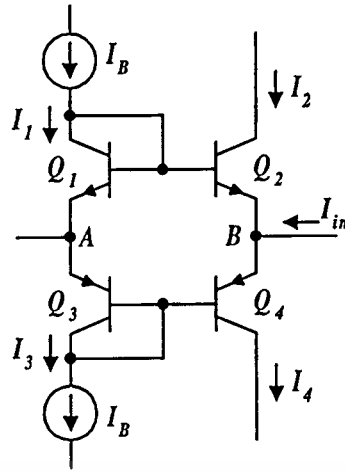
ในสมการที่ (3.13) ได้ทำการละทิ้งค่ากระแสที่ไหลเข้าขาเบส เป็นผลให้กระแสคอลเลคเตอร์ของ  $Q_1$  มีค่าประมาณเท่ากับกระแสจากแหล่งจ่าย  $I_1$  เมื่อสมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ยกเว้นเพียงค่าพื้นที่อิมิตเตอร์ จะได้ว่าค่า  $J_{S1} = J_{S2}$  จากรูปเห็นได้ว่า  $V_{be1} = V_{be2}$  ทำการแทนค่าสมการที่ (3.13) และ (3.14) จะได้

$$I_2 = \frac{A_2}{A_1} I_1 \quad (3.15)$$

ซึ่งให้ผลเดียวกับหลักการทรานส์ลิเนียร์ที่ว่า ผลคูณของความหนาแน่นกระแสในทิศตามเข็มนาฬิกา จะเท่ากับผลคูณความหนาแน่นกระแสในทิศทวนเข็มนาฬิกา และวงจรสะท้อนกระแสก็ยังเป็นตัวอย่างการใช้เทคนิคการปรับค่าอัตราส่วนพื้นที่อิมิตเตอร์ที่ชัดเจนอีกด้วย นอกจากนี้จุดเด่นอื่นที่สังเกตได้คือ ความสัมพันธ์ที่ได้จะไม่ขึ้นกับค่าอุณหภูมิรอบข้างและค่าความหนาแน่นกระแส  $J_S$  แต่อย่างใด สำหรับค่า  $I_1$  และ  $I_2$  นั้นจะยังถูกต้องอยู่ได้ทราบเท่าที่ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราส่วนผ่านความนำกับกระแสยังคงความเป็นเชิงเส้น ซึ่งสำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จะสามารถครอบคลุมการทำงานได้มากกว่า 6 เดคาเด (decade) ที่อุณหภูมิหลายร้อยองศาเซลเซียส [2]

### 3.3.2 วงจรขยายคลาส AB

วงจรขยายคลาส AB ดังในรูปที่ 3.4 นี้ เป็นวงจรขยายภาคขาออกแบบผลัก-ดึง (push-pull) ที่นิยมใช้กันมากในวงจรออปแอมป์ทั่วไป ซึ่งเป็นตัวอย่างที่ดีที่แสดงถึงทรานส์ลิเนียร์รูป อันประกอบด้วยรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถึง  $Q_4$  ด้วย และเพื่อให้ได้ผลเป็นไปตามทฤษฎี จำเป็นจะต้องกำหนดให้ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  กับ  $Q_2$  และทรานซิสเตอร์  $Q_3$  กับ  $Q_4$  มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ สำหรับกระแส  $I_B$  นั้นเป็นกระแสไบอัสไฟตรงที่ได้จากแหล่งจ่ายกระแสคงที่ เพื่อไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานอยู่ในช่วงแอกทีฟ



รูปที่ 3.4 วงจรขยายคลาส AB

จากหลักการของทรานส์ลิเนียร์รูป จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวในวงเป็น

$$I_1 I_3 = I_2 I_4 \quad (3.16)$$

จากรูปเห็นได้ว่าวงจรนี้ได้รับการไบอัสจากแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 2 ตัวที่เหมือนกัน และสมมุติให้ทรานซิสเตอร์มีค่า  $\beta$  สูงกว่า 1 มากๆ จะได้  $I_1 = I_3 \cong I_B$  สมการที่ (3.16) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$I_2 I_4 = I_B^2 \quad (3.17)$$

และเมื่อพิจารณาที่จุด B จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_2$ ,  $I_4$  และ  $I_{in}$  เป็น

$$I_4 = I_2 + I_{in} \quad (3.18 ข.)$$

หรือ

$$I_2 = I_4 - I_{in} \quad (3.18 ก.)$$

แทนสมการที่ (3.18 ก.) และ (3.18 ข.) ลงในสมการที่ (3.17) จะได้

$$I_B^2 = I_2^2 + I_2 I_{in} \quad \text{หรือ} \quad I_2^2 + I_2 I_{in} - I_B^2 = 0 \quad (3.19)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวน  $I_B^2 = I_4^2 - I_4 I_{in}$  แทนเพื่อหา หรือ หาที่  $I_4^2 - I_4 I_{in} - I_B^2 = 0$  ใช้ประโยชน์ (3.20) การค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการแก้สมการที่ (3.19) และ (3.20) จะได้ค่ากระแส  $I_2$  และ  $I_4$  ดังนี้

$$I_2 = \frac{1}{2} \left[ \left( I_{in}^2 + 4I_B^2 \right)^{\frac{1}{2}} - I_{in} \right] \quad (3.21)$$

และ

$$I_4 = \frac{1}{2} \left[ \left( I_{in}^2 + 4I_B^2 \right)^{\frac{1}{2}} + I_{in} \right] \quad (3.22)$$

วงจรนี้จะมี 2 พอร์ตคือพอร์ตสภาพต้านทานสูงที่จุด A และพอร์ตสภาพต้านทานต่ำที่จุด B และประพจน์ตัวเป็นวงจรตามศักดา (voltage follower) [28] ที่มีค่าศักดาตกคร่อมระหว่างจุด A กับจุด B แปรผันตามค่ากระแส  $I_{in}$  ที่ไหลเข้ามายังจุด B โดยจะมีความสัมพันธ์เป็น

$$\begin{aligned} V_B - V_A &= -V_{be2} + V_{be1} \\ &= -V_{T2} \ln \frac{I_2}{I_{S2}} + V_{T1} \ln \frac{I_1}{I_{S1}} \end{aligned} \quad (3.23)$$

กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการจะได้  $V_{T1} = V_{T2}$ ,  $I_{S1} = I_{S2}$  และ  $V_B - V_A = V_{BA}$

$$V_{BA} = -V_T \ln \frac{I_2}{I_1} \quad (3.24)$$

แทนค่า  $I_1 \cong I_B$  และ  $I_2$  จากสมการที่ (3.21) ลงในสมการที่ (3.24) จะได้

$$V_{BA} = -V_T \ln \left\{ \frac{1}{2I_B} \left[ \left( I_{in}^2 + 4I_B^2 \right)^{\frac{1}{2}} - I_{in} \right] \right\} \quad (3.25)$$

หรือ

$$V_{BA} = -V_T \ln \left[ \left( 1 + \frac{I_{in}^2}{4I_B^2} \right)^{\frac{1}{2}} - \frac{I_{in}}{2I_B} \right] \quad (3.26)$$

เมื่อ  $I_{in} \ll 2I_B$  จะได้ว่า  $\left(1 + \frac{I_{in}^2}{4I_B^2}\right)^{\frac{1}{2}} \cong 1$  ทำให้สมการที่ (3.26) ถูกประมาณได้เป็น

$$V_{BA} \cong -V_T \ln \left[ 1 + \left( -\frac{I_{in}}{2I_B} \right) \right] \quad (3.27)$$

พจน์  $\ln \left[ 1 + \left( -\frac{I_{in}}{2I_B} \right) \right]$  นี้สามารถประมาณค่าได้ด้วยอนุกรมกำลัง

$$\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \dots \quad (3.28)$$

ดังนั้นจะสามารถประมาณค่าพจน์  $\ln \left[ 1 + \left( -\frac{I_{in}}{2I_B} \right) \right]$  ได้ว่า

$$\begin{aligned} \ln \left[ 1 + \left( -\frac{I_{in}}{2I_B} \right) \right] &= -\frac{I_{in}}{2I_B} - \frac{1}{2} \left( -\frac{I_{in}}{2I_B} \right)^2 + \frac{1}{3} \left( -\frac{I_{in}}{2I_B} \right)^3 - \dots \\ &\cong -\frac{I_{in}}{2I_B} \end{aligned} \quad (3.29)$$

โดยตั้งแต่พจน์ที่ 2 เป็นต้นไปมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับพจน์แรก แล้วแทนค่าสมการที่ (3.29) นี้ลงในสมการที่ (3.27) จะได้

$$V_{BA} = -V_T \left( -\frac{I_{in}}{2I_B} \right) \quad (3.30)$$

หรือ

$$V_{BA} = \frac{V_T}{2I_B} I_{in} \quad (3.31)$$

จากความสัมพันธ์นี้แสดงให้เห็นถึงค่าความต้านทานสัญญาณขนาดเล็กที่มองเข้ามาทางจุด B ว่าเป็นค่าเป็น

$$R_{in} = \frac{V_{BA}}{I_{in}} = \frac{V_T}{2I_B} \quad (3.32)$$

ซึ่งเห็นได้ว่าสามารถควบคุมได้อย่างง่ายดายด้วยกระแส  $I_B$  ของวงจร [28]

### 3.4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงแนวคิดและหลักการเบื้องต้น รวมไปถึงคุณสมบัติประโยชน์และตัวอย่างของ วงจรทรานส์ลิเนียร์ โดยหลักการนี้ได้ถูกนำเสนอขึ้นครั้งแรกเพื่อใช้อธิบายวงจรที่มีฟังก์ชันการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้น แต่เมื่อลองพิจารณาวงจรเชิงเส้นแบบต่างๆ ทั่วไปก็พบว่า มีส่วนประกอบของวงจรทรานส์ลิเนียร์อยู่ด้วย อย่างเช่น วงจรสะท้อนกระแส วงจรสายสายพานกระแส วงจรขยาย คลาส AB ในออปแอมป์และวงจรขยายทั่วไป และอื่นๆ ซึ่งอาจกล่าวได้ว่าเทคนิคทรานส์ลิเนียร์นี้ ช่วยให้วงจรต่างๆ สามารถทำงานในโหมดกระแสได้ดีที่สุดเท่าที่วงจรนั้นๆ จะพึงทำได้ [3] และดังเป็นที่ทราบกันดีว่า วงจรที่ปฏิบัติการในโหมดกระแส จะสามารถให้คุณสมบัติที่ดีกว่าวงจรใน โหมดคัทหลายประการได้แก่ ตอบสนองความถี่ได้สูง พิสัยพลวัต (dynamic range) กว้าง มีความเร็วและความแม่นยำสูง กินพลังงานต่ำ [4] เป็นต้น จึงทำให้การพัฒนาวงจรในโหมดกระแส และวงจรทรานส์ลิเนียร์นี้ได้รับความสนใจอย่างกว้างขวาง ดังจะได้นำเทคนิคนี้มาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรนูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวในบทต่อไปด้วยเช่นกัน อันจะเป็นผลให้วงจรที่ได้มีสมรรถนะสูง วงจรมีขนาดเล็ก เรียบง่ายและไม่ซับซ้อน

## การวิเคราะห์และออกแบบวงจรอนุพลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว

### 4.1 กล่าวนำ

สำหรับเทคนิคการออกแบบสร้างวงจรมูลเลอร์ในทางปฏิบัติที่เป็นที่รู้จักและนิยมมากที่สุดก็คือเทคนิคการสร้างวงจรมูลเลอร์เชิงปฏิบัติการ (operational amplifier) หรือวงจรรวมได้ออปแอมป์ (op-amp) นั่นเอง เนื่องจากสามารถทำการออกแบบและสร้างด้วยเทคโนโลยีวงจรรวมได้ง่าย และให้คุณสมบัติโดยรวมเป็นที่น่าพอใจ แต่หากพิจารณาในรายละเอียดแล้วจะพบว่า วิธีการสร้างวงจรมูลเลอร์แบบนี้ไม่สามารถให้คุณสมบัติของอุปกรณ์แอกทิฟเอนกประสงค์ที่สมบูรณ์ได้ อันเป็นผลมาจากข้อจำกัดของตัวออปแอมป์เอง ที่ภาคขาออกจะต้องร่วมอยู่กับแหล่งจ่ายพลังงานหรือกราวด์เสมอ ซึ่งจะเป็นผลให้ไม่สามารถสร้างฟังก์ชันถ่ายโอนบางรูปแบบ โดยใช้อุปกรณ์โรจจ่ายพาสซีฟภายนอกในจำนวนที่น้อยที่สุดได้ อีกทั้งยังเป็นที่ทราบกันดีว่า วงจรรวมได้ออปแอมป์นั้นมีข้อจำกัดในเรื่องของความเร็วและความแม่นยำ รวมถึงมีค่าผลคูณของอัตราขยายกับช่วงความถี่ปฏิบัติงานคงที่ (constant gain-bandwidth product) ส่งผลให้ไม่สามารถปฏิบัติงานที่ความถี่สูงๆ ด้วยอัตราขยายมากๆ ได้ แต่ต่อมาจุดค้อยต่างๆ เหล่านี้ก็ได้ถูกลบล้างลงด้วยเทคนิคการประมวลผลสัญญาณในโหมดกระแส ทำให้สามารถสร้างระบบที่มีความเร็วสูงขึ้นได้อย่างไม่ยากเย็นนัก ซึ่งอุปกรณ์และวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสนี้ก็ได้นำเสนอขึ้นมาอย่างมากมายในช่วงเวลาเพียงไม่กี่ปี [11, 12] แต่อุปกรณ์ที่แพร่หลายและเป็นที่ยอมรับมากที่สุดเห็นจะได้แก่ วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (second generation current conveyor : CCII) และวงจรมูลเลอร์เชิงปฏิบัติการแบบป้อนกลับด้วยกระแส (current feedback operational amplifier : CFOA)

โครงสร้างของอุปกรณ์ทั้งสองนี้ได้มีการนำเสนอเอาไว้หลายรูปแบบด้วยกัน ทั้งที่สร้างด้วยเทคโนโลยีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และมอสทรานซิสเตอร์ แต่ส่วนมากก็ยังคงอาศัยวงจรรวมได้ออปแอมป์ทั่วไปต่อร่วมกับวงจรตรวจจับกระแสแหล่งจ่ายอยู่ดี จนกระทั่งในปี ค.ศ. 1990 J. H. Huijsing จึงได้นำเสนออุปกรณ์สำหรับการออกแบบวงจรในโหมดกระแสที่สามารถใช้งานได้หลากหลายขึ้น โดยให้ชื่อเป็น วงจรมูลเลอร์เชิงปฏิบัติการแบบลอยตัว (operational floating amplifier : OFA) [7, 10] และยังได้กล่าวว่า วงจรนี้สามารถให้คุณสมบัติใกล้เคียงกับมูลเลอร์มากที่สุดอีกด้วย นั่นคือจะมีภาคขาเข้าและภาคขาออกแบบลอยตัวเป็นอิสระทุกด้าน ทำให้สามารถนำไปสร้างฟังก์ชันถ่ายโอนได้ทุกชนิด โดยใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อยที่สุด ซึ่งวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ได้ทำการออกแบบขึ้นก็จะมีโครงสร้างและคุณสมบัติใกล้เคียงกับอุปกรณ์ตัวนี้ แต่ได้ทำการปรับปรุงให้มีสมรรถนะที่ดีกว่า นอกจากนี้ยังมีอุปกรณ์ที่น่าสนใจแบบอื่นที่ให้คุณสมบัติใกล้เคียงกับมูลเลอร์นั้น

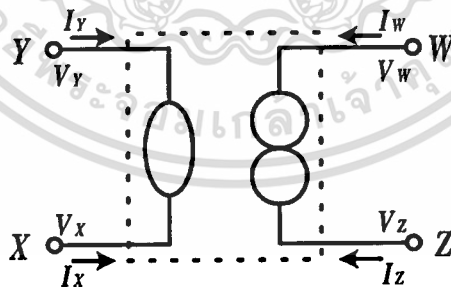
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือ วงจรสายพานสัญญาณเชิงปฏิบัติการแบบลอยตัว (operational floating conveyor : OFC) [8] โดยจะต่างกันอยู่บ้างก็ตรงที่อุปกรณ์ตัวนี้มีพื้นฐานมาจากวงจรขยายสัญญาณเชิงปฏิบัติการแบบป้อนกลับด้วยกระแส ทำให้ภาคหน้าสามารถรับกระแสเข้าได้ด้วย ซึ่งจะไม่ขอกกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

## 4.2 หลักการออกแบบโดยทั่วไป

สำหรับความหมายของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว อาจกล่าวง่ายๆ ได้ว่า คืออุปกรณ์ที่มีทั้งภาคขาเข้าและขาออกลอยตัวอย่างเป็นอิสระ โดยคำว่า “ลอยตัว” ในที่นี้หมายถึง จะไม่มีกระแสภายในรั้วไหลออกจากพอร์ตนั้นๆ และค่าศักดากับกระแสจะไม่ขึ้นกับศักดาโหมคร่วมที่พอร์ตด้วย [7] สัญลักษณ์ของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวแสดงไว้ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งหากวงจรมีอัตราขยายเป็นอนันต์แล้ว จะได้ว่าศักดาผลต่างทางขาเข้า  $V_{id} = V_X - V_Y$  ระหว่างขั้วขาเข้าทั้งสองจะมีค่าเป็นศูนย์ หรือก็คือศักดาที่ขั้วขาเข้า  $V_X$  และ  $V_Y$  มีค่าเท่ากันนั่นเอง จากคุณสมบัติพื้นฐานข้อนี้ ทำให้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวสามารถที่จะทำงานในโหมคศักดาได้อย่างแม่นยำไม่แพ้วงจรรอบแอมป์ที่เป็นที่นิยมใช้กันทั่วไปเลย แต่ที่พิเศษกว่าออปแอมป์ทั่วไปคือ วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวยังมีภาคขาออกแบบลอยตัวอีกด้วย โดยจากนิยามข้างต้นอาจแปลความได้ว่ากระแสรั้วไหลหรือกระแสโหมคร่วมที่ภาคขาออก  $I_{oc} = (I_W + I_Z)/2$  จะมีค่าเป็นศูนย์ หรือกระแสที่ขั้วขาออก  $I_W$  เท่ากับ  $-I_Z$  เป้าหมายในการออกแบบจึงอยู่ที่การพยายามสร้างวงจรให้ได้คุณสมบัติข้างต้นอย่างสมบูรณ์ที่สุดนั่นเอง



รูปที่ 4.1 แบบจำลองของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว

### 4.2.1 ข้อกำหนดในการออกแบบ

จากคุณสมบัติต่างๆ ที่กล่าวข้างต้นสามารถนำมาแสดงให้เห็นชัดเจนขึ้นได้ในลักษณะของวงจรเสมือนดังรูปที่ 4.2 [7, 20] ซึ่งโครงสร้างนี้ได้จำแนกตัวแปรทางศักดาและกระแสออกเป็น

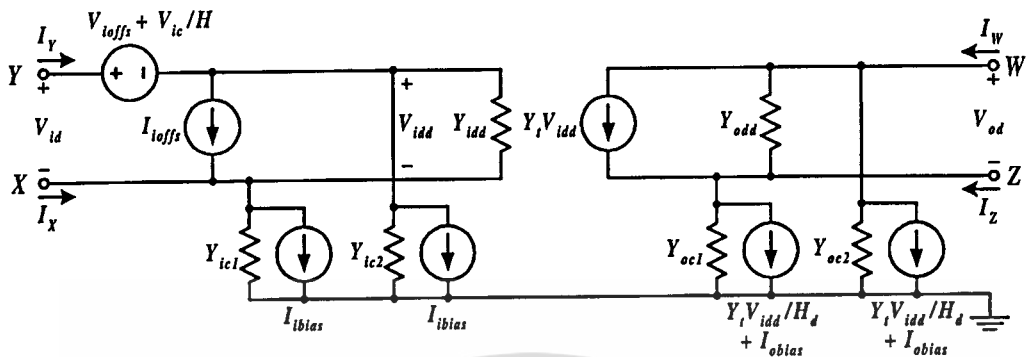
1) ศักดาและกระแสขาเข้าโหมคต่าง คือ  $V_{id} = V_X - V_Y$  และ  $I_{id} = (I_X - I_Y)/2$

2) ศักดาและกระแสขาออกโหมคต่าง คือ  $V_{od} = V_W - V_Z$  และ  $I_{od} = (I_W - I_Z)/2$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) คัดคาและกระแสขาเข้าโหมคร่วม คือ  $V_{ic} = (V_X + V_Y)/2$  และ  $I_{ic} = (I_X + I_Y)/2$

4) คัดคาและกระแสขาออกโหมคร่วม คือ  $V_{oc} = (V_W + V_Z)/2$  และ  $I_{oc} = (I_W + I_Z)/2$



รูปที่ 4.2 วงจรเสมือนของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว

จากวงจรเสมือนในรูปที่ 4.2 จะมองเห็นประกอบ 3 ตัว ที่พบเห็นได้ทั่วไปในอุปกรณ์แอกทีฟทุกชนิดนั่นคือ

$Y_i$  เป็นอัตราส่งผ่านความนำของแหล่งจ่ายกระแสแบบควบคุมด้วยคัดคา

$Y_{idd}$  เป็นค่าแอดมิตแตนซ์ทางขาเข้า

และ  $Y_{odd}$  เป็นค่าแอดมิตแตนซ์ทางขาออก

ส่วนองค์ประกอบอื่นๆ จะแทนอุปกรณ์แฝงภายในซึ่งจะเป็นตัวแสดงความผิดพลาดของวงจรและต้องพยายามบังคับให้มีค่าน้อยที่สุด สำหรับอุปกรณ์แฝงเหล่านี้สามารถแยกพิจารณาเป็นส่วนๆ ได้ดังนี้

ส่วนแรก จะประกอบด้วย

$V_{iodd}$  และ  $I_{iodd}$  คือค่าคัดคาและกระแสออฟเซต (offset) โหมคร่วมทางภาคขาเข้า

ส่วนที่สอง แสดงความไม่สมบูรณ์ของคุณสมบัติแบบลอยตัวทางภาคขาเข้า ประกอบด้วย

$V_{ic}/H$  คือ คัดคาออฟเซตที่มีค่าเท่ากับคัดคาขาเข้าโหมคร่วม  $V_{ic}$  หารด้วยอัตราการลดทอน

สัญญาณโหมคร่วม (common-mode rejection ratio : CMRR)  $H$

$I_{ibias}$  คือกระแสไบอัสขาเข้าโหมคร่วม

$Y_{ic1}$  กับ  $Y_{ic2}$  คือค่าความนำขาเข้าโหมคร่วม

ส่วนสุดท้าย แสดงความไม่สมบูรณ์ของคุณสมบัติแบบลอยตัวทางภาคขาออก ซึ่งประกอบด้วย

$I_{od}/H_d$  คือ กระแสออฟเซตที่หาได้จากค่ากระแสขาออกโหมคร่วมต่าง  $I_{od} = Y_i V_{idd}$  หารด้วย

อัตราการลดทอนสัญญาณโหมคร่วมต่าง (differential-mode rejection ratio : DMRR)  $H_d$  ของกระแสขา

ออก

$I_{obias}$  คือกระแสไบอัสขาออกโหมคร่วม

$Y_{oc1}$  กับ  $Y_{oc2}$  คือค่าความนำขาออกโหมคร่วม

นอกจากการใช้วงจรเสมือนดังกล่าวข้างต้นแล้ว เรายังอาจสามารถอธิบายวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวด้วยสมการเมตริกซ์ได้อีกด้วย โดยจะพิจารณาคัดดาและกระแสทั้งในโหมคร่วมและโหมคต่างเป็นตัวแปรสำคัญ และจะเรียกค่าคัดดากับกระแสที่ไม่ต้องการว่าเป็นค่าผิดพลาด ในกรณีนี้จึงอาจเรียกสมการนี้เป็นเมตริกซ์ค่าความคลาดเคลื่อน (error matrix) ซึ่งมีสมการดังต่อไปนี้

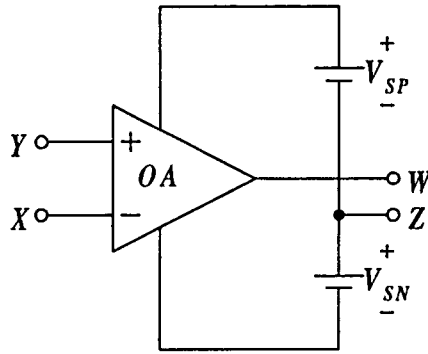
$$\begin{bmatrix} V_{id} \\ I_{id} \\ I_{ic} \\ I_{oc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/Y_t & Y_{od}/Y_t & 1/H & 0 \\ Y_{id}/Y_t & Y_{id}Y_{od}/Y_t & Y_{id}/H & 0 \\ 0 & 0 & Y_{ic} & 0 \\ 1/H_d & Y_{od}/H_d & 0 & Y_{oc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{od} \\ V_{od} \\ V_{ic} \\ V_{oc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{ioffs} \\ I_{ioffs} \\ I_{ibias} \\ I_{obias} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

เราจะต้องพยายามลดองค์ประกอบทุกตัวภายในเมตริกซ์ค่าความคลาดเคลื่อนนี้ ให้มีค่าน้อยที่สุด เพื่อให้วงจรเข้าใกล้อุดมคติมากที่สุดนั่นเอง เริ่มต้นการพิจารณาจากเมตริกซ์ย่อยขนาด (2x2) ที่มุมด้านซ้ายบน จะเห็นได้ว่าองค์ประกอบ 4 ตัวนี้คือองค์ประกอบพื้นฐานของวงจรออปแอมป์ทั่วไปนั่นเอง และสามารถทำการลดขนาดลงได้ด้วยการเพิ่มอัตราส่งผ่านความนำ  $Y_t$  ให้มีค่าสูงๆ ส่วนองค์ประกอบในคอลัมน์ที่ 3 จะแสดงความไม่สมบูรณ์ของภาคขาเข้า ดังนั้นต้องออกแบบให้อัตราลดทอนสัญญาณโหมคร่วม  $H$  มีค่าสูงในขณะที่ค่าความนำขาเข้า  $Y_{ic}$  ต้องมีค่าต่ำๆ องค์ประกอบในแถวที่ 4 แสดงถึงความไม่สมบูรณ์ของภาคขาออก และสามารถลดได้ด้วยการให้อัตราลดทอนสัญญาณโหมคต่าง  $H_d$  มีค่าสูงๆ ในขณะที่ค่าความนำขาออก  $Y_{oc}$  มีค่าต่ำๆ สุดท้ายก็คือการลดค่าออฟเซตและค่ากระแสไบอัสต่างๆ ในวงจรให้มีค่าต่ำที่สุด

ผลจากวงจรเสมือนและเมตริกซ์ค่าความคลาดเคลื่อนต่างแสดงให้เห็นว่า ไม่มีความจำเป็นใดๆ ที่จะต้องใช้อุปกรณ์ที่มีความแม่นยำสูงเพื่อสร้างวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว สิ่งที่สำคัญก็มีเพียงต้องออกแบบวงจรให้อัตราขยายที่สูง มีการแยกภาคขาเข้ากับขาออกที่ดี และลดค่าออฟเซตกับกระแสไบอัสให้น้อยที่สุดเท่านั้นเอง

#### 4.2.2 แนวคิดในการออกแบบ

โครงสร้างที่ง่ายที่สุดในการออกแบบสร้างมูลเลอร์ก็คือ การใช้วงจรออปแอมป์เป็นพื้นฐาน จากนั้นจึงออกแบบสร้างภาคขาออกแบบลอยตัวเพิ่มขึ้นมา ซึ่งก็มีหลากหลายวิธีด้วยกัน วิธีการหนึ่งที่น่าสนใจก็คือ การใช้ออปแอมป์ต่อร่วมกับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงแบบลอยตัว ดังรูปที่ 4.3

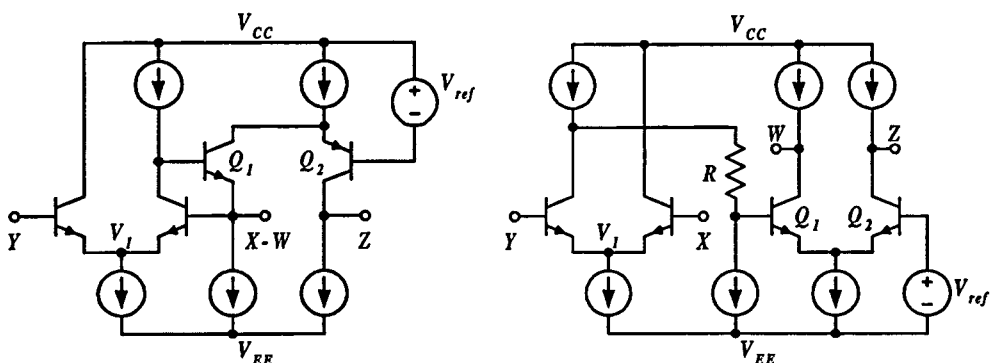


รูปที่ 4.3 วงจรมูลเลอร์ที่ใช้หลักการแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงแบบลอยตัว

หลักการมีอยู่ว่า กระแสที่ไหลออกทางพอร์ต  $W$  จะเป็นผลต่างโดยตรงของกระแสจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงแบบลอยตัว  $V_{SP}$  และ  $V_{SN}$  ดังนั้นโครงสร้างนี้จึงสามารถส่งผ่านกระแสไปยังพอร์ต  $Z$  ได้อย่างแม่นยำ ทำให้กระแสที่เข้าขาออกทั้งสองเท่ากันได้โดยไม่ต้องใช้อุปกรณ์ที่มีคุณภาพสูงหรือต้องมีความสมพียงกันเลย แต่อย่างไรก็ตาม วิธีการนี้จะนำมาซึ่งปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงแทน จึงได้มีการเสนอวิธีการอื่นที่เหมาะสมกว่าดังต่อไปนี้ [7]

#### 4.2.2.1 ภาคขาออกแบบคลาส A

โครงสร้างแบบนี้จะมีพื้นฐานมาจากวงจรแปลงศักดาเป็นกระแส หรืออาจมองเป็นวงจรมูลเลอร์สามขั้วดังแสดงในรูปที่ 4.4 (ก) [20] ก็ได้ ซึ่งจะประกอบด้วยภาคหน้าเป็นวงจรขยายความแตกต่าง  $V_I$  เพื่อบังคับให้ศักดาที่พอร์ต  $X-W$  เท่ากับศักดาที่พอร์ต  $Y$  ในขณะที่สัญญาณกระแสจะถูกส่งผ่านทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มาปรากฏยังพอร์ตขาออก  $Z$  โดยทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ถูกใส่เข้ามาเพื่อเพิ่มความสามารถในการสวิงของสัญญาณ ซึ่งหากใช้วงจรสะท้อนกระแสทำงานแทนทรานซิสเตอร์  $Q_2$  แล้วจะส่งผลให้เกิดความคลาดเคลื่อนของสัญญาณสูงถึงเกือบ 1 เปอร์เซ็นต์ทีเดียว นอกจากนี้ เทคนิคในการลดความคลาดเคลื่อนของสัญญาณยังอาจสามารถกระทำได้คล้ายกับการลดค่าออฟเซต นั่นคือเลือกใช้กระบวนการผลิตทรานซิสเตอร์ที่ทำให้เกิดกระแสรั่วไหลขาเบสมีค่าต่ำๆ นั้นเอง [20]

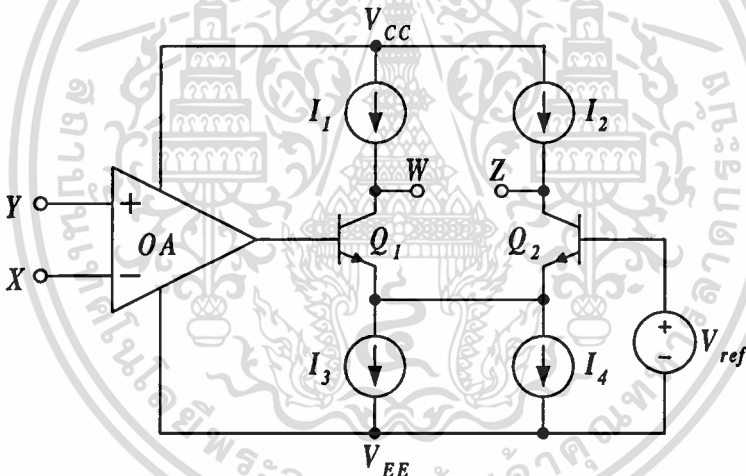


รูปที่ 4.4 (ก) วงจรพื้นฐานของมูลเลอร์แบบสามขั้ว (ข) วงจรที่ได้รับการปรับปรุงคุณสมบัติขึ้นแล้วด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แคว้งจอร์ในรูปที่ 4.4(ก) นั้นยังมีจุดด้อยที่สำคัญหลายประการ คือ

- มีขั้วขาเข้ากับขาออกเชื่อมต่อกันอยู่
- กระแสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ต่างก่อให้เกิดความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสของภาคขาออก
- ทรานซิสเตอร์ขาออก  $Q_2$  เป็นชนิด PNP ซึ่งให้คุณสมบัติการตอบสนองความถี่ได้ไม่ดี

ข้อด้อยต่างๆ เหล่านี้สามารถลดลงได้โดยการปรับปรุงวงจรถายเป็นดังรูปที่ 4.4 (ข) [7] จากรูป ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ได้ถูกเปลี่ยนให้เป็นชนิด NPN เพื่อผลการตอบสนองความถี่ที่ดีกว่า และการย้ายตำแหน่งเชื่อมต่อของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  นี้ ได้ช่วยให้กระแสรั่วไหลที่เกิดจากกระแสขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ถูกชดเชยหมดไปด้วยกระแสขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ที่สำคัญยังทำให้สามารถแยกขั้วขาเข้าออกจากขั้วขาออกได้อีกด้วย สำหรับ โครงสร้างของวงจรรูลเลอร์ที่มีภาคขาออกแบบคลาส A แสดงได้โดยการใช้วงจรรอปแอมป์มาต่อเป็นภาคขาเข้าแทนวงจรรขยายความแตกต่างดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 วงจรรูลเลอร์ที่มีภาคขาออกแบบคลาส A

เมื่อมีกระแสไหลเข้ามายังพอร์ต Z กระแสนั้นจะไม่สามารถไหลผ่านแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_2$  จึงต้องไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ไปทั้งหมด เช่นเดียวกันกับที่แหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_3$  กับ  $I_4$  ก็ไม่สามารถรับกระแสเหล่านี้ไว้ได้ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  จึงทำหน้าที่รับกระแสนี้ไว้ และในขณะที่  $I_1$  จะมีกระแสคงที่เสมอ กระแสทั้งหมดจึงถูกส่งต่อมายังพอร์ต W อย่างสมบูรณ์ แต่อย่างไรก็ตาม จากความไม่เป็นอุดมคติของแหล่งจ่ายคงที่ทั้ง 4 จะก่อให้เกิดความไม่สมดุลของปริมาณกระแสภายในวง และเป็นสาเหตุให้เกิดกระแสไบอัสที่ภาคขาออก  $I_{bias}$  นั่นเอง จากนั้นลองพิจารณาวงจรเห็นได้ว่าภาคขาเข้าจะมีมีพีแค้นซ์สูงมากเช่นเดียวกับวงจรรอปแอมป์ทั่วไป ส่วนภาคขาออกนั้นก็ยังมีแหล่งจ่ายกระแสคั่นระหว่างขั้วออกกับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงทุกด้าน จึงถือได้ว่าวงจรมีภาคขาเข้าและขา

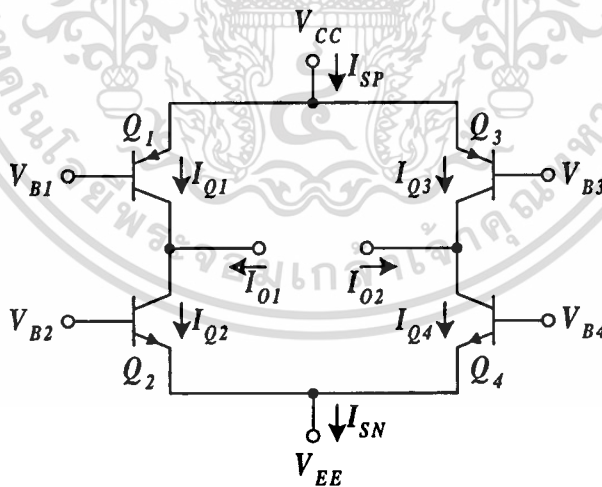
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับเป็นเอกสารที่เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออกแบบลอยตัวอย่างสมบูรณ์ และหากต้องการความแม่นยำของวงจรที่มากขึ้น ก็สามารถทำได้ โดยการต่อทรานซิสเตอร์ในภาคขาออกเป็นแบบคาร์ลิ่งตัน(Darlington) [20]

#### 4.2.2.2 ภาคขาออกแบบคลาส AB

ข้อเสียสำคัญของวงจรที่ใช้ภาคขาออกแบบคลาส A ดังเป็นที่ทราบกันดีก็คือ ความสามารถในการจ่ายและรับกระแสจะขึ้นกับปริมาณกระแสสงบ (quiescent current) ที่ไบอัสวงจรอยู่ ซึ่งการเพิ่มกระแสสงบเพื่อให้วงจรสามารถรองรับกระแสได้มากขึ้นนั้น จะนำมาซึ่งผลเสียที่ไม่ต้องการหลายประการเช่น ทำให้ความต้านทานขาออกลดลง กระแสออฟเซททางขาออกเพิ่มขึ้น และเพิ่มค่ากำลังงานสูญเสีย (power dissipation) ของวงจร อีกทั้งยังให้ค่าไดนามิกเรนจ์ทางกระแสซึ่งก็คือค่ากระแสสูงสุดหารด้วยไบอัสทางขาออก (output bias) และค่ากระแสสัญญาณรบกวนรอบวงไบอัสขาออก (output-bias-noise current) ที่ค่อนข้างน้อยอีกด้วย ซึ่งจุดด้อยเหล่านี้สามารถถูกปรับปรุงให้ดีขึ้นได้ ด้วยการเปลี่ยนมาใช้ภาคขาออกแบบคลาส AB แต่อย่างไรก็ตาม มีปัญหาหนึ่งที่เกิดขึ้นตามมาคือ เราจะไม่สามารถใช้แหล่งจ่ายกระแสไบอัสเพื่อแยกให้ภาคขาออกมีคุณสมบัติลอยตัวได้อีกต่อไป ทั้งนี้เป็นเพราะความผิดพลาดจากความไม่สมพียงกันของอุปกรณ์จะไปปรากฏเป็นกระแสรั่วไหลที่ขึ้นกับสัญญาณ (signal-dependent leakage current) ที่ขั้วขาออก ซึ่งส่งผลกระทบต่อระบบค่อนข้างมากทีเดียว สำหรับวงจรทั่วไปของภาคขาออกแบบคลาส AB แสดงดังรูปที่ 4.6

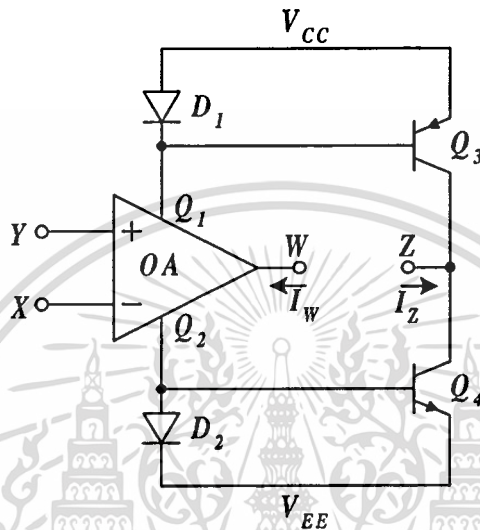


รูปที่ 4.6 โครงสร้างทั่วไปของภาคขาออกแบบคลาส AB

ในการที่จะสร้างวงจรสำหรับส่งผ่านกระแสจากพอร์ต W มายังพอร์ต Z ให้ได้อย่างถูกต้องนั้น มีวิธีการง่ายๆ ด้วยกัน 2 วิธี วิธีแรกกำหนดให้กระแสในตำแหน่งที่ไขว้กันมีค่าเท่ากัน นั่นคือให้  $I_{Q1} = I_{Q4}$  และ  $I_{Q2} = I_{Q3}$  ส่วนวิธีที่สองคือ การออกแบบให้กระแสแหล่งจ่ายชีกบวกับชีกลบมีค่าเท่ากันหรือ  $I_{SP} = I_{SN}$  นั่นเอง

### 1) เทคนิคการสะท้อนกระแส (Current mirroring)

เทคนิคการสะท้อนกระแสสามารถนำมาใช้ทำให้กระแสในตำแหน่งที่ไขว้กันภายใน โครงสร้างของภาคขาออกแบบคลาส AB มีค่าเท่ากันได้ หรือถ้าจะให้ง่ายกว่านั้นก็เปลี่ยนการกำหนดให้เป็น  $I_{Q1} = I_{Q3}$  และ  $I_{Q2} = I_{Q4}$  ซึ่งเป็นเทคนิคเดียวกับที่ใช้ในการออกแบบสร้างวงจรขยายสัญญาณเชิงปฏิบัติการสะท้อน (operational mirrored amplifier : OMA) [29] ดังรูปที่ 4.7

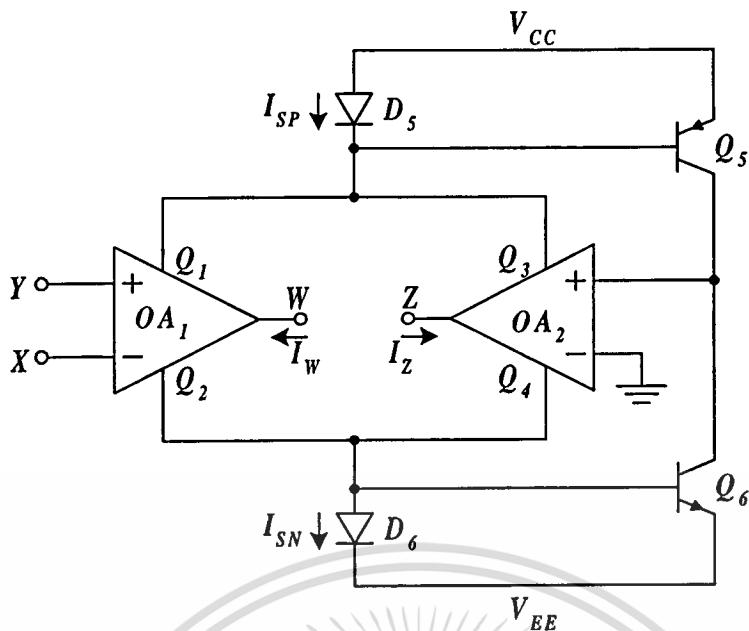


รูปที่ 4.7 วงจรขยายสัญญาณเชิงปฏิบัติการสะท้อนแบบคลาส AB

สังเกตได้ว่าทิศทางของกระแสขาออกจะแตกต่างจากข้อกำหนดของวงจรถวลเลอร์อยู่บ้าง แต่นั่นก็ไม่ใช่ปัญหาสำคัญ เพราะเราสามารถใช่วงจรสะท้อนกระแสอีก 2 จุดเพื่อไขว้กระแสกลับมาเป็นตามข้อกำหนดได้ หรือสำหรับในบางการประยุกต์ใช้งาน ก็อาจไม่มีความจำเป็นต้องกลับขั้วกระแสเลย

### 2) เทคนิคการเท่ากันของกระแสแหล่งจ่าย (Supply-current equalization)

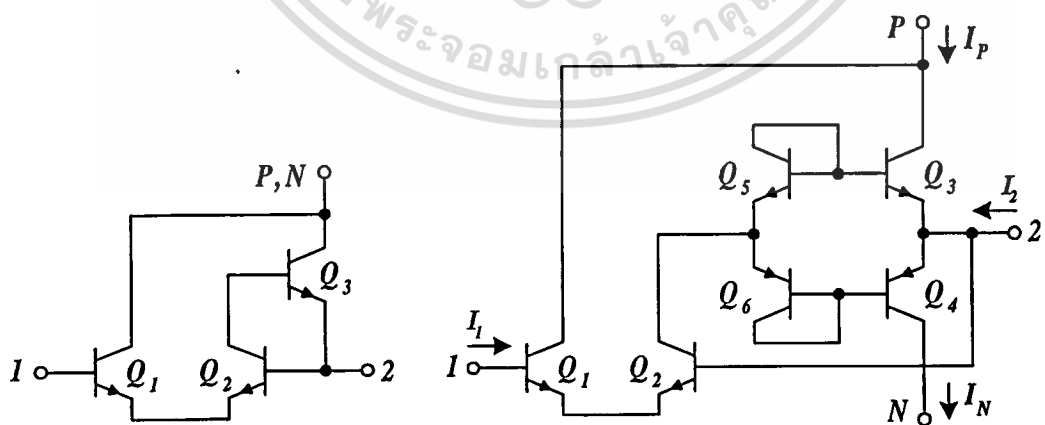
วิธีการนี้อาศัยการออกแบบวงจรให้กระแสจากแหล่งจ่ายไฟซีกบวกมีค่าเท่ากับซีกลบหรือ  $I_{SP} = I_{SN}$  ดังรูปที่ 4.8 ซึ่งหากกระแสทั้งสองนี้มีค่าเท่ากันอย่างสมบูรณ์แล้ว จะได้ค่ากระแสขาออกโหมครวม  $I_{oc} = (I_W + I_Z)/2$  มีค่าเป็นศูนย์ด้วย และส่งผลให้ได้  $I_W = -I_Z$  ตามที่ต้องการ



รูปที่ 4.8 วงจรมูลเลอร์คลาส AB ที่ใช้เทคนิคการเท่ากันของกระแสแหล่งจ่าย

### 4.3 เทคนิคการออกแบบวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวแบบใหม่

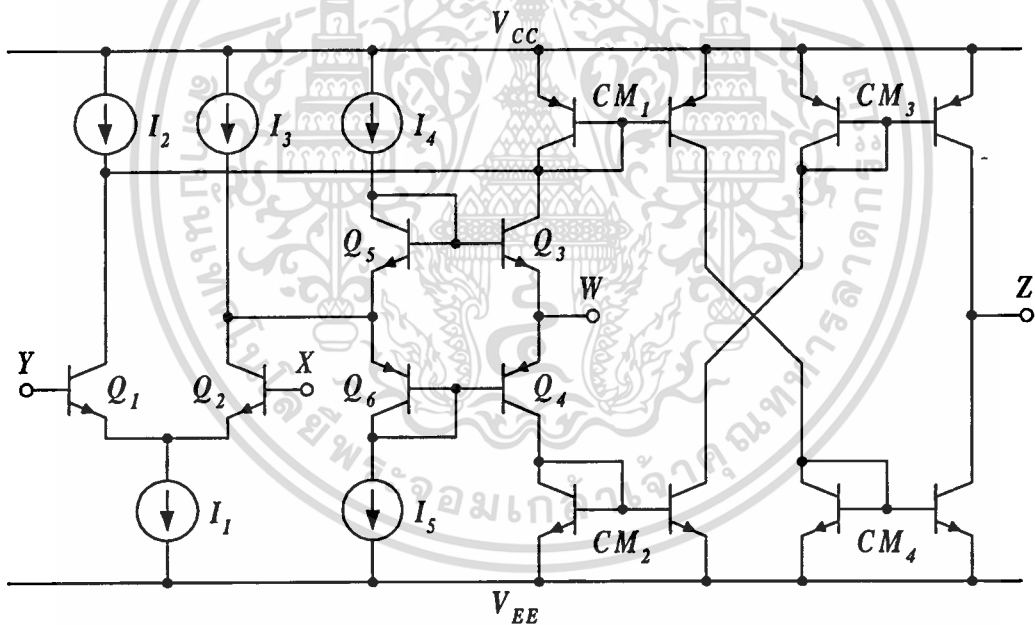
สำหรับเทคนิคการออกแบบวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวแบบใหม่ [30] ที่ได้นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นั้น จะอาศัยพื้นฐานมาจากวงจรแปลงศักดาเป็นกระแสแบบคลาส AB ที่ M. K. Rao และ J. W. Haslett ได้เคยนำเสนอเอาไว้ [31] ซึ่งวิธีการจะคล้ายกับการออกแบบวงจรมูลเลอร์ที่มีภาคขาออกแบบคลาส A ดังที่กล่าวไว้ข้างต้น แต่ได้ประยุกต์เอาเทคนิคของวงจรคลาส AB มาปรับปรุงประสิทธิภาพการจัดการพลังงานของวงจร



รูปที่ 4.9 (ก) วงจรตามศักดาแบบคลาส A (ข) วงจรตามศักดาแบบคลาส AB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

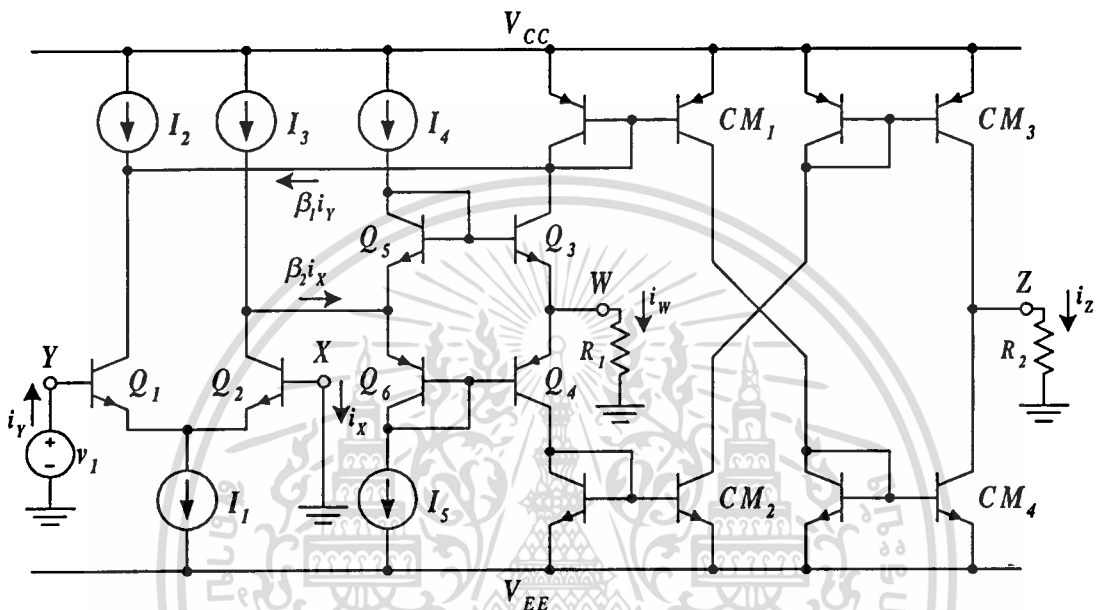
โครงสร้างของวงจรจะเริ่มต้นจากวงจรตามคัทคา (voltage follower) แบบพื้นฐาน ดังรูปที่ 4.9(ก) ซึ่งเมื่อทำการดัดแปลงเพื่อให้วงจรทำงานอยู่ในโหมดคลาส AB แล้ว จะได้ดังรูปที่ 4.9(ข) โดยทรานซิสเตอร์  $Q_4$ ,  $Q_5$  และ  $Q_6$  ถูกเพิ่มเข้ามาเพื่อช่วยให้พอร์ต 2 สามารถรับ-จ่ายกระแสได้ และจากหลักการทรานส์ลิเนียร์ หากคู่ทรานซิสเตอร์  $Q_3$  กับ  $Q_5$  และ  $Q_4$  กับ  $Q_6$  มีความเหมือนกันทุกประการแล้ว จะเป็นผลให้เราสามารถตั้งกระแสสขของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  ได้ด้วยการปรับกระแสที่ไหลผ่าน  $Q_5$  และ  $Q_6$  โดยแทบจะไม่ก่อให้เกิดออฟเซตระหว่างพอร์ตที่ 1 กับพอร์ตที่ 2 เลย จากนั้น เมื่อมีกระแส  $I_2$  ไหลเข้ามายังพอร์ตที่ 2 จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแส  $I_1$ ,  $I_P$  และ  $I_N$  ขึ้น แต่การเปลี่ยนแปลงของกระแส  $I_1$  จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ  $I_P$  และ  $I_N$  จึงอาจกล่าวได้ว่า  $I_2 \approx I_P - I_N$  ดังนั้น หากเราใช้วงจรสะท้อนกระแสเพื่อสำเนากระแส  $I_P$  และ  $I_N$  นี้ ไปสร้างเป็นภาคขาออกอีกชุดก็จะได้กระแสที่มีขนาดเท่ากับ  $I_2$  โดยไม่ผิดเพี้ยน และเมื่อถึงจุดนี้เราสามารถแยกเอาขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ออกจากพอร์ตที่ 2 เพื่อแยกภาคขาเข้ากับขาออกให้เป็นอิสระจากกันได้ ซึ่งโครงสร้างที่สมบูรณ์แสดงไว้ดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 วงจรสมบูรณ์ของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว

จากวงจรในรูปที่ 4.10 พอร์ต Y และ X คือขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  กับ  $Q_2$  ตามลำดับ ซึ่งทั้งคู่ต่อร่วมกับแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_1$ - $I_3$  เมื่อ  $I_1 = I_2 + I_3$  และ  $I_2 = I_3$  เป็นวงจรขยายความนำเพื่อส่งสัญญาณกระแสมายัง ทรานส์ลิเนียร์รูป  $Q_3$ - $Q_6$  โดยจะมีแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_4 = I_5$  เป็นตัวจ่ายกระแสไบอัสให้กับวงจร ชุดทรานส์ลิเนียร์รูปนี้จะช่วยให้วงจรสามารถจ่ายและรับกระแสที่พอร์ต W ได้ จากนั้น ชุดวงจรสะท้อนกระแส  $CM_1$ - $CM_4$  จะทำหน้าที่สำเนาและกลับขั้วสัญญาณ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสจากพอร์ต  $W$  มาเป็นกระแสสัญญาณที่มีขนาดเท่ากันแต่ทิศทางตรงกันข้ามที่พอร์ต  $Z$  ความสามารถในการรองรับกระแสที่พอร์ต  $W$  นี้ จะขึ้นกับอัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  กับ  $Q_4$  และปริมาณกระแสลบที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $Q_5$  กับ  $Q_6$  โดยหากกระแสที่พอร์ต  $W$  มีค่าเพิ่มสูงขึ้นจนเกินกระแสลบแล้ว จะทำให้สัญญาณถูกบีบ (clamped) ได้ และแน่นอนว่ากระแสที่พอร์ต  $Z$  ซึ่งทำการสำเนามาจากกระแสที่พอร์ต  $W$  ก็จะถูกบีบอยู่ด้วยเช่นกัน



รูปที่ 4.11 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว

สำหรับการวิเคราะห์คุณสมบัติทางกระแสสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่ต่ำของวงจร สามารถพิจารณาได้ง่าย ตามรูปที่ 4.11 ได้ดังต่อไปนี้ ทำการต่อแหล่งจ่ายสัญญาณทดสอบ  $v_1$  เข้าที่พอร์ต  $Y$  ในขณะที่พอร์ต  $X$  ต่อกับกราวด์ ส่วนพอร์ต  $W$  และพอร์ต  $Z$  ต่อกับความต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  ตามลำดับ กระแสสัญญาณขนาดเล็กทางภาคขาเข้า  $i_y$  จะถูกขยายด้วยวงจรรขยายความนำจนวนมีขนาดประมาณเท่ากับ  $\beta_1 i_y$  เมื่อ  $\beta_1$  คือค่าอัตราขยายกระแสเอมิเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ในขณะเดียวกันจากคุณสมบัติของวงจรรขยายความแตกต่าง จะทำให้เกิดกระแสสัญญาณ  $\beta_2 i_x$  ที่มีขนาดเท่ากับ  $\beta_1 i_y$  แต่ทิศทางตรงกันข้ามวิ่งมายังทรานซิสเตอร์  $Q_3 - Q_6$  สังเกตได้ว่ากระแสสัญญาณจะไม่สามารถไหลออกผ่านทรานซิสเตอร์  $Q_5$  กับ  $Q_6$  เนื่องจากติดแหล่งจ่ายกระแสที่  $I_4$  กับ  $I_5$  ตามลำดับ กระแสทั้งหมดจึงไหลผ่านขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  หรือ  $Q_4$  แล้วแต่ว่าทิศทางของกระแสเป็นเช่นไร และสุดท้ายจะออกสู่พอร์ต  $W$  เป็นกระแส  $i_w$  ซึ่งมีค่าประมาณ  $\beta^* \beta_1 i_y$  หรือ  $i_y = i_w / \beta^* \beta_1$  นั่นเอง เมื่อ  $\beta^*$  คือค่าอัตราขยายกระแสเอมิเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  หรือ  $Q_4$  แล้วแต่ว่าในขณะนั้นทรานซิสเตอร์ตัวใดเป็นตัวนำกระแส เพราะฉะนั้นเห็นได้ว่าจะตรงกับการ

เอกสารประมาณเริ่มแรกที่ว่า  $I_1$  มีค่าน้อยมาก และสามารถตัดทิ้งได้เมื่อเทียบกับกระแส  $I_2$ ,  $I_P$  และ  $I_N$  ด้านการค้ำ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอัตราขยายความนำเปิดวงจร (open loop transconductance)  $g_m$  สามารถหาได้จากนิยามว่า คือค่าอัตราส่วนระหว่าง  $i_w$  กับ  $v_Y$  ในขณะที่  $R_1$  และ  $R_2$  มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งจะได้เป็นสมการ

$$g_m \equiv \frac{i_w}{v_Y} \equiv \frac{\beta^* \beta_1 i_Y}{v_Y} \quad (4.2)$$

เมื่อ  $v_Y / i_Y = z_{in} = r_{\pi 1} + r_{\pi 2} = \beta_1 r_{e1} + \beta_2 r_{e2}$  โดยที่  $r_{\pi 1}$  และ  $r_{\pi 2}$  คือความต้านทานทางสัญญาณขนาดเล็กของรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์เมื่อมองเข้าทางขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  กับ  $Q_2$  ตามลำดับ และกำหนดให้ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  กับ  $Q_2$  เหมือนกันทุกประการ จะได้ [31]

$$g_m \equiv \frac{\beta^*}{r_{e1} + r_{e2}} \quad (4.3)$$

เมื่อ  $r_{e1}$  และ  $r_{e2}$  คือความต้านทานทางสัญญาณขนาดเล็กที่เปลี่ยนแปลงได้ของรอยต่ออิมิตเตอร์-เบสเมื่อมองเข้าทางขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  กับ  $Q_2$  ตามลำดับ โดยปกติแล้ว ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN กับ PNP จะมีค่า  $\beta$  ไม่เท่ากัน ดังนั้นค่า  $g_m$  นี้จึงขึ้นกับทิศทางของกระแสที่พอร์ต  $W$  และยังสามารถเปลี่ยนแปลงขนาดได้ด้วยการปรับปริมาณกระแสไบอัสที่วงจรรขยายความแตกต่างอีกด้วย

สุดท้ายคือการพิจารณาอิมพีแดนซ์ที่พอร์ตต่างๆ ของวงจร โดยสำหรับพอร์ตขาเข้า  $X$  กับ  $Y$  นี้จะมีโครงสร้างเหมือนวงจรอปแอมป์ทั่วไป ซึ่งให้อิมพีแดนซ์ที่สูงอยู่แล้ว และอิมพีแดนซ์ที่พอร์ตขาออก  $W$  จะมีค่าประมาณเป็น

$$r_w \equiv \left( r_{e3} + \frac{r_{o14}}{\beta_3} \right) // \left( r_{e4} + \frac{r_{o15}}{\beta_4} \right) \quad (4.4)$$

เมื่อ  $r_{e3}$  และ  $r_{e4}$  คือความต้านทานทางสัญญาณขนาดเล็กที่เปลี่ยนแปลงได้ของรอยต่ออิมิตเตอร์-เบสเมื่อมองเข้าทางขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  กับ  $Q_4$  ตามลำดับ  $r_{o14}$  และ  $r_{o15}$  คือความต้านทานขาออกของแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_4$  และ  $I_5$  ตามลำดับ ส่วน  $\beta_3$  และ  $\beta_4$  คือค่าอัตราขยายกระแสอิมิตเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  ตามลำดับ สำหรับอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต  $Z$  ก็คือค่าที่ได้จากการขนานกันของความต้านทานขาออกทางสัญญาณขนาดเล็กของทรานซิสเตอร์  $Q_{12}$  กับ  $Q_{14}$  นั่นคือ  $r_{o12}$  และ  $r_{o14}$  ตามลำดับ

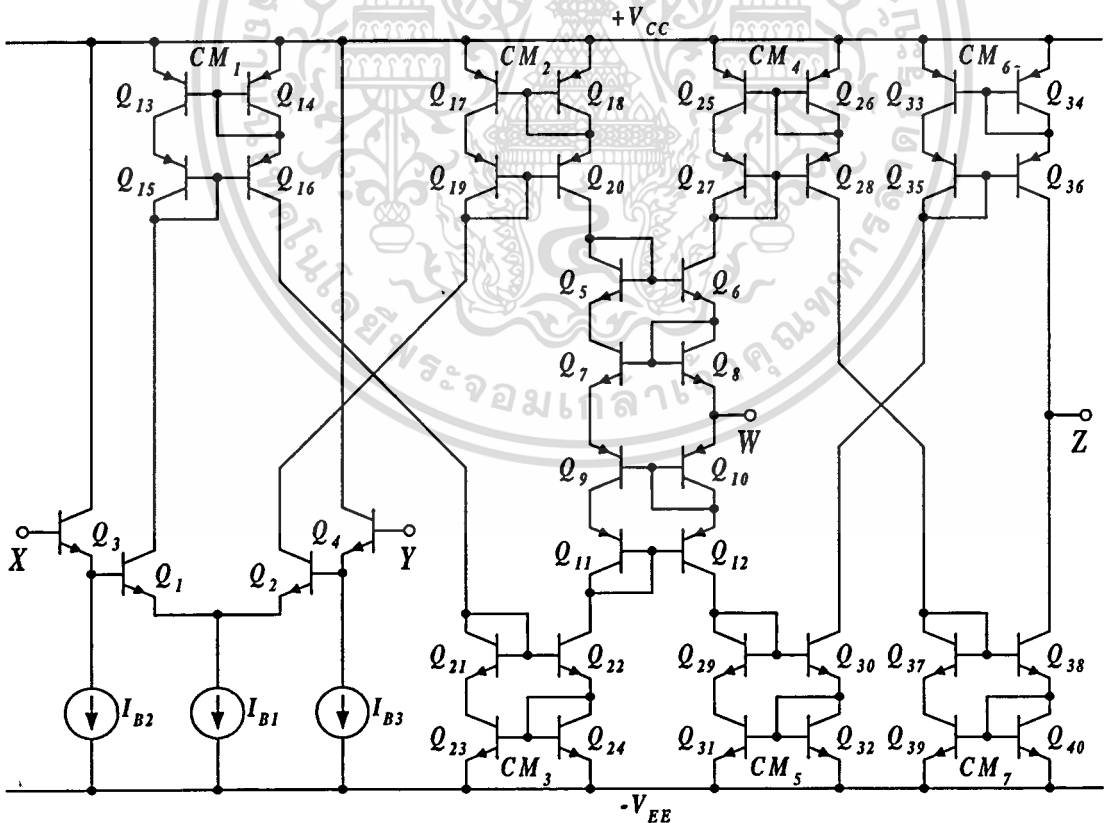
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน  $r_z \equiv r_{o12} // r_{o14}$  เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (4.5) ค่า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากคุณสมบัติต่างๆ ข้างต้นทั้งค่าอัตราขยายและอิมพีแดนซ์ของพอร์ตต่างๆ จึงอาจกล่าวได้ว่าวงจรที่ออกแบบนี้สามารถแสดงตัวเป็นวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวได้ดีเช่นกัน [30] นอกจากนี้หากพิจารณาขณะนำวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวไปประยุกต์ใช้งาน โดยข้อกำหนดแล้วจะต้องมีชุดป้อนกลับภายนอกเพื่อให้เงื่อนไข  $V_Y = V_X$  เป็นจริงเสมอ ดังนั้นการจ่ายและรับกระแสที่ภาคขาออกจะไม่ขึ้นอยู่กับศักดาทางภาคขาเข้าเลย อย่างไรก็ตามจากความไม่สมพ้องกันของทรานซิสเตอร์ในชุดวงจรรขยายความแตกต่างอาจก่อให้เกิดศักดาออฟเซตทางภาคขาเข้าขึ้น ซึ่งจะเกิดเป็นกระแสส่งผ่านทรานส์ลิเนียร์รูปไปเป็นออฟเซตทางภาคขาออกด้วย จึงได้ทำการเชื่อมต่อทางเดินกระแสจากขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ไปยังขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  เพื่อชดเชยความผิดพลาดนี้ เป็นผลให้การส่งผ่านกระแสที่พอร์ตขาออกมีความถูกต้องแม่นยำยิ่งขึ้น

#### 4.4 การปรับปรุงสมรรถนะของวงจร

จากวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ออกแบบไว้ในรูปที่ 4.10 ได้ทำการปรับปรุงวงจรเพิ่มเติมเพื่อให้ได้โครงสร้างที่สมมาตรและมีสมรรถนะสูงขึ้น ซึ่งวงจรมบูรณะจะเป็นดังรูปที่ 4.12

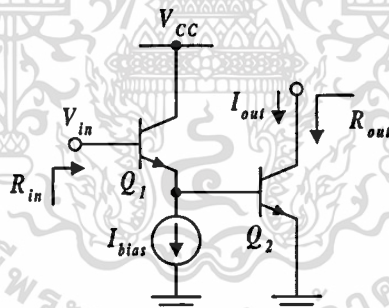


รูปที่ 4.12 วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ได้รับการปรับปรุงขึ้นใหม่

จุดปรับปรุงหลักคือ การเปลี่ยนตำแหน่งของการเชื่อมต่อระหว่างสัญญาณศักดาขาเข้ากับสัญญาณกระแสขาออก จากเดิมที่กระแสสัญญาณขนาดเล็กจากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกส่งเข้าทางพอร์ตความต้านทานสูงของทรานส์ลิเนียร์รูป มาเป็นการผสมกระแสสัญญาณนั้นเข้ากับกระแสไบอัสของทรานส์ลิเนียร์รูปโดยตรง ทำให้โครงสร้างของวงจรมีความสมมาตรมากขึ้น และในส่วนของภาคขาเข้าก็ได้ประยุกต์เพิ่มวงจรอิมิตเตอร์ตาม (emitter follower) เพื่อปรับค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรให้มีขนาดสูงขึ้น [2] นอกจากนี้ยังได้ปรับปรุงมาใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุง (improved Wilson current mirror) [1, 32] เพื่อความสมบูรณ์ในการส่งผ่านกระแสและใกล้เคียงความเป็นอุดมคติมากขึ้น สำหรับรายละเอียดในการวิเคราะห์สามารถพิจารณาแยกเป็นส่วนย่อยได้ดังนี้

#### 4.4.1 การวิเคราะห์ห้วงจรขยายขาเข้า

ในส่วนของภาคขาเข้าได้ใช้รูปลักษณะแบบคาสเคด (cascade configuration) ที่ประกอบด้วยวงจรคอลเล็กเตอร์ร่วม (common-collector) หรือวงจรอิมิตเตอร์ตาม ต่อเข้ากับวงจรอิมิตเตอร์ร่วม (common-emitter) โดยวงจรอิมิตเตอร์ตามที่ใส่เข้ามานั้นทำหน้าที่ช่วยเพิ่มอัตราขยายกระแส และความต้านทานขาเข้าของวงจร โครงสร้างของวงจรแสดงดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 รูปลักษณะแบบคาสเคดที่ประกอบด้วยวงจรคอลเล็กเตอร์ร่วมต่อกับวงจรอิมิตเตอร์ร่วม

โครงสร้างแบบนี้นิยมใช้อยู่ในวงจรขยายช่วงความถี่ปฏิบัติการกว้าง (wideband amplifier) หลายตัวด้วยกัน [2] โดยแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_{bias}$  จะทำหน้าที่เป็นตัวตั้งค่ากระแสปฏิบัติการให้กับทรานซิสเตอร์ขาเข้า  $Q_1$  เนื่องจากหากไม่มีการกำหนดกระแสคงที่เอาไว้อาจทำให้ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ทำงานในช่วงที่อัตราขยายกระแส  $\beta_F$  มีค่าต่ำเกินไป ซึ่งจะส่งผลทำให้ความต้านทานขาเข้าลดต่ำลงด้วย จากวงจรในรูปที่ 4.13 จะได้ว่า

$$V_{in} = V_{be1} + V_{be2} \quad (4.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $V_{be1}$  และ  $V_{be2}$  คือศักย์ที่รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ตามลำดับ สำหรับความต้านทานขาเข้า  $R_{in}$  สามารถหาได้จากความสัมพันธ์

$$R_{in} = \frac{dV_{in}}{dI_{b1}} = \frac{dV_{be1}}{dI_{b1}} + \frac{dV_{be2}}{dI_{b1}} = \beta_{F1} \frac{dV_{be1}}{dI_{c1}} + \frac{dI_{c2}}{dI_{b1}} \frac{dV_{be2}}{dI_{c2}} \quad (4.7)$$

เมื่อ  $I_{b1}$  และ  $I_{b2}$  คือกระแสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ตามลำดับ ส่วน  $I_{c1}$  และ  $I_{c2}$  คือกระแสที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ตามลำดับ นอกจากนี้ยังเห็นได้ว่า

$$I_{c2} = \beta_{F2} I_{b2} = \beta_{F2} (I_{e1} - I_{bias}) = \beta_{F2} [(\beta_{F1} + 1)I_{b1} - I_{bias}] \quad (4.8)$$

ทำการหาอนุพันธ์ของสมการที่ (4.8) จะได้เป็น

$$\frac{dI_{c2}}{dI_{b1}} = \beta_{F2} (\beta_{F1} + 1) \quad (4.9)$$

นำสมการที่ (4.9) แทนลงในสมการที่ (4.7) จะได้

$$R_{in} = \frac{\beta_{F1}}{g_{m1}} + (\beta_{F1} + 1) \frac{\beta_{F2}}{g_{m2}} = r_{\pi1} + (\beta_{F1} + 1)r_{\pi2} \quad (4.10)$$

ส่วนค่าอัตราขยายส่งผ่านความนำประสิทธิผล (effective transconductance)  $G_m$  ของวงจร สามารถหาได้จาก

$$\frac{1}{G_m} = \frac{dV_{in}}{dI_{c2}} = \frac{dV_{be1}}{dI_{c2}} + \frac{dV_{be2}}{dI_{c2}} = \frac{dV_{be1}}{dI_{c1}} \frac{dI_{c1}}{dI_{c2}} + \frac{dV_{be2}}{dI_{c2}} \quad (4.11)$$

เมื่อไม่คิดผลของกระแสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์จะได้ว่า  $dI_{c1} \approx dI_{b2} = dI_{c2} / \beta_{F2}$  และจากที่ทราบกันดีว่า  $dV_{be} / dI_c = 1/g_m$  นำทั้งหมดนี้แทนลงในสมการที่ (4.11) จะได้

$$G_m = \frac{g_{m1} g_{m2}}{g_{m1} + (g_{m2} / \beta_{F2})} \quad (4.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้นเมื่อนำโครงสร้างนี้มาใช้เป็นวงจรถยายความแตกต่างดังรูปที่ 4.12 ก็จะได้วงจรที่มีความต้านทานขาเข้า  $R_{id}$  เป็น 2 เท่าของสมการที่ (4.10) หรือได้เท่ากับ

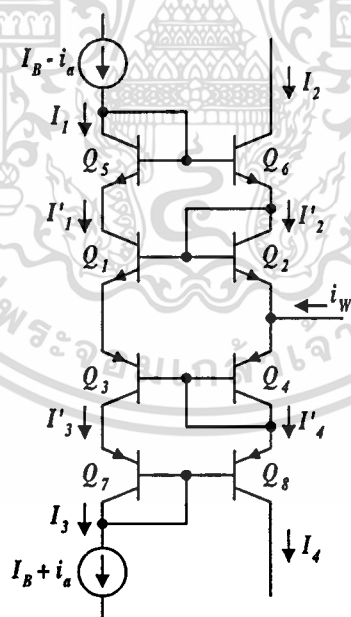
$$R_{id} = 2[r_{\pi 3} + (\beta_{F3} + 1)r_{\pi 1}] \quad (4.13)$$

และมีค่าอัตราขยายส่งผ่านความนำประสิทธิผลของวงจรถยายความแตกต่างตามสมการที่ (4.12) เท่ากับ

$$G_{md} = \frac{g_{m1}g_{m3}}{(g_{m1}/\beta_{F1}) + g_{m3}} \quad (4.14)$$

#### 4.4.2 การวิเคราะห์ทรานส์ลีนีเยร์รูป

ทรานส์ลีนีเยร์รูปที่ใช้จะประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์จำนวน 8 ตัว [33] เพื่อเพิ่มสมรรถนะความแม่นยำของระบบ โดยทรานซิสเตอร์อีก 4 ตัวคือ  $Q_5$ ,  $Q_6$ ,  $Q_{11}$  และ  $Q_{12}$  ในรูปที่ 4.12 ที่เพิ่มเข้ามานั้นเพื่อบังคับให้  $V_{CB}$  ของทรานซิสเตอร์  $Q_7$  และ  $Q_9$  มีค่าเป็นศูนย์เช่นเดียวกับ  $Q_8$  และ  $Q_{10}$  โครงสร้างของทรานส์ลีนีเยร์รูปสามารถแยกออกมาพิจารณาได้ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 ทรานส์ลีนีเยร์รูปที่ประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์ 8 ตัว

จากการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของกระแสภายนอกกับกระแสภายในรูป [ดูรายละเอียดการวิเคราะห์ในภาคผนวก ข.] เมื่อ  $I_B$  และ  $i_a$  คือกระแสไบอัสและกระแสสัญญาณจากวงจรถยายความแตกต่างในส่วนภาคหน้าตามลำดับ จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left. \begin{aligned} I'_1 &= I_1 - \frac{I_2}{\beta_6} \\ I'_2 &= I_2 - \frac{I_1}{\beta_1} \\ I'_3 &= I_3 - \frac{I_4}{\beta_8} \\ I'_4 &= I_4 - \frac{I_3}{\beta_3} \end{aligned} \right\} \quad (4.15)$$

หากทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพจน์กันจะได้  $\beta_1 = \beta_6 = \beta_N$  และ  $\beta_3 = \beta_8 = \beta_P$  เมื่อ  $\beta_N$  และ  $\beta_P$  คือค่าอัตราขยายกระแสเอมิเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP ตามลำดับ และจากหลักการของทรานส์เลียร์ จะทำให้ได้ความสัมพันธ์

$$I'_1 I'_3 = I'_2 I'_4 \quad (4.16)$$

เมื่อทำการแก้สมการที่ (4.15) และสมการที่ (4.16) จะได้

$$I'_2 = \frac{1}{2} \left\{ \left[ \left( i_w + \left( \frac{1}{\beta_P} + \frac{1}{\beta_N} \right) I_B - \left( \frac{1}{\beta_P} - \frac{1}{\beta_N} \right) i_a \right)^2 - \frac{4}{\beta_P} (I_B - i_a) i_w + 4(I_B^2 - i_a^2) \right]^{\frac{1}{2}} - \left[ \left( \frac{1}{\beta_P} + \frac{1}{\beta_N} \right) I_B - \left( \frac{1}{\beta_P} - \frac{1}{\beta_N} \right) i_a \right] - i_w \right\} \quad (4.17)$$

และ

$$I'_4 = \frac{1}{2} \left\{ \left[ \left( i_w - \left( \frac{1}{\beta_P} + \frac{1}{\beta_N} \right) I_B + \left( \frac{1}{\beta_P} - \frac{1}{\beta_N} \right) i_a \right)^2 + \frac{4}{\beta_N} (I_B + i_a) i_w + 4(I_B^2 - i_a^2) \right]^{\frac{1}{2}} - \left[ \left( \frac{1}{\beta_P} + \frac{1}{\beta_N} \right) I_B - \left( \frac{1}{\beta_P} - \frac{1}{\beta_N} \right) i_a \right] + i_w \right\} \quad (4.18)$$

ซึ่งถ้า  $\beta$  มีค่าสูงมากพออาจประมาณได้ว่าพจน์ที่ถูกหารอยู่ด้วยค่า  $\beta$  นี้ จะมีค่าน้อยมากจนละทิ้งได้ สมการที่ (4.17) และ (4.18) จึงสามารถลดรูปได้เป็นดังสมการที่ (4.19) และ (4.20) ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I'_2 \equiv \frac{1}{2} \left[ (i_w^2 + 4(I_B^2 - i_a^2))^{\frac{1}{2}} - i_w \right] \quad (4.19)$$

$$I'_4 \equiv \frac{1}{2} \left[ (i_w^2 + 4(I_B^2 - i_a^2))^{\frac{1}{2}} + i_w \right] \quad (4.20)$$

ซึ่งจะสังเกตได้ว่ามีรูปแบบเดียวกันกับการวิเคราะห์ทรานส์ลิเนียร์รูป ที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 4 ตัว ดังที่ได้แสดงไว้ในบทที่ 3 นั้นเอง

ส่วนสำคัญหนึ่งของวงจรคือการวิเคราะห์หาค่าอัตราขยายของระบบ ซึ่งสามารถกระทำได้ โดยการพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสสัญญาณขาออก  $i_w$  กับกระแสสัญญาณขาเข้า  $i_a$  ของวงจรในรูปที่ 4.14 ด้วยวิธีการโดยประมาณได้ดังสมการที่ (4.21) [ดูรายละเอียดในภาคผนวก ข.]

$$\frac{d i_w}{d i_a} \equiv \frac{4\beta_N \beta_P}{\beta_N + \beta_P} \quad (4.21)$$

ในที่นี้  $i_a$  ก็คือกระแสสัญญาณขนาดเล็กจากวงจรขยายความแตกต่าง ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $\frac{1}{2}G_{md} v_{in}$  เมื่อ  $G_{md}$  คือค่าอัตราขยายส่งผ่านความนำของชุดวงจรขยายความแตกต่างตามสมการที่ (4.14) และ  $v_{in}$  คือค่าสัญญาณศักดาขาเข้าของวงจร ดังนั้นจะได้ว่า

$$d i_a = \frac{1}{2} G_{md} d v_{in} \quad (4.22)$$

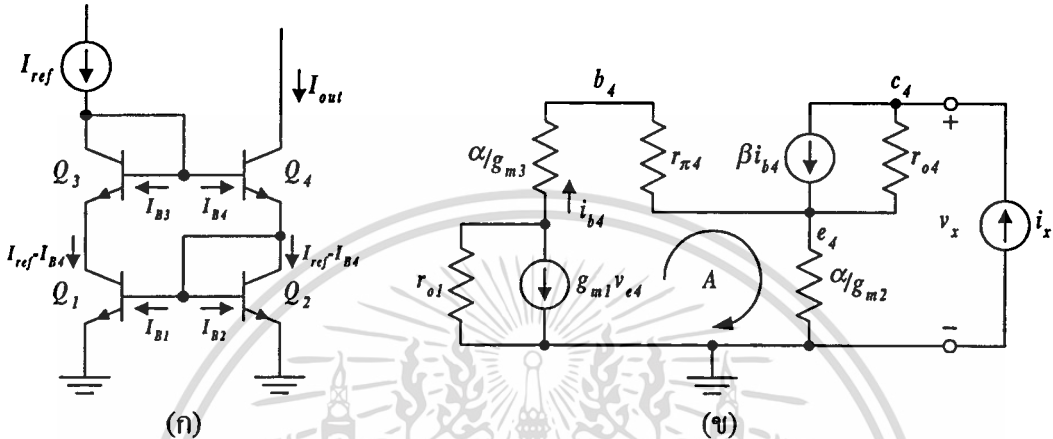
แทนค่าสมการที่ (4.22) ลงในสมการที่ (4.21) จะสามารถหาค่าอัตราขยายส่งผ่านความนำ  $G_m$  ของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวได้ดังสมการที่ (4.23)

$$G_m \equiv \frac{d I_{out}}{d v_{in}} = \frac{d i_w}{d v_{in}} \equiv 2 \frac{\beta_N \beta_P}{\beta_N + \beta_P} \frac{\beta_F}{V_T} \left( \frac{I_{B1} I_{B2}}{I_{B1} + 2\beta_F I_{B2}} \right) \quad (4.23)$$

เมื่อ  $\beta_N$  และ  $\beta_P$  คือค่าอัตราขยายกระแสมีตเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP ในทรานส์ลิเนียร์รูปตามลำดับ  $\beta_F$  คือค่าอัตราขยายกระแสมีตเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์ในชุดวงจรขยายความแตกต่าง ส่วน  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  คือแหล่งจ่ายกระแสไบอัสของวงจรขยายความแตกต่างดังรูปที่ 4.12

#### 4.4.3 การวิเคราะห์หิมพีแค้นซ์ทางขาออก

การวิเคราะห์หิมพีแค้นซ์จะขึ้นกับวงจระสะท้อนกระแสที่เลือกใช้เป็นสำคัญ ดังนั้นเพื่อให้ได้สมการแสดงคุณสมบัติที่ชัดเจน จึงขอกล่าวนำถึงการวิเคราะห์หังจระสะท้อนกระแสก่อน สำหรับวงจระที่เลือกใช้คือ วงจระสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุ้ง เนื่องจากมีประสิทธิภาพในการสำเนากระแสที่ดี และมีความต้านทานขาออกสูงอีกด้วย โครงสร้างของวงจระแสดงดังรูปที่ 4.15 (ก)



รูปที่ 4.15 (ก) โครงสร้าง (ข) วงจระเสมือนของวงจระสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุ้ง

จากรูปที่ 4.15 (ก) อาศัยคุณสมบัติ  $I_C = \beta I_B$  และเมื่อ  $V_{BE2} = V_{BE1}$  แล้วจะได้  $I_{C2} = I_{C1}$  ด้วย ดังนั้นสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลเข้า  $I_{ref}$  กับกระแสที่ไหลออก  $I_{out}$  ได้เป็น

$$I_{out} = I_{ref} - 2I_{B4} + I_{B1} + I_{B2} \quad (4.24)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า  $I_{B1} = I_{B2} = (I_{ref} - I_{B4})/\beta$  และ  $I_{B4} = I_{out}/\beta$  แทนค่าลงในสมการที่ (4.24) จะได้

$$I_{out} = I_{ref} - 2\left(\frac{I_{out}}{\beta}\right) + 2\left(\frac{I_{ref} - (I_{out}/\beta)}{\beta}\right) \quad (4.25)$$

เมื่อจัดรูปสมการแล้วจะได้เป็น

$$\begin{aligned} \frac{I_{out}}{I_{ref}} &= \frac{\beta(\beta + 2)}{\beta^2 + 2\beta + 2} = \frac{\beta^2 + 2\beta}{\beta^2 + 2\beta + 2} \\ &= 1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \end{aligned} \quad (4.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเมื่อ  $\beta \gg 1$  แล้ว วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุงนี้จะสามารถให้ประสิทธิภาพในการสำเนากระแสที่ดีมากที่สุด อันจะเป็นผลให้การส่งผ่านกระแสทั้งจากวงจรขยายความแตกต่างมายังทรานส์ลีนีเยร์รูป และการสำเนากระแสจากพอร์ต  $W$  ไปเป็นกระแสที่พอร์ต  $Z$  มีความถูกต้องแม่นยำมากยิ่งขึ้น

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาออกของวงจร สามารถกระทำได้โดยการสร้างวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กดังรูปที่ 4.15 (จ) แล้วป้อนกระแสทดสอบ  $i_x$  เข้ายังพอร์ตขาออกของวงจรสะท้อนกระแส จากนั้นคำนวณค่าที่ตกคร่อม  $v_x$  โดยความต้านทานทางขาออก  $r_{out}$  นิยามได้เท่ากับ  $v_x/i_x$  นั่นเอง อาศัยกฎของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchoff's Laws) วิเคราะห์กระแสที่จุด  $e_4$  ซึ่งเป็นขามิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_4$  ประกอบกับการวิเคราะห์ที่ศักรอบวง  $A$  และจากสมมุติฐานเดิมที่ให้  $\beta \gg 1$  จะสามารถแก้สมการหาค่าความต้านทานขาออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุงได้เป็น [2, 32]

$$r_{out} \approx \frac{\beta}{2} r_{o1} \quad (4.27)$$

ดังนั้น เมื่อทำการพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ขาออกของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ได้ปรับปรุงประสิทธิภาพนี้ ก็จะสามารถกระทำได้เช่นเดียวกับวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ได้ออกแบบไว้ในครั้งแรก นั่นคือสำหรับพอร์ต  $W$  จะเป็นการมองย้อนเข้าทรานส์ลีนีเยร์รูป อิมพีแดนซ์รวมจะเป็นการขนานกันของอิมพีแดนซ์ซิกกับกับซิกกลาง โดยจะไปสิ้นสุดที่วงจรสะท้อนกระแส  $CM_2$  และ  $CM_3$  ตามลำดับ ส่วนอิมพีแดนซ์ทางพอร์ต  $Z$  นั่นก็คือการขนานกันของความต้านทานขาออกของวงจรสะท้อนกระแส  $CM_6$  และ  $CM_7$  นั่นเอง ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned} r_W &\equiv \left( r_{e8} + r_{e6} + \frac{r_{oCM2}}{\beta_6} \right) // \left( r_{e10} + r_{e12} + \frac{r_{oCM3}}{\beta_{12}} \right) \\ &\equiv \left( 4 \frac{V_T}{I_{B1}} + \frac{\beta_{pnp}}{2\beta_{nnp}} r_{o20} \right) // \left( 4 \frac{V_T}{I_{B1}} + \frac{\beta_{nnp}}{2\beta_{pnp}} r_{o22} \right) \end{aligned} \quad (4.28)$$

เมื่อ  $I_{B1}$  คือกระแสไบอัสจากส่วนวงจรขยายความแตกต่าง  $\beta_{pnp}$  และ  $\beta_{nnp}$  คือค่าอัตราขยายกระแสอิมิตเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์ชนิด  $pnp$  และ  $nnp$  ตามลำดับ  $r_{o20}$  และ  $r_{o22}$  คือค่าความต้านทานขาออกของทรานซิสเตอร์  $Q_{20}$  และ  $Q_{22}$  ตามลำดับ และอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต  $Z$  มีค่าเท่ากับ

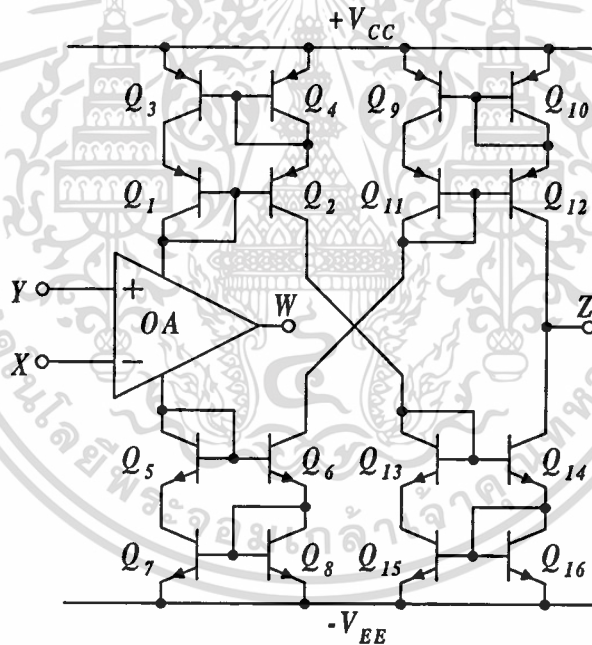
$$r_Z \equiv \left( \frac{\beta_{pnp}}{2} r_{o36} \right) // \left( \frac{\beta_{nnp}}{2} r_{o38} \right) \quad (4.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $r_{o36}$  และ  $r_{o38}$  คือค่าความต้านทานขาออกของทรานซิสเตอร์  $Q_{36}$  และ  $Q_{38}$  ตามลำดับ

#### 4.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

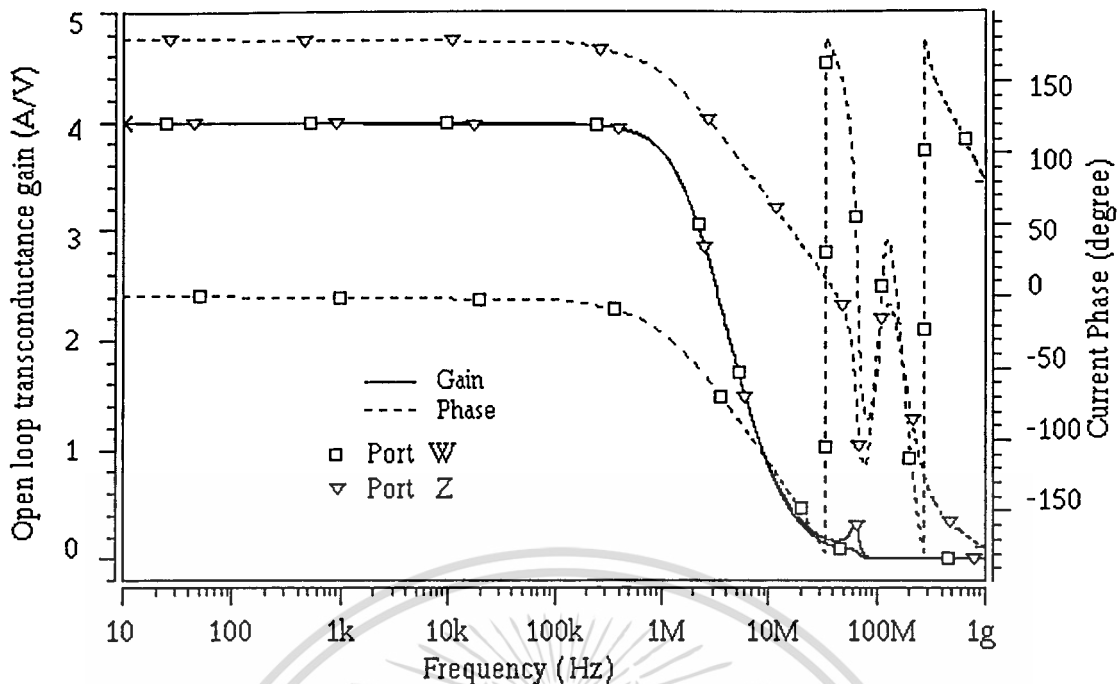
เพื่อเป็นการยืนยันถึงสมรรถนะและคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ออกแบบสร้างขึ้น จึงได้ใช้โปรแกรม HSPICE [34] จำลองการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.12 โดยใช้ทรานซิสเตอร์ ALA400 ของ AT&T [ดูรายละเอียดเพิ่มเติมได้ในภาคผนวก ง.] เป็นโมเดลหลักในการทดสอบ ป้อนไฟเลี้ยงวงจรขนาด  $\pm 15$  โวลต์ กำหนด  $I_{B1} = 2\text{mA}$ ,  $I_{B2} = I_{B3} = 50\mu\text{A}$  และยังสามารถเปรียบเทียบผลการทำงานกับวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่สร้างจากวงจรออปแอมป์โดยอาศัยวิธีการตรวจจับกระแสแหล่งจ่าย [35, 36] ดังแสดงในรูปที่ 4.16 ด้วย ซึ่งออปแอมป์ที่เลือกใช้จะเป็นออปแอมป์คุณภาพสูงเบอร์ AD704 ของบริษัท Analog Device ส่วนทรานซิสเตอร์ใช้เบอร์ ALA400 เช่นเดียวกัน



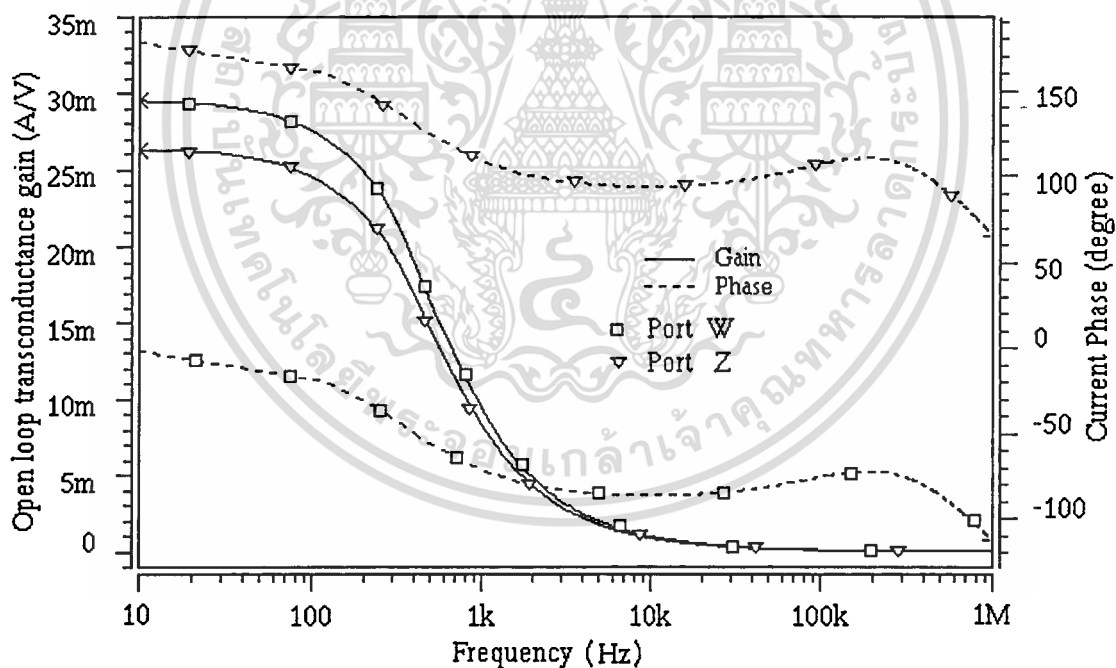
รูปที่ 4.16 วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่สร้างขึ้นจากออปแอมป์

เริ่มต้นด้วยการทดสอบสมรรถนะในการตอบสนองความถี่ (frequency response) ขณะเปิดวงจรโดยการป้อนศักดาทดสอบขนาด  $1\text{ mV}$  เข้าที่พอร์ต Y ส่วนพอร์ต X ต่อลงกราวด์ แล้ววัดสัญญาณกระแสเทียบกับความถี่ของพอร์ต W และ Z ผลที่ได้แสดงเปรียบเทียบในรูปที่ 4.17 และ 4.18 ซึ่งเป็นผลของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่นำเสนอและวงจรที่สร้างจากออปแอมป์ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรอนุลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่นำเสนอขึ้นใหม่

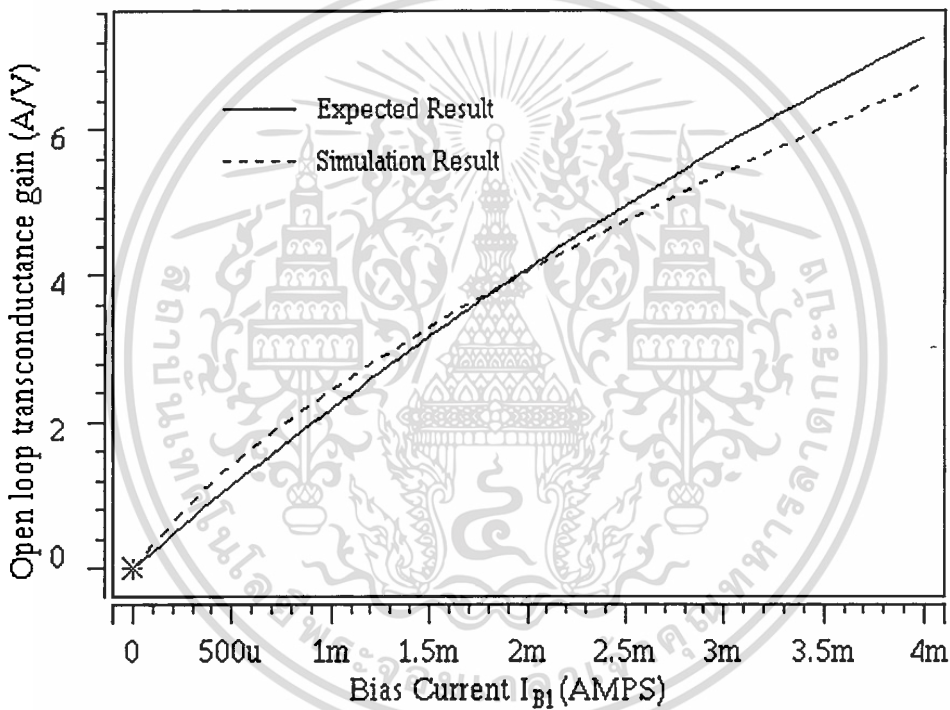


รูปที่ 4.18 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรอนุลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่สร้างจากออปแอมป์

เมื่อเปรียบเทียบผลการจำลองการทำงานจากรูปที่ 4.17 และรูปที่ 4.18 เห็นได้ชัดเจนว่า วงจรอนุลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่นำเสนอขึ้นใหม่นี้ให้อัตราขยายที่สูงกว่าวงจรอนุลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่สร้างจากวงจรรอปแอมป์มาก และยังสามารถให้ค่าคงที่จนถึงความถี่เกือบ 1 เมกะเฮิร์ตซ์

ในขณะที่วงจรที่สร้างจากออปแอมป์นอกจากจะมีอัตราขยายที่ต่ำแล้ว ยังมีช่วงความถี่ปฏิบัติการ

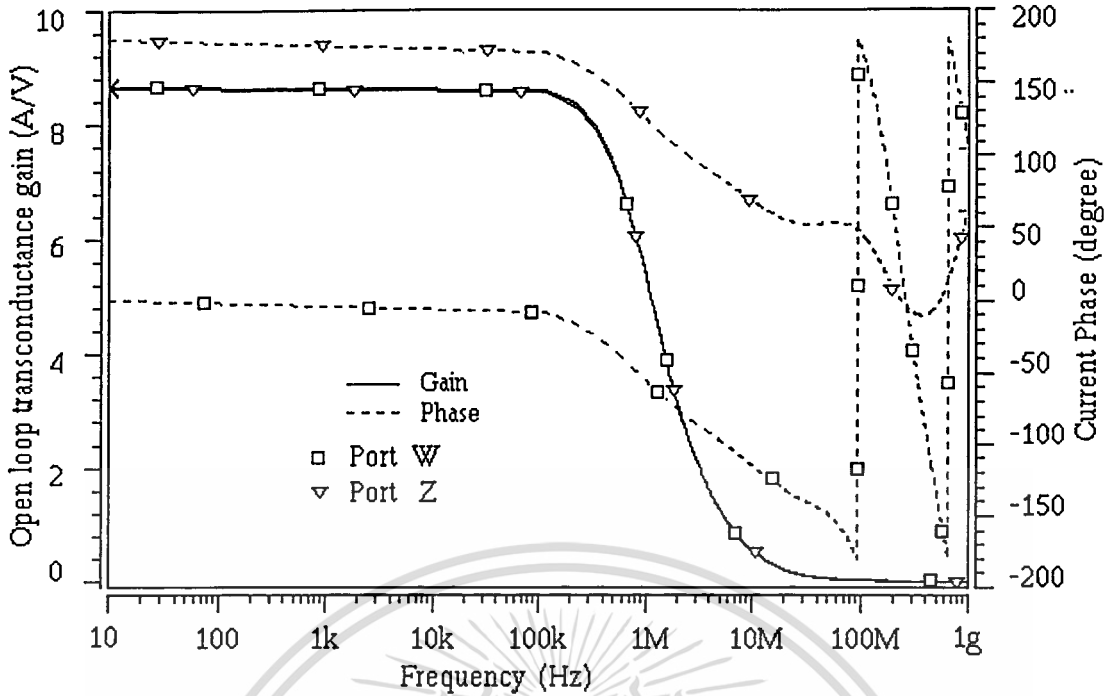
เปิดที่น้อยมากอีกด้วย สำหรับการที่กราฟอัตราขยายระหว่างพอร์ต  $W$  กับพอร์ต  $Z$  ของวงจรที่สร้างจากออปแอมป์แสดงค่าแตกต่างกันอย่างเห็นได้ชัดนั้น ก็เนื่องมาจากอัตราขยายของวงจรมีค่าต่ำใกล้เคียงกับความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสทางขาออก จึงส่งผลให้เห็นความผิดพลาดนี้ได้ชัดเจน ซึ่งจะต่างจากรูปที่ 4.17 เพราะวงจรที่นำเสนอขึ้นใหม่นี้มีอัตราขยายที่สูงกว่าความคลาดเคลื่อนมาก จึงเห็นว่าอัตราขยายระหว่างพอร์ต  $W$  กับพอร์ต  $Z$  แทบจะทับเป็นเส้นเดียวกันเลยทีเดียว และเมื่อทำการจำลองผลการทำงาน เพื่อหาค่าอัตราขยายเทียบกับค่าที่ได้จากการประมาณด้วยสมการที่ (4.23) โดยให้  $I_{B2}$  และ  $I_{B3}$  มีค่าคงที่เท่ากับ  $50\mu A$  ในขณะที่ค่อยๆ เพิ่มค่า  $I_{B1}$  ขึ้น จะได้ผลดังรูปที่ 4.19 เส้นที่บัพแสดงผลการพล็อตค่าตามสมการที่ (4.23) และเส้นประแทนผลที่ได้จากการจำลองการทำงาน เห็นได้ว่ามีความแตกต่างกันอยู่บ้าง เนื่องมาจากการประมาณค่าในการคำนวณนั่นเอง



รูปที่ 4.19 ผลการจำลองการทำงานเพื่อหาค่าอัตราขยายส่งผ่านความนำเทียบกับสมการที่ (4.23)

พิจารณารายละเอียดในรูปที่ 4.17 จะเห็นได้ว่าที่ความถี่สูงประมาณช่วง 60-70 เมกะเฮิร์ตซ์ มีการกระเพื่อมของกราฟอัตราขยายอันเนื่องมาจากค่าอุปกรณัมแฝง (parasitic component) ภายในตัวทรานซิสเตอร์เอง เป็นผลให้การตอบสนองสัญญาณทางเฟส (phase response) ของวงจรเสียไปด้วย ซึ่งจุดนี้จะเป็นตัวจำกัดความสามารถในการนำไปประยุกต์ใช้งานที่ความถี่สูง วิธีแก้ง่ายๆ ก็คือเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ที่มีโครงสร้างที่ดี มีค่าอุปกรณัมแฝงเหล่านี้้อย ดังตัวอย่างในรูปที่ 4.20 ซึ่งได้ทำการเปลี่ยนทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เป็นเบอร์ 2N3904 และทรานซิสเตอร์ชนิด PNP เป็นเบอร์ 2N3906

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

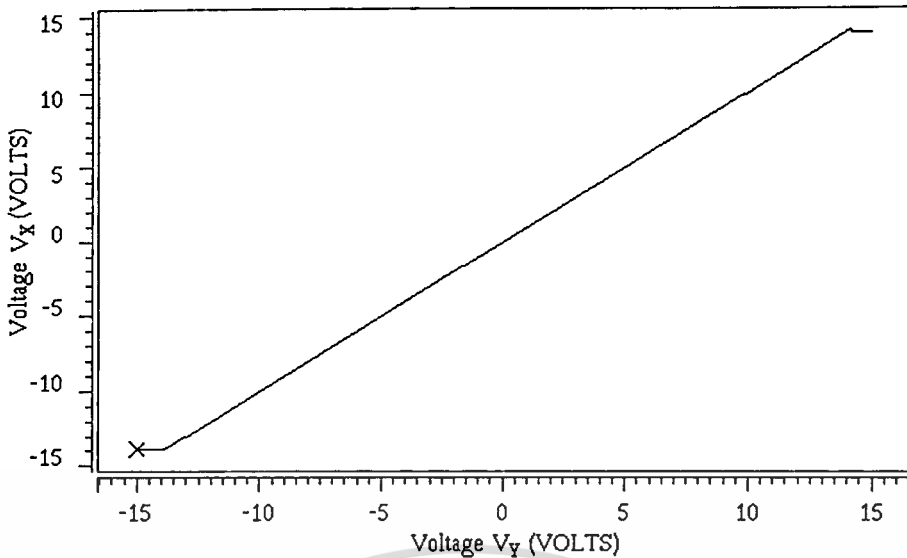


รูปที่ 4.20 ผลการตอบสนองความถี่เมื่อใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906

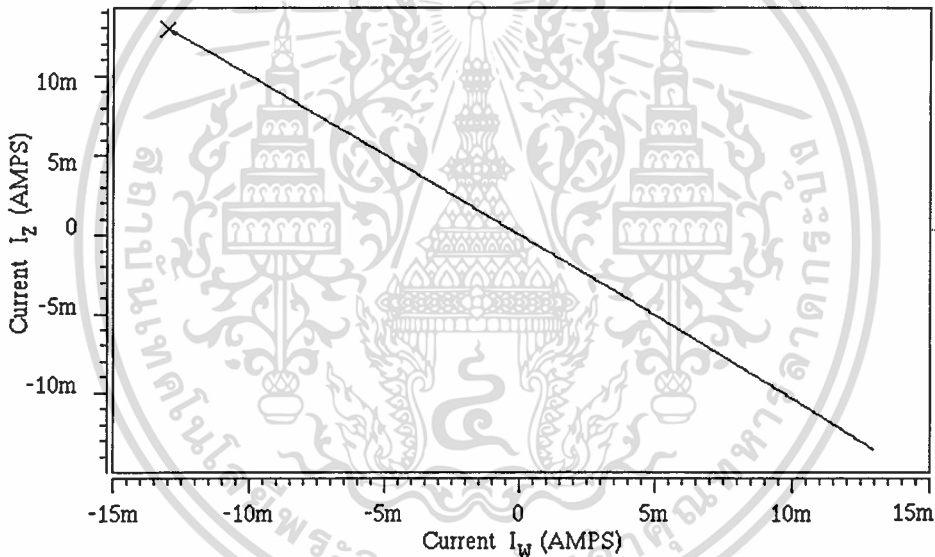
จะเห็นได้ว่าวงจรสามารถให้การตอบสนองทางเฟสที่คิดจนถึงความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ และอัตราขยายยังสูงขึ้นมาอีก อันเนื่องมาจากทรานซิสเตอร์ทั้งสองนี้มีอัตราขยายกระแสอิมิตเตอร์ร่วมที่สูงกว่า ทรานซิสเตอร์ ALA400 มากนั่นเอง แต่อย่างไรก็ตาม ที่ความถี่สูงระดับ 10 เมกะเฮิร์ตซ์ขึ้นไป อัตราขยายของวงจรก็มีค่าต่ำมากจนเกือบเป็นศูนย์ ดังนั้นแม้เฟสของสัญญาณจะเสียไปบ้างแต่ก็แทบจะไม่ส่งผลกระทบต่อการทำงานทั่วไปของวงจรเลย จึงกล่าวสรุปได้ว่าวงจรนูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่นำเสนอขึ้นใหม่นี้ สามารถให้การตอบสนองเชิงความถี่ได้ดีตลอดช่วงความถี่ปฏิบัติการ

จากนั้นทำการทดสอบคุณลักษณะการถ่ายโอนทางไฟตรง (DC transfer characteristic) โดยการนำวงจรนูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวมาต่อเป็นวงจรตามคักคาและวงจรตามกระแส เพื่อดูขอบเขตการแกว่งของสัญญาณคักคาทางขาเข้าและสัญญาณกระแสทางขาออก ได้ผลดังรูปที่ 4.21 และ 4.22 ตามลำดับ สำหรับรายละเอียดของการต่อเป็นวงจรตามคักคาและวงจรตามกระแส จะได้กล่าวถึงรายละเอียดอีกครั้งในบทที่ 5

จากรูปจะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอขึ้น มีความสามารถในการรองรับช่วงแกว่งของสัญญาณ (signal swing) ทั้งภาคขาเข้าและขาออกที่กว้างมากทีเดียว สำหรับคุณสมบัติทั้งหมดของวงจรที่ได้ทำการทดสอบ จะแสดงไว้ดังตารางที่ 4.1 ซึ่งได้ทำการเปรียบเทียบผลการทดสอบกับวงจรนูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่สร้างจากออปแอมป์ให้เห็นชัดเจนอีกด้วย



รูปที่ 4.21 คุณลักษณะการส่งผ่านคักคาจากพอร์ต Y มายังพอร์ต X



รูปที่ 4.22 คุณลักษณะการส่งผ่านกระแสจากพอร์ต W มายังพอร์ต Z

จากผลการทดสอบในตารางที่ 4.1 แสดงถึงสมรรถนะของวงจรนูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ได้นำเสนอขึ้นใหม่ ซึ่งดีกว่าวงจรทั่วไปที่สร้างขึ้นจากออปแอมป์มาก ไม่ว่าจะเป็นอัตราขยายที่สูงกว่า ช่วงความถี่ปฏิบัติงานที่กว้างกว่ามาก นอกจากนี้ยังกินกำลังงานต่ำกว่าอีกด้วย การส่งผ่านสัญญาณกระแสที่ภาคขาออกก็ถูกต้องแม่นยำและตอบสนองช่วงสัญญาณได้กว้างมาก จะมีจุดด้อยกว่าอยู่บ้างก็เป็นในส่วนภาคหน้าที่ใช้สำหรับส่งผ่านคักคา เนื่องจากใช้เพียงวงจรขยายความแตกต่างแบบพื้นฐาน จึงมีประสิทธิผลต่ำกว่าวงจรออปแอมป์ที่ได้รับการออกแบบมาอย่างดี ซึ่งควรจะได้รับ การปรับปรุงต่อไป แต่อย่างไรก็ตาม ตรงจุดนี้ก็ยังถือว่าอยู่ในขั้นที่ดีมากเมื่อเทียบกับวงจรแบบอื่นๆ ที่ได้เคยนำเสนอขึ้นมา [10, 37]

ตารางที่ 4.1 คุณสมบัติโดยรวมของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวงจรที่สร้างจากออปแอมป์ เมื่อป้อนไฟเลี้ยงขนาด  $\pm 15$  โวลต์

คุณสมบัติของวงจร	วงจรที่นำเสนอ	วงจรที่สร้างจากออปแอมป์
อัตราขยายส่งผ่านความนำ	$W : 4$	$W : 26 m$
วงเปิด ( $A/V$ )	$Z : 4$	$Z : 29.5 m$
กำลังงานสูญเสีย ( $mW$ )	90.1303	834.1
ความถี่คัทออฟ ( $Hz$ )	$\approx 1 M$	$\approx 300$
ศักดาออฟเซต ( $V$ )	$360 \mu$	$30 \mu$
กระแสออฟเซต ( $A$ )	$1.13 \mu$	$2.5 m$
ช่วงแวกศักดาขาเข้า ( $V$ )	$\pm 14$	$\pm 14.5$
ช่วงแวกกระแสขาออก ( $A$ )	$\pm 13 m$	$\pm 2.5 m$

#### 4.6 สรุป

บทนี้กล่าวถึงเทคนิคในการวิเคราะห์และออกแบบสร้างวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว ด้วยวิธีการแบบต่างๆ เริ่มตั้งแต่การสรุปข้อกำหนดและสร้างโมเดลทางไฟฟ้าของวงจรมูลเลอร์ ซึ่งจะพบว่าไม่มีความจำเป็นที่จะต้องใช้อุปกรณ์ที่มีความถูกต้องแม่นยำสูงในการสร้าง สิ่งสำคัญคือการออกแบบวงจรให้มีอัตราขยายสูง มีการแยกภาคขาเข้ากับขาออกที่ดีและลดค่าออฟเซตให้มีค่าน้อยที่สุด สำหรับเทคนิคในการออกแบบสร้างนั้นก็มียุทธศาสตร์หลายวิธี แต่โดยมากแล้วจะเป็นเพียงการใช้วงจรออปแอมป์ทั่วไปนำมาสร้างภาคขาออกเพิ่มเติม โดยภาคขาออกก็มีทั้งแบบที่เป็นคลาส A และคลาส AB ขึ้นกับวัตถุประสงค์ในการนำไปใช้งาน แต่อย่างไรก็ตาม สมรรถนะของวงจรถูกจำกัดอยู่ด้วยตัววงจรออปแอมป์ที่นำมาใช้นั่นเอง เทคนิคที่นำเสนอใหม่นี้จึงช่วยลดข้อด้อยต่างๆ ข้างต้น โดยเทคนิคนี้ได้อาศัยการพัฒนาขึ้นจากวงจรแปลงศักดาเป็นกระแสที่ทำงานแบบคลาส AB แล้วทำการปรับปรุงความแม่นยำในการส่งผ่านสัญญาณในส่วนต่างๆ จนกระทั่งได้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่มีอัตราขยายสูง ช่วงความถี่ปฏิบัติงานกว้าง และมีความแม่นยำในการส่งผ่านสัญญาณที่ดี สำหรับผลการทดสอบได้ใช้โปรแกรม HSPICE เพื่อจำลองผลการทำงานเปรียบเทียบกับวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวทั่วไปที่สร้างขึ้นจากออปแอมป์ ซึ่งผลการทดสอบได้ยืนยันถึงสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอว่าสูงกว่าวงจรแบบเดิมมาก เหมาะสมอย่างยิ่งที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในงานระบบอิเล็กทรอนิกส์ที่มีช่วงความถี่ปฏิบัติงานกว้าง ต้องการความแม่นยำและถูกต้องของวงจรสูง

## บทที่ 5

# การประยุกต์ใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว

### 5.1 กล่าวนำ

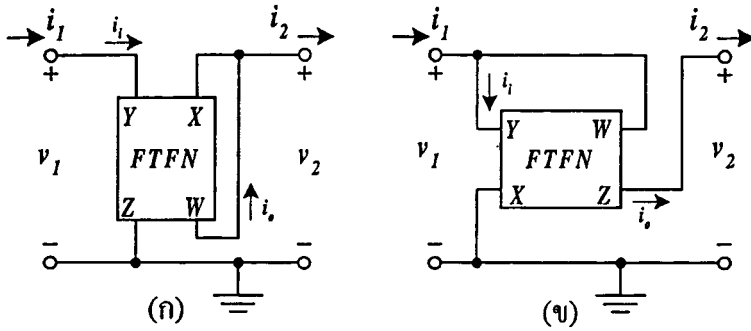
จากการออกแบบและพัฒนาวงจรถออิเล็กทรอนิกส์เชิงอุปมานอย่างต่อเนื่องมาจนถึงปัจจุบัน ทำให้เกิดอุปกรณ์และโครงสร้างแบบใหม่ๆ ขึ้นมาอย่างมากมาย โดยแต่เดิมนั้นวงจรส่วนใหญ่จะนิยมสร้างขึ้นจากวงจรออปแอมป์ เนื่องจากสามารถผลิตได้ง่ายและมีราคาถูก แต่ผลเสียที่ตามมาคือสมรรถนะของวงจรที่สร้างขึ้นจะถูกจำกัดอยู่ด้วยคุณสมบัติของตัวออปแอมป์นั่นเอง จึงได้มีการพัฒนาสร้างอุปกรณ์แอกทิฟแบบใหม่ที่มีสมรรถนะสูงขึ้น ซึ่งก็ได้กลายมาเป็นวงจรออปแอมป์แบบป้อนกลับด้วยกระแสและวงจรสายพานกระแสในที่สุด ต่อมาเมื่อสามารถสร้างวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่มีคุณสมบัติใกล้เคียงวงจรมูลเลอร์ในอุดมคติได้มากที่สุดแล้ว จึงทำให้เป็นที่ยอมรับกันว่า วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวนั้นสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานทดแทนอุปกรณ์แอกทิฟชนิดอื่นๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพในแทบทุกการประยุกต์ใช้งาน [7-9] ดังจะเห็นได้จากมีการนำวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวไปประยุกต์ใช้งานในการออกแบบวงจรต่างๆ อย่างกว้างขวาง อันได้แก่ วงจรขยายเชิงกระแส (current amplifier) วงจรแปลงศักดาเป็นกระแส (voltage-to-current converter) วงจรตัวหมุนไจเรเตอร์ (gyrator) วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ด้วยอุปกรณ์อาร์-ซี (RC-sinusoidal oscillator) [8, 35, 36] แอคมิตแตนซ์และอิมพีแดนซ์แบบลอยตัว (floating admittance and impedance) [38-40] เป็นต้น ซึ่งสำหรับอุปกรณ์กลุ่มหลังนั้นยังได้พัฒนาต่อเนื่องเพื่อลดผลความไวของวงจรต่ออุปกรณ์พาสซีฟที่นำมาใช้อีกด้วย [41] นอกจากนี้เทคนิคที่กำลังได้รับความสนใจเป็นอย่างมากในปัจจุบันคือการใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวเพื่อประยุกต์สร้างเป็นวงจรกรองแบบแอกทิฟอาร์-ซีที่ทำงานในโหมดกระแส (current-mode active-RC filter) โดยอาศัยการแปลงคู่แฝงของอุปกรณ์ (dual transformation) [42-44] และด้วยวิธีการนี้จะทำให้ได้วงจรกรองในโหมดกระแสที่มีอิมพีแดนซ์ขาออกสูงมาก จึงสามารถนำมาต่อใช้งานกันได้โดยไม่ต้องคำนึงถึงความสัมพันธ์ทางอิมพีแดนซ์เลย ดังจะได้กล่าวถึงรายละเอียดในส่วนต่อไป

### 5.2 การประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรพื้นฐาน

จากคุณสมบัติที่สามารถส่งผ่านศักดาทางภาคขาเข้า และส่งผ่านกระแสทางภาคขาออก ทำให้วงจรมูลเลอร์สามารถประยุกต์ใช้งานได้ดีทั้งวงจร โครงข่ายที่ทำงานในโหมดศักดาและโหมดกระแส โดยการประยุกต์ใช้งานขั้นพื้นฐานที่สุดก็คือ การใช้เป็นวงจรตามศักดาและวงจรตามกระแส ดังแสดงในรูปแบบที่ 5.1

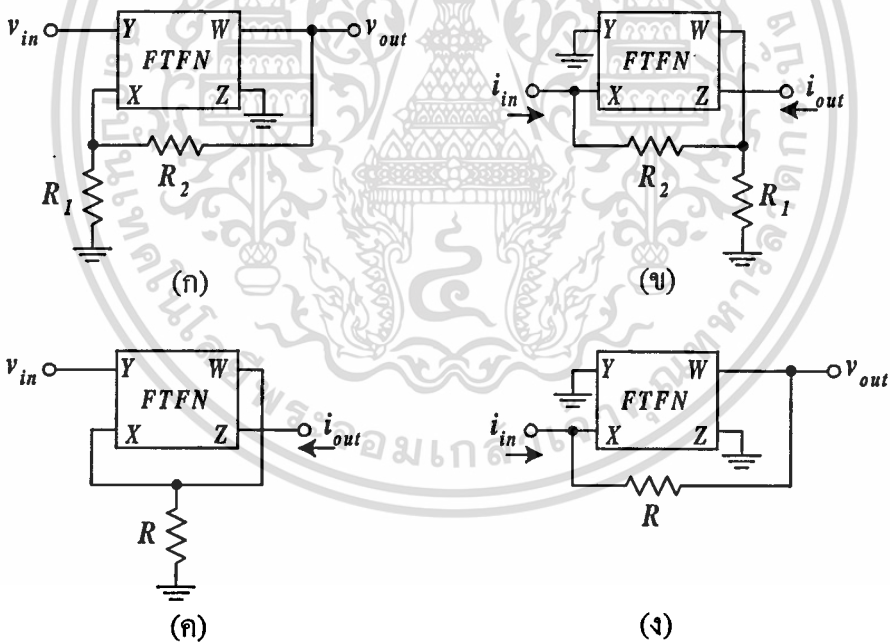
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.1 การประยุกต์ใช้ FTFN (ก) วงจรตามศักดา (ข) วงจรตามกระแส

วงจรตามศักดาในรูปที่ 5.1 (ก) อาศัยคุณสมบัติการส่งผ่านศักดาที่ภาคขาเข้าของนูลเลอร์ทำให้ได้ความสัมพันธ์  $v_1 = v_2$  โดยมีค่ากระแสขาเข้า  $i_1 = 0$  และกระแสขาออก  $i_2$  เปลี่ยนไปตามโหลดภายนอกที่นำมาต่อร่วม ส่วนวงจรตามกระแสดังรูปที่ 5.1 (ข) จะอาศัยความสามารถในการส่งผ่านกระแสทางภาคขาออกของนูลเลอร์เพื่อให้สมการ  $i_2 = i_1$  เป็นจริง ในขณะที่ศักดาขาเข้า  $v_1 = 0$  และศักดาขาออก  $v_2$  จะหาได้จากโหลดที่ต่ออยู่ภายนอกนั่นเอง



รูปที่ 5.2 (ก) วงจรขยายศักดา (ข) วงจรขยายกระแส (ค) วงจรขยายส่งผ่านความนำ (ง) วงจรขยายส่งผ่านความต้านทาน

ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 ว่าวงจรมูลเลอร์ถูกออกแบบมาเพื่อการทำงานแบบวงปิด ซึ่งโดยทั่วไปสำหรับวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวแล้วก็จะเป็นการป้อนกลับจากพอร์ต์ W มายังพอร์ต์ X ด้วยอุปกรณ์พาสซีฟภายนอก ตัวอย่างที่เห็นชัดเจนก็คือการนำมาสร้างเป็นวงจรถ่ายสัญญาณหลัก เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้ง 4 ชนิด [8, 45] ดังแสดงไว้ในรูปที่ 5.2 วงจรขยายสัญญาณหลักทั้ง 4 แบบ สามารถแยกพิจารณารายละเอียดของแต่ละวงจรได้ดังต่อไปนี้

1) วงจรขยายศักดา เนื่องจากมีภาคหน้าที่สามารถส่งผ่านศักดาได้อย่างดีเช่นเดียวกับวงจรออปแอมป์ทั่วไป ทำให้วงจรนูลเลเตอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวสามารถประยุกต์ใช้โครงสร้างแบบเดียวกับวงจรออปแอมป์ในการสร้างเป็นวงจรขยายศักดาได้เช่นกันดังรูปที่ 5.3 (ก) โดยจะมีฟังก์ชันถ่ายโอนเท่ากับ

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (5.1)$$

หรืออาจมองได้ว่าเมื่อต่อพอร์ต  $Z$  ลงกราวด์ ก็จะทำให้วงจรนูลเลเตอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวแสดงคุณสมบัติเป็นแบบจำลองนูลเลเตอร์ของวงจรออปแอมป์ดังแสดงไว้ในบทที่ 2 นั่นเอง สำหรับอิมพีแดนซ์ทางขาเข้าของวงจรจะหาได้จากการต่ออนุกรมของนูลเลเตอร์กับอุปกรณ์พาสซีฟป้อนกลับ ทำให้มีค่าที่สูงมาก แต่อุปกรณ์พาสซีฟเหล่านี้จะต่อขนานอยู่กับภาคขาออกจึงเป็นผลให้อิมพีแดนซ์ทางขาออกมีค่าต่ำ ซึ่งจะสอดคล้องกับข้อกำหนดของวงจรขยายศักดาทุกประการ

2) วงจรขยายกระแส พิจารณารูปที่ 5.3 (ข) เห็นได้ว่าชุดอุปกรณ์พาสซีฟป้อนกลับจะถูกต่อขนานอยู่กับนูลเลเตอร์ ทำให้อิมพีแดนซ์รวมทางภาคหน้าของวงจรขยายมีค่าลดต่ำลง และศักดาขาเข้า  $V_{in}$  จะมีค่าใกล้เคียงศูนย์จากความสามารถในการส่งผ่านศักดาของวงจรนูลเลเตอร์เองอีกด้วย เมื่อมีกระแสสัญญาณ  $I_{in}$  เข้ามากระแสทั้งหมดจะไหลผ่านความต้านทาน  $R_2$  เข้าสู่พอร์ต  $W$  และส่งต่อออกทางพอร์ต  $Z$  อย่างถูกต้อง ในขณะที่เดียวกันก็จะเกิดศักดา  $V_{R2} = I_{in}R_2$  ตกคร่อมความต้านทาน  $R_2$  ซึ่งจะมีค่าประมาณเท่ากับที่ตกคร่อมความต้านทาน  $R_1$  ด้วย ดังนั้นจึงเกิดกระแส  $I_{R1} = I_{in}R_2/R_1$  ไหลผ่าน  $R_1$  เข้าสู่พอร์ต  $W$  และออกทางพอร์ต  $Z$  ทำให้ได้อัตราขยายกระแสรวมของวงจรเป็น

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = - \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (5.2)$$

จากการที่ชุดอุปกรณ์พาสซีฟป้อนกลับต่ออนุกรมอยู่กับภาคขาออกของนูลเลเตอร์ทำให้อิมพีแดนซ์ทางขาออกของวงจรมีค่าสูงมาก จึงอาจกล่าวได้ว่ากระแสทางขาออกนี้จะมีค่าเป็นอย่างไรก็ได้โดยไม่ขึ้นกับศักดาทางขาออกเลย และสังเกตได้ว่าหากลัดวงจร  $R_2$  ทิ้งไปแล้ว จะทำให้วงจรขยายกระแสนี้กลายเป็นวงจรตามกระแสซึ่งให้ความสัมพันธ์เป็น  $I_{out} = - I_{in}$  โดยเครื่องหมายลบจะหมายถึงแทนที่กระแส  $I_{out}$  จะไหลเข้าสู่พอร์ต  $Z$  ก็จะกลายเป็นไหลออกจากพอร์ต  $Z$  แทน

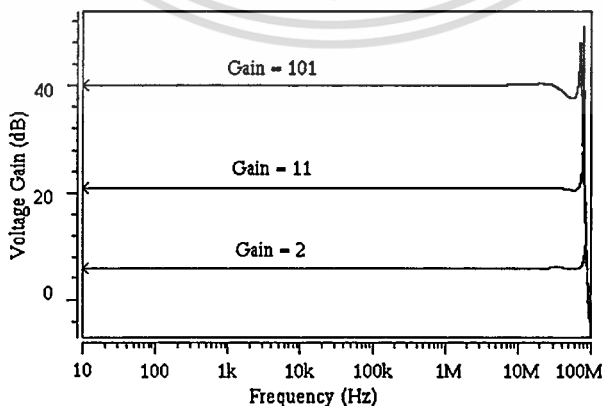
3) วงจรขยายส่งผ่านความนำ หรือบางครั้งอาจเรียกว่าวงจรแปลงศักดาเป็นกระแสก็ได้ ดังรูปที่ 5.3 (ค) ศักดาขาเข้า  $V_{in}$  จะถูกวงจรนูลเลอร์ส่งผ่านมาปรากฏตกคร่อมยังตัวต้านทาน  $R$  ทำให้เกิดกระแส  $I_{out} = V_{in}/R$  ไหลผ่านความต้านทาน  $R$  เข้าสู่พอร์ต  $W$  และส่งออกทางพอร์ต  $Z$  อย่างถูกต้อง จากการที่ชุดอุปกรณ์พาสซีฟป้อนกลับต่ออนุกรมอยู่กับทั้งภาคขาเข้าและภาคขาออกของวงจรมูลเลอร์ ทำให้อิมพีแดนซ์ทั้งขาเข้าและขาออกของวงจรขยายมีค่าสูงมาก กระแสขาออก  $I_{out}$  จะมีค่าอิสระไม่ขึ้นกับศักดาขาออก  $V_{out}$  และได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรเป็น

$$\frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{R} \quad (5.3)$$

4) วงจรขยายส่งผ่านความต้านทาน ดังแสดงไว้ในรูปที่ 5.3 (ง) เห็นได้ว่า เมื่อมีกระแสขาเข้า  $I_{in}$  ไหลเข้าสู่วงจร กระแสทั้งหมดนั้นก็จะมีไหลผ่านความต้านทาน  $R$  ทำให้เกิดศักดาตกคร่อม  $R$  เป็น  $V_R = I_{in}R$  และจากการส่งผ่านศักดาทางภาคหน้าของนูลเลอร์เป็นผลให้ ศักดาขาออก  $V_{out}$  อาจประมาณได้เป็นศักดาที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $V_R$  นั้นเอง ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรเป็น

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = -R \quad (5.4)$$

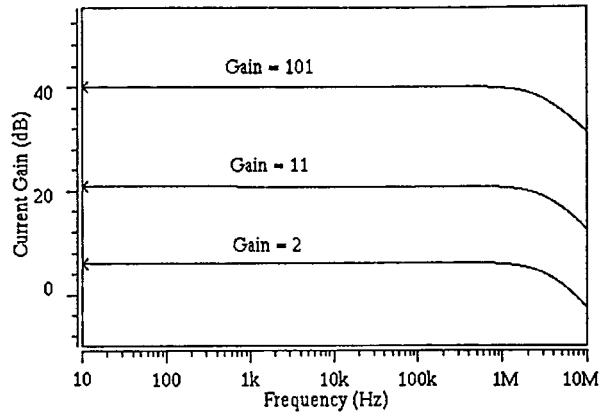
โดยเครื่องหมายลบแสดงให้เห็นว่าการไหลของกระแสขาเข้ากับศักดาที่เกิดขึ้นทางขาออกเทียบกับกราวด์มีทิศทางตรงข้ามกันนั่นเอง ส่วนการพิจารณาอิมพีแดนซ์ของวงจรถ้าจะเห็นได้ว่า อุปกรณ์พาสซีฟป้อนกลับได้ถูกต่อขนานอยู่กับทั้งภาคขาเข้าและภาคขาออกของวงจรมูลเลอร์ เป็นผลให้อิมพีแดนซ์ทั้งทางขาเข้าและทางขาออกมีค่าต่ำไปด้วย



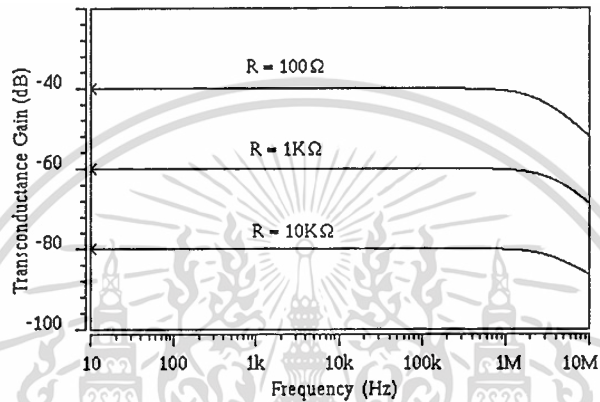
(ก)

### รูปที่ 5.3 ผลการจำลองการทำงาน (ก) วงจรขยายศักดา

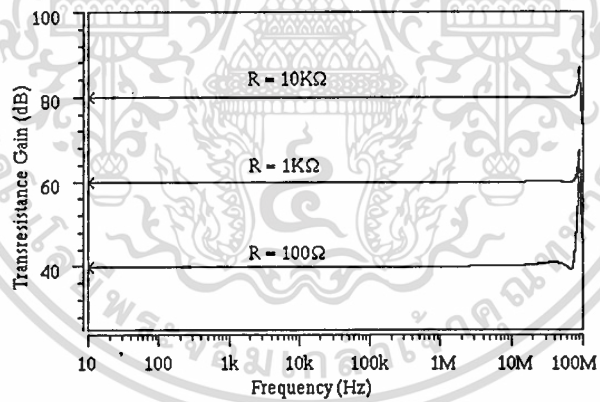
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 5.3 (ต่อ) ผลการจำลองการทำงาน (ข) วงจรขยายกระแส (ค) วงจรขยายส่งผ่านความนำ

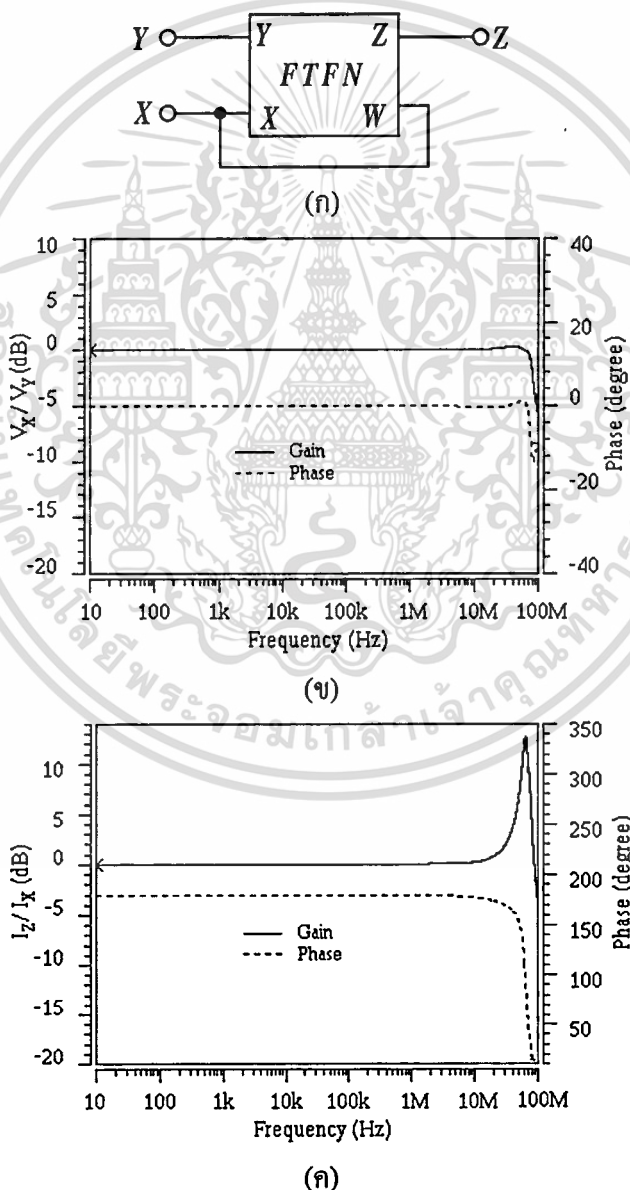
(ง) วงจรขยายส่งผ่านความต้านทาน

ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม HSPICE โดยใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ออกแบบขึ้นใหม่นี้เป็นพื้นฐานแสดงดังรูปที่ 5.3 ซึ่งเห็นได้ชัดเจนถึงคุณสมบัติความไม่ขึ้นต่อกันระหว่างอัตราขยายกับช่วงความถี่ปฏิบัติการ (gain/bandwidth independence) แม้ว่าอัตราขยายจะเพิ่มสูงขึ้นมากแต่ก็แทบไม่มีผลในการลดทอนช่วงความถี่ปฏิบัติการเลย ทั้งนี้ก็เป็นผลมาจากการจัดการป้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กลับด้วยกระแสจากพอร์ต  $W$  มายังพอร์ต  $X$  ดังเช่นที่ใช้กับวงจรออปแอมป์แบบป้อนกลับด้วยกระแสนั่นเอง[8]

แนวทางการประยุกต์ใช้งานที่สำคัญอีกอันหนึ่งก็คือการประยุกต์ใช้เป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองชนิดลบ (negative type-CCII) โดยการต่อตรงจากพอร์ต  $W$  มายังพอร์ต  $X$  ดังรูปที่ 5.4 (ก) สักคาที่พอร์ต  $X$  ก็ยังคงเท่ากับพอร์ต  $Y$  ในขณะที่กระแสทั้งหมดที่เข้าสู่พอร์ต  $X$  ก็จะไหลผ่านพอร์ต  $W$  ไปสู่พอร์ต  $Z$  อย่างถูกต้อง ผลจากการป้อนกลับแบบลบนี้จะช่วยให้ความต้านทานรวมทางพอร์ตขาเข้า  $X$  ลดลง และยังทำให้วงจรสายพานกระแสที่สร้างขึ้นสามารถตอบสนองความถี่ได้ดีอีกด้วย ผลการจำลองการส่งผ่านสักคาจากพอร์ต  $Y$  มายังพอร์ต  $X$  และการส่งผ่านกระแสจากพอร์ต  $X$  ไปยังพอร์ต  $Z$  แสดงดังรูปที่ 5.4 (ข) และ 5.4 (ค) ตามลำดับ

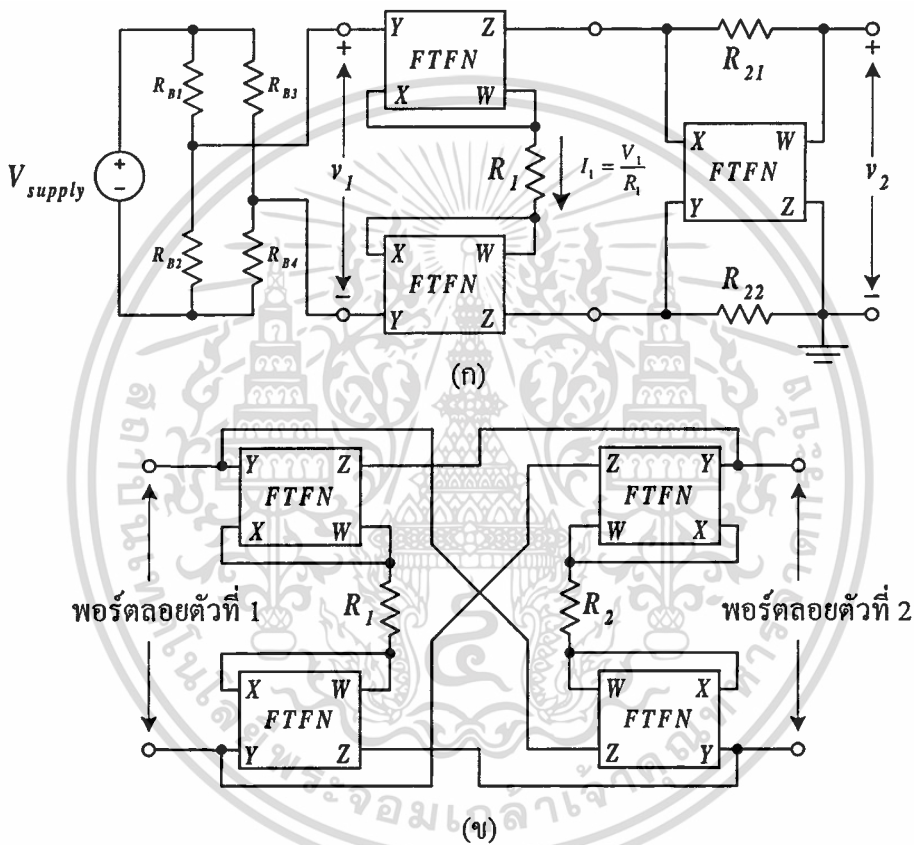


รูปที่ 5.4 (ก) โครงสร้างวงจรสายพานกระแส (ข) การส่งผ่านสักคาจากพอร์ต  $Y$  มายังพอร์ต  $X$

(ค) การส่งผ่านกระแสจากพอร์ต  $X$  ไปยังพอร์ต  $Z$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานในท้องถิ่นเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตัวอย่างทั้งหมดข้างต้น จะเห็นได้ว่าการที่มีคุณสมบัติลอยตัวทั้งทางภาคขาเข้าและภาคขาออกนี้เอง ที่ทำให้วงจรอนุลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างมากมาย และสามารถเลือกจัดรูปแบบการป้อนกลับได้อย่างอิสระ [8] นอกจากนี้ยังช่วยให้มีการใช้อุปกรณ์พาสซีฟต่อรวมในจำนวนที่น้อยที่สุด ดังตัวอย่างของวงจรถยายหลักทั้ง 4 ชนิดก็ใช้วงจรอนุลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวเพียงตัวเดียวกับอุปกรณ์พาสซีฟคือตัวต้านทานเพียงหนึ่งถึงสองตัวเท่านั้น ซึ่งหากใช้อุปกรณ์อื่นอย่างเช่นวงจรรออปแอมป์แล้ว ก็จะต้องใช้จำนวนอุปกรณ์มากกว่านี้อีกมาก [7] และสำหรับตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานที่ซับซ้อนขึ้นก็ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 (ก) วงจรถยายสัญญาณเครื่องมือวัด (ข) วงจรตัวหมุนไจเรเตอร์แบบลอยตัว

วงจรรแรกคือวงจรถยายสัญญาณเครื่องมือวัด (instrumentation amplifier) ที่รับสัญญาณศักดาขาเข้าจากชุดตัวตรวจจับแบบบริดจ์ (transducer bridge)  $R_{B1}-R_{B4}$  ส่งต่อมายังวงจรถยายสัญญาณ ซึ่งได้นำวงจรแปลงศักดาเป็นกระแสที่มีโครงสร้างแบบสมดุลมาใช้เป็นภาคหน้าดังรูปที่ 5.5 (ก) โดยประกอบด้วยวงจรถยายอนุลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวสองตัวต่อรวมกับตัวต้านทาน  $R_1$  ทำการแปลงศักดาขาเข้าให้เป็นกระแส ในขณะที่วงจรถยายอนุลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวตัวที่สามต่อรวมกับความต้านทาน  $R_{21}$  และ  $R_{22}$  ทำหน้าที่แปลงสัญญาณกระแสกลับเป็นสัญญาณศักดา แต่เดิมนั้นวงจรรแบบนี้จะนิยมใช้ออปแอมป์เป็นอุปกรณ์หลัก ซึ่งจะเกิดปัญหาว่าตัวต้านทานที่อยู่ในวงบริดจ์ จะต้องมีการปรับค่าเป็นเอกสารที่ลงวินสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญเตเห็นไปไซบรเอยชนดานการค้ำ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสมพงษ์กันมากที่สุดเพื่อให้วงจรมีค่าอัตราลดทอนสัญญาณรวม (CMRR) ที่สูงได้ แต่ในกรณีนี้จากคุณสมบัติเป็นแหล่งจ่ายกระแสทางภาคขาออกของชุดวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวในภาคหน้านั้น จะทำให้ CMRR มีค่าสูงได้โดยไม่ต้องอาศัยความสมพงษ์กันของอุปกรณ์ตัวใดเลย ส่วนความต้านทาน  $R_2$  ที่ใช้แปลงกระแสกลับมาเป็นศักดาตั้งโครงสร้างทั่วไป ได้ถูกแยกออกเป็นความต้านทาน  $R_{21}$  และ  $R_{22}$  เพื่อปรับความสมดุลของปรากฏการณ์แฝงในระบบเท่านั้น ซึ่งโดยพื้นฐานแล้วไม่มีความจำเป็นที่จะต้องทำเช่นนี้ สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรสามารถเขียนได้เป็น

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_{21} + R_{22}}{R_1} \quad (5.5)$$

ในทางกลับกัน หากสลับเอาชุดแปลงกระแสเป็นศักดาตามต่อไว้ด้านหน้าของชุดวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วเป็นกระแส ก็จะได้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่สามารถใช้วัดปริมาณกระแสขณะลัดวงจรของแหล่งจ่ายแบบลอยตัวได้นั่นเอง

ตัวอย่างอื่นของการใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วเป็นกระแสที่มีโครงสร้างแบบสมดุลก็คือการนำมาสร้างเป็นวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวสมบูรณ์ (fully floating gyrator) ดังแสดงในรูปที่ 5.5 (ข) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่นิยมใช้กันมากในกระบวนการออกแบบวงจรกรองต่างๆ [16-17]

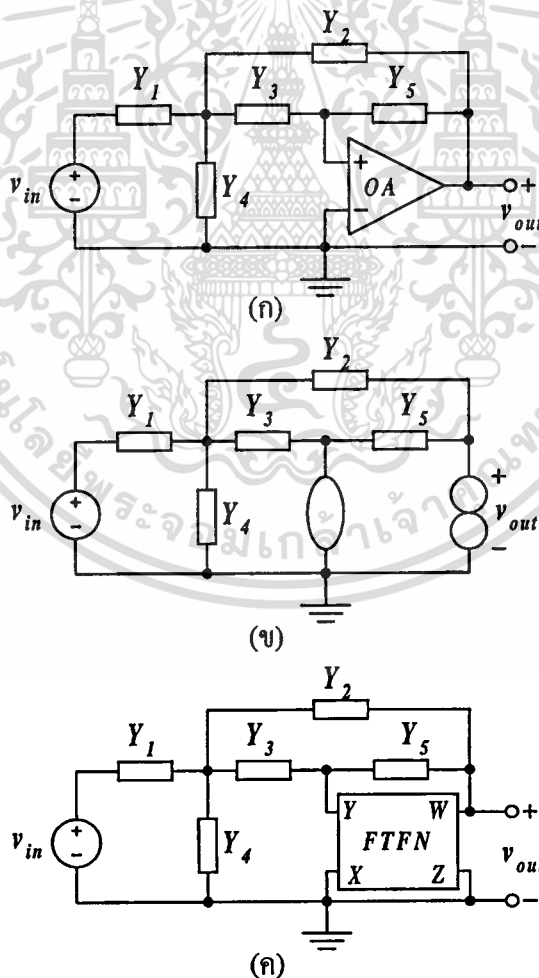
### 5.3 การประยุกต์สร้างวงจรเสมือน

ด้วยเทคนิคการใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วในการวิเคราะห์วงจร เราจะสามารถสร้างวงจรเสมือนของวงจรโครงข่ายเชิงเส้นแบบต่างๆ ได้ ถึงแม้ว่าวงจรเหล่านั้นจะใช้อุปกรณ์ที่ต่างกันไปตาม [16, 21, 46] ทั้งนี้ก็เป็นเพราะเมื่อทำการพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรโครงข่ายเชิงเส้นใดๆ จากการวิเคราะห์ด้วยวงจรโครงข่ายเสมือนอาร์ชี-มุลเลอร์ของวงจรมูลเลอร์เหล่านั้นแล้ว หากปรากฏว่ามีวงจรโครงข่ายเชิงเส้น 2 วงจรใดที่สามารถจัดรูปจนให้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วที่เหมือนกัน ก็สามารถบอกได้ทันทีว่าวงจรทั้งสองนี้จะให้ฟังก์ชันถ่ายโอนที่เหมือนกันด้วย และกล่าวสรุปได้ทันทีว่าวงจรทั้งคู่ต่างก็เป็นวงจรเสมือนของกันและกันนั่นเอง

สำหรับตัวอย่างในการสร้างวงจรโครงข่ายเชิงเส้นเสมือนนี้ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 5.6 โดยรูปที่ 5.6 (ก) จะเป็นวงจรกรองที่มีการป้อนกลับซ้อน (multiple feedback filter : MFF) ที่สร้างขึ้นจากวงจรออปแอมป์ จากนั้นจึงแทนวงจรออปแอมป์ด้วยแบบจำลองมุลเลอร์สี่ขั้วที่ได้แสดงไว้ในบทที่ 2 จะทำให้ได้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วดังรูปที่ 5.6 (ข) แล้วจึงแทนแบบจำลองของมุลเลอร์สี่ขั้วด้วยวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว วงจรทั้งสามในรูปต่างก็ให้ฟังก์ชันถ่ายโอนที่เหมือนกันนั่นคือ

$$T(s) = -\frac{Y_1 Y_3}{(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) Y_5 + Y_2 Y_3} \quad (5.6)$$

ในกรณีนี้จึงเห็นได้ชัดเจนว่าวงจรในรูปที่ 5.6 (ก) และรูปที่ 5.6 (ค) เป็นวงจรเสมือนของกันและกัน และเนื่องจากที่อุปกรณ์แอกทีฟทุกชนิดนั้น อาจสามารถแสดงอยู่ในรูปของวงจรมูลเลอร์ได้ จึงสามารถกล่าวได้ว่า สำหรับวงจรที่ใช้การประยุกต์ขึ้นจากอุปกรณ์แอกทีฟทุกชนิด ไม่ว่าจะเป็นวงจรสายพานกระแส วงจรออปแอมป์ที่ป้อนกลับด้วยกระแส และแม้แต่วงจรออปแอมป์ที่ทำงานในโหมดคัทคาทั่วไป ต่างก็สามารถสร้างขึ้นใหม่ได้อย่างถูกต้อง โดยอาศัยวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวนี้นั่นเอง แต่อย่างไรก็ตาม การวิเคราะห์เช่นนี้ได้อนุมานขึ้นจากการพิจารณาอุปกรณ์ทุกตัวมีคุณสมบัติเป็นอุดมคติทั้งสิ้น ดังนั้นสมรรถนะของวงจรเสมือนที่สร้างขึ้นจึงอาจจะแตกต่างกันได้ หากนำเอาความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้สร้างมาพิจารณาร่วมด้วย



รูปที่ 5.6 วงจรเสมือนของวงจรองที่มีการป้อนกลับซ้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.4 การประยุกต์ใช้เป็นวงจรกรองในโหมตกระแส

จากคุณสมบัติที่โดดเด่นของวงจรที่ประมวลผลสัญญาณในโหมตกระแส ทั้งการที่สามารถให้พิสัยพลวัตที่กว้าง ตอบสนองความถี่ได้ดี วงจรมีความเรียบง่าย และยังคงกินกำลังงานต่ำ ทำให้มีความสนใจในการเลือกใช้งานวงจรที่ทำงานในโหมตกระแสกันมากขึ้น เดิมทีปัญหาสำคัญในการใช้งานจะติดขัดอยู่ที่อุปกรณ์แอกทีฟแบบประมวลผลในโหมตกระแสนั้นหาได้ยาก แต่ในปัจจุบันกลับมีให้เลือกใช้ได้อย่างมากมาย ไม่ว่าจะเป็นวงจรมัลติเพล็กซ์แบบลอยตัว วงจรสายพานกระแส และวงจรออปแอมป์ที่มีการป้อนกลับด้วยกระแส แต่อย่างไรก็ตาม จะพบว่าวงจรมัลติเพล็กซ์แบบลอยตัวนั้นสามารถให้ความยืดหยุ่นและความเหมาะสมในออกแบบวงจรได้มากกว่า จุดสนใจส่วนใหญ่จึงเปลี่ยนมาอยู่ที่วิธีการในการออกแบบวงจรแทน ซึ่งก็มีด้วยกันหลายวิธี วิธีง่ายๆ อันหนึ่งก็คือการเลือกอุปกรณ์ที่ต้องการจะใช้ก่อน จากนั้นจึงทำการออกแบบวงจรให้ได้ตามคุณสมบัติที่ต้องการ แน่แน่นอนว่า เมื่อเราตั้งเป้าหมายจะสร้างวงจรที่ทำงานในโหมตกระแส การเริ่มต้นออกแบบโดยพิจารณาสัญญาณกระแสก็น่าจะเป็นวิธีที่เหมาะสม แต่ทุกอย่างกลับไม่เป็นเช่นนั้นเพราะนักออกแบบวงจรส่วนใหญ่คุ้นเคยกับการออกแบบวงจรด้วยสัญญาณศักดามากกว่า อีกทั้งยังได้พัฒนาวิธีการสร้างวงจรในโหมตศักดาอย่างดีแล้วด้วย จึงจะเป็นการคุ้มค่าและปลอดภัยกว่าหากสามารถหาวิธีการเพื่อแปลงวงจรที่ทำงานในโหมตศักดาตามที่รู้จักกันดี ให้มาเป็นวงจรแบบใหม่ทำงานในโหมตกระแส โดยยังสามารถคงไว้ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนและเสถียรภาพที่ดีของระบบได้

สำหรับวิธีในการแปลงวงจรมีด้วยกันหลายแบบ วิธีแรกเสนอขึ้นโดย W. Guo-Hua ซึ่งจะมีพื้นฐานอยู่บนการแปลงผสม (composite transformation) ของ J. K. Stevenson [47] ประกอบด้วย 2 ขั้นตอนหลักคือ เริ่มต้นด้วยการแปลงวงจรแอกทีฟ-อาร์ซี ให้เป็นวงจรแอกทีฟ-อาร์แอลโดยอาศัยการแปลงคู่แฝงแล้วจึงปรับอัตราส่วนอิมพีแดนซ์ทุกตัวด้วยพจน์  $k/s$  [48] วิธีที่สองเสนอโดย G. W. Robert และ A. S. Sedra จะเป็นการแปลงวงจรต้นแบบให้อยู่ในรูปวงจรแอดจอยท์ (adjoint) จากนั้นจึงสลับพอร์ตขาเข้าที่มีแหล่งจ่ายพลังงานกระตุ้นกับพอร์ตขาออกที่ให้ผลลัพธ์ของวงจร [49] และวิธีที่สามเป็นของ A. Carlosena และ G. Moschytz เป็นการสรุปเทคนิคการใช้วงจรมัลติเพล็กซ์เพื่อแปลงวงจร โดยจะแทนอุปกรณ์แอกทีฟภายในทุกตัวด้วยแบบจำลองมัลติเพล็กซ์ แล้วจึงทำการสลับที่ระหว่างมัลติเพล็กซ์กับนอเรเตอร์และพอร์ตขาเข้ากับพอร์ตขาออก [50]

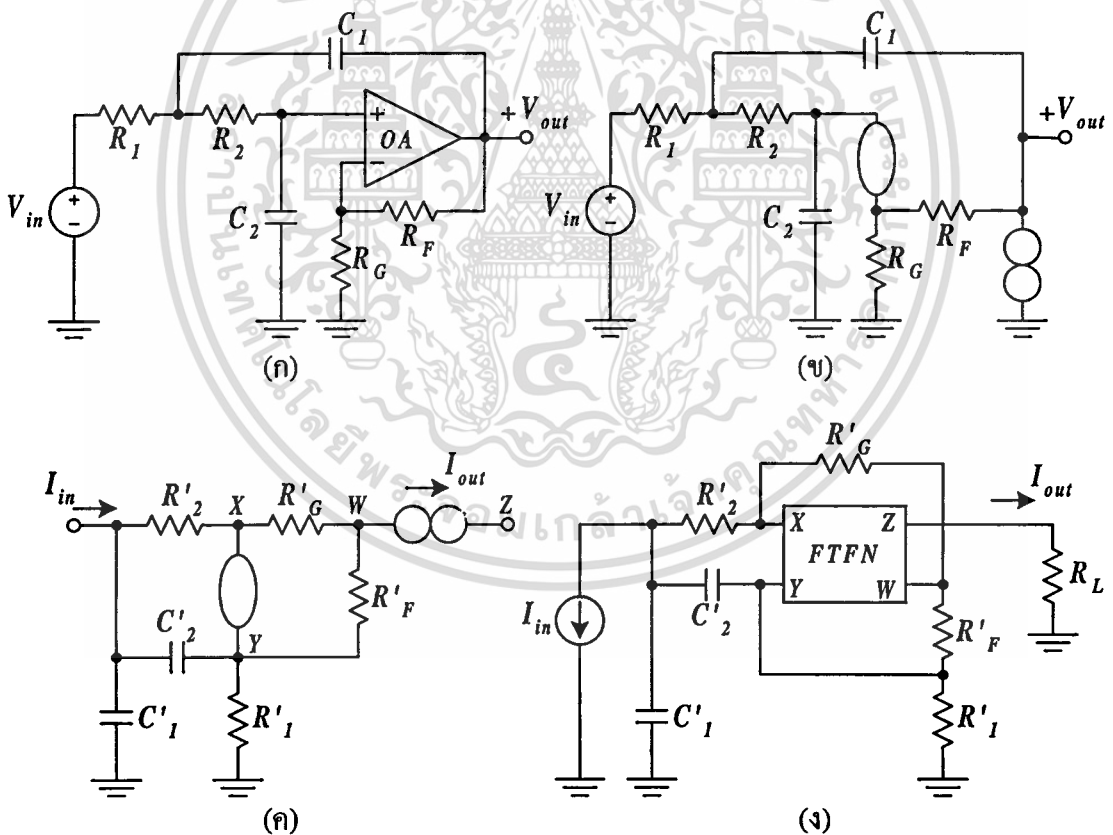
วิธีการทั้งสามดังที่กล่าวมานี้สามารถใช้เพื่อแปลงวงจรที่ทำงานในโหมตศักดาให้กลายเป็นวงจรในโหมตกระแสได้ตามต้องการ แต่ลักษณะและคุณสมบัติของวงจรที่ได้อาจจะแตกต่างกันไปบ้าง ส่วนวิธีการที่จะกล่าวถึงในรายละเอียดต่อไป จะเป็นวิธีที่ใช้การวิเคราะห์โครงข่ายมัลติเพล็กซ์และการแปลงคู่แฝง RC:CR ของวงจร [43] และยังสามารถกล่าวถึงเงื่อนไขจำเป็นเพื่อการแปลงวงจรที่ถูกต้องอีกด้วย [51] โดยในที่นี้จะขอใช้วงจรกรองในโหมตศักดาแบบซาลเลน-คีย์ (Sallen-Key filter) [52] เป็นตัวอย่างเพื่อแสดงการแปลงวงจรอย่างถูกต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.4.1 การแปลงเป็นวงจรกรองในโหมดกระแส

ขั้นตอนในการแปลงวงจรกรองที่ทำงานในโหมดศักดาให้กลายเป็นวงจรกรองที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวเป็นอุปกรณ์แอกทิฟหลักมีดังต่อไปนี้

- (1) ทำการแทนอุปกรณ์แอกทิฟทุกตัวในวงจรกรองที่ทำงานในโหมดศักดาด้วยแบบจำลองมูลเลอร์
- (2) ใช้การแปลงคู่แฝง RC:CR ทำการแปลงวงจร [42]
- (3) วิเคราะห์วงจรโครงข่ายใหม่ที่ได้ด้วยเทคนิคการวิเคราะห์วงจรโครงข่ายมูลเลอร์ เพื่อหาเงื่อนไขจำเป็นของการแปลงวงจร
- (4) แทนที่มูลเลอร์ในวงจรโครงข่ายด้วยวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว ก็จะได้วงจรกรองที่ทำงานในโหมดกระแสตามต้องการ
- (5) กลับขั้วแหล่งจ่ายสัญญาณกระแสขาเข้า เพื่อผลการตอบสนองทางเฟสที่ถูกต้องของวงจรกรอง



รูปที่ 5.7 ขั้นตอนการสร้างวงจรกรองโหมดกระแสโดยใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว

พิจารณาวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบซาลเลน-คีย์อันดับที่สองแบบใช้ออปแอมป์ (Sallen-Key 2<sup>nd</sup> order op-amp-based filter) ดังรูปที่ 5.7 (ก) ซึ่งจะมีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{k \left[ \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right]}{s^2 + s \left[ \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_2} \right] + \left[ \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right]} \quad (5.7)$$

เมื่อ  $k = 1 + R_F/R_G$  วงจรโครงข่ายมูลเลอร์ของวงจรที่ 5.7 (ก) แสดงดังรูปที่ 5.7 (ข) และวงจรโครงข่ายมูลเลอร์หลังจากทำการแปลงคู่แฝง RC:CR แล้วแสดงดังรูปที่ 5.7 (ค) จากนั้นทำการวิเคราะห์ห้วงจรโครงข่ายมูลเลอร์ในรูปที่ 5.7 (ค) จะได้ [ดูรายละเอียดในภาคผนวก ก.]

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{k' \left[ \frac{1}{R'_1 R'_2 C'_1 C'_2} \right]}{s^2 + s \left[ \frac{1}{R'_1 C'_1} + \frac{1}{R'_1 C'_2} + \frac{1-k'}{R'_2 C'_2} \right] + \left[ \frac{1}{R'_1 R'_2 C'_1 C'_2} \right]} \quad (5.8)$$

เมื่อ  $k' = 1 + R'_G/R'_F$  และจากการหาเงื่อนไขจำเป็นในการแปลงวงจรจะได้ว่า

$$R'_1 = C_1, C'_1 = R_1, R'_2 = C_2, C'_2 = R_2 \text{ และ } R'_F = R_G, R'_G = R_F \quad (5.9)$$

หรืออาจเขียนเงื่อนไขจำเป็นในการแปลงวงจรในอีกรูปแบบหนึ่งที่ให้ผลเหมือนกันได้เป็น

$$R'_1 = R_1, C'_1 = C_1, R'_2 = R_2, C'_2 = C_2, R'_F = R_G, R'_G = R_F \text{ และ } R_1 C_2 = R_2 C_1 \quad (5.10)$$

จากนั้นจึงแทนแบบจำลองมูลเลอร์ด้วยวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว และกลับขั้วสัญญาณของแหล่งจ่ายกระแสขาเข้าก็จะได้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชาเลน-คีย์อันดับที่สองแบบใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ทำงานในโหมดกระแส ดังรูปที่ 5.7 (ง)

#### 5.4.2 การแปลงเป็นวงจรกรองผันกลับในโหมดกระแส

นอกจากความต้องการในการสร้างวงจรกรองที่มีสมรรถนะสูงแล้ว การออกแบบสร้างวงจรกรองผันกลับที่ดีก็มีความสำคัญไม่แพ้กัน เนื่องมาจากในงานทางโทรคมนาคม งานระบบควบคุมและงานเครื่องมือวัดทั้งหลาย ต่างก็ประสบปัญหาเกี่ยวกับการถูกลดทอนของสัญญาณภายในกระบวนการประมวลผลและการส่งสัญญาณผ่านตัวกลาง จึงมีความจำเป็นอย่างมากที่จะต้องปรับระดับสัญญาณให้ได้ถูกต้องดั้งเดิม และวิธีการหนึ่งที่นิยมใช้กันมากก็คือการนำวงจรกรองผันกลับที่มีการตอบสนองความถี่ ผันกลับกับการตอบสนองความถี่ของระบบที่ทำให้เกิดการลดทอนของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณนั้น เพื่อชดเชยความผิดพลาดของสัญญาณให้หมดไป สำหรับในงานประมวลผลสัญญาณเชิงเลขได้มีการนำเสนอวิธีการสร้างวงจรกรองผันกลับนี้เอาไว้เป็นที่รู้จักกันดีแล้ว ต่างกับงานการประมวลผลสัญญาณเชิงอุปมานที่มีการนำเสนอออกมาอยู่น้อยมาก และกล่าวได้ว่ายังไม่มีวิธีการออกแบบอย่างเป็นระบบที่เป็นที่ยอมรับกันอย่างแพร่หลาย แต่ด้วยหลักการแปลงวงจรโครงข่ายคั้งที่ได้แสดงไว้ในหัวข้อที่ผ่านมาประกอบกับหลักการเพิ่มเติมเพียงเล็กน้อย ก็สามารถนำมาใช้ออกแบบสร้างเป็นวงจรกรองผันกลับที่มีสมรรถนะสูงได้ตามต้องการ [44]

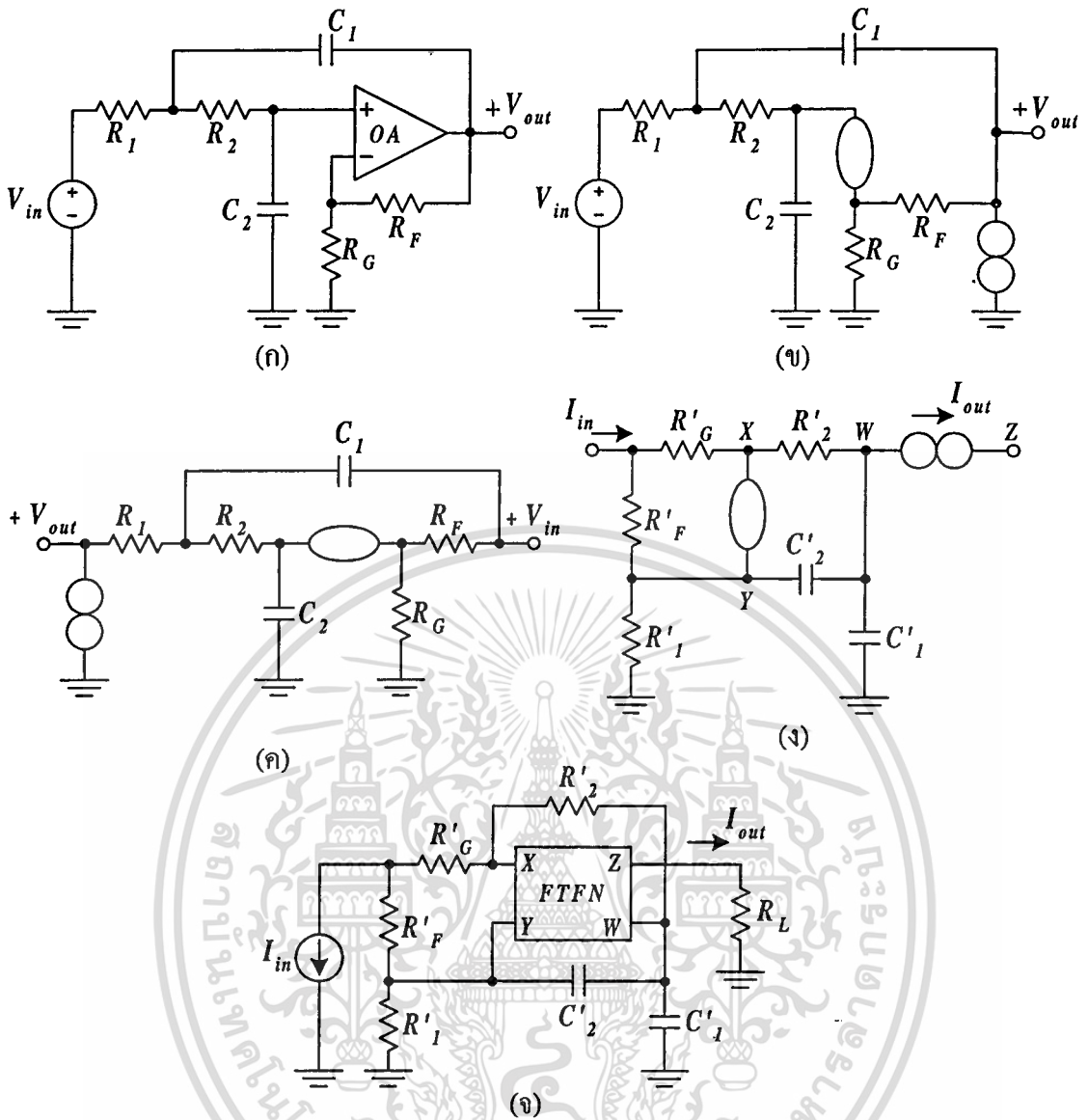
ขั้นตอนในการแปลงวงจรกรองที่ทำงานในโหมดศักคาให้กลายเป็นวงจรกรองผันกลับที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักมีดังต่อไปนี้

- (1) เพื่อคงไว้ซึ่งเสถียรภาพของวงจรกรองที่จะทำการแปลง ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรต้นแบบจำเป็นจะต้องมีฟังก์ชันทางเฟสต่ำสุด (minimum phase function) หรือไม่มีซีโรอยู่ทางด้านขวามือของระนาบเอส (right-half s-plane zero) นั่นเอง
- (2) ทำการแทนอุปกรณ์แอกทีฟทุกตัวในวงจรกรองที่ทำงานในโหมดศักคาด้วยแบบจำลองมูลเลอร์
- (3) สลับนอเรเตอร์กับแหล่งจ่ายศักคากระตุ้น [53]
- (4) ใช้การแปลงคู่แฝง RC:CR ทำการแปลงวงจร
- (5) วิเคราะห์วงจรโครงข่ายใหม่ที่ได้ด้วยเทคนิคการวิเคราะห์วงจรโครงข่ายมูลเลอร์ เพื่อหาเงื่อนไขจำเป็นของการแปลงวงจร
- (6) แทนที่มูลเลอร์ในวงจรโครงข่ายด้วยวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว ก็จะได้วงจรกรองผันกลับที่ทำงานในโหมดกระแสตามต้องการ
- (7) กลับขั้วแหล่งจ่ายสัญญาณกระแสขาเข้า เพื่อผลการตอบสนองทางเฟสที่ถูกต้องของวงจรกรอง

พิจารณาวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบซาเลน-คีย์ดังรูปที่ 5.8 (ก) อีกครั้งหนึ่ง วงจรโครงข่ายมูลเลอร์ของวงจรที่ 5.8 (ก) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.8 (ข) วงจรโครงข่ายมูลเลอร์ภายหลังการสลับนอเรเตอร์กับแหล่งจ่ายพลังงานกระตุ้น และวงจรโครงข่ายมูลเลอร์หลังจากทำการแปลงคู่แฝง RC:CR แล้วแสดงดังรูปที่ 5.8 (ค) และรูปที่ 5.8 (ง) ตามลำดับ ทำการวิเคราะห์วงจรโครงข่ายมูลเลอร์ในรูปที่ 5.7 (ง) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{1}{k' \left[ \frac{1}{R'_1 R'_2 C'_1 C'_2} \right] \left[ s^2 + s \left[ \frac{1}{R'_1 C'_1} + \frac{1}{R'_1 C'_2} + \frac{1-k'}{R'_2 C'_2} \right] + \left[ \frac{1}{R'_1 R'_2 C'_1 C'_2} \right] \right]} \quad (5.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำมาเผยแพร่ให้คนอื่นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 ขั้นตอนการสร้างวงจรกรองผันกลับโหมดกระแสโดยใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว

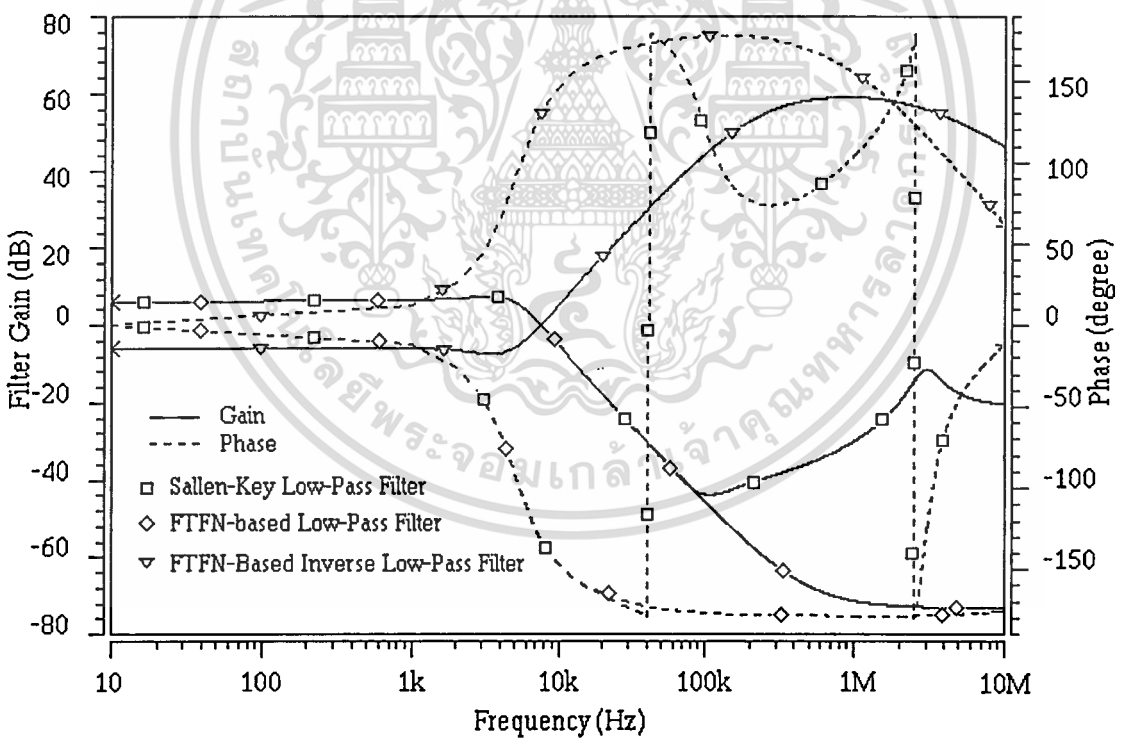
โดยที่เงื่อนไขจำเป็นของการแปลงวงจรก็จะได้เหมือนกับสมการที่ (5.9) และ (5.10) ในการแปลงวงจรกรองโหมดกระแสในหัวข้อ 5.4.1 และหลังจากแทนมูลเลอร์ด้วยวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวและกลับขั้วสัญญาณของแหล่งกระแสเข้าก็จะได้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านผันกลับชาเลน-คีย์อันดับที่สองแบบใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ทำงานในโหมดกระแส ดังรูปที่ 5.8 (จ)

### 5.4.3 ผลการจำลองการทำงาน

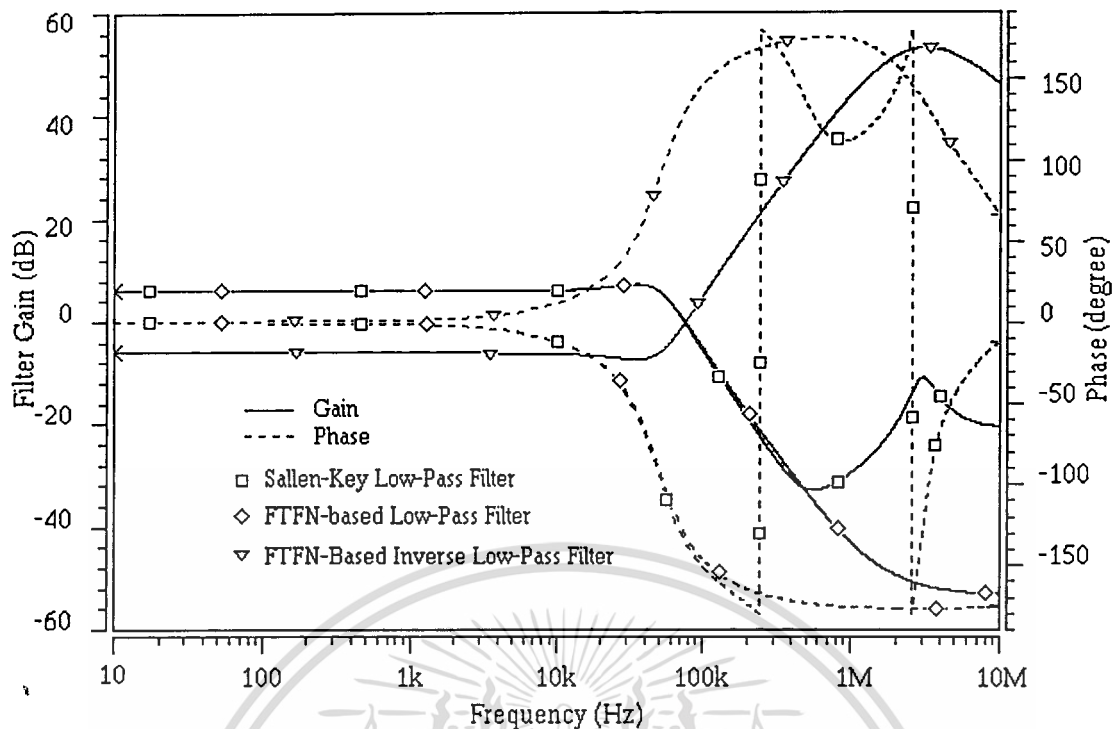
สำหรับสมรรถนะของวงจรกรองโหมดกระแสทั้ง 2 แบบที่ใช้เทคนิคการแปลงข้างต้นสามารถแสดงให้เห็นได้ด้วยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม HSPICE โดยใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ได้ออกแบบขึ้นใหม่นี้เป็นอุปกรณ์ทดสอบ เพราะจากที่ A. Leuciuc ได้เคยกล่าวไว้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

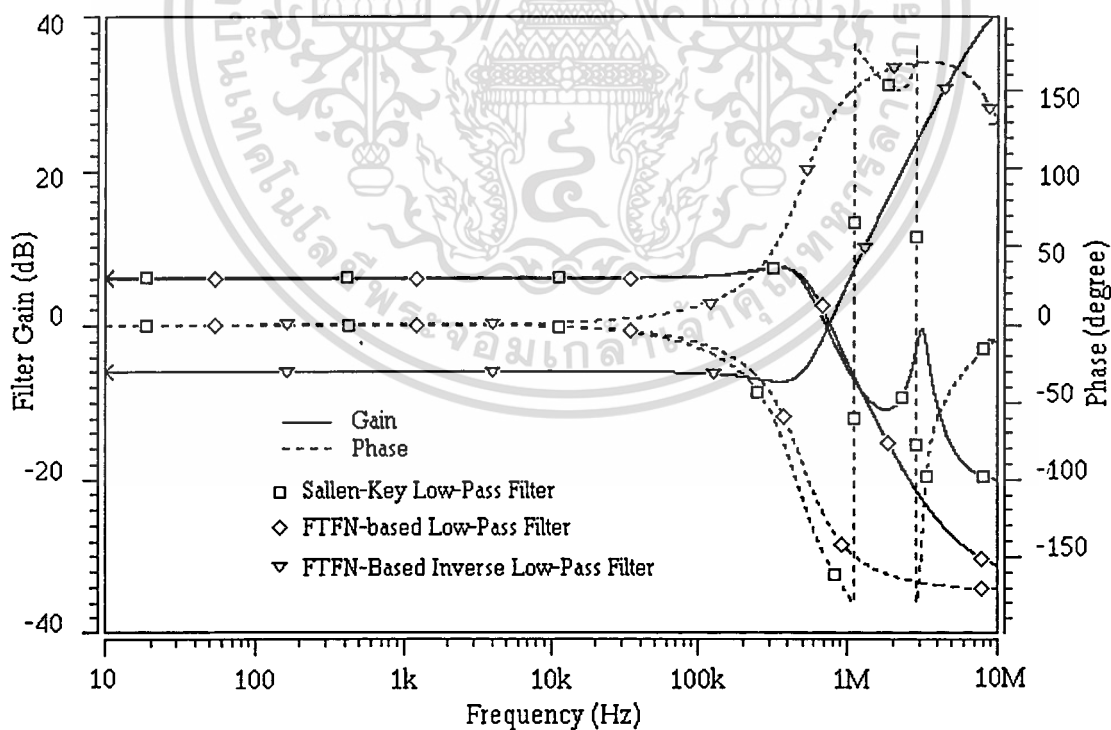
ความไม่สมบูรณ์ในการออกแบบสร้างวงจรมัลติเพล็กซ์แบบลอยตัวจะนำมาซึ่งความผิดพลาดเมื่อนำมาใช้เป็นวงจรกรองผันกลับด้วย [53] ดังนั้นการทดสอบนี้จึงถือเป็นการยืนยันถึงสมรรถนะของวงจรมัลติเพล็กซ์แบบลอยตัวที่ได้ออกแบบขึ้นใหม่นี้ไปในตัว สำหรับ โมเดลที่ใช้ในการจำลองการทำงานจะเป็นทรานซิสเตอร์ ALA400 ของ AT&T เช่นเดิม ส่วนออปแอมป์จะใช้เบอร์ AD704 ของบริษัท Analog Device โดยกำหนดความถี่ตัด (cutoff frequency) ของวงจรวีที่  $f_p = 5 \text{ kHz}$  จะหาค่าอุปกรณ์ต่างๆ ได้เป็น  $R_F = R_G = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = R_2 = 1.6 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = C_2 = 0.02 \mu\text{F}$  เมื่อใช้ความต้านทานโหลด  $R_L = 0$  หรือลัดวงจรลงกราวด์นั่นเอง เพื่อทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองและวงจรกรองผันกลับในโหมดกระแสดังรูปที่ 5.7 (ง) และ 5.8 (จ) ตามลำดับ ผลการจำลองการทำงานจะแสดงในรูปของผลการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองโหมดกระแส  $I_{out}/I_{in}$  เปรียบเทียบกับวงจรกรองต้นแบบในโหมดศักดา  $V_{out}/V_{in}$  ดังรูปที่ 5.9 และเพื่อให้เห็นแนวโน้มคุณสมบัติของวงจรรองอย่างชัดเจนจึงได้ทำการจำลองการทำงานเพิ่มเติมที่ความถี่ตัดขนาด  $50 \text{ kHz}$  และ  $500 \text{ kHz}$  ซึ่งจะได้ผลดังรูปที่ 5.10 และรูปที่ 5.11 ตามลำดับ



รูปที่ 5.9 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองและวงจรกรองผันกลับในโหมดกระแส เปรียบเทียบกับวงจรกรองต้นแบบในโหมดศักดาที่ความถี่ตัด 5 กิโลเฮิร์ตซ์



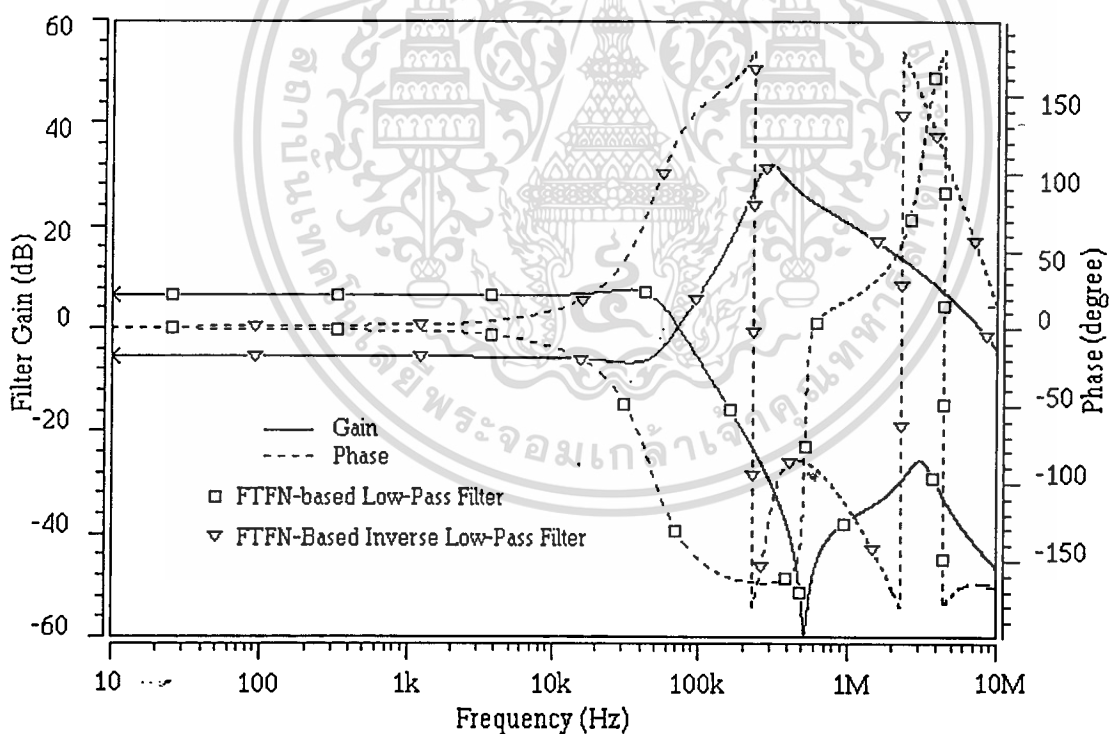
รูปที่ 5.10 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองและวงจรกรองผั้กลับในโหมดกระแส  
เปรียบเทียบกับวงจรกรองต้นแบบในโหมดคัทคัทที่ความถี่ตัด 50 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 5.11 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองและวงจรกรองผั้กลับในโหมดกระแส  
เปรียบเทียบกับวงจรกรองต้นแบบในโหมดคัทคัทที่ความถี่ตัด 500 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.9, 5.10 และ 5.11 แสดงให้เห็นชัดเจนว่าวงจรกรองที่ทำงานในโหมดกระแส สามารถให้คุณสมบัติการตอบสนองความถี่ที่ดีกว่าวงจรกรองโหมดศักดาที่สร้างจากออปแอมป์มาก ทั้งในส่วนของอัตราขยายและเฟสของสัญญาณ เนื่องจากภายในตัวออปแอมป์เองจะมีโพล-ซีโร รองที่ตำแหน่งความถี่ประมาณ  $100\text{ kHz}$  และ  $3\text{ MHz}$  เป็นตัวจำกัดความสามารถในการปฏิบัติงานที่ความถี่สูง ในขณะที่วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวจะปรากฏผลของโพล-ซีโรรองที่ความถี่สูง กว่านี้มาก จึงสามารถให้ผลตอบสนองทางความถี่ที่ดีตลอดช่วงการทดสอบ อนึ่ง จะสังเกตได้ว่ารูป กราฟการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองผกผันจะเกิดการตกลงเมื่อเข้าสู่อ่านความถี่สูง ทั้งนี้ น่าจะเป็นผลมาจากวงจรกรองต้นแบบที่ใช้มีซีโรอยู่ทางด้านขวามือของระนาบเอส (right-half s-plane zero) เพราะในผลการทดสอบของวงจรกรองที่ทำงานในโหมดกระแสก็สามารถให้ผลตอบสนอง ความถี่ที่ดี แต่เมื่อทำการแปลงเป็นวงจรกรองผกผันแล้วซีโรตัวนั้นจะถูกเปลี่ยนให้เป็นโพล และ ทำให้ผลการสนองความถี่ผิดพลาดไป และเพื่อยืนยันถึงความถูกต้องจึงได้ทำการทดลองเปรียบเทียบโดยใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่สร้างจากออปแอมป์เบอร์ AD704 ร่วมกับเทคนิคการ ตรวจจับกระแสแหล่งจ่ายด้วยวงจรแบบเดียวกัน เลือกความถี่ตัดที่  $50\text{ kHz}$  ได้ผลดังรูปที่ 5.12



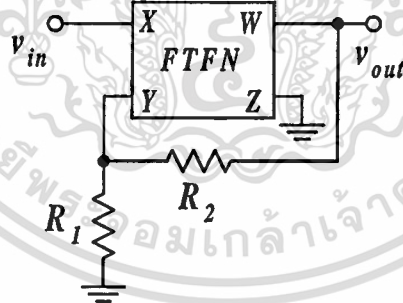
รูปที่ 5.12 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองและวงจรกรองผกผันโหมดกระแส โดยใช้ วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่สร้างจากออปแอมป์ ความถี่ตัด 50 กิโลเฮิรตซ์

เมื่อเปรียบเทียบรูปที่ 5.12 กับรูปที่ 5.10 แล้ว ผลปรากฏชัดเจนว่าวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่สร้างจากออปแอมป์นั้น จะได้รับผลกระทบโดยตรงจากวงจรออปแอมป์ที่นำมาประยุกต์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้งาน ดังจะเห็นได้จากวงจรกรองและวงจรกรองผันกลับที่ใช้วงจรมูลเลอร์แบบนี้ นั้น จะให้ผลตอบสนองความถี่ที่ผิดรูปไปมากอันเนื่องมาจากผลของโพล-ซีโรรองของวงจรรอบแอมป์ และจะสังเกตได้ว่ากราฟของวงจรกรองผันกลับมีลักษณะตกลงเมื่ออยู่ในช่วงความถี่สูงเช่นกัน แต่จะเห็นได้ว่าจุดตกลงนั้นอยู่ที่ความถี่ต่ำกว่าแบบที่ใช้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่นำเสนอมาก ทั้งนี้เป็นเพราะโพลรองของตัวออปแอมป์ปรากฏอยู่ที่ความถี่ต่ำกว่าโพลที่เกิดจากการแปลงวงจรมันเอง

## 5.5 ผลการทดลองประยุกต์ใช้งานจริง

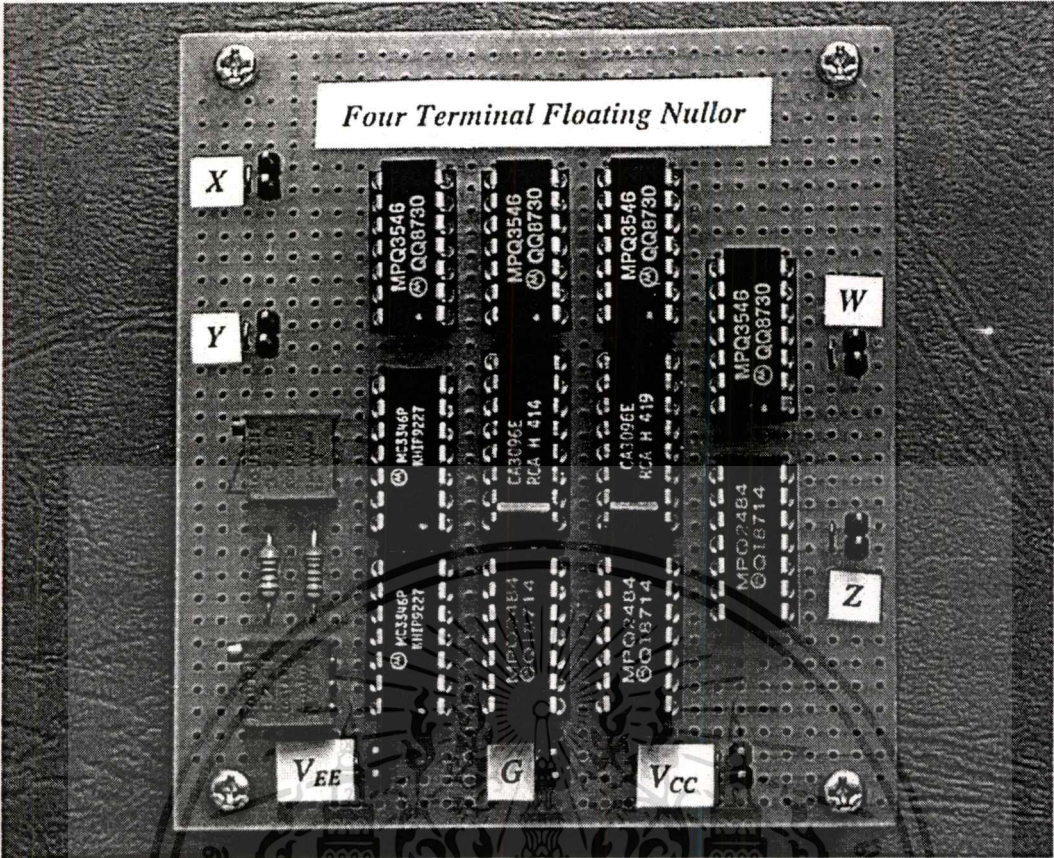
เพื่อเป็นการแสดงถึงความสามารถในการนำมาใช้งานได้จริงของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่นำเสนอ จึงได้ทำการทดลองสร้างวงจรจริงขึ้น โดยสำหรับทรานซิสเตอร์ในชุดวงจรรขยายความแตกต่างภาคหน้าจะใช้ทรานซิสเตอร์อาร์เรย์ (transistor array) เมอร์ MC3346 ทรานซิสเตอร์ในชุดวงทรานส์ลิเนียร์ใช้เบอร์ CA3096 ส่วนกลุ่มวงจรสะท้อนกระแสทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ใช้เบอร์ MPQ2484 และชนิด PNP ใช้เบอร์ MPQ3546 และได้นำวงจรที่สร้างขึ้นมาประยุกต์ใช้แทนวงจรรอบแอมป์เพื่อสร้างเป็นวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณแบบมีฮิสเทอรีซิส (signal comparator with hysteresis) หรือ วงจรชนิดต์ริกเกอร์ (Schmitt trigger) [5๐] ซึ่งอาศัยหลักการของการต่อป้อนกลับแบบบวกของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว แล้วควบคุมขนาดของฮิสเทอรีซิสลูป (hysteresis loop) ด้วยอัตราส่วนของค่าความต้านทานทั้งสองนั่นเอง โครงสร้างของวงจรแสดงไว้ดังรูปที่ 5.13



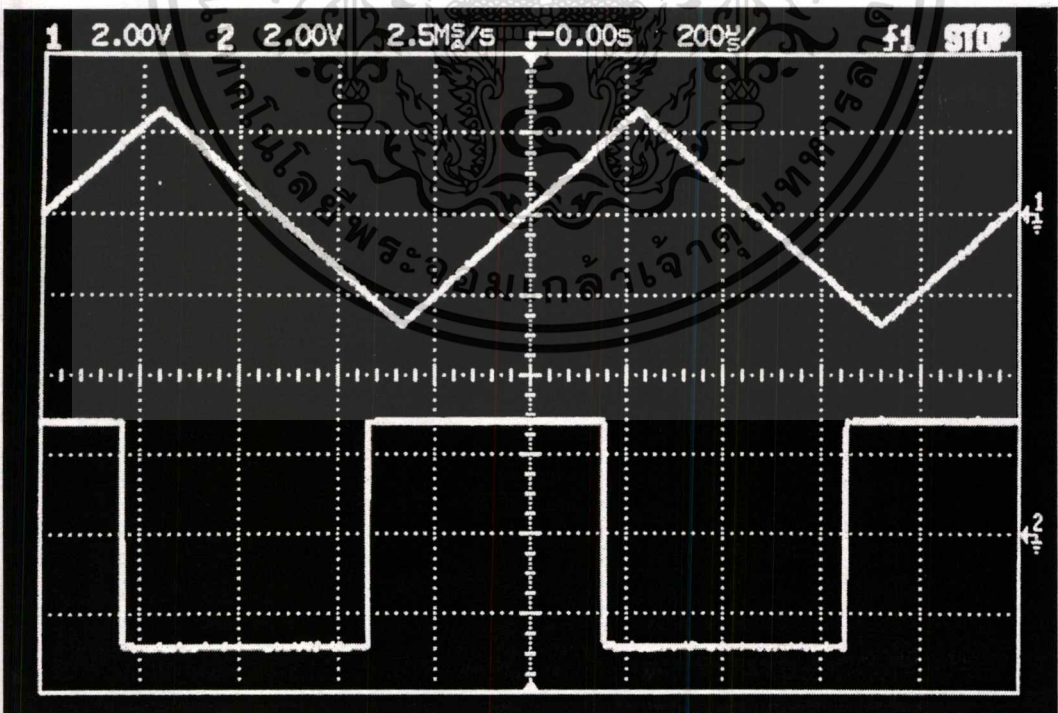
รูปที่ 5.13 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่มีฮิสเทอรีซิสหรือวงจรชนิดต์ริกเกอร์

รูปที่ 5.14 เป็นภาพของวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่สร้างขึ้นด้วยทรานซิสเตอร์อาร์เรย์เบอร์ต่างๆ ดังที่กล่าวไว้ข้างต้น และเมื่อนำมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรชนิดต์ริกเกอร์ จะกำหนดให้  $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 500\ \Omega$  ใช้ไฟเลี้ยงขนาด  $\pm 5\text{ V}$  และป้อนสัญญาณขาเข้ารูปสามเหลี่ยมขนาด  $5\text{ V}_{p-p}$  ความถี่  $1\text{ kHz}$  จะได้ผลการวัดสัญญาณด้วยออสซิลโลสโคปเป็นดังรูปที่ 5.15 โดยตั้งมาตราส่วนการวัดทั้งทางด้านสัญญาณขาเข้าและสัญญาณขาออกไว้เท่ากันคือ  $2\text{ V/Div}$  และมาตราส่วนทางเวลาเป็น  $200\ \mu\text{Sec/Div}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



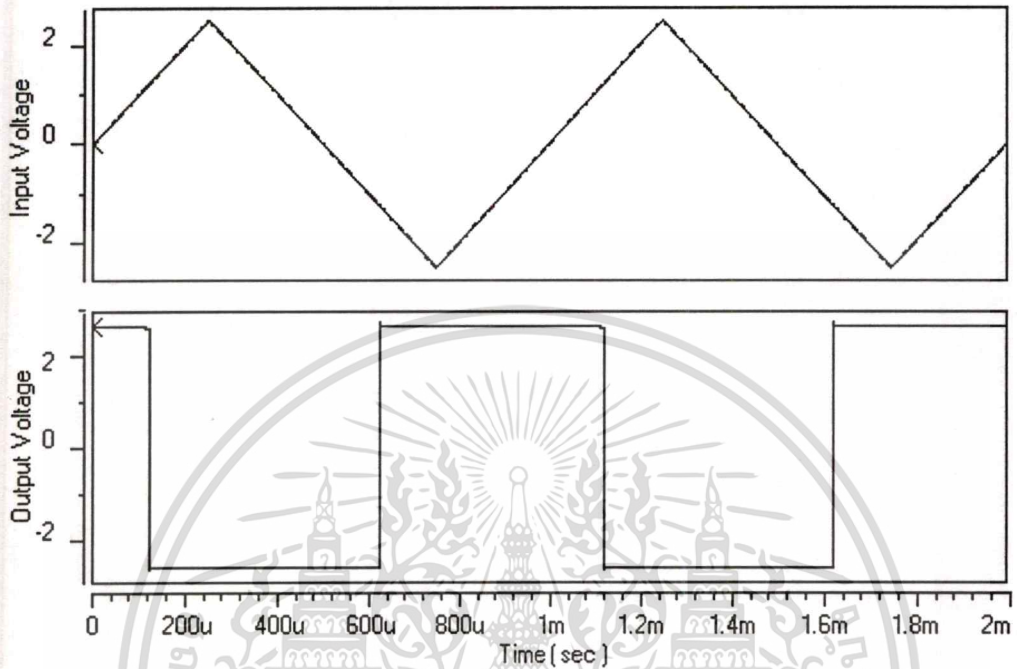
รูปที่ 5.14 วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ทำการสร้างขึ้นจริง



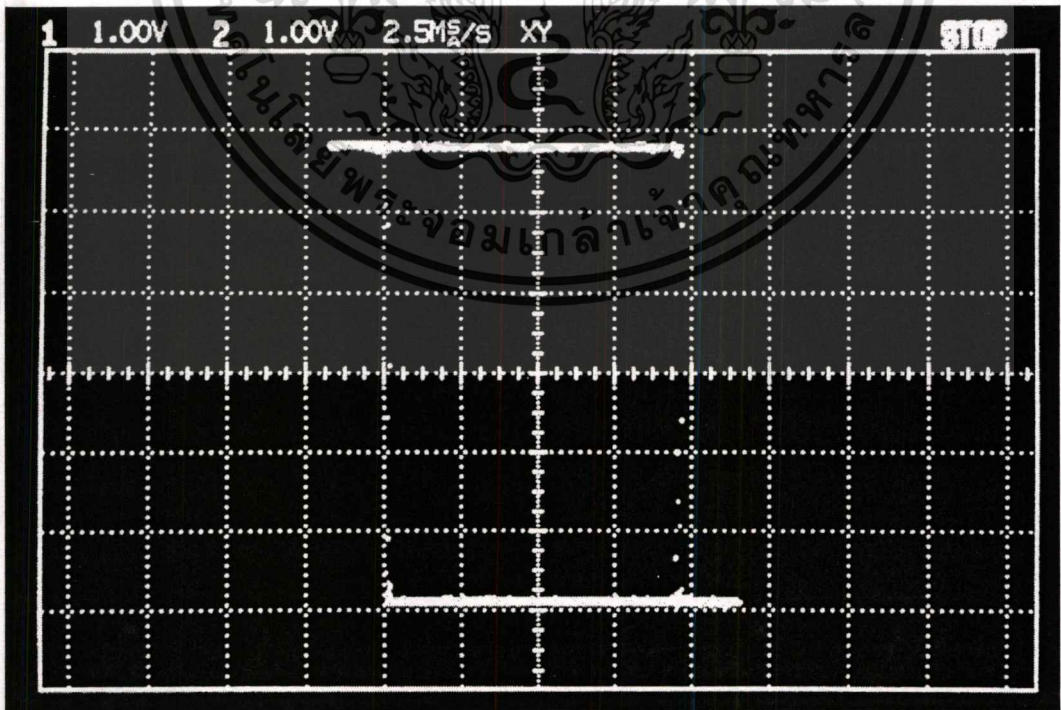
รูปที่ 5.15 ผลการทดลองเมื่อประยุกต์ใช้เป็นวงจรมิตต์ทริกเกอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.15 แสดงให้เห็นว่า วงจรที่ประยุกต์สร้างขึ้นนั้นสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องแม่นยำ และเป็นไปตามทฤษฎีทุกประการ ซึ่งสามารถเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรม HSPICE ได้ดังรูปที่ 5.16 นอกจากนี้รูปผลการทดลองแสดงฮิสเตอร์ซิสมูป ก็ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 5.17



รูปที่ 5.16 ผลการจำลองการทำงานวงจรชนิดตรีกรีเตอร์ด้วยโปรแกรม HSPICE



รูปที่ 5.17 ผลการทดลองแสดงฮิสเตอร์ซิสมูปของวงจรชนิดตรีกรีเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.6 สรุป

จากเทคนิคในการออกแบบวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ได้นำเสนอ ทำให้ได้อุปกรณ์แอกทีฟที่มีความสามารถในการประยุกต์ใช้งานได้หลากหลายรูปแบบและมีสมรรถนะสูง ไม่ว่าจะเป็นการนำไปใช้สร้างเป็นวงจรขยายขั้นพื้นฐานทั้ง 4 แบบ ที่สามารถให้อัตราขยายค่าสูงคงที่ได้โดยไม่ขึ้นกับความถี่ และใช้อุปกรณ์พาสซีฟภายนอกคือตัวต้านทานในจำนวนที่น้อยที่สุดเพียงหนึ่งถึงสองตัวเท่านั้น ส่วนการประยุกต์ใช้งานแบบอื่นๆ อาทิ การประยุกต์เป็นวงจรสายพานกระแสคุณภาพสูง และการนำไปใช้แทนอุปกรณ์แอกทีฟแบบต่างๆ ในการสร้างวงจรเสมือนก็สามารถทำได้เช่นกัน และยังรวมไปถึงการประยุกต์ใช้ในงานที่ซับซ้อนขึ้นอย่างการนำไปสร้างเป็นวงจรกรองและวงจรกรองผันกลับที่ทำงานในโหมดกระแสได้อย่างถูกต้องและมีสมรรถนะดีกว่าอุปกรณ์ในอดีตมาก โดยผลที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ช่วยแสดงให้เห็นถึงความสามารถของอุปกรณ์ได้เป็นอย่างดี นอกจากนี้ยังทำการทดลองสร้างวงจรขึ้นจริงจากอุปกรณ์แบบแยกชิ้นที่หาได้ทั่วไป เพื่อยืนยันถึงความสามารถในการใช้งานจริงของอุปกรณ์อีกด้วย ซึ่งก็ได้ผลเป็นที่น่าพอใจและทำให้เชื่อมั่นได้ว่า หากนำวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ออกแบบขึ้นใหม่นี้ไปใช้งานวงจรรวม จะช่วยให้การออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์สมรรถนะสูงสามารถทำได้ง่ายขึ้นอย่างแน่นอน

## บทที่ 6

# บทสรุป

### 6.1 บทสรุปและวิจารณ์

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบสร้างวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว ซึ่งเรียกได้ว่าเป็นอุปกรณ์แอกทีฟเอนกประสงค์ที่ได้รับการยอมรับ ถึงความสามารถในการนำไปใช้ทดแทนอุปกรณ์แอกทีฟแบบอื่นๆ ได้ทุกชนิด เพื่อใช้ในการสร้างเป็นฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ได้ทุกรูปแบบ โดยต้องการอุปกรณ์ทั้งแบบแอกทีฟและพาสซีฟมาต่อรวมในจำนวนที่น้อยที่สุด การออกแบบจะเริ่มต้นจากการศึกษาถึงทฤษฎีและข้อกำหนดของอุปกรณ์จากนั้นจึงคิดค้นวิธีการสร้างจริง ซึ่งจะพบว่าไม่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่มีความแม่นยำสูงในการสร้างเลย ขอเพียงออกแบบวงจรให้มีอัตราขยายสูง มีภาคขาเข้าและขาออกแบบลอยตัวและลดค่าออฟเซตต่างๆ ให้ได้มากที่สุด แต่วิธีการที่เคยนำเสนอกลับมาในอดีตนั้น มักจะใช้วงจรออปแอมป์เป็นอุปกรณ์หลักเสมอ จึงทำให้ประสิทธิภาพของวงจรถูกจำกัดอยู่ด้วยตัวออปแอมป์ที่นำมาใช้นั่นเอง และแม้ว่าจะมีการนำเสนอวิธีการออกแบบใหม่ๆ ที่มีสมรรถนะดีขึ้น แต่โครงสร้างวงจรมักจะซับซ้อนและมีขนาดที่ใหญ่เกินไป เทคนิคที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงช่วยลดจุดด้อยต่างๆ ดังกล่าวได้เป็นอย่างดี โดยโครงสร้างของวงจรจะใช้หลักการของวงจรถานสี่ลิเนียร์ ทำให้ได้วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่มีขนาดเล็ก เรียบง่าย แต่ให้สมรรถนะสูง ซึ่งผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม HSPICE แสดงให้เห็นถึงความถูกต้องของวงจรได้เป็นอย่างดี โดยวงจรที่สร้างขึ้นสามารถให้อัตราขยายและช่วงความถี่ปฏิบัติการวงเปิดที่สูงมาก อีกทั้งยังสามารถรองรับสัญญาณศັกคาและกระแสเป็นช่วงกว้างมากอีกด้วย และเมื่อนำวงจรนี้ไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรขยายสัญญาณพื้นฐานทั้ง 4 แบบ คือวงจรขยายสัญญาณศັกคา วงจรขยายสัญญาณกระแส วงจรขยายส่งผ่านความนำ และวงจรขยายส่งผ่านความต้านทาน ก็จะได้วงจรที่สามารถตอบสนองความถี่ได้สูงโดยแทบจะไม่ขึ้นกับอัตราขยายเลย และหากนำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรสายพายกระแสร่นที่สองก็จะให้คุณสมบัติที่ดีมากเช่นเดียวกัน นอกจากนี้ยังได้แสดงระเบียบวิธีการ สำหรับแปลงวงจรโครงข่ายแอกทีฟที่ทำงานในโหมดศັกคาให้กลายเป็นวงจรโครงข่ายแอกทีฟที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช่วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว และได้ยกวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสองแบบซาเลน-คีย์เป็นตัวอย่างในการแปลงให้เห็นชัดเจน [43, 44] ซึ่งผลการจำลองการทำงานได้แสดงให้เห็นว่าวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ออกแบบใหม่นี้ ให้ประสิทธิภาพที่สูงกว่าวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่สร้างขึ้นจากวงจรออปแอมป์ร่วมกับเทคนิคการตรวจจับกระแสแหล่งจ่ายมาก สุดท้ายจึงได้ทดลองสร้างวงจรขึ้นจริงโดยประยุกต์ใช้

เป็นวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ ซึ่งผลการทดลองช่วยยืนยันถึงความถูกต้องของวงจรที่ได้ออกแบบไว้เป็นอย่างดี

## 6.2 ข้อเสนอแนะในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ

เนื่องจากวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวมีความสามารถเป็นอุปกรณ์แอกทีฟเอนกประสงค์ การนำไปประยุกต์ใช้งานจึงสามารถกระทำได้หลากหลายกว่าที่นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มาก ไม่ว่าจะเป็นการใช้งานเป็นอุปกรณ์ย่อยแทนอุปกรณ์แอกทีฟชนิดอื่นๆ ในแผงวงจรรวมขนาดใหญ่ที่มีฟังก์ชันแบบต่างๆ ได้แทบทุกการใช้งาน ตลอดจนเป็นอุปกรณ์เพื่อช่วยในการพัฒนาโครงสร้างแบบใหม่ๆ ของวงจรโครงข่ายอีกด้วย แต่อย่างไรก็ตาม จากการทดสอบวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่ได้นำเสนอ พบว่าสมรรถนะของวงจรยังคงค่อนข้างเปลี่ยนแปลงไปตามกระบวนการในการผลิต จึงน่าที่จะมีการเพิ่มเติมการออกแบบการชดเชยที่เหมาะสมเพื่อให้วงจรมีคุณสมบัติค่อนข้างคงที่มีเสถียรภาพขึ้นไม่เปลี่ยนแปลงไปตามกระบวนการผลิตที่เลือกใช้มากนัก รวมถึงการวิเคราะห์สร้างมาโครโมเดลของอุปกรณ์ ซึ่งจะเป็นเครื่องมือที่มีประโยชน์อย่างมากในการช่วยอำนวยความสะดวก เมื่อนำวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวนี้ไปใช้ในการสร้างเป็นระบบทางอิเล็กทรอนิกส์ต่อไป และในปัจจุบันการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ นิยมพัฒนาขึ้นโดยใช้เทคโนโลยีของมอสทรานซิสเตอร์เป็นอันมากเพราะกินกำลังงานต่ำ ดังนั้นหากปรับแต่งให้โครงสร้างนี้สามารถสร้างขึ้นด้วยเทคโนโลยีของมอสทรานซิสเตอร์ได้ โดยที่ยังคงคุณสมบัติที่ดีเอาไว้ ก็จะเป็นแนวทางหนึ่งในของการศึกษาวิจัยและพัฒนาต่อที่น่าสนใจมากทีเดียว

ในลำดับสุดท้าย ผู้วิจัยหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์และสามารถแนะแนวทาง สำหรับผู้ที่สนใจในการพัฒนาอุปกรณ์แอกทีฟแบบใหม่ๆ ที่มีสมรรถนะสูง หรือกำลังต้องการอุปกรณ์แอกทีฟที่ดีเพื่อสร้างระบบทางอิเล็กทรอนิกส์แบบต่างๆ โดยนำหลักการที่ได้นำเสนอไว้นี้ไปพัฒนาและประยุกต์ใช้งานอย่างเหมาะสมต่อไป

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Paul R. Gray, Robert G. Meyer. **Analysis and Design of Analog Integrated Circuits**. Third Edition. New York : John Wiley & Sons, Inc. 1993.
- [2] Edwin W. Greeneich. **Analog Integrated Circuits**. New York : Chapman & Hall. 1997.
- [3] Chris Toumazou, John Lidgey, David G. Haigh, Editors. **Analogue IC Design : The Current-Mode Approach**. London : Peter Peregrinus, Ltd. 1990.
- [4] Wilson B. "Recent Developments in Current Conveyors and Current-Mode Circuits." IEE Proc. G, Circuits Devices Syst., vol. 137, 1990. pp. 63-77.
- [5] Smith K. C. and Sedra A. S. "The Current Conveyor – A New Circuit Building Block." Proc. IEEE, vol. 56, Aug. 1968. pp. 1362-1369.
- [6] Sedra A. S. and Smith K. C. "A Second Generation Current Conveyor and Its Application." IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-17, 1970. pp. 132-134.
- [7] Huijsing J. H. "Operational Floating Amplifier." IEE Proc. G, Circuits Devices Syst., vol. 137, 1990. pp. 131-136.
- [8] Toumazou C. and Payne A. "Operational Floating Conveyor." Electron. Lett., vol. 27, no. 8, Apr. 1991. pp. 651-652.
- [9] Senani R. "A Novel Application of Four-Terminal Floating Nullors." Proc. IEEE, vol. 75, 1987. pp. 1544-1546.
- [10] Laopoulos TH. And Siskos S. "Design and Applications of an Easily Integrable CMOS Operational Floating Amplifier for the Mega Hertz Range." Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 7, 1995. pp. 103-111.
- [11] Carlosena A., Cabeza R. and Serrano L. "On the Search for a "Universal" Active Element." Proc. IEEE-ISCAS, vol. 5, 1994. pp. 779-782.
- [12] Cabeza R. and Carlosena A. "Analog Universal Active Device : Theory, Design and Applications." Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 12, 1997. pp. 153-168.
- [13] Tellegen B. D. H. "La recherche pour une série complete d'éléments de circuit idéaux non-linéaires." Rendicouti Del Seminario Matematico e Fisico di Milano, vol. 25, Apr. 1954. pp. 134-144.

- [14] Carlin H. J. "Singular Network Elements." *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-11, Mar. 1964, pp. 67-72.
- [15] Tellegen B. D. H. "On Nullators and Norators." *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-13, Dec. 1966. pp. 466-469.
- [16] Leonard T. Bruton. **RC-Active Circuits Theory and Design**. New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 1980.
- [17] Sanjit K. Mitra. **Analysis and Synthesis of Linear Active Networks**. New York : John Wiley & Sons, Inc. 1969.
- [18] Carlin H. J. and Youla D. C. "Network Synthesis with Negative Resistors." *Proc. IRE*, vol. 49, May 1961. pp. 907-920.
- [19] Voorman H. O. and Biesheuvel A. "An Electronic Gyrator." *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. SC-7, no. 6, Dec. 1972. pp. 469-474.
- [20] Huijsing J. H. and De Korte J. "Monolithic Nullor – A Universal Active Network Element." *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. SC-12, no. 1, Feb. 1977. pp. 59-64.
- [21] Svoboda J. A. "Using Nullors to Analyse Linear Networks." *Int. J. Circuit Theory and Appl.*, vol. 14, 1986. pp. 169-180.
- [22] Davies A. C. "The Significance of Nullators, Norators and Nullors in Active-network Theory." *Radio Electron. Eng.*, vol. 34, 1967. pp. 259-267.
- [23] Gobind Daryanani. **Principles of active network synthesis and design**. New York : John Wiley & Sons, Inc. 1976.
- [24] Gilbert B. "Translinear Circuits : A Proposed Classification." *Electron. Lett.*, vol.11, no. 1, Jan. 1975. pp.14-16.
- [25] Evert Seevinck. **Analysis and Synthesis of Translinear Integrated Circuits**. Amsterdam : Elsevier Science Publisher, B. V. 1988.
- [26] Remco J. Wiegierink. **Analysis and Synthesis of MOS Translinear Circuits**. Boston MA : Kluwer Academic Publisher. 1993.
- [27] Adam R. W. "Filtering in the Log Domain." Presented at 63<sup>rd</sup> AES Conf. New York, USA, May 1979. Preprint 1470.
- [28] Fabre A., Saaid O., Wiest F. and Boucheron C. "High Frequency Applications Based on a New Current Controlled Conveyor." *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 43, no.2, Feb. 1996. pp. 82-91.

- [29] Huijsing J. H. and Veelenurf C. F. "Monolithic Class AB Operational Mirrored Amplifier." *Electron. Lett.*, vol. 17, no.3, Feb. 1981. pp. 119-120.
- [30] อมร จิรเสรีอมรกุล, บุญรักษ์ จิปีภพ และ วัลลภ สุระกำพลธร. "วงจรมูลเลอร์ 4 ขั้วแบบลอยตัว ในเชิงวงจรรวม." การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 22, 2542. หน้า 343-346.
- [31] Rao M. K. N. and Haslett J. W. "Class AB Bipolar Voltage-to-Current Converter." *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 24. Nov. 1978. pp. 762-764.
- [32] David A. Johns, Ken Martin. *Analog Integrated Circuit Design*. New York : John Wiley & Son, Inc. 1997.
- [33] Fabre A. "New Formulations to Describe Translinear Mixed Cells Accurately." *IEEE Proc. G, Circuits Devices Syst.*, vol. 141, 1994. pp. 167-173.
- [34] Meta-Software. *HSPICE User's Manual*. CA : Meta-Software, Inc. 1996.
- [35] Nordholt E. H. "Extending op amp capabilities by using a current-source power supply." *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. CAS-29, Jun. 1982. pp. 411-414.
- [36] Senani R. "On Equivalent Forms of Single Op-Amp Sinusoidal RC Oscillators." *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 41, no. 10, Oct. 1994. pp. 617-624.
- [37] Cam U. and Kuntman H. "A New CMOS Realization of a Four Terminal Floating Nullor (FTFN)." *Int. J. Electron.*, vol. 87, no. 7, 2000. pp. 809-817.
- [38] Senani R. "Floating Immittance Realisation : Nullor Approach." *Electron. Lett.*, vol. 24, no. 7, Mar. 1988. pp. 403-405.
- [39] Higashimura M. and Fukui Y. "Realization of Immittance Function Using a Single FTFN and Its Application to Filters." *Proc. IEEE-ISCAS*, vol.2, 1992. pp. 851-854.
- [40] Malhotra J. and Senani R. "Class of Floating, Generalised, Positive/Negative Immittance Converters/Inverters Realised with Operational Mirrored Amplifier." *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 1, Jan. 1994. pp. 3-5.
- [41] Liu S. -I. and Lee J. -L. "Insensitive Current/Voltage-Mode Filters Using FTFNs." *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 12, Jun. 1996. pp. 1079-1080.
- [42] Higashimura M. "Realisation of Current-Mode Transfer Function Using Four-Terminal Floating Nullor." *Electron. Lett.*, vol. 27, no. 2, Jan. 1991. pp. 170-171.
- [43] Chipipop B. and Surakamponorn W. "Realisation of Current-Mode FTFN-Based Inverse Filter." *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 9, Apr. 1999. pp. 690-692.

- [44] Chipipop B., Surakamponorn W. and Watanabe K. "On the Realization of Current-Mode FTFN-Based Low-Pass and High-Pass Filters and Inverse Filters." *KMUTT Research and Development Journal*, vol. 22, no. 3, 1999. pp. 3-15.
- [45] Khan A. A., Al-Turaigi M. A. and Abou El-Ela M. "Operational Floating Current Conveyor: Characteristic, Modeling and Applications." *Proc. of Instru. and Meas. Tech. Conf.*, 1994. pp.788-791.
- [46] Svoboda J. A. "Current Conveyors, Operational Amplifiers and Nullors." *IEE Proc. G, Circuits Devices Syst.*, vol. 136, no.6, 1989. pp. 317-322.
- [47] Stevenson J. K. "Use of Reciprocity and Duality to Generate Equivalent Active RC Networks." *Proc. IEEE-ISCAS*, May 1985. pp. 821-822.
- [48] Guo-Hua W., Watanabe K. and Fukui Y. "An Extended Dual Transformation Approach to Current-Mode Synthesis." *Proc. IEEE-ISCAS*, May 1990. pp. 2294-2295.
- [49] Roberts G. and Sedra A. S. "All Current-Mode Frequency Selective Circuits." *Electron. Lett.*, vol. 25, no. 12, Jun. 1989. pp. 759-761.
- [50] Carlosena A. and Moschytz G. "Nullators and Norators in Voltage to Current Mode Transformation." *Int. J. of Circuit Theory*, vol. 21, 1993. pp. 421-424.
- [51] บุญรักษ์ จีปิกพ และ วัลลภ สุระกำพลธร. "เงื่อนไขสำคัญในการแปลงวงจรกรองสัญญาณในโหมดแรงดันเป็นวงจรกรองสัญญาณแบบกลับในโหมดกระแสโดยใช้เอฟทีเอฟเอ็น." *การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21*, 2541. หน้า 734-737.
- [52] Sallen R. P. and Key E. L. "A Practical Method of Designing RC Active Filters." *IRE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-2, Mar. 1955. pp. 74-85.
- [53] Leuciuc A. "Using Nullor for Realisation of Inverse Transfer Functions and Characteristics." *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 11, May 1997. pp. 949-951.
- [54] Chipipop B. and Surakamponorn W. "On the Realization of Current-Mode FTFN-Based High-Pass Filter and Its Inverse Filter." *Proc. IEEE-ISPACS*, Dec 1999. pp. 505-508.
- [55] Frey D. R. "Log-Domain Filter : an Approach to Current-Mode Filtering." *IEE Proc. G, Circuits Devices Syst.*, vol. 140, no.6, Dec. 1993. pp. 406-416.
- [56] Jacob Millman, Arvin Grabel. *Microelectronics*. Second Edition. Singapore : McGraw-Hill, Inc. 1987.

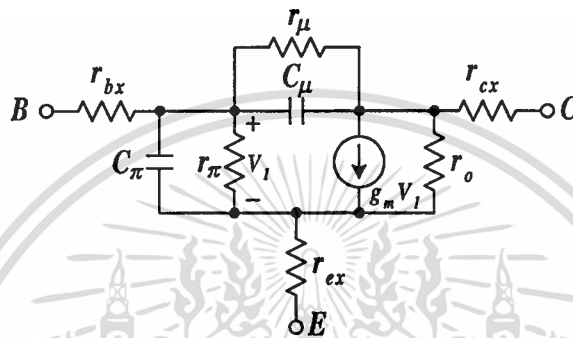


## ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

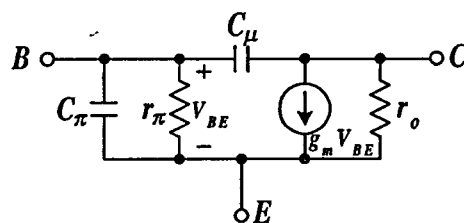
## ภาคผนวก ก.

การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่สำคัญและแบบจำลองของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ขณะทำงานอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นหรือทำงานในช่วงแอกทีฟ โดยรอยต่อของขาเบสกับขาอิมิตเตอร์จะได้รับศักดาไบอัสตรง (forward bias) ส่วนรอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์จะได้รับศักดาไบอัสกลับ (reverse bias) ซึ่งวงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ ก.1



รูปที่ ก.1 วงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ นั้นจะประกอบด้วย  $r_{bx}$ ,  $r_{cx}$  และ  $r_{ex}$  เป็นค่าความต้านทานที่เกิดจากหน้าสัมผัสของจุดต่อระหว่างสารกึ่งตัวนำ กับสายที่เชื่อมต่อสู่จุดต่อภายนอกซึ่งจะมีค่าน้อยมากและสามารถตัดทิ้งได้ ส่วน  $r_{\mu}$  และ  $r_o$  คือค่าความต้านทานที่เกิดจากการไบอัสกลับของขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์ และขาคอลเลกเตอร์กับขาอิมิตเตอร์ ตามลำดับ ความต้านทาน  $r_{\mu}$  จะมีค่าสูงมากเสมือนกับการเปิดวงจรจึงสามารถตัดทิ้งได้ ส่วน  $r_{\pi}$  คือค่าความต้านทานที่เกิดจากการไบอัสตรงของขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ และในการพิจารณาค่าความจุไฟฟ้า (Capacitance) ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์  $C_{\mu}$  และ  $C_{\pi}$  คือความจุไฟฟ้าที่เกิดจากรอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์และขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ตามลำดับ ดังนั้นวงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กโดยประมาณของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม (Common Emitter) สามารถเขียนใหม่ได้ดังรูปที่ ก.2



รูปที่ ก.2 วงจรสมมูลของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทฤษฎีการทำงานและสมการโดยละเอียดเกี่ยวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ได้มีการนำเสนอแพร่หลายเป็นที่รู้จักมากพอสมควรแล้ว[1, 32, 56] ดังนั้นจะขอกล่าวถึงเฉพาะสมการสำคัญที่นำมาใช้ในการวิเคราะห์และอ้างผลของวงจรเท่านั้น โดยคุณลักษณะทางไฟฟ้าสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่ (Large Signal) ของค่ากระแสคอลเลกเตอร์ ( $I_C$ ) ที่เกิดขึ้นสามารถอธิบายได้ดังสมการที่ (ก.1)

$$I_C = \frac{qD_B n_i^2 A_E}{Q_B} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) \quad (\text{ก.1})$$

จากสมการที่ (ก.1) สามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \quad (\text{ก.2})$$

โดยที่

$$I_S = \frac{qD_B n_i^2 A_E}{Q_B} = J A_E$$

และ

$$V_T = \frac{kT}{q}$$

เมื่อ

$q$  = ค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน (Electron Charge) มีค่าเท่ากับ  $1.602 \times 10^{-19}$  (C)

$D_B$  = ค่าสัมประสิทธิ์การแพร่ของอิเล็กตรอนหรือโฮลในขาเบส ( $\text{cm}^2/\text{s}$ )

$n_i$  = ค่าความหนาแน่นประจุพาหะชนิดหนึ่งชนิดใดของสารกึ่งตัวนำอินทรีนซิค ( $\text{cm}^{-3}$ )

$A_E$  = ค่าพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ( $\text{cm}^2$ )

$Q_B$  = ค่าจำนวนอะตอมของสารเจือในเบสต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่อิมิตเตอร์ ( $\text{cm}^{-3}$ )

$V_{BE}$  = ค่าศักดาไฟฟ้าที่รอยต่อขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ (V)

$k$  = ค่าคงที่ของ Boltzmann's Constant มีค่าเท่ากับ  $1.38 \times 10^{-23}$  (J/K)

$T$  = ค่าอุณหภูมิรอบข้าง (K)

$I_S$  = ค่ากระแสอิ่มตัว (Saturation Current) (A)

$J$  = ค่าความหนาแน่นของกระแส ( $\text{A}/\text{cm}^2$ )

$V_T$  = ค่าศักดาเชิงอุณหภูมิ (Thermal Voltage) (V)

จากสมการที่ (ก.2) พบว่าค่ากระแส  $I_C$  จะขึ้นอยู่กับค่าศักดา  $V_T$  โดยที่ค่าของ  $V_T$  มีค่าประมาณ  $25.8 \text{ mV}$  ที่อุณหภูมิ  $27^\circ \text{C}$  ซึ่งจะเห็นได้ว่าสมการของกระแส  $I_C$  มีคุณลักษณะเป็นแบบเอกสสารนี้เป็นเอกสสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอ็กซ์โพเนนเชียล (exponential) จากความสัมพันธ์ของค่ากระแส  $I_C$  กับค่าศักดา  $V_{CE}$  การทำงานของแบบจำลองจะให้ค่ากระแส  $I_C$  คงที่เทียบกับค่าศักดา  $V_{CE}$  เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงแอกทีฟ แต่ในทางปฏิบัติเมื่อค่าศักดา  $V_{CE}$  เพิ่มขึ้นจะมีผลทำให้ค่ากระแส  $I_C$  เพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งปรากฏการณ์นี้เกิดขึ้นเนื่องมาจากผลของ Base-Width Modulation ทำให้ค่ากระแส  $I_C$  เป็นดังสมการ (ก.3)

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) \quad (\text{ก.3})$$

เมื่อ  $V_A$  คือ ค่าศักดาเออร์ลี่ (Early Voltage) ของทรานซิสเตอร์ โดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 130 โวลต์ จากสมการที่ (ก.2) สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าศักดา  $V_{BE}$  กับกระแส  $I_C$  ได้เป็น

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (\text{ก.4})$$

จากวงจรสมมูลของวงจรอิมิตเตอร์ร่วมสำหรับสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ ก.2 สามารถหาสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ต่างๆ ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ได้ดังต่อไปนี้ จากสมการที่ (ก.2) จะหาค่าอัตราการส่งผ่านความนำ  $g_m$  ได้จากความสัมพันธ์ของอัตรา

การเปลี่ยนแปลงค่ากระแส  $I_C$  กับค่าศักดา  $V_{BE}$  ซึ่งจะเป็นดังสมการที่ (ก.5)

$$\begin{aligned} g_m &= \left. \frac{dI_c}{dV_{be}} \right|_{v_{be}=0} \\ &= \frac{I_C}{V_T} \end{aligned} \quad (\text{ก.5})$$

เห็นได้ว่าค่าอัตราส่งผ่านความนำ  $g_m$  จะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง  $V_T$  และจะมีความเป็นเชิงเส้น โดยแปรตามค่ากระแสไบอัสที่ขาคอลเลกเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ส่วนอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส  $I_B$  กับค่ากระแสแรงดัน  $V_{BE}$  จะได้ว่า

$$\begin{aligned} g_\pi &= \left. \frac{dI_b}{dV_{be}} \right|_{v_{be}=0} \\ &= \frac{1}{\beta_F} \frac{dI_c}{dV_{be}} = \frac{g_m}{\beta_F} \end{aligned} \quad (\text{ก.6})$$

เมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\beta_F$  คือ ค่าอัตราขยายกระแสของวงจรมิตเตอร์ร่วม

$g_\pi$  คือ ค่าอัตราการส่งผ่านความนำที่ขาเบสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

หรือสามารถแสดงอยู่ในรูปของค่าความต้านทาน  $r_\pi$  ได้ดังสมการที่ (ก.7)

$$\begin{aligned} r_\pi &= \frac{1}{g_\pi} \\ &= \frac{\beta_F}{g_m} \end{aligned} \quad (\text{ก.7})$$

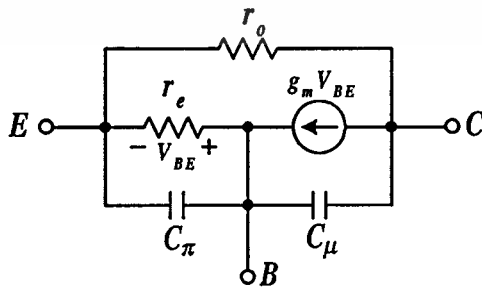
ส่วนความต้านทานขาออก  $r_o$  หาได้จากความสัมพันธ์ของอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส  $I_C$  กับค่าศักดา  $V_{CE}$  โดยจากสมการที่(ก.3) จะได้

$$\begin{aligned} \frac{1}{r_o} = g_o &= \left. \frac{dI_C}{dV_{ce}} \right|_{v_{ce}=0} \\ &= \frac{I_S}{V_A} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \\ &= \frac{I_C}{V_A} \end{aligned} \quad (\text{ก.8})$$

หรือ

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} \quad (\text{ก.9})$$

จากวงจรสมมูลที่ใช้ในวงจรมิตเตอร์ร่วมสามารถเขียนวงจรสมมูล ให้อยู่ในวงจรเบสร่วม (Common Base) ได้ดังรูปที่ ก.3



รูปที่ ก.3 วงจรสมมูลของวงจรเบสร่วม

ซึ่งค่าความต้านทานที่ขาอิมิตเตอร์  $r_e$  ของวงจรเบสร่วมนั้น จะมีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับโรงเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

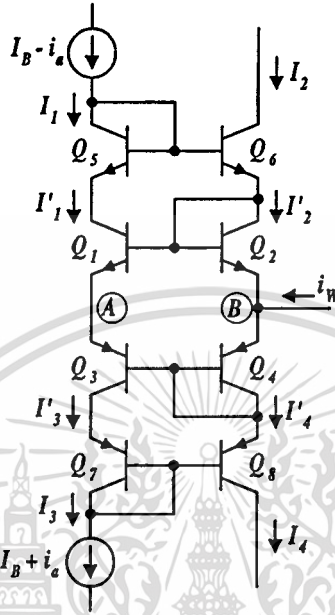
$$\begin{aligned}
 r_e &= \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_\pi}} \\
 &= \frac{1}{g_m(1 + 1/\beta_F)} \\
 &= \frac{\alpha_F}{g_m} \\
 &\cong \frac{V_T}{I_C}
 \end{aligned}$$

เมื่อ  $\alpha_F$  คือ ค่าอัตราขยายกระแสของวงจรเบสร่วม



## ภาคผนวก ข.

การวิเคราะห์คุณสมบัติของทรานส์ลิเนียร์รูปที่ประกอบด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ 8 ตัว



รูปที่ ข.1 ทรานส์ลิเนียร์รูปที่ประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์ 8 ตัว

จากรูปที่ ข.1 เริ่มต้นพิจารณาทรานซิสเตอร์ 4 ตัวด้านบนคือ  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_5$  และ  $Q_6$  กำหนดให้  $I_{Bi}$  และ  $\beta_i$  คือกระแสที่ขาเบสและอัตราขยายกระแสสมิตเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์ตัวที่  $i$  ตามลำดับ จะได้ว่า

$$I'_1 = I_1 - I_{B6} = I_1 - \frac{I_2}{\beta_6} \quad (\text{ข.1})$$

$$I'_2 = I_2 + I_{B6} - I_{B1} - I_{B2} = I_2 + \frac{I_2}{\beta_6} - \frac{I'_1}{\beta_1} - \frac{I'_2}{\beta_2} \quad (\text{ข.2})$$

แทนค่าสมการที่ (ข.1) ลงในสมการที่ (ข.2) แล้วจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} I'_2 &= \left( \frac{\beta_2}{\beta_2 + 1} \right) \left[ \left( 1 + \frac{1}{\beta_6} \right) I_2 - \frac{1}{\beta_1} \left( I_1 - \frac{I_2}{\beta_6} \right) \right] \\ &= \left( \frac{\beta_2}{\beta_2 + 1} \right) \left[ \left( 1 + \frac{1}{\beta_6} - \frac{1}{\beta_1 \beta_6} \right) I_2 - \frac{I_1}{\beta_1} \right] \end{aligned} \quad (\text{ข.3})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้า  $\beta \gg I$  จะได้ว่า

$$I'_2 = I_2 - \frac{I_1}{\beta_1} \quad (\text{ข.4})$$

ต่อมาพิจารณาทรานซิสเตอร์ 4 ตัวด้านล่างคือ  $Q_3, Q_4, Q_7$  และ  $Q_8$  ในทำนองเดียวกันจะได้ว่า

$$I'_3 = I_3 - I_{B8} = I_3 - \frac{I_4}{\beta_8} \quad (\text{ข.5})$$

$$I'_4 = I_4 + I_{B8} - I_{B3} - I_{B4} = I_4 + \frac{I_4}{\beta_8} - \frac{I'_3}{\beta_3} - \frac{I'_4}{\beta_4} \quad (\text{ข.6})$$

แทนค่าสมการที่ (ข.5) ลงในสมการที่ (ข.6) แล้วจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} I'_4 &= \left( \frac{\beta_4}{\beta_4 + 1} \right) \left[ \left( 1 + \frac{1}{\beta_8} \right) I_4 - \frac{1}{\beta_3} \left( I_3 - \frac{I_4}{\beta_8} \right) \right] \\ &= \left( \frac{\beta_4}{\beta_4 + 1} \right) \left[ \left( 1 + \frac{1}{\beta_8} - \frac{1}{\beta_3 \beta_8} \right) I_4 - \frac{I_3}{\beta_3} \right] \end{aligned} \quad (\text{ข.7})$$

ถ้า  $\beta \gg I$  จะได้ว่า

$$I'_4 = I_4 - \frac{I_3}{\beta_3} \quad (\text{ข.8})$$

จากสมการที่ (ข.1), (ข.4), (ข.5) และ (ข.8) เมื่อทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพ้องกัน กำหนดให้  $\beta_N$  และ  $\beta_P$  คือค่าอัตราขยายกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP ตามลำดับ จะสามารถเขียนสมการรวมของความสัมพันธ์กระแสภายในได้ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} I'_1 &= I_1 - \frac{I_2}{\beta_N} \\ I'_2 &= I_2 - \frac{I_1}{\beta_N} \\ I'_3 &= I_3 - \frac{I_4}{\beta_P} \\ I'_4 &= I_4 - \frac{I_3}{\beta_P} \end{aligned} \right\} \quad (\text{ข.9})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาการเชื่อมต่อเป็นวงของทรานซิสเตอร์  $Q_1 - Q_4$  จากหลักการทรานส์ลิเนียร์จะทำให้ได้ความสัมพันธ์

$$I_1' I_3' = I_2' I_4' \quad (\text{ข.10})$$

แทนค่า  $I_1'$  และ  $I_3'$  จากสมการที่ (ข.9) ลงในสมการที่ (ข.10) แล้วจัดรูปสมการจะได้

$$\begin{aligned} \left( I_1 - \frac{I_2}{\beta_N} \right) \left( I_3 - \frac{I_4}{\beta_P} \right) &= I_2' I_4' \\ I_1 I_3 - \frac{I_2 I_3}{\beta_N} - \frac{I_1 I_4}{\beta_P} + \frac{I_2 I_4}{\beta_N \beta_P} &= I_2' I_4' \end{aligned} \quad (\text{ข.11})$$

เมื่อ  $\beta \gg 1$  จะทำให้พจน์  $I_2 I_4 / \beta_N \beta_P$  น้อยกว่า  $I_2 I_4$  มากจนสามารถละทิ้งได้ เป็นผลให้

$$I_1 I_3 = I_2' I_4' + \frac{I_2 I_3}{\beta_N} + \frac{I_1 I_4}{\beta_P} \quad (\text{ข.12})$$

จากรูปที่ ข.1 กระแส  $I_1$  และ  $I_3$  ถูกบังคับอยู่ด้วยแหล่งจ่ายกระแส  $(I_B - i_a)$  และ  $(I_B + i_a)$  ตามลำดับ เพราะฉะนั้นเมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (ข.12) จะได้

$$\begin{aligned} (I_B - i_a)(I_B + i_a) &= I_2' I_4' + \frac{1}{\beta_N} \left( I_2' + \frac{I_1}{\beta_N} \right) (I_B + i_a) + \frac{1}{\beta_N} (I_B - i_a) \left( I_4' + \frac{I_3}{\beta_P} \right) \\ I_B^2 - i_a^2 &= I_2' I_4' + \frac{1}{\beta_N} \left( I_2' + \frac{I_B - i_a}{\beta_N} \right) (I_B + i_a) + \frac{1}{\beta_P} (I_B - i_a) \left( I_4' + \frac{I_B + i_a}{\beta_P} \right) \\ &= I_2' I_4' + \frac{I_2'}{\beta_N} (I_B + i_a) + \frac{1}{\beta_N^2} (I_B^2 - i_a^2) + \frac{I_4'}{\beta_P} (I_B - i_a) + \frac{1}{\beta_P^2} (I_B^2 - i_a^2) \end{aligned} \quad (\text{ข.13})$$

เมื่อ  $\beta_N, \beta_P \gg 1$  พจน์  $I_B^2 - i_a^2$  ที่ถูกลบด้วย  $\beta^2$  จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับพจน์  $I_B^2 - i_a^2$  ทางซ้ายมือ ทำให้สามารถตัดทิ้งได้ดังนั้นสมการจะลดรูปเป็น

$$I_B^2 - i_a^2 = I_2' I_4' + \frac{I_2'}{\beta_N} (I_B + i_a) + \frac{I_4'}{\beta_P} (I_B - i_a) \quad (\text{ข.14})$$

พิจารณาที่โหนด B จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_2', I_4'$  และ  $i_w$  เป็น

$$I_2' = I_4' - i_w \quad (\text{ข.15})$$

หรือ

$$I_4' = I_2' + i_w \quad (\text{ข.16})$$

แทนสมการที่ (ข.16) ลงในสมการที่ (ข.14) จะได้

$$\begin{aligned} I_B^2 - i_a^2 &= I_2' (I_2' + i_w) + \frac{1}{\beta_N} (I_B + i_a) I_2' + \frac{1}{\beta_P} (I_B - i_a) (I_2' + i_w) \\ &= (I_2')^2 + i_w I_2' + \frac{1}{\beta_N} (I_B + i_a) I_2' + \frac{1}{\beta_P} (I_B - i_a) I_2' + \frac{1}{\beta_P} (I_B - i_a) i_w \end{aligned} \quad (\text{ข.17})$$

ทำการจัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$(I_2')^2 + \left( i_w + \frac{1}{\beta_N} (I_B + i_a) + \frac{1}{\beta_P} (I_B - i_a) \right) I_2' + \frac{1}{\beta_P} (I_B - i_a) i_w - (I_B^2 - i_a^2) = 0 \quad (\text{ข.18})$$

แก้สมการที่ (ข.18) เพื่อหาค่าของ  $I_2'$  ได้ตั้งสมการที่ (ข.19)

$$\begin{aligned} I_2' &= \frac{1}{2} \left\{ \left[ \left( i_w + \left( \frac{1}{\beta_P} + \frac{1}{\beta_N} \right) I_B - \left( \frac{1}{\beta_P} - \frac{1}{\beta_N} \right) i_a \right)^2 - \frac{4}{\beta_P} (I_B - i_a) i_w + 4(I_B^2 - i_a^2) \right]^{\frac{1}{2}} \right. \\ &\quad \left. - \left[ \left( \frac{1}{\beta_P} + \frac{1}{\beta_N} \right) I_B - \left( \frac{1}{\beta_P} - \frac{1}{\beta_N} \right) i_a \right] - i_w \right\} \end{aligned} \quad (\text{ข.19})$$

จากนั้นทำการแทนสมการที่ (ข.15) ลงในสมการที่ (ข.14) กระทำเช่นเดียวกับข้างต้น เพื่อหาค่าของ  $I_4'$  ได้ผลตั้งสมการที่ (ข.20)

$$I'_4 = \frac{1}{2} \left\{ \left[ \left( i_w - \left( \frac{1}{\beta_P} + \frac{1}{\beta_N} \right) I_B + \left( \frac{1}{\beta_P} - \frac{1}{\beta_N} \right) i_a \right)^2 + \frac{4}{\beta_N} (I_B + i_a) i_w + 4(I_B^2 - i_a^2) \right]^{\frac{1}{2}} - \left[ \left( \frac{1}{\beta_P} + \frac{1}{\beta_N} \right) I_B - \left( \frac{1}{\beta_P} - \frac{1}{\beta_N} \right) i_a + i_w \right] \right\} \quad (\text{ข.20})$$

ซึ่งถ้า  $\beta$  มีค่าสูงมากพออาจประมาณได้ว่าพจน์ที่ถูกหารอยู่ด้วยค่า  $\beta$  นี้ จะมีค่าน้อยมากจนละทิ้งได้ สมการที่ (ข.19) และ (ข.20) จึงสามารถลดรูปได้เป็นดังสมการที่ (ข.21) และ (ข.22) ตามลำดับ

$$I'_2 \cong \frac{1}{2} \left[ \left( i_w^2 + 4(I_B^2 - i_a^2) \right)^{\frac{1}{2}} - i_w \right] \quad (\text{ข.21})$$

$$I'_4 \cong \frac{1}{2} \left[ \left( i_w^2 + 4(I_B^2 - i_a^2) \right)^{\frac{1}{2}} + i_w \right] \quad (\text{ข.22})$$

ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสสัญญาณขาออก  $i_w$  กับกระแสสัญญาณขาเข้า  $i_a$  สามารถหาได้จาก การพิจารณาสมการที่ (ข.9) โดยจัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$I'_1 = I_1 - \frac{1}{\beta_N} \left( I'_2 + \frac{I_1}{\beta_N} \right) = \left( 1 - \frac{1}{\beta_N^2} \right) I_1 - \frac{I'_2}{\beta_N} \quad (\text{ข.23})$$

$$I'_3 = I_3 - \frac{1}{\beta_P} \left( I'_4 + \frac{I_3}{\beta_P} \right) = \left( 1 - \frac{1}{\beta_P^2} \right) I_3 - \frac{I'_4}{\beta_P} \quad (\text{ข.24})$$

เมื่อ  $\beta_N, \beta_P \gg 1$  จะทำให้ได้

$$I'_1 \cong I_1 - \frac{I'_2}{\beta_N} \quad (\text{ข.25})$$

$$I'_3 \cong I_3 - \frac{I'_4}{\beta_P} \quad (\text{ข.26})$$

จากนั้นพิจารณาโหนด A ในรูปที่ ข.1 อาจประมาณได้ว่า  $I'_1 = I'_3$  แทนค่าจากสมการที่ (ข.25) และ (ข.26) พร้อมทั้งค่าของ  $I_1$  และ  $I_3$  ทำให้ได้สมการแสดงความสัมพันธ์เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านนี้ เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(I_B - i_a) - \frac{I_2'}{\beta_N} = (I_B + i_a) - \frac{I_4'}{\beta_P} \quad (\text{ข.27})$$

สำหรับค่าของ  $I_2'$  และ  $I_4'$  อาจแทนด้วยสมการที่ (ข.19) และ (ข.20) เพื่อการวิเคราะห์อย่างละเอียด หรือจะใช้สมการที่ (ข.21) และ (ข.22) เป็นการวิเคราะห์โดยประมาณก็ได้ ซึ่งหาก  $\beta$  มีค่าสูงมากพอ ผลที่ได้จะมีค่าต่างกันน้อยมาก ซึ่งในที่นี้จะขอแสดงเพียงการวิเคราะห์โดยประมาณเท่านั้น โดยการแทนสมการที่ (ข.21) และ (ข.22) ลงในสมการที่ (ข.27) แล้วจัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$\frac{1}{2\beta_P} \left[ (i_w^2 + 4(I_B^2 - i_a^2))^{\frac{1}{2}} + i_w \right] - \frac{1}{2\beta_N} \left[ (i_w^2 + 4(I_B^2 - i_a^2))^{\frac{1}{2}} - i_w \right] = 2i_a \quad (\text{ข.28})$$

คูณตลอดทั้งสมการด้วยพจน์  $2\beta_N\beta_P$  แล้วจัดรูปสมการใหม่อีกครั้งจะได้

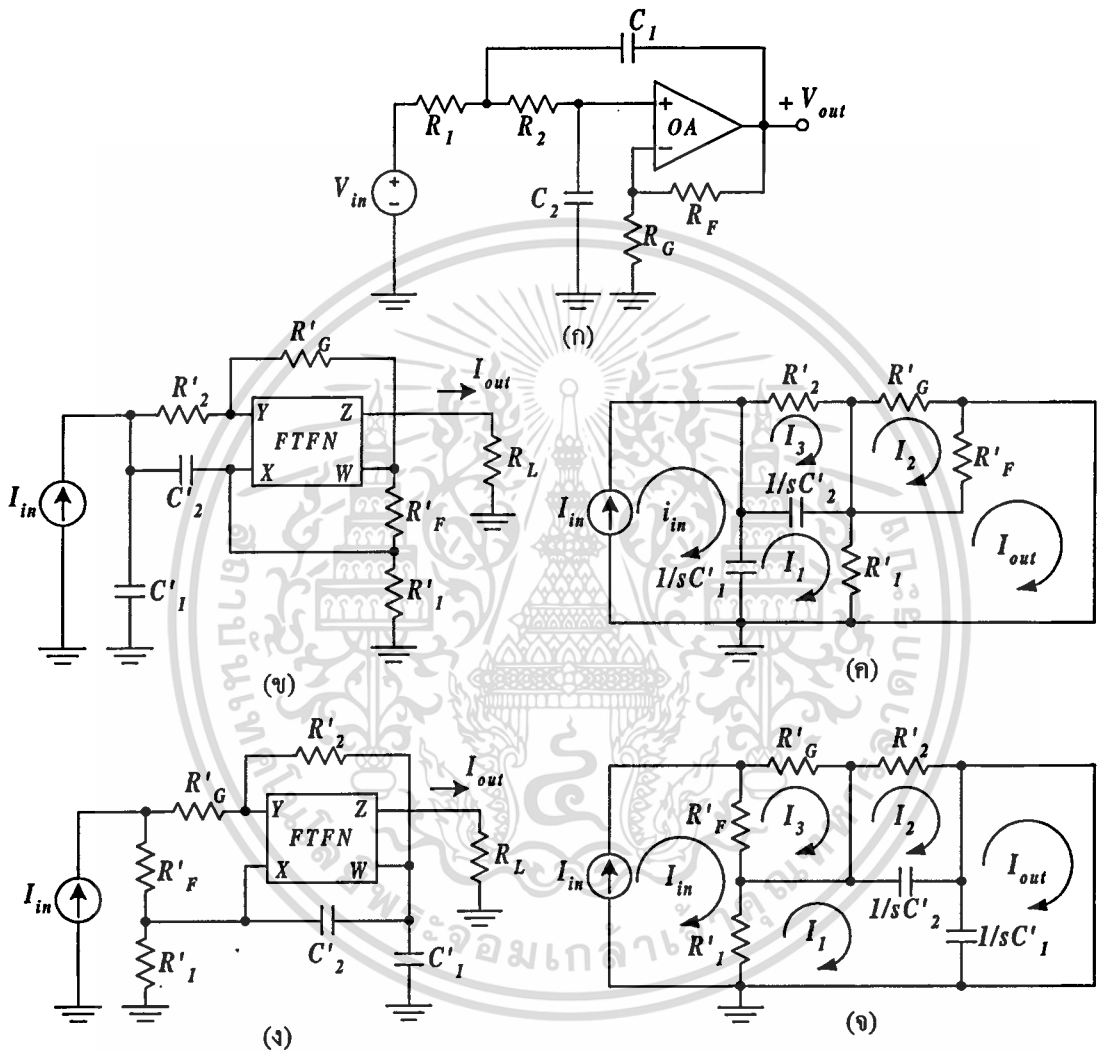
$$(\beta_N - \beta_P)(i_w^2 + 4(I_B^2 - i_a^2))^{\frac{1}{2}} + (\beta_N + \beta_P)i_w = 4\beta_N\beta_P i_a \quad (\text{ข.29})$$

ถ้า  $i_w, i_a \ll I_B$  อาจสามารถหาอนุพันธ์ของ  $i_w$  เทียบกับ  $i_a$  โดยประมาณได้เป็นดังสมการที่ (ข.30)

$$\frac{di_w}{di_a} \cong \frac{4\beta_N\beta_P}{\beta_N + \beta_P} \quad (\text{ข.30})$$

## ภาคผนวก ค.

การวิเคราะห์เพื่อหาเงื่อนไขจำเป็นในการแปลงวงจรกรองสัญญาณโหมคคักดา ให้เป็น วงจรกรองและวงจรกรองผั้กกลับโหมคกระแศ โดยวิธีการแปลงคู่แฝง RC : CR [44, 54]



- รูปที่ ค.1 (ก) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบซาเลน-คีย์ (ข) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโหมคกระแศ  
 (ค) วงจรโครงข่ายสำหรับการวิเคราะห์วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโหมคกระแศ  
 (ง) วงจรกรองผั้กกลับโหมคกระแศ  
 (จ) วงจรโครงข่ายสำหรับการวิเคราะห์วงจรกรองผั้กกลับโหมคกระแศ

จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสองแบบซาเลน-คีย์ สามารถแสดงวงจรได้ดังรูปที่ ค.1 (ก) ซึ่งจะมีฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบเป็นดังสมการที่ (ค.1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{k \left[ \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right]}{s^2 + s \left[ \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_2} \right] + \left[ \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right]} \quad (\text{ค.1})$$

$$= \frac{K}{s^2 + \frac{\omega_P}{Q_P} s + \omega_P^2} \quad (\text{ค.2})$$

โดยที่

$$K = \frac{k}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (\text{ค.3})$$

$$\omega_P = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (\text{ค.4})$$

$$Q_P = \frac{1}{\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_2}} \quad (\text{ค.5})$$

เมื่อ  $k = 1 + R_F/R_G$  และอาศัยวิธีการแปลงคู่แฝง RC:CR จะสามารถแปลงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ทำงานในโหมดคัสคาในรูปที่ ค.1 (ก) ให้กลายเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ทำงานในโหมดกระแสได้เป็นดังรูปที่ ค.1 (ข) ซึ่งสามารถวิเคราะห์คุณสมบัติได้ด้วยวิธีการวิเคราะห์ห้วงจรโครงข่ายมูลเลอร์ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2

**ขั้นที่ 1** สร้างวงจรโครงข่ายพาสซีฟดังแสดงในรูปที่ ค.1 (ค) โดยการตัดวงจรมูลเลอร์และนอเรเตอร์ทุกตัวในวงจรโครงข่ายมูลเลอร์

**ขั้นที่ 2** เขียนสมการเชิงรูปของวงจรโครงข่ายได้เป็น

$$\begin{bmatrix} 1/sC'_1 & -1/sC'_1 & 0 & 0 & 0 \\ -1/sC'_1 & R'_1 + 1/sC'_1 + 1/sC'_2 & 0 & -1/sC'_2 & R'_1 \\ 0 & 0 & R'_F + R'_G & 0 & R'_F \\ 0 & -1/sC'_2 & 0 & R'_2 + 1/sC'_2 & 0 \\ 0 & -R'_1 & R'_F & 0 & R'_1 + R'_F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{in} \\ I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ค.6})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นที่ 3 เนื่องจากลูปที่ 2 และ 3 ใช้มูลลวดเตอร์ร่วมกัน จึงสามารถรวมคอดัมน์ที่ 3 และ 4 เข้าด้วยกันได้ และจะได้  $I_2 = I_3 = I_{2,3}$

ขั้นที่ 4 เนื่องจากนอเรเตอร์อยู่ภายในลูปเดียวมิได้ถูกต่อร่วมกับลูปอื่นใดเลย จึงสามารถตัดแฉวยสุดท้ายออกได้

จากขั้นตอนที่ 3 และ 4 สมการที่ (ค.6) จะลดรูปเหลือเป็น

$$\begin{bmatrix} 1/sC'_1 & -1/sC'_1 & 0 & 0 \\ -1/sC'_1 & R'_1 + 1/sC'_1 + 1/sC'_2 & -1/sC'_2 & R'_1 \\ 0 & 0 & R'_F + R'_G & R'_F \\ 0 & -1/sC'_2 & R'_2 + 1/sC'_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{in} \\ I_1 \\ I_{2,3} \\ I_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ค.7})$$

ขั้นที่ 5 แก้สมการที่ (ค.7) แล้วจัดรูปจะได้ผลลัพธ์เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (ค.8)

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{k' \left[ \frac{1}{R'_1 R'_2 C'_1 C'_2} \right]}{s^2 + s \left[ \frac{1}{R'_1 C'_1} + \frac{1}{R'_1 C'_2} + \frac{1-k'}{R'_2 C'_2} \right] + \left[ \frac{1}{R'_1 R'_2 C'_1 C'_2} \right]} \quad (\text{ค.8})$$

ส่วนสำหรับการแปลงวงจรของความถี่ต่ำผ่านให้เป็นวงจรกรองหั่นกลับ ก็จะใช้วิธีการในทำนองเดียวกันโดยวงจรจะแสดงดังรูปที่ ค.1 (ง)

ขั้นที่ 1 สร้างวงจรโครงข่ายพาสซีฟดังแสดงในรูปที่ ค.1 (ง) โดยการลัดวงจรมูลลวดเตอร์และนอเรเตอร์ทุกตัวในวงจรโครงข่ายมูลลวดเตอร์

ขั้นที่ 2 เขียนสมการเชิงลูปของวงจรโครงข่ายได้เป็น

$$\begin{bmatrix} R'_F + R'_1 & -R'_1 & 0 & -R'_F & 0 \\ -R'_1 & R'_1 + 1/sC'_1 + 1/sC'_2 & -1/sC'_2 & 0 & 1/sC'_1 \\ 0 & -1/sC'_2 & R'_2 + 1/sC'_2 & 0 & 0 \\ -R'_F & 0 & 0 & R'_F + R'_G & 0 \\ 0 & -1/sC'_1 & 0 & 0 & 1/sC'_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{in} \\ I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ค.9})$$

ขั้นที่ 3 เนื่องจากลูปที่ 2 และ 3 ใช้มูลลวดเตอร์ร่วมกัน จึงสามารถรวมคอดัมน์ที่ 3 และ 4 เข้าด้วยกันได้ และจะได้  $I_2 = I_3 = I_{2,3}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ขั้นที่ 4** เนื่องจากนอแรเตอร์อยู่ในรูปเดียวกันได้ถูกต่อร่วมกับรูปอื่นใดเลย จึงสามารถตัด  
แฉวยสุดท้ายออกได้

จากขั้นตอนที่ 3 และ 4 สมการที่ (ค.) จะลดรูปเหลือเป็น

$$\begin{bmatrix} R'_F + R'_1 & -R'_1 & -R'_F & 0 \\ -R'_1 & R'_1 + 1/sC'_1 + 1/sC'_2 & -1/sC'_2 & 1/sC'_1 \\ 0 & -1/sC'_2 & R'_2 + 1/sC'_2 & 0 \\ -R'_F & 0 & R'_F + R'_G & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{in} \\ I_1 \\ I_{2,3} \\ I_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ค.10})$$

**ขั้นที่ 5** แก้สมการที่ (ค.10) แล้วจัดรูปจะได้ผลลัพธ์เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (ค.11)

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{1}{k' \left[ \frac{1}{R'_1 R'_2 C'_1 C'_2} \right] \left[ s^2 + s \left[ \frac{1}{R'_1 C'_1} + \frac{1}{R'_1 C'_2} + \frac{1-k'}{R'_2 C'_2} \right] + \left[ \frac{1}{R'_1 R'_2 C'_1 C'_2} \right] \right]} \quad (\text{ค.11})$$

สุดท้ายทำการเปรียบเทียบสมการที่ (ค.1), (ค.8) และ (ค.11) จะพบเงื่อนไขจำเป็นในการ  
แปลงเพื่อให้สมการที่ (ค.1) และสมการที่ (ค.8) มีฟังก์ชันเหมือนกัน ในขณะที่มีสมการที่ (ค.11)  
เป็นฟังก์ชันแบบผกผัน ก็คือ

$$R'_1 = C_1, \quad C'_1 = R_1, \quad R'_2 = C_2, \quad C'_2 = R_2 \quad \text{และ} \quad R'_F = R_G, \quad R'_G = R_F \quad (\text{ค.12})$$

หรืออาจเขียนเงื่อนไขพิเศษในการแปลงวงจรในอีกรูปแบบหนึ่งที่ให้ผลเหมือนกันได้เป็น

$$R'_1 = R_1, \quad C'_1 = C_1, \quad R'_2 = R_2, \quad C'_2 = C_2, \quad R'_F = R_G, \quad R'_G = R_F \quad \text{และ} \quad R_1 C_2 = R_2 C_1 \quad (\text{ค.13})$$

## ภาคผนวก ง.

สไปซ์โมเดลของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ภายในวิทยานิพนธ์

- ทรานซิสเตอร์อาร์เรย์เบอร์ ALA400 ของบริษัท AT&T [55]

AT&T ALA400 -- CBICR MODELS TYPICAL CASE 8/31/87 REVISION I

\* NR100N - 1X NPN TRANSISTOR

.MODEL NX1 NPN

+ RB = 524.6E + 00 IRB = 0.00E + 00 RBM = 25.0E + 00 RC = 50E + 00  
 + RE = 1.000E + 00 IS = 121.0E - 18 EG = 1.206E + 00 XTI = 2.0E + 00  
 + XTB = 1.538E + 00 BF = 137.5E + 00 IKF = 6.974E - 03 NF = 1.0E + 00  
 + VAF = 159.4E + 00 ISE = 3.600E - 15 NE = 1.713E + 00 BR = 725.8E - 03  
 + IKR = 2.198E - 03 NR = 1.000E + 00 VAR = 10.73 ISC = 0.0E + 00  
 + NC = 2.00E + 00 TF = 425.0E - 12 TR = 0.425E - 08 CJE = 0.214E - 12  
 + VJE = 0.50E + 00 MJE = 0.28E + 00 CJC = 98.30E - 15 VJC = 0.50E + 00  
 + MJC = 0.30E + 00 XCJC = 34.0E - 03 CJS = 0.913E - 12 VJS = 0.64E + 00  
 + MJS = 0.40E + 00 FC = 0.50E + 00

\*PR100N - 1X PNP TRANSISTOR

.MODEL PX1 PNP

+ RB = 327.0E + 00 IRB = 0.00E + 00 RBM = 24.55E + 00 RC = 50.0E + 00  
 + RE = 3.00E + 00 IS = 73.50E - 18 EG = 1.206E + 00 XTI = 1.70E + 00  
 + XTB = 1.866E + 00 BF = 110.0E + 00 IKF = 2.359E - 03 NF = 1.00E + 00  
 + VAF = 51.80E + 00 ISE = 25.10E - 16 NE = 1.650E + 00 BR = 474.5E - 03  
 + IKR = 6.478E - 03 NR = 1.00E + 00 VAR = 9.96E + 00 ISC = 0.00E + 00  
 + NC = 2.00E + 00 TF = 0.610E - 09 TR = 0.610E - 08 CJE = 0.180E - 02  
 + VJE = 0.50E + 00 MJE = 0.28E + 00 CJC = 0.164E - 12 VJC = 0.80E + 00  
 + MJC = 0.40E + 00 XCJC = 37.0E - 03 CJS = 1.03E - 12 VJS = 0.55E + 00  
 + MJS = 0.35E + 00 FC = 0.50E + 00

## - ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906

## .MODEL 2N3904 NPN

+ IS = 6.734E - 15 XTI = 3.00E + 00 EG = 1.11E + 00 VAF = 74.03E + 00  
 + BF = 416.4E + 00 NE = 1.259E + 00 ISE = 6.734E - 15 IKF = 66.78E - 03  
 + XTB = 1.50E + 00 BR = 737.1E - 03 NC = 2.00E + 00 ISC = 0.00E + 00  
 + IKR = 0.00E + 00 RC = 1.00E + 00 CJC = 3.638E - 12 MJC = 308.5E - 03  
 + VJC = 0.75E + 00 FC = 0.50E + 00 CJE = 4.493E - 12 MJE = 259.3E - 03  
 + VJE = 0.75E + 00 TR = 239.5E - 09 TF = 301.2E - 12 ITF = 0.40E + 00  
 + VTF = 4.00E + 00 XTF = 2.00 E + 00 RB = 10E + 00

## .MODEL 2N3906 PNP

+ IS = 1.410E - 15 XTI = 3.00E + 00 EG = 1.11E + 00 VAF = 18.70E + 00  
 + BF = 180.7E + 00 NE = 1.50E + 00 ISE = 0.00E + 00 IKF = 80.00E - 03  
 + XTB = 1.50E + 00 BR = 4.977E + 00 NC = 2.00E + 00 ISC = 0.00E + 00  
 + IKR = 0.00E + 00 RC = 2.50E + 00 CJC = 9.728E - 12 MJC = 577.6E - 03  
 + VJC = 0.75E + 00 FC = 0.50E + 00 CJE = 8.063E - 12 MJE = 367.7E - 03  
 + VJE = 0.75E + 00 TR = 33.42E - 09 TF = 179.3E - 12 ITF = 0.40E + 00  
 + VTF = 4.00E + 00 XTF = 6.00 E + 00 RB = 10E + 00

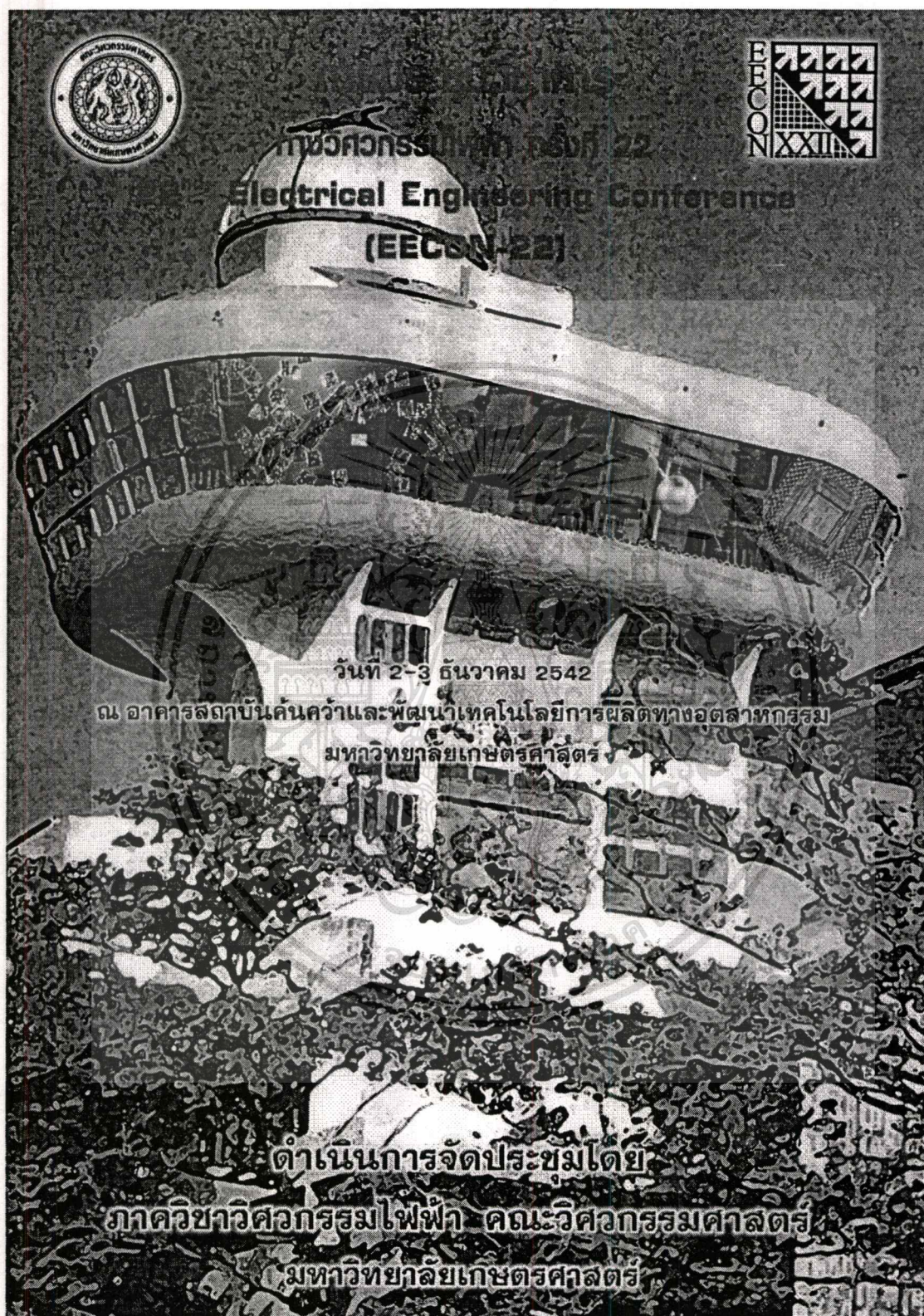
## ภาคผนวก จ.


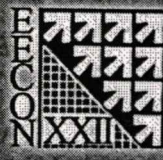
บทความวิจัยเกี่ยวข้องที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] อมร จิรเสรีอมรกุล, บุญรักษ์ จิปีภพ และ วัลลภ สุระคำพลธร. “วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบ  
ลอยตัวในเชิงวงจรรวม.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 22, 2542.  
หน้า 343-346.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 22  
**Electrical Engineering Conference**  
**(EECON-22)**

วันที่ 2-3 ธันวาคม 2542  
 ณ อาคารสถาบันค้นคว้าและพัฒนาเทคโนโลยีการผลิตทางอุตสาหกรรม  
 มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

**ดำเนินการจัดประชุมโดย**  
**ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์**  
**มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## วงจรมูลเตอร์ 4 ขั้วแบบลอยตัวในเชิงวงจรรวม

### An Integrable Four Terminal Floating Nullor

อมร จิรเสวีบรมฤๅ\* บุญรัตน์ จีปัท\* และวิมลภ สุระก่าพลธระ\*

\*ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ถนนลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทร (02) 739-1362 E-mail: amorn@kict.ac.th

\*\*ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

ถนนสุขสวัสดิ์ 48 เขตทุ่งครุ กรุงเทพฯ 10140 โทร (02) 573-1715

#### บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรมูลเตอร์ 4 ขั้วแบบลอยตัวในรูปแบบวงจรรวมโมโนลิธิก (monolithic integrated circuit) ซึ่งวงจรมูลเตอร์มีลักษณะเชิงขั้วเพื่อให้เหมาะแก่การนำไปสร้างด้วยเทคโนโลยีไบโพลาร์ ผลการทำงานของวงจรมูลเตอร์ได้เปรียบเทียบกับผลทางทฤษฎีกับการเขียนแบบการทำงานของวงจรมูลเตอร์ด้วยโปรแกรมสไปซ์ และรวมไปถึงผลการนำวงจรมูลเตอร์ไปประยุกต์ใช้เป็นตัวกรองอินเวอร์สที่อินเวอร์ส (inverse filter) อีกด้วย

#### Abstract

A circuit technique for realising a four terminal floating nullor (FTFN) in monolithic integrated circuit form is described. The circuit is simplified and suitable for fabricating in bipolar technology. The characteristic of the circuit is confirmed by SPICE simulation results. The performance of the FTFN-based inverse filter is also included.

#### 1. บทนำ

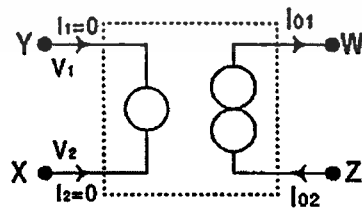
ในปัจจุบัน ความสนใจต่อการออกแบบวงจรมูลเตอร์แบบลอยตัวด้วยวงจรมูลเตอร์ 4 ขั้วแบบลอยตัว (Four Terminal Floating Nullors : FTFN) หรือบางครั้งเรียกว่า วงจรขยายสัญญาณเชิงปฏิบัติการแบบลอยตัว (Operational Floating Amplifiers : OFA) กำลังได้รับความนิยมในการนำไปออกแบบเป็นวงจรมูลเตอร์แบบลอยตัว เช่น การนำไปประยุกต์ใช้เป็นตัวกรอง, วงจรออสซิลเลเตอร์ และวงจรเขียนสภาพค้ำหนักรวมแบบลอยตัว (simulated floating impedances) [1-4] ทั้งนี้เนื่องจากวงจรมูลเตอร์ FTFN สามารถออกแบบได้ไม่ยาก โดยทำการแปลงอย่างเป็นขั้นตอนจากวงจรมูลเตอร์ active RC ที่มีอยู่แล้ว ด้วยการแทนอุปกรณ์แอคทีฟด้วยวงจรมูลเตอร์ (nullor) อันประกอบด้วย มูลเตอร์ (nullator) และนอร์เตอร์ (norator) อีกทั้งโครงสร้างวงจรมูลเตอร์ FTFN นี้ยังให้ข้อดีต่างๆ เพิ่มขึ้นอีกมากมาย โดยเฉพาะเมื่อเทียบกับโครงสร้างที่ใช้โอปแอมป์ทั่วไป

เช่น ใช้อุปกรณ์ประเภทพาสซีฟ (passive device) น้อย และยังไม่จำเป็นต้องคำนึงถึงความเข้ากันทางอินพุตและเอาท์พุตกับอุปกรณ์พาสซีฟเหล่านั้น และยังช่วยให้คุณสมบัติทางความถี่สูงของระบบดีขึ้นอีกด้วย สำหรับวิธีการออกแบบตัวอุปกรณ์ FTFN นั้น ได้มีการนำเสนอเอาไว้หลายบทความด้วยกัน [4-8] แต่อย่างไรก็ตาม จะเห็นได้ว่าโครงสร้างมักใช้โอปแอมป์เป็นวงจรมูลเตอร์ในการออกแบบ ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีว่า โครงสร้างที่ใช้โอปแอมป์นั้น มีข้อจำกัดในงานความถี่สูง และยังไม่เหมาะที่จะใช้ออกแบบวงจรมูลเตอร์เชิงพาสซีฟ เนื่องจาก โอปแอมป์แต่ละตัวก็ต้องการพื้นที่บนชิปมากอยู่แล้ว จุดหลักของบทความนี้จึงอยู่ที่การนำเสนอวงจรมูลเตอร์ FTFN ที่มีโครงสร้างเรียบง่าย โดยใช้หลักการพื้นฐานจากวงจรมูลเตอร์แบบลอยตัวและใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ต่อแบบคลาส AB ดังบทความอ้างอิงที่ 9 เพื่อให้วงจรมูลเตอร์ขนาดเล็ก เหมาะในการนำไปสร้างเป็นวงจรมูลเตอร์เชิงขั้วด้วยเทคโนโลยีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

#### 2. หลักการและวงจร

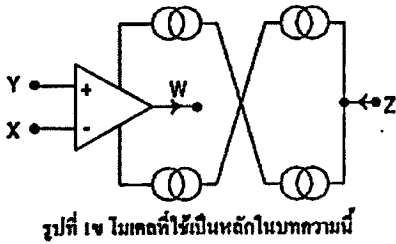
รูปที่ 1ก แสดงแบบจำลองมูลเตอร์ของ FTFN ซึ่งเป็นวงจรมูลเตอร์แบบลอยตัวในอุดมคติ ความสัมพันธ์ระหว่างพอร์ตต่างๆ ของ FTFN มีดังนี้

$$\begin{aligned} V_1 &= V_2 \\ I_1 &= I_2 = 0 \\ I_{o2} &= -I_{o1} \end{aligned}$$



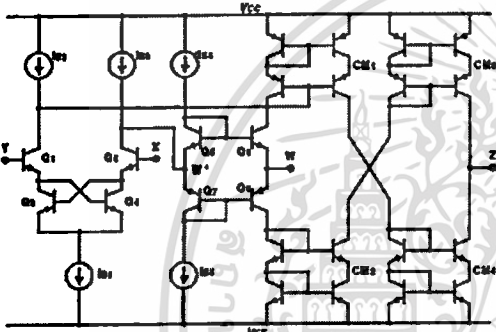
รูปที่ 1ก โมเดลแบบมูลเตอร์ของวงจรมูลเตอร์ FTFN

วงจรมอดูเลเตอร์ 4 ขั้วแบบลอยตัวในเชิงวงจรรวม



รูปที่ 1 ขโมเดลที่ใช้เป็นหลักในบทความนี้

โดยทั่วไปแล้ว ค่าคำนวณขาออกที่พอร์ต Z และ W จะมีค่าเป็นอย่างไรก็ได้ แต่ในที่นี้จะใช้หลักการออกแบบตามรูปที่ 1 ข ซึ่งกำหนดให้พอร์ต Z มีค่าด้านทานสูงมากเพราะเป็นทางออกของพอร์ตกระแส ในขณะที่พอร์ต W มีค่าต่ำๆ เนื่องจากเป็นทางออกของพอร์ตแรงดันหรือใช้เป็นพอร์ตทางเข้าของกระแส



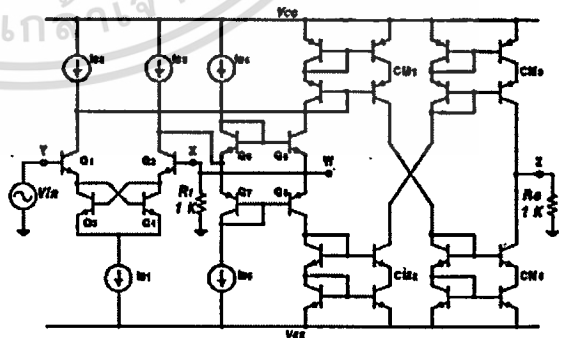
รูปที่ 2 รูปร่างของ FTFN ที่นำเสนอ

สำหรับรายละเอียดของวงจรแสดงในรูปที่ 2 โดยรูปแบบพื้นฐานของวงจร จะประกอบขึ้นด้วยวงจรรวมความนำ (transconductance amplifier), วงจรตามกระแสคลาส AB (class AB current follower) และ วงจรสะท้อนกระแสแบบแคสเคด (cascode) ทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2$  และ แหล่งจ่ายกระแส  $I_{1,2}$  ประกอบกันเป็นวงจรรวมความนำ ซึ่งอยู่ในรูป differential quartet เพื่อที่จะบังคับให้แรงดันที่พอร์ต X เท่ากับพอร์ต Y หรือ  $V_x = V_y$  [10] ส่วนทรานซิสเตอร์  $Q_3, Q_4$  ประกอบกันเป็นคู่อิมพลานแตนซ์ (dual translinear loop) โดยมีแหล่งจ่ายกระแส  $I_{3,4}$  และ  $I_{5,6}$  เป็นส่วนกระแสไบอัส และกำหนดให้  $I_{3,4} = I_{5,6}$  [11] สภาพค่านานาขเข้า  $R_{in}$  ที่พอร์ต W จะมีค่าประมาณ  $V_T/2I_{3,4}$  [12] ซึ่งมีค่าน้อยตามที่ต้องการ ทั้งนี้โดยเงื่อนไข  $I_{3,4} < 2I_{3,4}$  และ  $V_T$  คือค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิ (thermal voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 26 มิลลิโวลต์ ที่อุณหภูมิ 27 องศาเซลเซียส ส่วนความค่านานาขทางพอร์ต W นั้นก็จะมีค่าประมาณได้เท่ากับ  $(V_T I_{3,4} + r_{cs}) / (V_T I_{5,6} + r_{cs})$  เมื่อ  $r_{cs}$  และ  $r_{cs}$  เป็นค่าความค่านานาขแหล่งจ่ายกระแส  $I_{3,4}$  และ  $I_{5,6}$  ตามลำดับ ซึ่งเห็นได้ว่ามีค่าสูงมาก เป็นผลให้กระแสสัญญาณขนาดเล็ก (small signal current) จากวงจรรวมความนำที่ไหลเข้าพอร์ต W นั้นจะเป็นศูนย์ แต่ถึงแม้ว่ากระแสสัญญาณจะ

ไหลเข้าได้มากขึ้นเมื่อต่อโหลดเข้าที่พอร์ต W ก็ตาม กระแสส่วนนี้ก็จะถูกขมวดด้วยกระแสสัญญาณขนาดเล็กที่อินพุตของ  $CM_1$  ดังนั้น กระแสสัญญาณขนาดเล็กจากวงจรรวมความนำจะไม่เกิดผลกระทบต่อกระแส  $I_{3,4}$  และ  $I_{5,6}$  ของวงจรรวม FTFN นี้เลย และเพื่อให้ได้ผลคูณตามทฤษฎี เราจึงเป็นต้องกำหนดให้คู่ทรานซิสเตอร์  $Q_3, Q_4$  และ  $Q_5, Q_6$  มีความเหมือนกันมากที่สุด โดยในส่วนทรานซิสเตอร์คู่นี้จะทำหน้าที่เป็นวงจรตามกระแส เพื่อให้กระแสอินพุต  $I_{in}$  สามารถจ่ายและรับกระแส (source and sink) ได้ที่พอร์ต W และถ้าหากวงจรรวมที่กระแสแบบแคสเคด (cascode) ทั้งหมดมีเกน (gain) เป็น 1 อย่างถูกต้องแล้ว จะทำให้  $CM_1, CM_2$  สะท้อนกระแส และกลับเฟสกระแส  $I_{in}$  ที่พอร์ต W ไปเป็นกระแส  $I_{out}$  ที่พอร์ต Z หรือ  $I_{out} = -I_{in}$  นั่นเอง ส่วนค่าค่านานาขขาออกของพอร์ต Z ก็จะเป็นผลจากการขนานกันค่านานาขขาออกของวงจรรวมที่กระแสแบบแคสเคด  $CM_1$  และ  $CM_2$  จึงมีค่าสูงมากอยู่แล้ว

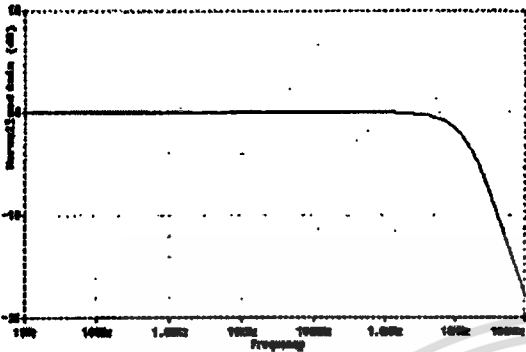
3. ผลการจำลองการทำงาน

คุณสมบัติต่างๆ ของวงจรมอดูเลเตอร์ 4 ขั้วได้นำมาเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้ความค่านานาขขนาด 1 กิโลโอห์ม เป็นโหลดต่อที่พอร์ต W และ Z สำหรับทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทุกตัวใช้เบอร์ Q2N3904 และทรานซิสเตอร์ชนิด PNP เบอร์ Q2N3906 กระแสไบอัสที่คั้งไว้ให้  $I_{1,2} = 500\mu A$ ,  $I_{3,4} = I_{5,6} = I_{7,8} = 250\mu A$ ,  $V_{CC} = +15V$  และ  $V_{EE} = -15V$  ได้ผลการจำลองค่าแรงดันคิซีออฟเซต (DC offset voltage) ระหว่างพอร์ต X กับพอร์ต Y เป็น 1 มิลลิโวลต์ ค่ากระแสออกที่พอร์ต Z เท่ากับ 4 ไมโครแอมป์ และค่ากำลังงานสูงสุดที่พอร์ต Z เป็น 63 มิลลิวัตต์ สำหรับความถี่ปฏิบัติการสูงสุดของ วงจร (-3 dB cut-off frequency) เมื่อต่อวงจรให้ทำงานเป็นวงจรรวมความนำ หรือ มอดูเลเตอร์แบบ 3 ขั้วดังรูปที่ 3 โดยต่อพอร์ต X เข้ากับพอร์ต W จะมีค่าประมาณ 10 เมกเฮิรตซ์ ดังแสดงในรูปที่ 4 และได้ผลการตอบสนองของไฟตรง  $I_{OUT}$  เทียบกับ  $V_{in}$  ดังรูปที่ 5 ซึ่งเมื่อเราใช้งานเป็นวงจรรวมความนำนี้ ผลการเขียนแบบจะได้คุณสมบัติต่างๆ เหมือนในบทความอ้างอิงที่ 9

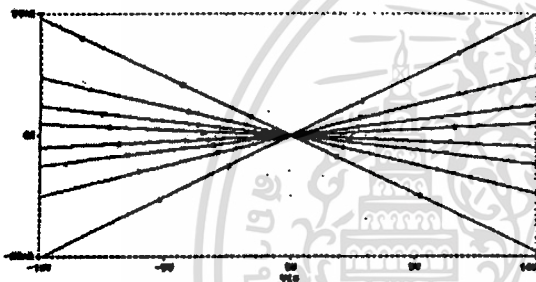


รูปที่ 3 วงจรแปลงสัญญาณแรงดันเป็นกระแส

วงจรแบบเลขที่ 4 ขั้วแบบลดยัตวในเชิงวงจรรวม



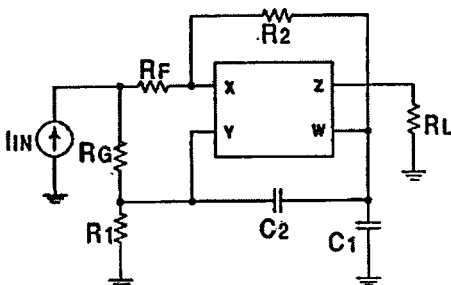
รูปที่ 4 ผลตอบสนองของความถี่ของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส



- $I_m(I_p)$      $\perp I_m(I_p)$     เมื่อ  $R=500\Omega$
- ◇  $I_m(I_p)$      $\gamma I_m(I_p)$     เมื่อ  $R=1k\Omega$
- ▽  $I_m(I_p)$      $\times I_m(I_p)$     เมื่อ  $R=2k\Omega$
- △  $I_m(I_p)$      $\circ I_m(I_p)$     เมื่อ  $R=5k\Omega$

รูปที่ 5 กราฟที่ดูลักษณะค่าของโหนดทางไฟตรงของวงจรเมื่อ  $R_o=R_p=R$

จากบทความอ้างอิงที่ 13 ได้กล่าวไว้ว่า ความไม่สมบูรณ์ในการออกแบบสร้างวงจร FTFN จะนำมาซึ่งความผิดพลาดเมื่อนำมาใช้เป็นวงจรอินเวอร์ตฟีดแบ็ค ดังนั้นในบทความนี้จึงได้ร่างวงจรอินเวอร์ตฟีดแบ็คในโหมดกระแส เพื่อเป็นตัวอย่างในการประยุกต์ใช้งานและแสดงถึงความถูกต้องของวงจร FTFN



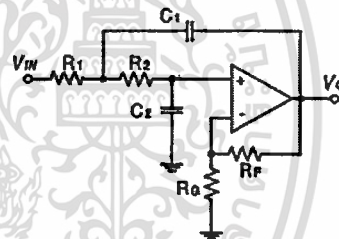
รูปที่ 6 โครงสร้างวงจรอินเวอร์ตฟีดแบ็ค ที่แปลงจากวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบขานแอนคัลติว

ตามรูปที่ 6 ได้แสดงการใช้ FTFN สร้างเป็นวงจรอินเวอร์ตฟีดแบ็คในโหมดกระแส และมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

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

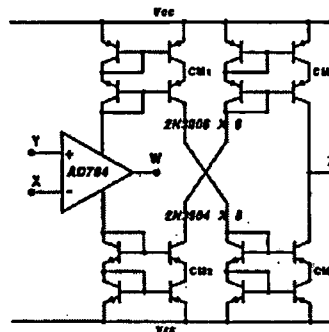
เมื่อ  $k = 1 + R_p/R_o$  ซึ่งได้จากการใช้วิธีการแปลงโครงสร้างมาจากวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับสองแบบขานแอนคัลติวในโหมดแรงดัน (Sallen and Key voltage-mode 2<sup>nd</sup> order low-pass filter) [14] ดังวงจรรูปที่ 7 และมี ฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

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



รูปที่ 7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสองแบบขานแอนคัลติว

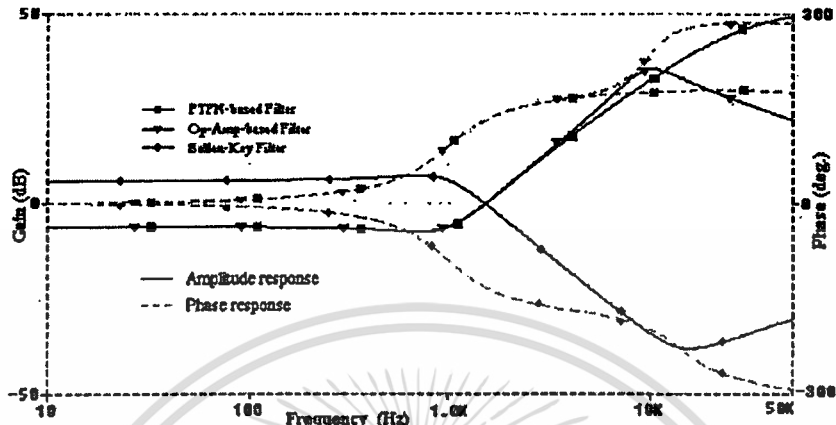
เมื่อ  $k = 1 + R_p/R_o$  เช่นกัน ในที่นี้เลือกใช้ออปแอมป์เบอร์ AD704 ของบริษัท Analog Device และกำหนดโพลของวงจรอยู่ที่ความถี่  $f_p = 1 \text{ kHz}$ ,  $R_1 = R_2 = 1.6 \text{ k}\Omega$ ,  $R_p = R_o = 1k\Omega$ ,  $C_1 = C_2 = 0.1\mu\text{F}$  รูปที่ 9 แสดงการเปรียบเทียบการตอบสนองความถี่ ของวงจรอินเวอร์ตฟีดแบ็ค ระหว่างวงจรที่ใช้ FTFN ตามในบทความนี้ กับ FTFN ในแบบที่สร้างขึ้นจากออปแอมป์โดยใช้หลักการตรวจเช็คกระแสแหล่งจ่าย (supply-current sensing) [3] ดังแสดงวงจรในรูปที่ 8



รูปที่ 8 วงจร FTFN ที่สร้างขึ้นจากออปแอมป์

## EL046

## วงจรมูลเลข 4 ขั้วแบบลอยตัวในเชิงวงจรรวม



รูปที่ 9 ผลการตอบสนองของความถี่ของวงจรรวม

กราฟที่แสดงนี้ นอกจากจะเป็นการหาค่าอัตราขยายกระแส  $I_o / I_{in}$  สำหรับแสดงผลเปรียบเทียบกับวงจรที่ใช้ FTFN ที่ออกแบบขึ้นมาใหม่กับวงจรที่ใช้ FTFN ที่สร้างขึ้นมาจากออปแอมป์เป็นต้น ยังได้แสดงค่าอัตราขยายแรงดัน  $V_o / V_{in}$  ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบขานอนแอนตีย์เปรียบเทียบกับให้เห็นอีกด้วย และด้วยคุณสมบัติที่สามารถตอบสนองความถี่ได้กว้างกว่า ทำให้การตอบสนองความถี่ของวงจรที่ใช้ FTFN นี้ปฏิบัติงานได้ดีกว่าวงจรที่ใช้ออปแอมป์อย่างแน่นอน

## 4. บทสรุป

ในบทความนี้ได้เสนอวงจร FTFN ในแบบที่เรียบง่าย ซึ่งเหมาะสมนำไปสร้างเป็นวงจรรวมแบบโมโนลิทิกต่อไป หลักการออกแบบวงจรจะเป็นการพัฒนา จากวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสโคโอสไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ต่อแบบคลาส AB ซึ่งภาคหวังเป็นอย่างยิ่งว่า วงจรที่นำเสนอจะเป็นประโยชน์ในการใช้งานและออกแบบวงจรรวมระบบใหม่ครบถ้วนต่อไป

## เอกสารอ้างอิง.

- [1] M. Higashimura, "Realisation of current-mode transfer function using four-terminal floating nullor", *Electron. Lett.*, 1991, vol. 27, pp.170-171
- [2] S.-I. Liu and J.-L. Lee, "Insensitive current/voltage-mode filters using FTFNs", *Electron. Lett.*, 1996, vol. 32, pp.1079-1080
- [3] R. Senani, "On equivalent forms of single op-amp sinusoidal RC oscillators", *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fund. Theory Appl.*, 1994, vol. CAS-41, pp.617-624
- [4] R. Senani and J. Malhotra, "Minimal realisations of a class of operational-mirrored-amplifier-based floating impedances",

*Electron. Lett.*, 1994, vol. 30, pp.1113-1114

- [5] A. Payne and C. Tounmazou, "Operational floating conveyor", *Electron. Lett.*, 1991, vol. 27, pp.651-652
- [6] J.H. Huijsing, "Operational floating amplifier", *IEE Proc. G, Circuits Devices Syst.*, 1990, vol. 137, pp.131-136
- [7] G. Normand, "Floating impedance realisation using a dual operational mirrored amplifier", *Electron. Lett.*, 1986, vol. 22, pp.521-522
- [8] R. Senani, "A novel application of four-terminal floating nullors", *Proc. IEEE*, 1987, vol. 75, pp.1544-1546
- [9] M. K. N. Rao and J. W. Haslett, "Class AB bipolar voltage-current converter", *Electron. Lett.*, 1978, vol. 17, pp.762-764
- [10] P. Pookkaiyudom and T. Kuhantorn, "High performance differential quartets", *Proc. IEEE*, 1977, vol. 65, pp. 1721-1723
- [11] A. Fabre, "Dual translinear voltage/current converter", *Electron. Lett.*, 1983, vol. 19, pp.521-522
- [12] A. Fabre, O. Saaid, F. Wicst and C. Boucheron, "High frequency application based on a new current controlled conveyor", *IEEE Trans. Circuit & Sys.*, 1982, CAS-29, 5, pp.333-336
- [13] A. Leuciuc, "Using nullor for realisation of inverse transfer functions and characteristics", *Electron. Lett.*, 1997, vol. 33, pp. 949-951
- [14] G. Daryanani, "Principles of active network synthesis and design", (Wiley, 1976), pp.260-281

## ประวัติผู้เขียน

นายอมร จิรเสรีอมรกุล เกิดเมื่อวันที่ 6 ตุลาคม พ.ศ. 2520 จังหวัดภูเก็ต สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2540 และในปีการศึกษา 2541 ได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประสบการณ์การทำงาน เข้าเป็นลูกจ้างชั่วคราวของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในตำแหน่งผู้ช่วยนักวิจัยประจำห้องปฏิบัติการ Mixed Signal Processing ภายใต้โครงการสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ ตั้งแต่เดือนมีนาคม พ.ศ. 2542 จนถึงปัจจุบัน

