

การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอันดับ  $n$   
โดยใช้เทคนิคกราฟการไหลสัญญาณ

REALIZATION OF  $n^{\text{th}}$ -ORDER VOLTAGE TRANSFER FUNCTIONS  
BASED ON SIGNAL FLOW GRAPH TECHNIQUE

อุษณา อ่อนจันทร์  
OOSANA ONJAN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2560

KMITL-2017-EN-M-080-018

การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอันดับ  $n$   
โดยใช้เทคนิคกราฟการไหลสัญญาณ

REALIZATION OF  $n^{\text{th}}$ -ORDER VOLTAGE TRANSFER FUNCTIONS  
BASED ON SIGNAL FLOW GRAPH TECHNIQUE



T148255

อุษณา อ่อนจันทร์  
OOSANA ONJAN

สงวน  
เลขทะเบียน 148255  
ปี เดือน ปี 18 6 2560

b. 12867937  
i.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2560

KMITL-2017-EN-M-080-018

REALIZATION OF  $n^{\text{th}}$ -ORDER VOLTAGE TRANSFER FUNCTIONS  
BASED ON SIGNAL FLOW GRAPH TECHNIQUE

OOSANA ONJAN

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2017

KMITL-2017-EN-M-080-018

COPYRIGHT 2017

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

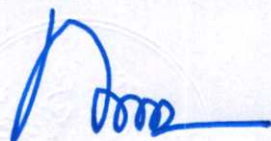
หัวข้อวิทยานิพนธ์ การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอันดับ  $n$  โดยใช้เทคนิคกราฟการไหลสัญญาณ  
Thesis Title Realization of  $n^{\text{th}}$ -Order Voltage Transfer Functions Based on Signal Flow Graph Technique  
นักศึกษา นางสาวอุษณา อ่อนจันทร์  
รหัสประจำตัว 56601209  
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชา วิศวกรรมระบบควบคุม  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์  
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2017-EN-M-080-018

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.ธีระศิลป์	ทุมวิภาต	
ศ.ดร.วันชัย	ริ้วรุจา	
ดร.สิริชัย	ธรรมารักษ์วัฒนะ	
ผศ.ดร.วรรณดี	เพชรณีนีล้ำค่า	
รศ.ดร.วรพงศ์	ตั้งศรีรัตน์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันศุกร์ที่ 24 มีนาคม พ.ศ. 2560 เวลา 13.00-15.00 น.  
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 3

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 24 มีนาคม พ.ศ. 2560

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอันดับ $n$ โดยใช้เทคนิคกราฟการไหลสัญญาณ
นักศึกษา	นางสาวอุษณา อ่อนจันทร์
รหัสประจำตัว	56601209
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2560
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอขั้นตอนการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอันดับ  $n$  ด้วยเทคนิคกราฟการไหลสัญญาณ (signal flow graph) โดยใช้วงจร VDBA (voltage differencing buffered amplifier) กับตัวเก็บประจุ ปรุคจากตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก ซึ่งแบ่งการนำเสนอออกเป็นสองส่วนดังนี้ ส่วนแรกนำเสนอขั้นตอนการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลล้นอันดับ  $n$  โดยใช้วงจร VDBA จำนวน  $n$  ตัว ต่อกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวน  $n$  ตัว และส่วนที่สองนำเสนอขั้นตอนการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันทั่วไปอันดับ  $n$  โดยใช้วงจร VDBA จำนวน  $n$  ตัว กับตัวเก็บประจุจำนวน  $n$  ตัว วงจรที่นำเสนอสามารถปรับคุณสมบัติได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์จากภายนอก มีค่าความไวต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟที่ต่ำและเหมาะสมกับรูปแบบการต่อคาคเคดในโหมดแรงดัน คุณสมบัติการทำงานของวงจรที่นำเสนอในทางทฤษฎีถูกแสดงและยืนยันด้วยผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการทดลองการต่อวงจรจริงทดสอบบนแผ่นวงจรพิมพ์โดยใช้ไอซีเบอร์ CA3080 และ LF356

Thesis Title	Realization of $n^{\text{th}}$ -Order Voltage Transfer Functions Based on Signal Flow Graph Technique
Student	Miss Oosana Onjan
Student ID.	56601209
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2017
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Worapong Tangsirat

### ABSTRACT

This thesis proposes a signal-flow-graph synthesis procedure of realizing  $n^{\text{th}}$ -order voltage transfer functions using only VDBAs (voltage differencing buffered amplifiers) and capacitors without employing any passive resistors. For the realization of an  $n^{\text{th}}$ -order voltage transfer function, the realized circuit requires  $n$  VDBAs as active components, and  $n$  capacitors as passive components. Based on the proposed procedure, all the realized resistorless circuits are electronically adjustable, and cascadable for voltage-mode operation, as well as low active and passive sensitivity performances. The properties of the proposed circuits are theoretically investigated in detail. Furthermore, to confirm the theory, the circuit simulation using PSPICE program and the experimental test using commercially available IC components CA3080 and LF356 are also included.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จสมบูรณ์ได้ด้วยความช่วยเหลือจากอาจารย์และบุคคลหลายท่านดังนี้

รองศาสตราจารย์ ดร. วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาและชี้แนะแนวทางขั้นตอนการทำวิจัยตั้งแต่เริ่มต้นตลอดจนการเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นอกจากนี้ยังปลูกฝังแนวทางการใช้ชีวิต ความรับผิดชอบต่อสังคมและเห็นแก่ส่วนรวมเสมอ ซึ่งมี ความหมายกับผู้เขียนอย่างยิ่ง จึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้

ขอกราบขอบพระคุณรองศาสตราจารย์ ดร. ธีรศิลป์ ทุมวิภาต และรองศาสตราจารย์ สุมาลี อุทวนณิษฐ์ ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องมือวัดและอิเล็กทรอนิกส์ (IEE) คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ซึ่งให้การสนับสนุนและให้ความช่วยเหลือผู้เขียนเสมอมา

ขอกราบขอบพระคุณศาสตราจารย์ ดร. วันชัย ธีรรุจา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. วรณดี เพชรมณีล้ำค่า และผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ทศยา ปุคคละนนท์ ภาควิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ซึ่งให้คำแนะนำ ให้ความรู้ทั้งในตำราและนอกตำราเรียน ซึ่งมีค่ากับผู้เขียนเป็นอย่างมาก

ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ให้การสนับสนุนค่าลงทะเบียนในการเข้าร่วมงานประชุมวิชาการ เพื่อนำเสนอผลงานวิจัย

ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการวิจัยประมวลผลสัญญาณรวม (Mixed Signal Processing Laboratory, MSP Lab) ซึ่งให้การสนับสนุนพื้นที่การทำงานวิจัย เครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในการทดลอง เพื่อแสดงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณ พี่ๆ เพื่อนๆ และน้องๆ ณ ห้องปฏิบัติการวิจัย MSP Lab สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ซึ่งเป็นกำลังใจและชี้แนะแนวทางและการแก้ปัญหาต่างๆ กับผู้เขียนตลอดระยะเวลาของการศึกษา

ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวที่อบอุ่นของผู้เขียนทุกๆ ท่าน ที่เป็นกำลังใจให้การสนับสนุนและให้ความช่วยเหลือผู้เขียนในทุกๆ ด้านเสมอมา ซึ่งมีค่ากับผู้เขียนอย่างยิ่ง

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณบุคคลที่มีได้เอ่ยนามมา ณ ที่นี้ ซึ่งให้การสนับสนุนผู้เขียน และเป็นกำลังใจให้กับผู้เขียนเสมอมา

คุณประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

อุษณา อ่อนจันทร์

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	II
กิตติกรรมประกาศ .....	III
สารบัญ .....	IV
สารบัญตาราง .....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา .....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา .....	3
1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์.....	3
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	4
1.5 เอกสารอ้างอิงบทที่ 1 .....	6
บทที่ 2 วงจร VDBA .....	11
2.1 กล่าวนำ.....	11
2.2 การทำงานพื้นฐานของวงจร VDBA.....	12
2.2.1 คุณสมบัติวงจร VDBA ในทางอุดมคติ.....	12
2.2.2 คุณสมบัติวงจร VDBA ในทางปฏิบัติ.....	13
2.3 วงจร VDBA แบบใช้วงจรรวม.....	14
2.4 วงจร VDBA แบบใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ .....	16
2.4.1 วงจร VDBA แบบใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน.....	16
2.4.2 วงจร VDBA แบบใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ปรับค่าได้ด้วยกระแส .....	17
2.5 วงจร VDBA แบบใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ .....	20
2.5.1 วงจรขยายค่าความนำ.....	21
2.5.2 วงจรตามแรงดัน .....	23
2.5.3 สมรรถนะทางความถี่.....	25
2.5.4 ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดัน .....	25
2.5.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร .....	26

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.6 วงจร VDBA แบบใช้เทคโนโลยีไบซีมอส.....	29
2.6.1 วงจรขยายค่าความนำ.....	30
2.6.2 วงจรตามแรงดัน.....	32
2.6.3 สมรรถนะทางความถี่.....	33
2.6.4 ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดัน.....	33
2.6.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร.....	34
2.7 ผลการทดลองต่อวงจรจริง.....	38
2.8 สรุป.....	42
2.9 เอกสารอ้างอิงบทที่ 2.....	43
บทที่ 3 กราฟการไหลสัญญาณ.....	45
3.1 กล่าวนำ.....	45
3.2 กราฟการไหลสัญญาณ.....	45
3.3 ฟังก์ชันถ่ายโอนจากกราฟการไหลสัญญาณ.....	46
3.3.1 พีชคณิตของกราฟการไหลสัญญาณ.....	46
3.3.2 สูตรอัตราขยายของเมสัน.....	49
3.4 การสังเคราะห์กราฟการไหลสัญญาณโดยใช้วงจร VDBA.....	56
3.5 สรุป.....	63
3.6 เอกสารอ้างอิงบทที่ 3.....	64
บทที่ 4 การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลล้นอันดับ $n$ โดยใช้กราฟการไหลสัญญาณ.....	65
4.1 กล่าวนำ.....	65
4.2 การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลล้นอันดับ $n$ .....	66
4.3 ตัวอย่างการออกแบบวงจร.....	68
4.4 สมรรถนะของวงจรกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....	70
4.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร.....	71

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.6 ผลการทดลองต่อวงจรจริง.....	73
4.7 สรุป.....	75
4.8 เอกสารอ้างอิงบทที่ 4.....	76
บทที่ 5 การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบทั่วไปอันดับ $n$ ด้วยกราฟการไหลสัญญาณ.....	77
5.1 กล่าวนำ.....	77
5.2 การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันทั่วไปอันดับ $n$ .....	78
5.3 ตัวอย่างการออกแบบและวงจรกรองสัญญาณ.....	80
5.3.1 การสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่โหมดแรงดันอันดับหนึ่ง.....	80
5.3.2 การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอันดับสองมาตรฐาน.....	82
5.3.3 การสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่โหมดแรงดันอันดับสาม.....	87
5.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร.....	89
5.4.1 ผลการจำลองวงจรกรองผ่านทุกความถี่โหมดแรงดันอันดับหนึ่ง.....	89
5.4.2 ผลการจำลองวงจรกรองสัญญาณอันดับสองมาตรฐาน.....	91
5.4.3 ผลการจำลองวงจรกรองผ่านทุกความถี่โหมดแรงดันอันดับสาม.....	94
5.5 ผลการต่อวงจรทดลองจริง.....	95
5.5.1 ผลการทดลองวงจรกรองผ่านทุกความถี่โหมดแรงดันอันดับหนึ่ง.....	95
5.5.2 ผลการทดลองวงจรกรองสัญญาณอันดับสองมาตรฐาน.....	96
5.5.3 ผลการทดลองวงจรกรองผ่านทุกความถี่โหมดแรงดันอันดับสาม.....	100
5.6 สรุป.....	101
5.7 เอกสารอ้างอิงบทที่ 5.....	102
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ.....	104
6.1 บทสรุป.....	104
6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ.....	106
6.3 เอกสารอ้างอิงบทที่ 6.....	107

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก.....	108
ภาคผนวก ก การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตและเอาต์พุตของวงจร VDBA โครงสร้างเทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	109
ภาคผนวก ข การวิเคราะห์หาฟังก์ชันอัตราขยายค่าความนำ และฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจร VDBA.....	117
ภาคผนวก ค การวิเคราะห์หาค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันของ วงจร VDBA โครงสร้างเทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	127
ภาคผนวก ง การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตและเอาต์พุตของวงจร VDBA โครงสร้างเทคโนโลยีไบซีมอส.....	129
ภาคผนวก จ การวิเคราะห์หาสมรรถนะทางความถี่ของวงจร VDBA โครงสร้างเทคโนโลยีไบซีมอส.....	135
ภาคผนวก ฉ การวิเคราะห์หาค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดัน ของวงจร VDBA โครงสร้างเทคโนโลยีไบซีมอส.....	140
ภาคผนวก ช การวิเคราะห์ห้วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสาม.....	143
ภาคผนวก ซ การวิเคราะห์ห้วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสาม กรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA.....	154
ภาคผนวก ฌ การวิเคราะห์ห้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง.....	162
ภาคผนวก ฎ การวิเคราะห์ห้วงจรกรองสัญญาณทั่วไปอันดับสอง.....	167
ภาคผนวก ฏ การวิเคราะห์ห้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม.....	180
ภาคผนวก ฐ บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	195
ประวัติผู้เขียน.....	225

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 การใช้อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟในการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณอันดับ $n$ .....	2
4.1 ค่าความไวของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำโหมดแรงดันแบบบัตเตอร์เวิร์ดอันดับสาม .....	70
4.2 ค่าความไวของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำในรูปที่ 4.4(ข) .....	71
5.1 ค่าความไวของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสามในรูปที่ 5.6(ข) .....	89

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจร VDBA ในทางอุดมคติ .....	12
2.2 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร VDBA ในทางปฏิบัติ .....	13
2.3 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร FB-VDBA .....	14
2.4 วงจร VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้ OPA860 .....	15
2.5 วงจร VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้ MAX435 .....	15
2.6 วงจร VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์.....	16
2.7 วงจร DO-VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ .....	17
2.8 วงจร FB-VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ .....	17
2.9 วงจร VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ .....	18
2.10 วงจร ZC-VDBA .....	18
2.11 วงจร DO-OTA .....	19
2.12 วงจรตามแรงดัน .....	19
2.13 วงจร CCIII .....	20
2.14 วงจร VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ .....	20
2.15 วงจรขยายค่าความนำ .....	21
2.16 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน .....	22
2.17 วงจรตามแรงดัน .....	24
2.18 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว p และ n .....	27
2.19 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว z .....	27
2.20 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว w .....	28
2.21 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่า $g_m$ เมื่อแปรค่า $I_O$ .....	28
2.22 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของ $v_w/v_z$ .....	29
2.23 วงจร VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้เทคโนโลยีไบซีมอส .....	29
2.24 วงจรขยายค่าความนำ .....	30
2.25 วงจรสะท้อนกระแสแบบใช้เทคโนโลยีไบซีมอส .....	31
2.26 วงจรตามแรงดัน .....	33

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.27 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว p และ n .....	35
2.28 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว z .....	36
2.29 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว w+ และขั้ว w- .....	36
2.30 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่า $g_m$ เมื่อแปรค่า $I_B$ .....	37
2.31 คุณสมบัติการส่งผ่านแรงดันไฟตรงระหว่าง $v_z$ ไปยัง $v_{w+}$ และ $v_{w-}$ .....	37
2.32 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของ $v_{w+}/v_z$ และ $v_{w-}/v_z$ .....	38
2.33 วงจร VDBA โดยใช้ไอซีเบอร์ CA3080 ต่อกับไอซีเบอร์ LF356 .....	39
2.34 ภาพถ่ายวงจร VDBA ในรูปที่ 2.33 ที่ใช้ในการทดลองจริง .....	40
2.35 ผลการวัดค่า $g_m$ ของวงจร VDBA ในรูปที่ 2.34 .....	40
2.36 ผลการวัดการส่งผ่านแรงดันระหว่างขั้ว z ไปยังขั้ว w+ และขั้ว w- .....	41
2.37 ผลการวัดผลตอบสนองทางความถี่ของค่า $g_m$ เมื่อแปรค่า $I_B$ .....	41
2.38 ผลการวัดผลตอบสนองทางความถี่ของ $v_{w+}/v_z$ และ $v_{w-}/v_z$ .....	41
3.1 คำนิยามแต่ละส่วนของกราฟการไหลสัญญาณ .....	46
3.2 กราฟการไหลสัญญาณพื้นฐาน .....	47
3.3 กราฟการไหลสัญญาณ .....	50
3.4 เส้นทางไปหน้าของกราฟการไหลสัญญาณ .....	53
3.5 วงรอบของกราฟการไหลสัญญาณ .....	54
3.6 การหาดีเทอร์มิแนนท์ของกราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 3.3 .....	55
3.7 กราฟการไหลสัญญาณของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันดังสมการ (3.20) .....	56
3.8 กราฟการไหลสัญญาณของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอันดับสาม ( $n = 3$ ) .....	56
3.9 กราฟการไหลสัญญาณของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอันดับสามจากรูปที่ 3.8 .....	57
3.10 กราฟการไหลสัญญาณกรณีพิจารณาที่ละโหนดอินพุต .....	58
3.11 กราฟการไหลสัญญาณกรณีพิจารณาที่ละโหนดอินพุต .....	62
3.12 การสังเคราะห์กราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 3.7 โดยใช้วงจร VDBA และตัวเก็บประจุ .....	63
4.1 กราฟการไหลสัญญาณจากสมการ (4.1) .....	67
4.2 กราฟย่อยและการสังเคราะห์โดยใช้วงจร VDBA ต่อกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์ .....	67

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3 การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลล้นอันดับ $n$ จากกราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 4.1 โดยใช้วงจร VDBA .....	67
4.4 ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลล้นอันดับสามดังสมการ (4.3) .....	68
4.5 ผลจำลองผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำในรูปที่ 4.4(ข) .....	72
4.6 ผลจำลองผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำในรูปที่ 4.4(ข) .....	72
4.7 ภาพถ่ายวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสามที่ใช้ในการทดลอง .....	73
4.8 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของวงจรในรูปที่ 4.4(ข) ที่ $f = 15$ kHz .....	74
4.9 ผลการวัดของผลตอบสนองทางขนาดในรูปที่ 4.4(ข) .....	74
4.10 ผลการวัดของผลตอบสนองทางเฟสในรูปที่ 4.4(ข) .....	75
5.1 กราฟการไหลสัญญาณของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันที่นำเสนอ .....	79
5.2 กราฟย่อยและการสังเคราะห์โดยใช้วงจร VDBA ต่อกับตัวเก็บประจุ .....	80
5.3 การสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณอันดับ $n$ โดยใช้วงจร VDBA จากกราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 5.1(ข) .....	80
5.4 การสังเคราะห์วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง .....	81
5.5 การสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณทั่วไปอันดับสอง .....	83
5.6 การสังเคราะห์วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม .....	88
5.7 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรดังรูปที่ 5.4(ข) .....	90
5.8 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณอันดับสอง แบบ LP, HP และ BP .....	91
5.9 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ BS .....	92
5.10 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ AP .....	93
5.11 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ แบบบัตเตอร์เวิร์ดอันดับสาม .....	94
5.12 ผลการวัดผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง .....	95
5.13 ผลการวัดผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง .....	96
5.14 ผลการวัดผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ LP .....	97

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.15 ผลการวัดผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ HP .....	97
5.16 ผลการวัดผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ BP .....	98
5.17 ผลการวัดผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ BS .....	98
5.18 ผลการวัดผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ BS .....	99
5.19 ผลการวัดผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ AP .....	99
5.20 ผลการวัดผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ AP .....	100
5.21 ผลการวัดตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม .....	100
5.22 ผลการวัดตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม .....	101
ก1 วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว p และ n ของวงจรขยายสัญญาณผลต่างดังรูปที่ 2.15 .....	110
ก2 วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว z ของวงจรตามแรงดันดังรูปที่ 2.17 .....	112
ก3 วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว w ของวงจรตามแรงดันดังรูปที่ 2.17 .....	114
ข1 วงจรสำหรับวิเคราะห์หาอัตราขยายค่าความนำของวงจร VDBA ในรูปที่ 2.14 .....	118
ข2 วงจรสมมูลของวงจรในรูปที่ ข1 .....	118
ข3 วงจรตามแรงดันสำหรับวงจร VDBA ในรูปที่ 2.17 .....	124
ข4 วงจรสำหรับวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจร VDBA .....	124
ข5 วงจรสมมูลของวงจรในรูปที่ ข4 .....	125
ง1 วงจรสมมูลของวงจรสะท้อนกระแสดังรูปที่ 2.25 .....	130
ง2 วงจรตามแรงดัน .....	133
ง3 วงจรสมมูลของวงจรในรูปที่ ง2 .....	133
ง4 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานที่ขาซอร์สของ $M_5$ .....	134
จ1 วงจร VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้เทคโนโลยีไบซีมอส .....	136
ช1 กราฟการไหลสัญญาณของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบบัตเตอร์เวิร์ดอันดับสาม .....	144
ช2 กราฟการไหลสัญญาณจากรูปที่ ช1 .....	144

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
ช3 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสาม .....	147
ช1 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสาม .....	155
ฅ1 การสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณอันดับ $n$ โดยใช้วงจร VDBA .....	163
ฅ2 การสังเคราะห์วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง .....	163
ญ1 กราฟการไหลสัญญาณของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอันดับ $n$ .....	168
ญ2 กราฟการไหลสัญญาณของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันทั่วไปอันดับสอง .....	168
ญ3 กราฟการไหลสัญญาณจากรูปที่ ญ2 .....	168
ญ4 กราฟการไหลสัญญาณกรณีพิจารณาที่ละโหนดอินพุต .....	169
ญ5 การสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณอันดับ $n$ โดยใช้วงจร VDBA .....	174
ญ6 การสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณอันดับสอง .....	174
ญ7 การสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณอันดับสอง .....	176
ฎ1 กราฟการไหลสัญญาณของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันทั่วไปอันดับ $n$ .....	181
ฎ2 กราฟการไหลสัญญาณของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรผ่านทุกความถี่อันดับสาม ..	181
ฎ3 กราฟการไหลสัญญาณจากรูปที่ ฎ2 .....	181
ฎ4 เส้นทางไปหน้าของกราฟการไหลสัญญาณ .....	182
ฎ5 การสังเคราะห์วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสามโดยใช้วงจร VDBA .....	185
ฎ6 การสังเคราะห์วงจรผ่านทุกความถี่อันดับสามโดยใช้วงจร VDBA .....	188

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันวงจรกรองสัญญาณ (filter) มีความสำคัญอย่างมากต่องานด้านการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก (analog signal processing) ซึ่งมีการนำมาประยุกต์ใช้งานในระบบต่างๆ เช่น ระบบสื่อสาร ระบบเครื่องมือวัด ระบบการควบคุมกระบวนการ เป็นต้น โดยคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณนั้นสามารถที่จะส่งผ่านสัญญาณที่มีความถี่ในช่วงที่ต้องการและสามารถกำจัดหรือลดทอนสัญญาณที่มีความถี่ในช่วงที่ไม่ต้องการออกได้ [1]-[2] จึงเป็นที่นิยมและถูกพัฒนาขึ้นอย่างต่อเนื่องโดยมีการนำอุปกรณ์แอคทีฟ (active element) ที่มีประสิทธิภาพสูงมาใช้ในการสังเคราะห์วงจรเพื่อเพิ่มสมรรถนะการทำงานของวงจรให้สูงขึ้น อุปกรณ์แอคทีฟที่นิยมนำมาใช้ในการสังเคราะห์วงจร ได้แก่ วงจร OTA (operational transconductance amplifier) [3]-[10] วงจร CCII (second generation current conveyor) [11]-[21] วงจร CDBA (current differencing buffered amplifier) [22]-[31] เป็นต้น และยังมีอีกหลายงานวิจัยที่สังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณอันดับสูงหรืออันดับ  $n$  [22], [32]-[41] โดยแต่ละงานได้ใช้อุปกรณ์แอคทีฟแตกต่างกันออกไป อาทิ วงจร OTA วงจร CCII วงจร CDBA วงจร DDCC (differential difference current conveyor) วงจร FDCC (fully differential current conveyor) วงจร CA (current amplifier) และ วงจร CFTA (current follower transconductance amplifier) เป็นต้น ซึ่งสรุปได้ดังตารางที่ 1.1 และเมื่อพิจารณาแล้วพบว่างานวิจัย [22], [32]-[40] มีการใช้อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟ (passive element) เป็นจำนวนมากสามารถแบ่งเป็นกลุ่มย่อยๆ ได้ดังนี้ กลุ่มงานวิจัยที่ใช้ อุปกรณ์แอคทีฟมากกว่าหนึ่งชนิด [38], [40] กลุ่มงานวิจัยที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟจำนวนมากแต่ใช้ตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์ [32]-[35] กลุ่มที่ใช้ตัวต้านทานจำนวนมาก [22], [36]-[39] และกลุ่มที่ใช้ตัวต้านทานต่อเทียบกราวด์ [36], [38] ซึ่งในแต่ละกลุ่มล้วนมีข้อดีข้อเสียที่ต่างกัน โดยหากมีการใช้อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟเป็นจำนวนมากแล้วจะส่งผลกระทบต่อขนาดพื้นที่ของวงจร ทำให้วงจรมีความซับซ้อนยากต่อการสร้างเป็นวงจรรวม (integrated circuit, IC) อีกทั้งยังสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้ามาก แต่ในบางงานวิจัยใช้ตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จึงมีสัญญาณรบกวนน้อยและสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่าย [42] จากข้อจำกัดดังกล่าวไปข้างต้นจึงควรพัฒนาการออกแบบวงจรกรองสัญญาณให้ใช้อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟเป็นจำนวนน้อยลง เพื่อเป็นการลดขนาดพื้นที่ของวงจร สิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าต่ำรวมไปถึงสามารถสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่ายขึ้นอีกด้วย อย่างไรก็ตามการสังเคราะห์วงจรอันดับสูงขึ้นย่อมมีความซับซ้อนมากขึ้นเป็นลำดับ ดังนั้นเพื่อช่วยให้การออกแบบวงจรอันดับสูงกระทำได้ง่ายขึ้น ในวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้เทคนิคกราฟการไหลสัญญาณ (signal flow graph) มาช่วย

ในการสังเคราะห์วงจร โดยอาศัยการวาดกราฟการไหลสัญญาณที่สอดคล้องกับฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ของวงจรกรองสัญญาณที่ต้องการสังเคราะห์ ซึ่งจะทำให้การออกแบบวงจรกรองสัญญาณที่มีอันดับสูงนั้นกระทำได้ง่ายขึ้น

ตารางที่ 1.1 การใช้อุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟในการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณอันดับ  $n$

เอกสารอ้างอิง	ชนิดและจำนวน อุปกรณ์แอกทีฟหลัก	จำนวนตัวเก็บประจุ		จำนวนตัวต้านทาน	
		เทียบกราวด์	ลอยตัว	เทียบกราวด์	ลอยตัว
[22]	CDBA $n+1$ ตัว	$n$	-	1	$3n+1$
[32]	OTA $2n+2$ ตัว	$n$	-	-	-
[33]-[34]	OTA $n+2$ ตัว	$n$	-	-	-
[35]	OTA $n+1$ ตัว	$n$	-	-	-
[36]	CCII+ $2n-2$ ตัว	$n+1$	-	$3n-1$	-
[37]	CCII+ $n+1$ ตัว	1	$n-1$	-	$n+2$
[38]	CCII $n+1$ ตัว, CA $2n+1$ ตัว	$n$	-	$3n+5$	-
[39]	CDBA $n+1$ ตัว	-	$n$	2	$2n+2$
[40]	DDCC $n-1$ ตัว, FDCCII 1 ตัว	$n$	-	$n$	-
[41]	CFTA $n$ ตัว	$n$	-	-	-

เมื่อไม่นานมานี้ได้มีการคิดค้นอุปกรณ์แอกทีฟแนวใหม่ขึ้น คือ วงจร VDBA (voltage differencing buffered amplifier) [43] ซึ่งพัฒนามาจากวงจร CDBA (current differencing buffered amplifier) [22] ความแตกต่างของทั้งสองวงจรมานั้นคือวงจร CDBA จะมีขั้วอินพุตเป็นขั้วกระแสและขั้วเอาต์พุตเป็นขั้วแรงดัน ส่วนในวงจร VDBA นั้นจะมีขั้วอินพุตและขั้วเอาต์พุตของวงจรเป็นขั้วแรงดัน ประกอบด้วยวงจรภายในที่สำคัญสองส่วน คือ วงจรขยายค่าความนำ (transconductance amplifier) และวงจรตามแรงดัน (voltage follower) ดังนั้น วงจร VDBA จึงเหมาะสมแก่การนำมาสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณในโหมดแรงดันมากกว่าวงจร CDBA เนื่องจากแรงดันที่ออกมาจากขั้วเอาต์พุตนั้นสามารถจ่ายเข้าที่ขั้วอินพุตได้เลยโดยไม่ต้องผ่านตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก สำหรับการออกแบบวงจรกรองสัญญาณในโหมดแรงดันนั้นมีข้อดี คือ สามารถจ่ายสัญญาณอินพุตได้ง่ายโดยไม่ต้องผ่านตัวแปลงสัญญาณ อีกทั้งสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมานั้นสามารถนำไปใช้งานได้สะดวกต่อการใช้งานจริงเนื่องจากเป็นแรงดัน

จากเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมุ่งเน้นเกี่ยวกับการสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณอันดับ  $n$  โหมดแรงดัน โดยใช้วงจร VDBA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก จำนวน  $n$  ตัว ต่อกับอุปกรณ์พาสซีฟ คือ ตัวเก็บประจุ จำนวน  $n$  ตัว ด้วยเทคนิคกราฟการไหลสัญญาณ

ซึ่งใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อยกว่างานวิจัย [22], [32]-[40] วงจรที่นำเสนอจึงมีขนาดเล็ก สะดวกต่อการสร้างเป็นวงจรรวม และยังสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ผ่านอัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain,  $g_m$ ) ด้วยกระแสไบอัสจากภายนอกทำให้สะดวกต่อการใช้งานอีกด้วย

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีวัตถุประสงค์ที่จะนำเสนอการสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณอันดับ  $n$  โหมดแรงดันด้วยวิธีการกราฟการไหลสัญญาณ โดยเลือกใช้อุปกรณ์แอคทีฟหลัก คือ วงจร VDBA ต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ คือ ตัวเก็บประจุ โดยแบ่งการนำเสนอออกเป็นสองส่วน ดังนี้

1) นำเสนอฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลล้นอันดับ  $n$  ซึ่งใช้วงจร VDBA จำนวน  $n$  ตัว และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวน  $n$  ตัว พร้อมด้วยตัวอย่างการสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสาม [44]

2) นำเสนอฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันทั่วไปอันดับ  $n$  ซึ่งใช้วงจร VDBA จำนวน  $n$  ตัว และตัวเก็บประจุจำนวน  $n$  ตัว พร้อมด้วยตัวอย่างการสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งและอันดับสามและฟังก์ชันกรองสัญญาณอันดับสองมาตรฐาน [45]-[48]

โดยมุ่งเน้นที่จะพัฒนาการออกแบบวงจรกรองสัญญาณอันดับ  $n$  โหมดแรงดันที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟจำนวนน้อยกว่างานวิจัยในอดีต [22], [32]-[34], [36]-[40] ซึ่งใช้เทคนิคกราฟการไหลสัญญาณในการสังเคราะห์วงจรขึ้น วงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกรูปแบบ ได้แก่ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass, LP) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass, BP) ฟังก์ชันตัดแถบความถี่ (bandstop, BS) และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (allpass, AP) โดยปราศจากเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ สามารถปรับค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency,  $\omega_0$ ) และช่วงแบนด์วิท (bandwidth,  $BW$ ) ของวงจรได้อย่างอิสระด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอก วงจรที่นำเสนอมีค่าความไว (sensitivity) ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟต่ำ

## 1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

จากการติดตามงานวิจัยเกี่ยวกับการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณอันดับ  $n$  ซึ่งสังเคราะห์จากอุปกรณ์แอคทีฟชนิดต่างๆ ดังนี้ วงจร OTA [32]-[35] วงจร CCII [36]-[38] วงจร CDBA [22], [39] และยังมีงานวิจัยที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟมากกว่าหนึ่งชนิด [38], [40] โดยงานวิจัยส่วนใหญ่ที่นำเสนอแล้วยังคงใช้อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟเป็นจำนวนมาก จึงส่งผลกระทบต่อขนาดพื้นที่ของวงจรทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้มีการ

นำเสนอการสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณอันดับ  $n$  โหมดแรงดันด้วยเทคนิคกราฟการไหลสัญญาณที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟคือวงจรวจร VDBA จำนวน  $n$  ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟคือ ตัวเก็บประจุจำนวน  $n$  ตัว ปรากฏจากตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก ซึ่งจะช่วยลดขนาดพื้นที่ของวงจรมะแมแก่การสร้างเป็นวงจรรวม ทั้งนี้วงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณอันดับ  $n$  โหมดแรงดันได้ครบทุกรูปแบบ คือ แบบกรองผ่านความถี่ต่ำ แบบกรองผ่านความถี่สูง แบบกรองผ่านแถบความถี่ แบบตัดแถบความถี่ และแบบกรองผ่านทุกความถี่ เป็นต้น นอกจากนี้แล้ววงจรวจร VDBA ที่นำเสนอมีค่าอิมพีแดนซ์อินพุตสูงและค่าอิมพีแดนซ์เอาต์พุตต่ำซึ่งเหมาะสำหรับการต่อкаскас (cascade) ในโหมดแรงดันอีกด้วย

#### 1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ภายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท และภาคผนวก 5 ภาคโดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำเพื่อกล่าวถึงวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ หลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดเนื้อหาโดยสรุปแต่ละบท

บทที่ 2 คือการกล่าวถึงหลักการทํางานพื้นฐานของวงจรวจร VDBA

บทที่ 3 กล่าวถึงเทคนิคกราฟการไหลสัญญาณ

บทที่ 4 เป็นการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลล้นอันดับ  $n$  ด้วยเทคนิคกราฟการไหลสัญญาณ โดยใช้วงจรวจร VDBA และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์ พร้อมตัวอย่างการสังเคราะห์วงจรรซึ่งทำการยืนยันด้วยผลการจำลองการทํางานของวงจรวจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการทดลองด้วยการต่อวงจรวจรทดลองจริง โดยใช้ไอซีเบอร์ CA3080 ต่อร่วมกับไอซีเบอร์ LF356

บทที่ 5 เป็นการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันทั่วไปอันดับ  $n$  ด้วยเทคนิคกราฟการไหลสัญญาณ โดยใช้วงจรวจร VDBA และตัวเก็บประจุ พร้อมตัวอย่างการสังเคราะห์วงจรรซึ่งทำการยืนยันด้วยผลการจำลองการทํางานของวงจรวจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการทดลองด้วยการต่อวงจรวจรทดลองจริงโดยใช้ไอซีเบอร์ CA3080 ต่อร่วมกับไอซีเบอร์ LF356

บทที่ 6 บทสรุปผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอไว้ภายในวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะแนวทางเพื่อนำไปพัฒนาและวิจัยต่อไป

ส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์จะเป็นภาคผนวก ซึ่งแสดงการวิเคราะห์คุณสมบัติและสมการที่ใช้ภายในแต่ละบทเอาไว้ ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

ภาคผนวก ก การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตและเอาต์พุตของวงจรวจร VDBA โครงสร้างเทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

ภาคผนวก ข การวิเคราะห์หาฟังก์ชันอัตราขยายค่าความนำและฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรวจร VDBA

ภาคผนวก ค	การวิเคราะห์หาค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันของวงจร VDBA โครงสร้างเทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์
ภาคผนวก ง	การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตและเอาต์พุตของวงจร VDBA โครงสร้าง เทคโนโลยีไบซีมอส
ภาคผนวก จ	การวิเคราะห์หาสมรรถนะทางความถี่ของวงจร VDBA โครงสร้างเทคโนโลยีไบซีมอส
ภาคผนวก ฉ	การวิเคราะห์หาค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันของวงจร VDBA โครงสร้างเทคโนโลยีไบซีมอส
ภาคผนวก ช	การวิเคราะห์วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสาม
ภาคผนวก ซ	การวิเคราะห์วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสาม กรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของ วงจร VDBA
ภาคผนวก ฌ	การวิเคราะห์วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง
ภาคผนวก ญ	การวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณทั่วไปอันดับสอง
ภาคผนวก ฎ	การวิเคราะห์วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม
ภาคผนวก ฏ	บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

## 1.5 เอกสารอ้างอิงบทที่ 1

- [1] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. ออปแอมป์และลิเนียร์ไอซี ทฤษฎีและการประยุกต์ใช้งาน. กรุงเทพฯ : คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2552.
- [2] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. การออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกและวงจร ออสซิลเลเตอร์, โรงพิมพ์ มินเซอร์วิศฯพลาญ, กันยาน, 2554.
- [3] Y. Sun, B. Jefferies and J. Teng, "Universal third-order OTA-C filters", *International Journal of Electronics*, vol.85, no.5, pp.597-609, 1998.
- [4] J. W. Horng, "Voltage-mode universal biquadratic filter with one input and five outputs using OTAs", *International Journal of Electronics*, vol.89, no.9, pp.729-737, 2002.
- [5] J. W. Horng, "Voltage-mode universal biquadratic filter using two OTAs", *Active and Passive Electronic Components*, vol.27, no.2, pp.85-89, 2004.
- [6] S. Minaei, M. Yildiz and H. Kuntman, "New realization of voltage-mode multifunction filters without external passive elements", *Proceedings of the 12<sup>th</sup> IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON 2004)*, Dubrovnik, Croatia, pp.99-102, 2004.
- [7] N. A. Shah and M. A. Malik, "High impedance voltage- and current-mode multifunction filters", *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, vol.59, no.4, pp.262-266, 2005.
- [8] M. A. Ibrahim, "Design and analysis of a mixed-mode universal filter using dual-output operational transconductance amplifiers (DO-OTAs)", *Proceedings of the IEEE International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCCE 2008)*, Kuala Lumpur, Malaysia, pp.915-918, 2008.
- [9] C. N. Lee, "Multiple-mode OTA-C universal biquad filters", *Circuits, Systems, and Signal Processing*, vol.29, no.2, pp.263-274, 2010.
- [10] C. Psychalinos, K. Pal and F. A. Khanday, "Single MIMO-OTA and single-grounded-capacitor-based first-order allpass filter design", *International Journal of Electronics*, vol.101, no.12, pp.1716-1723, 2014.
- [11] M. Higashimura and Y. Fukui, "Universal filter using plus-type CClls", *Electronics Letters*, vol.32, no.9, pp.810-811, 1996.
- [12] S. Ozoguz and E. O. Gunes, "Universal filter with three inputs using CCll+", *Electronics Letters*, vol.32, no.23, pp.2134-2135, 1996.

- [13] J. W. Horng, J. R. Lay, C. W. Chang and M. H. Lee, "High input impedance voltage-mode multifunction filters using plus-type CCLs", **Electronics Letters**, vol.33, no.6, pp.472-473, 1997.
- [14] J. W. Horng, M. H. Lee, H. C. Cheng and C. W. Chang, "New CCII-based voltage-mode universal biquadratic filter" **International Journal of Electronics**, vol.82, no.2, pp.151-155, 1997.
- [15] A. M. Soliman, "Current conveyor filters: classification and review", **Microelectronics Journal**, vol.29, no.3, pp.133-149, 1998.
- [16] C. M. Chang and S. H. Tu, "Universal voltage-mode filter with four inputs and one output using two CCII+s", **International Journal of Electronics**, vol.86, no.3, pp.305-309, 1999.
- [17] M. T. Abuelma'atti, A. Bentrchia and S. M. Al-Shahrani, "A novel mixed-mode current-conveyor-based filter", **International Journal of Electronics**, vol.91, no.3, pp.191-197, 2004.
- [18] K. Pal and S. Rana, "Some new first-order all-pass realizations using CCII", **Active and Passive Electronic Components**, vol.27, no.2, pp.91-94, 2004.
- [19] A. M. Soliman, "Voltage mode and current mode Tow Thomas bi-quadratic filters using inverting CCII", **International Journal of Circuit Theory and Applications**, vol.35, no.4, pp.463-467, 2007.
- [20] H. P. Chen, "Single CCII-based voltage-mode universal filter", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol.62, no.2, pp.259-262, 2010.
- [21] F. Yucel and E. Yuce, "CCII based more tunable voltage-mode all-pass filters and their quadrature oscillator applications", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.68, no.1, pp.1-9, 2014.
- [22] C. Acar and S. Ozoguz, "A new versatile building block: current differencing buffered amplifier suitable for analog signal-processing filters", **Microelectronics Journal**, vol.30, no.2, pp.157-160, 1999.
- [23] W. Tangsrirat and W. Surakamponorn, "Realization of multiple-output biquadratic filters using current differencing buffered amplifiers", **International Journal of Electronics**, vol.92, no.6, pp.313-325, 2005.
- [24] A. U. Keskin, "Voltage-mode high-Q band-pass filters and oscillators employing single CDBA and minimum number of components", **International Journal of Electronics**, vol.92, no.8, pp.479-487, 2005.

- [25] A. U. Keskin, "Multi-function biquad using single CDBA", **Electrical Engineering**, vol.88, no.5, pp.353-356, 2006.
- [26] W. Tangsrirat, T. Pukkalanun and W. Surakamponorn, "CDBA-based universal biquad filter and quadrature oscillator", **Active and Passive Electronic Components**, vol.2008, pp.1-6, 2008.
- [27] B. Metin, O. Cicekoglu and K. Pal, "Voltage mode all-pass filter with a single current differencing buffered amplifier", **Proceedings of the 51<sup>th</sup> IEEE Midwest Symposium on Circuit and Systems (MWSCAS 2008)**, Knoxville, Tennessee, USA, pp.734-737, 2008.
- [28] M. Koksal, S. E. Oner and M. Sagbas, "A new second-order multi-mode multi-function filter using a single CDBA", **Proceedings of the 19<sup>th</sup> IEEE European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD 2009)**, Antalya, Turkey, pp.699-702, 2009.
- [29] F. Kacar and Y. Ozcelep, "CDBA based voltage-mode first-order all-pass filter topologies", **Istanbul University - Journal of Electrical and Electronics Engineering (IU-JEEE)**, vol.11, no.1, pp.1327-1332, 2011.
- [30] G. Kaur, "Second order multi-mode allpass filter using single current differencing buffered amplifier", **Proceedings of the IEEE World Congress on the Information and Communication Technologies (WICT2011)**, Mumbai, India, pp.822-825, 2011.
- [31] E. Alaybeyoglu, A. Guney and H. Kuntman, "A new CMOS ZC-CDBA realization and its new filter application", **Proceedings of the IEEE International Conference on Computer as a Tool (EUROCON 2013)**, Zagreb, Croatia, pp.1814-1820, 2013.
- [32] C. M. Chang, B. M. Al-Hashimi, Y. Sun, and J. N. Ross, "New high-order filter structures using only single-ended-input OTAs and grounded capacitors", **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, vol.51, no.9, pp.458-463, 2004.
- [33] C. M. Chang, C. L. Hou, W. Y. Chung, J. W. Horng and C. K. Tu, "Analytical synthesis of high-order single-ended-input OTA-grounded C all-pass and band-reject filter structures", **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, vol.53, no.3, pp.489-498, 2006.

- [34] C. M. Chang and M. N. S. Swamy, "Analytical synthesis and comparison of voltage-mode Nth-order OTA-C universal filter structures", **International Journal of Circuit Theory and Applications**, vol.40, no.5, pp.405-438, 2012.
- [35] C. N. Lee and C. M. Chang, "High-order mixed-mode OTA-C universal filter", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.63, no.6, pp.517-521, 2009.
- [36] E. O. Gunes and F. Anday, "Realisation of nth-order voltage transfer function using CCII+", **Electronics Letters**, vol.31, no.13, pp.1022-1023, 1995.
- [37] C. Acar, "Nth-order lowpass voltage transfer function synthesis using CCII+: signal-flow graph approach", **Electronics Letters**, vol.32, no.3, pp.159-160, 1996.
- [38] H. Alzaher, N. Tasadduq and O. Al-Ees, "Implementation of reconfigurable nth-order filter based on CCII", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol.72, no.3, pp.539-545, 2013.
- [39] M. Koksal and M. Sagbas, "A versatile signal flow graph realization of a general transfer function by using CDBA", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.61, no.1, pp.35-42, 2007.
- [40] C. M. Chang, A. M. Soliman and M. N. S. Swamy, "Analytical synthesis of low-sensitivity high-order voltage-mode DDCC and FDCCII-grounded R and C all-pass filter structures", **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, vol.54, no.7, pp.1430-1443, 2007.
- [41] W. Tangsrirat, "Active-C realization of nth-order current-mode allpole lowpass filters using CFTAs", **Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (IMECS 2012)**, vol.2, Hong Kong, pp.1-4, 2012.
- [42] M. Bhushan and R. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits", **Electronics Letters**, vol.3, no.4, pp. 148-149, 1967.
- [43] D. Biolek, R. Senani, V. Biolkova and Z. Kolka, "Active elements for analog signal processing : classification, review, and new proposals", **Radioengineering**, vol.17, no.4, pp. 15-32, 2008.

- [44] W. Tangsrirat, O. Onjan and T. Pukkalanun, "SFG synthesis of general  $n^{\text{th}}$ -order allpole voltage transfer functions using VDBAs and grounded capacitors", **Proceedings of the Forth IEEE Joint International Conference on Information and Communication Technology, Electronic and Electrical Engineering (JICTEE 2014)**, Chiang Rai, Thailand, pp.291-294, 2014.
- [45] W. Tangsrirat, O. Onjan, and T. Pukkalanun, "BiCMOS realization of voltage differencing buffered amplifier (VDBA) and its application", **Proceedings of the 29<sup>th</sup> International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2014)**, Phuket, Thailand, 1-4 July, pp.1028-1031, 2014.
- [46] O. Onjan, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, "SFG realization of general  $n^{\text{th}}$ -order allpass voltage transfer functions using VDBAs", **Proceedings of the 12<sup>th</sup> IEEE International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2015)**, Hua Hin, Thailand, pp.1-6, 2015.
- [47] อุษณา อ่อนจันทร์, ทศยา ปุคคละนนท์ และ วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์, "วงจรรองสัญญาณอันดับสองแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจร VDBA", **การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ 7**, จ.ชลบุรี, หน้า 283-286, 2558.
- [48] O. Onjan, S. Unhavanich, and W. Tangsrirat, "SFG actualization of general  $n^{\text{th}}$ -order voltage transfer functions using VDBAs", **Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (IMECS 2016)**, Hong Kong, China, 16-18 March, pp.585-589, 2016.

## บทที่ 2

### วงจร VDBA

#### 2.1 กล่าวนำ

ในปี ค.ศ. 2008 ได้มีการนำเสนออุปกรณ์แอคทีฟ (active element) แนวใหม่ชื่อว่า วงจร VDBA (voltage differencing buffered amplifier) [1] ซึ่งพัฒนามาจากวงจร CDBA (current differencing buffered amplifier) [2] โดยเปลี่ยนส่วนอินพุตของวงจร CDBA ซึ่งเดิมเป็นวงจรผลต่างกระแสไปเป็นวงจรผลต่างแรงดัน ทำให้วงจร VDBA มีขั้วอินพุตและขั้วเอาต์พุตเป็นขั้วแรงดัน ซึ่งเหมาะสมต่อการสังเคราะห์วงจรที่ทำงานในโหมดแรงดัน (voltage-mode) มากกว่าวงจร CDBA นอกจากนี้แล้ววงจร VDBA สามารถปรับแต่งคุณสมบัติของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์จากภายนอก หลังจากที่มีการนำเสนอวงจร VDBA ขึ้น ได้มีกลุ่มนักวิจัยหลายกลุ่มรวมถึงกลุ่มที่คิดค้นวงจรดังกล่าวได้ทำการนำเสนอโครงสร้างภายในที่แตกต่างกัน ดังนี้ V. Biolkova และคณะได้นำเสนอวงจร FB-VDBA (fully balanced voltage differencing buffered amplifier) ซึ่งพัฒนามาจากวงจร VDBA โดยเปลี่ยนภาคอินพุตจากวงจรกึ่งผลต่าง (semi-differential) เป็นวงจรผลต่างบริบูรณ์ (fully differential) โดยได้นำเสนอขึ้นครั้งแรกโดยใช้วงจรรวมหรือโอซีเบอร์ OPA860 [3] ต่อมานักวิจัยกลุ่มเดิมก็ได้้นำเสนอวงจร FB-VDBA อีกครั้งโดยเพิ่มเติมโครงสร้างภายในซึ่งใช้โอซีเบอร์ MAX435 [4] ถัดมาเป็นกลุ่มที่นำเสนอการสังเคราะห์วงจร VDBA โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ แบ่งตามการปรับแต่งคุณสมบัติด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์จากภายนอก ได้แก่ วงจร VDBA ที่สามารถปรับคุณสมบัติได้ด้วยแรงดันจากภายนอกซึ่งถูกนำเสนอโดย F. Kacar และคณะ [5] ต่อมาเป็นวงจร VDBA ที่สามารถปรับคุณสมบัติของวงจรได้โดยใช้กระแสไบอัสจากภายนอกซึ่งนำเสนอโดยกลุ่มนักวิจัยสองกลุ่มคือ R. Sotner และคณะ และกลุ่มที่สองคือ N. Khatib กับ D. Biolk [6]-[7] นอกจากนี้ A. Guney และคณะยังได้ทำการปรับปรุงวงจร VDBA ให้มีขั้วกระแสเพิ่มมากขึ้นโดยเพิ่มขั้ว  $z_c$  เรียกว่าวงจร ZC-VDBA (Z copy voltage differencing buffered amplifier) [8] และเมื่อไม่นานมานี้ได้มีการนำเสนอโครงสร้างวงจร VDBA แบบใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และเทคโนโลยีไบซีมอส (BiCMOS technology) ซึ่งมีคุณสมบัติเด่นที่น่าสนใจนำมาปรับใช้ในการสังเคราะห์วงจรที่หลากหลายและกว้างขวางมากยิ่งขึ้น [9]-[10]

ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของวงจร VDBA หลักการทำงานพื้นฐาน คุณสมบัติในทางอุดมคติและทางปฏิบัติ พร้อมด้วยผลการจำลองผลการทำงานของวงจรผ่านโปรแกรม PSPICE และยืนยันผลได้ด้วยการต่อวงจรทดลองจริงโดยใช้โอซีเบอร์ CA3080 ของบริษัท Harris semiconductor ต่อกับ LF356 ของบริษัท National Semiconductor ซึ่งสามารถหาซื้อได้ตามท้องตลาด

## 2.2 การทำงานพื้นฐานของวงจร VDBA

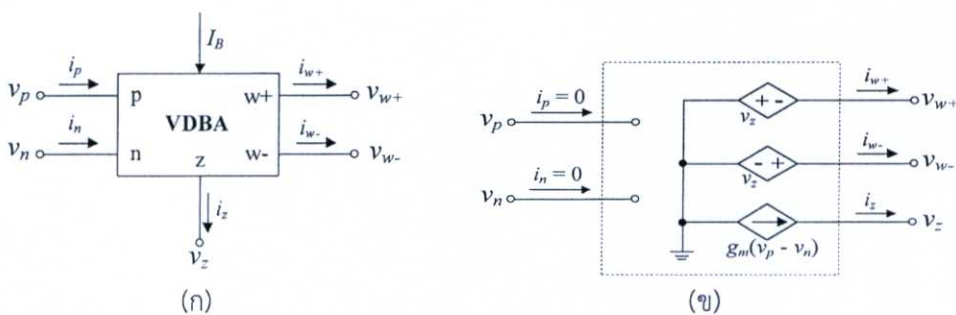
วงจร VDBA ประกอบด้วยวงจรสำคัญสองส่วน โดยส่วนแรก คือ วงจรขยายค่าความนำ (transconductance amplifier) และส่วนหลัง คือ วงจรตามแรงดัน (voltage follower) ซึ่งคุณสมบัติเด่นของวงจร VDBA คือ สามารถปรับค่าอัตราขยายค่าความนำ ( $g_m$ ) ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์จากภายนอก นอกจากนี้ยังมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำซึ่งเหมาะสมต่อการต่อкасцепโตโนโหมดแรงดันอีกด้วย

### 2.2.1 คุณสมบัติวงจร VDBA ในทางอุดมคติ

วงจร VDBA ในทางอุดมคติสามารถเขียนสัญลักษณ์และวงจรสมมูลทางไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 2.1 ซึ่งสอดคล้องกับความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันดังเมตริกซ์ต่อไปนี้ [1], [3]-[10]

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \\ i_z \\ v_{w+} \\ v_{w-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_z \\ i_{w+} \\ i_{w-} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

โดยที่  $g_m$  คือ อัตราขยายค่าความนำของวงจร VDBA สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์จากภายนอก หลักการทำงานพื้นฐานของวงจร VDBA เกิดจากผลต่างแรงดันที่ขั้วอินพุต ( $v_p - v_n$ ) จะถูกเปลี่ยนไปเป็นกระแสที่ขั้ว  $z$  ( $i_z$ ) ผ่านอัตราขยายค่าความนำของวงจร และแรงดันที่ตกคร่อมที่ขั้ว  $z$  ( $v_z$ ) จะถูกส่งผ่านไปยังขั้ว  $w+$  ( $v_{w+}$ ) และ  $w-$  ( $v_{w-}$ ) ตามลำดับ โดยแรงดันเอาต์พุตที่ขั้ว  $w+$  และ  $w-$  จะมีขนาด (magnitude) เท่ากันแต่เฟส (phase) ต่างกัน



รูปที่ 2.1 วงจร VDBA ในทางอุดมคติ

(ก) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้า

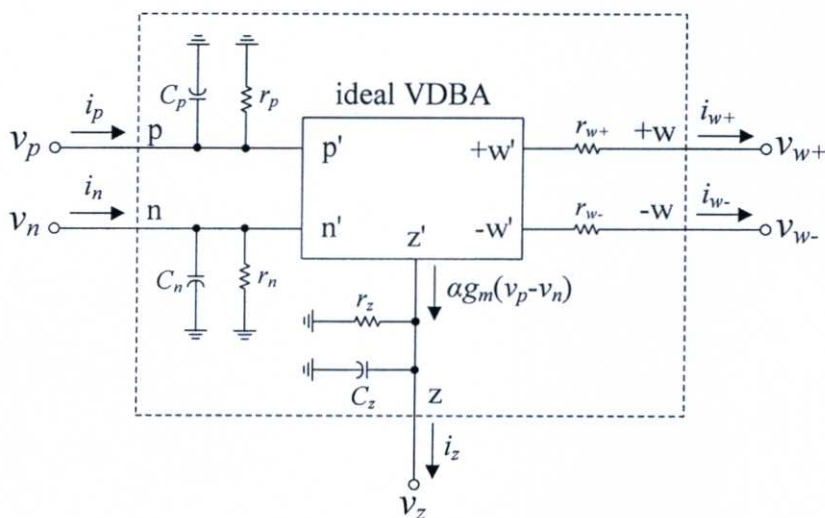
(ข) วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

## 2.2.2 คุณสมบัติวงจร VDBA ในทางปฏิบัติ

ในทางปฏิบัติจะพิจารณาถึงกรณีความไม่เป็นอุดมคติ (non-ideal) ของวงจร VDBA สามารถเขียนอธิบายได้ดังรูปที่ 2.2 ซึ่งจะเห็นว่าประกอบด้วยอิมพีแดนซ์แฝงที่ขั้วอินพุต p ( $r_p//C_p$ ) และ n ( $r_n//C_n$ ) ตามลำดับ อิมพีแดนซ์แฝงที่ขั้วเอาต์พุต z ( $r_z//C_z$ ) และความต้านทานแฝงที่ขั้ว w+ ( $r_{w+}$ ) และขั้ว w- ( $r_{w-}$ ) ดังนั้น ในกรณีนี้จึงสามารถเขียนอธิบายคุณสมบัติการทำงานของวงจร VDBA ในทางปฏิบัติได้ใหม่ดังเมทริกซ์ต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \\ i_z \\ v_{w+} \\ v_{w-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha g_m & -\alpha g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta_p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\beta_n & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_z \\ i_{w+} \\ i_{w-} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

โดยที่  $\alpha = 1 - \epsilon_{gm}$  เมื่อ  $|\epsilon_{gm}| \ll 1$  คือ ค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำ (transconductance tracking error) ระหว่างขั้ว p และขั้ว n ไปยังขั้ว z ในขณะที่  $\beta_p = 1 - \epsilon_p$  และ  $\beta_n = 1 - \epsilon_n$  เมื่อ  $|\epsilon_p| \ll 1$  และ  $|\epsilon_n| \ll 1$  คือ ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดัน (voltage tracking error) จากขั้ว z ไปยังขั้ว w+ และขั้ว w- ตามลำดับ

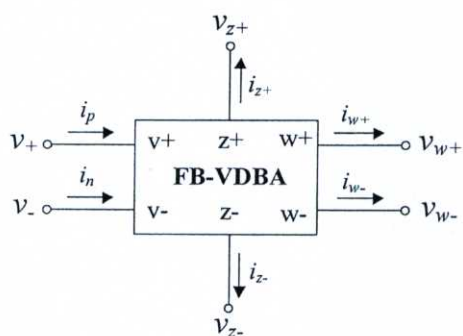


รูปที่ 2.2 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร VDBA ในทางปฏิบัติ

## 2.3 วงจร VDBA แบบใช้วงจรรวม

การสังเคราะห์วงจร VDBA โดยใช้วงจรรวม ถูกนำเสนอขึ้นสองแบบ ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้ ในปี ค.ศ. 2009 V. Biolkova และคณะได้นำเสนอการสังเคราะห์วงจร FB-VDBA ซึ่งเขียนสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันเป็นไปตามสมการ (2.3) สำหรับหลักการทำงานของวงจร FB-VDBA ก็จะคล้ายคลึงกับวงจร VDBA แตกต่างกันตรงที่วงจร FB-VDBA จะมีขั้ว  $z^-$  และ  $z^+$  เนื่องจากส่วนหน้าของวงจรจะเป็น OTA แบบผลต่างบริบูรณ์ ส่วนวงจร VDBA จะเป็นแบบกึ่งผลต่างจึงมีเพียงขั้ว  $z^+$  เท่านั้น โดยโครงสร้างภายในใช้วงจรรวม คือ OPA860 จำนวนสองตัว ดังรูปที่ 2.4 [3] และในปีถัดมานักวิจัยกลุ่มเดิมก็ได้นำเสนอวงจร FB-VDBA เพิ่มเติมอีกหนึ่งโครงสร้างโดยใช้ไอซีเบอร์ MAX435 ดังรูปที่ 2.5 [4]

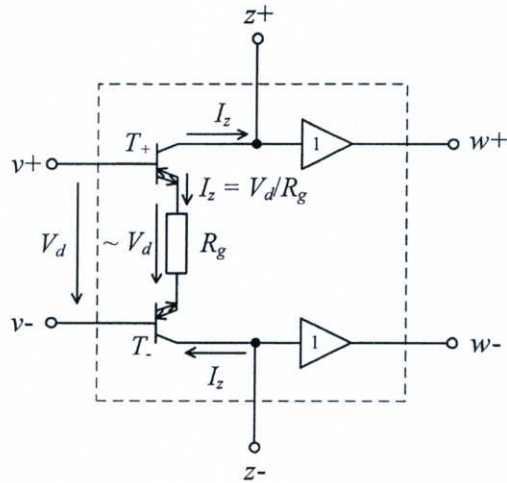
$$\begin{bmatrix} i_{z^+} \\ i_{z^-} \\ v_{w^+} \\ v_{w^-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_m & -g_m & 0 & 0 \\ -g_m & g_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_{z^+} \\ v_{z^-} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$



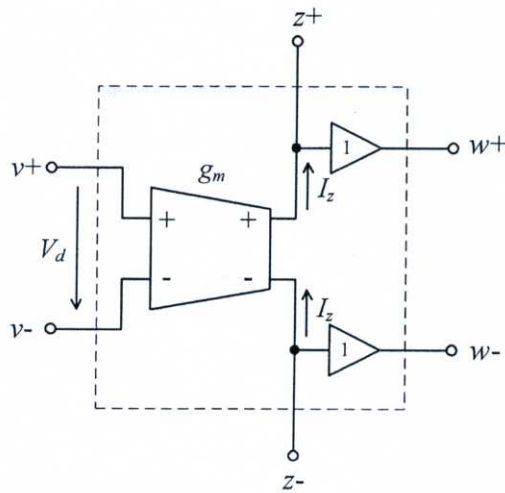
รูปที่ 2.3 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร FB-VDBA

รูปที่ 2.4 ประกอบด้วยไอซีเบอร์ OPA860 จำนวนสองตัว ซึ่งวงจรภายในของ OPA860 ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ไดมอนด์ (diamond transistor) และวงจรตามแรงดัน โดยที่ทรานซิสเตอร์ไดมอนด์ประกอบด้วยขั้วอิมิตเตอร์ E (emitter) ขั้วเบส B (base) และขั้วคอลเลคเตอร์ C (collector) ซึ่งมีคุณสมบัติสอดคล้องกับขั้ว X ขั้ว Y และขั้ว Z ของวงจร CCCII (current-controlled second-generation current conveyor) ตามลำดับ และเมื่อนำมาต่อร่วมกันสองตัว โดยอนุกรมขั้วอิมิตเตอร์ด้วยตัวต้านทาน  $R_g$  ก็จะได้วงจรขยายค่าความนำที่สามารถปรับค่า  $g_m$  ผ่านความสัมพันธ์  $1/R_g$  ด้วยการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก จากนั้นจึงนำวงจรตามแรงดันมาต่อคาสเคดเพื่อทำหน้าที่เป็นวงจรภาคเอาต์พุตก็จะทำให้ได้วงจร FB-VDBA

สำหรับวงจร FB-VDBA ในรูปที่ 2.5 จะประกอบด้วยไอซีเบอร์ MAX435 ต่อร่วมกับวงจรตามแรงดัน โดยโครงสร้างภายในของ MAX435 คือ วงจรขยายค่าความนำแบบสองเอาต์พุต DIDO-OTA (differential input-differential output) ซึ่งสามารถปรับค่า  $g_m$  ได้ ผ่านการควบคุมค่าตัวต้านทานจากภายนอกที่ต่ออยู่กับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงลบ



รูปที่ 2.4 วงจร VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้ OPA860



รูปที่ 2.5 วงจร VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้ MAX435

## 2.4 วงจร VDBA แบบใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์

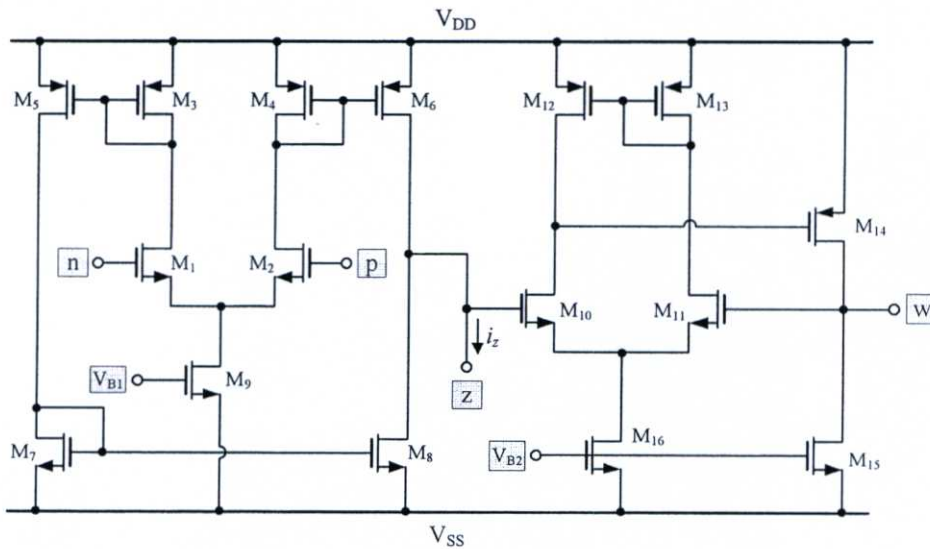
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการสังเคราะห์วงจร VDBA โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งสามารถแบ่งตามการปรับค่าด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ออกเป็นสองชนิด คือ ปรับค่าได้ด้วยแรงดันไบอัส และปรับค่าได้ด้วยกระแสไบอัส มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

### 2.4.1 วงจร VDBA แบบใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

วงจร VDBA ที่มีโครงสร้างภายในแบบเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์และสามารถปรับคุณสมบัติของวงจรได้ด้วยแรงดันจากภายนอก ถูกนำเสนอโดย F. Kacar และคณะในปี ค.ศ. 2012 แสดงได้ดังรูปที่ 2.6 [5] ซึ่งสามารถแปรค่า  $g_m$  ด้วยการปรับแรงดัน  $V_{B1}$  ตามความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$g_m = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{B1} - V_{TH}) \quad (2.4)$$

โดยที่  $\mu$  คือ ความคล่องตัวของพาหะ (mobility of carrier)  $C_{ox}$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าชั้นออกไซด์ ต่อหน่วยพื้นที่  $W$  และ  $L$  คือ ความกว้างและความยาวของช่องนำกระแส (channel width and length) ตามลำดับ และ  $V_{TH}$  คือ ค่าแรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage)



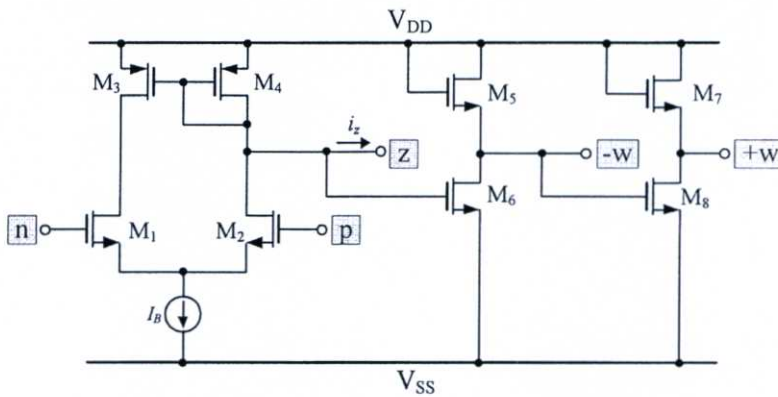
รูปที่ 2.6 วงจร VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์

2.4.2 วงจร VDBA แบบใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ปรับค่าได้ด้วยกระแส

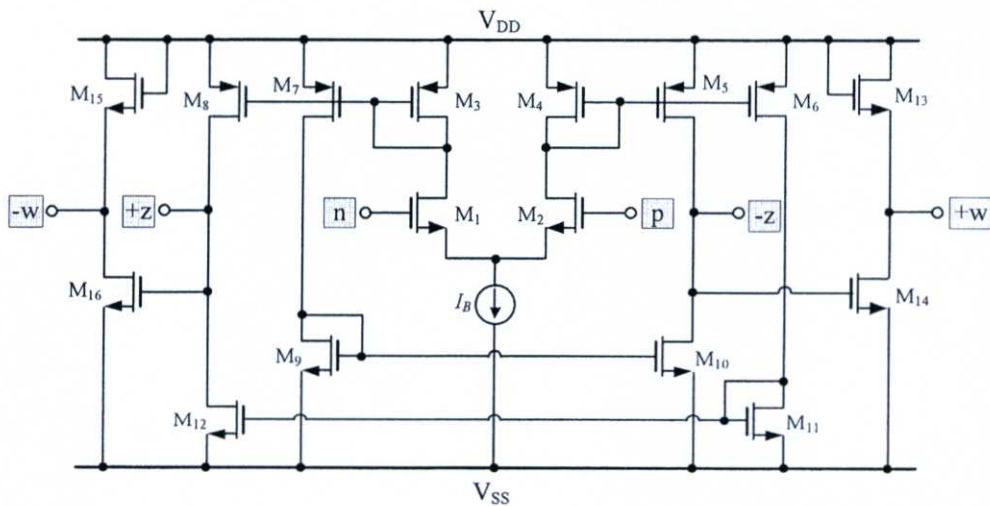
ในปี ค.ศ. 2013 ได้มีกลุ่มนักวิจัยนำเสนอวงจรวจร VDBA ขึ้นอีกสี่โครงสร้าง โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งทั้งหมดสามารถแปรค่า  $g_m$  ได้โดยการควบคุมกระแสไบอัส ( $I_B$ ) จากภายนอก ดังความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$g_m = \sqrt{\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_B} \tag{2.5}$$

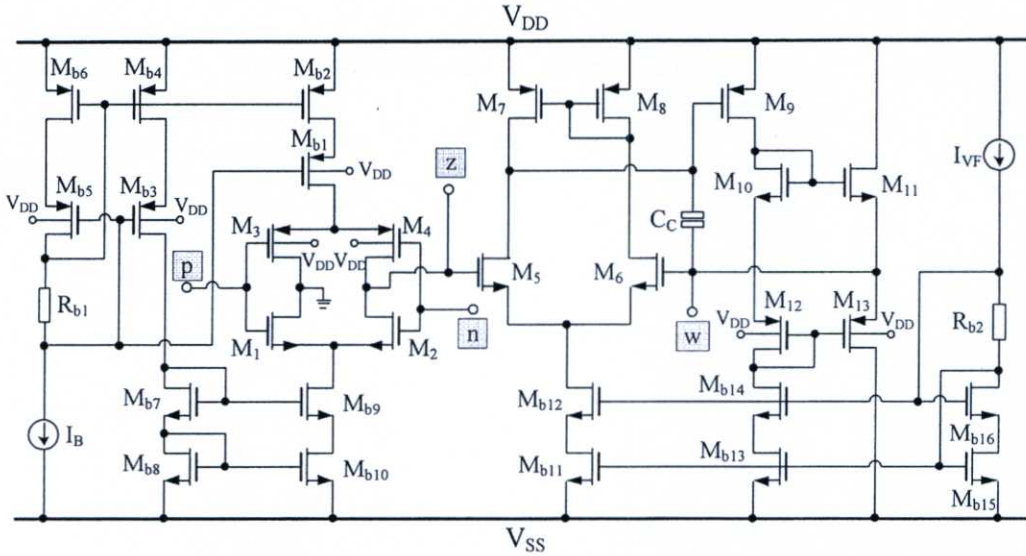
R. Sotner และคณะได้นำเสนอสองในสี่โครงสร้างดังรูปที่ 2.7 และ 2.8 [6] โดยรูปที่ 2.7 คือ วงจร DO-VDBA (dual output voltage differencing buffered amplifier) มีขั้วเอาต์พุต  $w+$  และ  $w-$  ส่วนในรูปที่ 2.8 แสดงวงจรวจร FB-VDBA ซึ่งจะมีขั้ว  $z-$  เพิ่มเข้ามาดังที่กล่าวไปแล้วในหัวข้อ 2.3 โครงสร้างที่สามเป็นของสองนักวิจัย N. Khatib กับ D. Biolek ซึ่งได้นำเสนอวงจรวจร VDBA ที่มีโครงสร้างดังรูปที่ 2.9 [7]



รูปที่ 2.7 วงจร DO-VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์



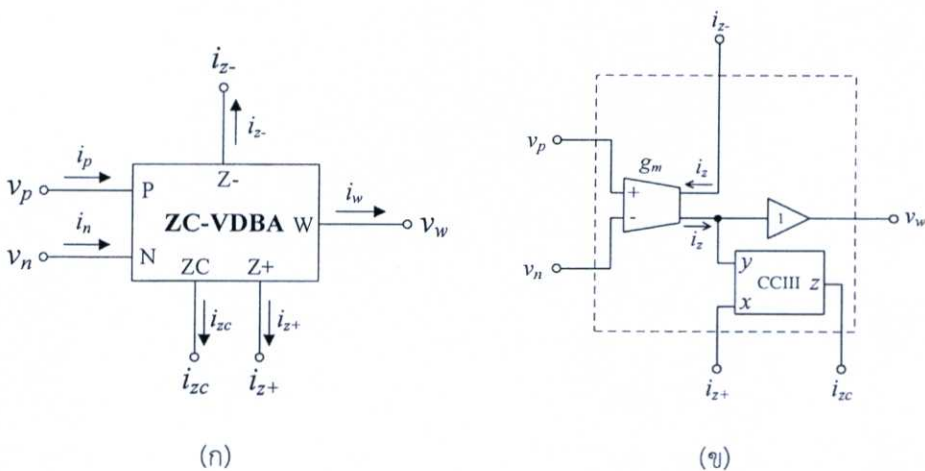
รูปที่ 2.8 วงจร FB-VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.9 วงจร VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์

โครงสร้างสุดท้าย คือ วงจร ZC-VDBA ซึ่งถูกนำเสนอโดย A. Guney และคณะ ประกอบด้วยสามวงจรรย่อย วงจรดังกล่าวสามารถเขียนสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าและความสัมพันธ์ของกลุ่มวงจรรย่อยได้ดังรูปที่ 2.10 โดยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันสามารถเขียนอธิบายได้ดังนี้

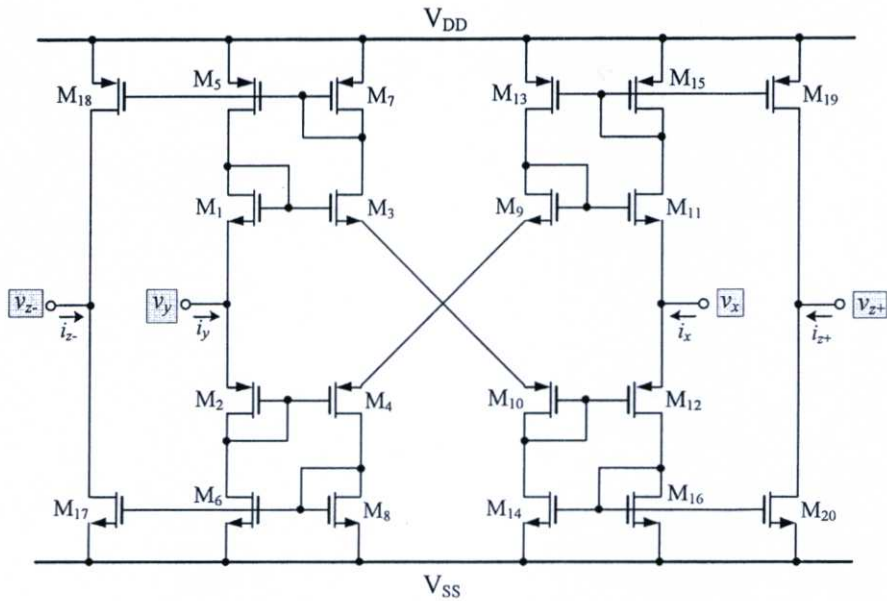
$$\begin{bmatrix} i_{z+} \\ i_{z-} \\ i_{zc} \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_m & -g_m & 0 & 0 \\ -g_m & g_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ i_{z+} \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.6)$$



รูปที่ 2.10 วงจร ZC-VDBA

(ก) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้า (ข) วงจรภายใน

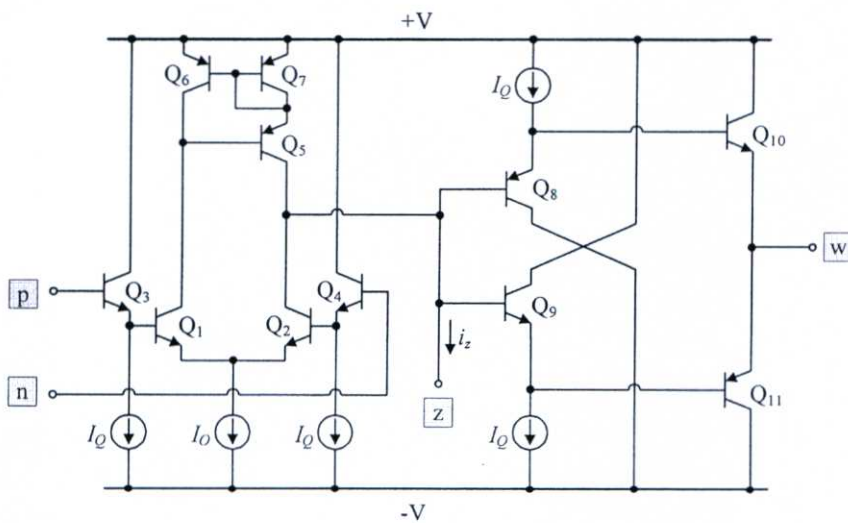




รูปที่ 2.13 วงจร CCIII

## 2.5 วงจร VDBA แบบใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงวงจร VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้โครงสร้างนี้ในการจำลองผลการทดลองผ่านโปรแกรม PSPICE และมีจุดเด่นคือ สามารถปรับอัตราขยายค่าความนำได้ง่าย โดยโครงสร้างภายในวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 2.14 [9]

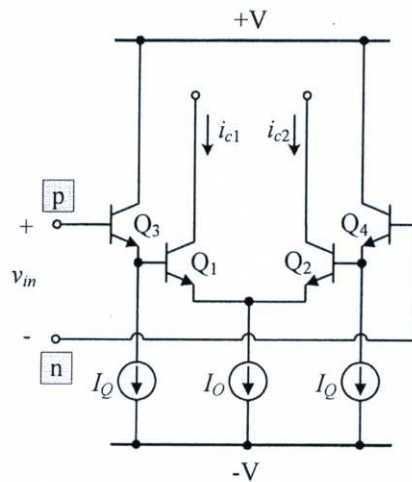


รูปที่ 2.14 วงจร VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

วงจร VDBA ดังรูปที่ 2.14 ประกอบด้วยวงจรสำคัญสองส่วน คือ วงจรขยายค่าความนำ และ วงจรตามแรงดัน โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

### 2.5.1 วงจรขยายค่าความนำ

ส่วนหน้าของวงจร VDBA คือ วงจรขยายค่าความนำ ซึ่งประกอบด้วยกลุ่มวงจรร้อยที่สำคัญ คือ วงจรขยายสัญญาณผลต่าง (differential amplifier) และวงจรสะท้อนกระแส (current mirror) วงจรขยายสัญญาณผลต่างประกอบด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1 - Q_4$  ดังรูปที่ 2.15 โดยที่  $Q_1 - Q_2$  ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายสัญญาณผลต่างพื้นฐาน ส่วน  $Q_3 - Q_4$  ทำหน้าที่เป็นวงจรตามอิมิตเตอร์ (emitter follower) หรือ วงจรตามแรงดัน เพื่อเพิ่มค่าอิมพีแดนซ์อินพุตที่ขั้ว p และ n ทำให้เหมาะสมกับวงจรภาคอินพุตรับแรงดันอินพุตผลต่าง



รูปที่ 2.15 วงจรขยายค่าความนำ

เมื่อกำหนดให้  $\beta_i \gg 1$  จะทำให้ค่าความต้านทานอินพุตที่มองเข้าไปยังขั้ว p และ n ( $r_{in}$ ) มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ก1]

$$r_{in} = 2\beta r_{\pi} \quad (2.7)$$

โดยที่  $r_{\pi}$  คือ ค่าความต้านทานระหว่างขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ส่วนกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ( $i_{c1}$ ) และ  $Q_2$  ( $i_{c2}$ ) มีค่าเท่ากับ

$$i_{c1} = g_{m1} \left( \frac{v_{in}}{4} \right) \quad (2.8)$$

$$i_{c2} = -g_{m2} \left( \frac{v_{in}}{4} \right) \quad (2.9)$$

และ

$$g_{m1} \cong g_{m2} = \left( \frac{I_O}{2V_T} \right) \quad (2.10)$$

โดยที่

$$i_{c1} = -i_{c2} \quad (2.11)$$

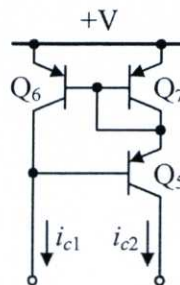
เมื่อ  $g_{m1}$  และ  $g_{m2}$  คือ อัตราขยายค่าความนำของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ตามลำดับ  $I_O$  คือ กระแสไบอัสจากภายนอก และ  $V_T$  คือ แรงดันความร้อน (thermal voltage) มีค่าประมาณ 26 mV ณ อุณหภูมิ 27°C

ถัดมาเป็นกลุ่มวงจรย่อยที่ทำหน้าที่ส่งผ่านกระแสให้กับวงจรขยายค่าความนำ นั่นคือ วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน (Wilson current mirror) ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_5 - Q_7$  แสดงดังรูปที่ 2.16 โดยมีค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจร เท่ากับ [11]

$$r_{c2} = \frac{\beta r_{ce}}{2} \quad (2.12)$$

โดยที่  $r_{ce}$  คือ ค่าความต้านทานระหว่างขาคอลเลคเตอร์กับขาอีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $V_A/i_{c2}$  และ  $V_A$  คือ ค่าแรงดันจุดเริ่ม (early voltage) ส่วนความต้านทานอินพุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$r_{c1} = \frac{2V_T}{I_{c5}} \quad (2.13)$$



รูปที่ 2.16 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน

ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแส (error) มีค่าเท่ากับ

$$error = \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \quad (2.14)$$

เมื่อประมาณว่า  $\beta \gg 1$  จึงทำให้ค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าเป็นศูนย์ หรือ นั่นคือ

$$i_{c1} \cong i_{c2} \quad (2.15)$$

จากสมการ (2.8) และ (2.9) ถ้ากำหนดให้  $g_m = (g_{m1}/2) = (g_{m2}/2)$  และจากการส่งผ่านกระแสด้วยวงจรสะท้อนกระแส  $Q_5 - Q_7$  จะได้

$$i_z = i_{c1} + i_{c2} = g_m v_{in} \quad (2.16)$$

หรือ 
$$i_z = g_m v_{in} \quad (2.17)$$

จากการวิเคราะห์ข้างต้นพบว่าโครงสร้างของวงจร VDBA ที่ใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์จะมีอัตราขยายค่าความนำของวงจรเท่ากับ

$$g_m = \frac{I_o}{2V_T} \quad (2.18)$$

### 2.5.2 วงจรตามแรงดัน

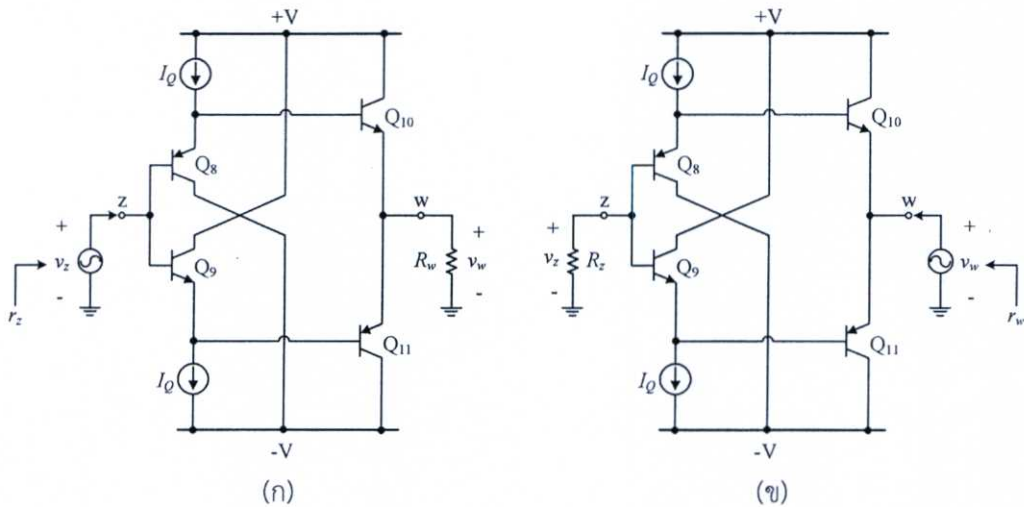
ส่วนหลังของวงจร VDBA คือ วงจรตามแรงดันหรือวงจรบัฟเฟอร์ ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_8 - Q_{11}$  ดังรูปที่ 2.17 โดยจะทำหน้าที่ส่งผ่านแรงดันจากขั้ว  $z$  ไปยังขั้ว  $w$  โครงสร้างวงจรประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณคอลเลคเตอร์ร่วมแบบคอมพลีเมนทารี (complementary) จำนวนสองวงจรต่อร่วมกัน เพื่อให้ความต้านทานอินพุตมีค่าสูงมาก [12] และสามารถวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตเมื่อมองเข้าไปยังขั้ว  $z$  ( $r_z$ ) ได้เท่ากับ [ภาคผนวก ก 2]

$$r_z = \frac{v_z}{i_z} = \beta_n \beta_p \left( \frac{r_e}{2} + R_w \right) \quad (2.19)$$

เมื่อประมาณว่า  $\beta_n = \beta_9 \cong \beta_{10} \gg 1$ ,  $\beta_p = \beta_8 \cong \beta_{11} \gg 1$ ,  $r_e = r_{e8} = r_{e9} \cong r_{e10} = r_{e11}$  และ  $R_w$  คือ ตัวต้านทานซึ่งต่อระหว่างขั้ว w กับกราวด์ และในทำนองเดียวกันสามารถพิจารณาหาค่าความต้านทานที่มองเข้าไปยังขั้ว w ( $r_w$ ) พบว่าเท่ากับ [ภาคผนวก ก3]

$$r_w = \frac{v_w}{i_w} = \left( \frac{r_e}{2} + \frac{R_z}{\beta_n \beta_p} \right) \quad (2.20)$$

โดยที่  $R_z$  คือตัวต้านทานซึ่งต่อระหว่างขั้ว z กับกราวด์



รูปที่ 2.17 วงจรตามแรงดัน

(ก) กรณีวิเคราะห์หา  $r_z$

(ข) กรณีวิเคราะห์หา  $r_w$

ดังนั้น จากการวิเคราะห์ข้างต้น ทำให้ได้ค่าความต้านทานที่มองเข้าไปยังขั้ว z ( $R_{zT}$ ) ของวงจร VDBA เท่ากับ

$$R_{zT} = r_{c2}(CM) // r_{o2} // \left\{ [(r_{\pi 8} + r_{\pi 10}) // (r_{\pi 9} + r_{\pi 11})] + R_w \right\} \quad (2.21)$$

โดยที่  $r_{c2}(CM)$  คือ ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแส  $r_{o2}$  คือ ค่าความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์  $Q_2$   $r_{\pi i}$  ( $i = 8, 9, 10, 11$ ) คือ ค่าความต้านทานระหว่างขาเบสกับขาอีมีเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_8 - Q_{11}$  และ  $R_w$  คือ ตัวต้านทานซึ่งต่อระหว่างขั้ว w เทียบกับกราวด์

### 2.5.3 สมรรถนะทางความถี่

การวิเคราะห์สมรรถนะทางความถี่ของวงจร VDBA ทำได้โดยการวิเคราะห์ในกรณีสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal circuit analysis) โดยใช้วงจรสมมูลแบบไฮบริดพาย (hybrid-pi model) [13] และกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพ่วงกันทุกประการ (matching) จะได้โพล (pole) ของวงจรอัตราขยายค่าความนำมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข1]

$$p_{a1} = - \left[ \frac{(g_{mp} + 2g_{np})}{2(C_{mp} + 2C_{np})} \right] \quad (2.22)$$

สำหรับการวิเคราะห์หาตำแหน่งโพลของวงจรตามแรงดันพบว่ามีความประมาณ [ภาคผนวก ข2]

$$p_{a3} = - \left[ \frac{(G_w + g_p)g_n + G_w g_{np}}{(G_w + g_p)C_m + (G_w + g_p)C_{np}} \right] \quad (2.23)$$

ดังนั้น เมื่อเปรียบเทียบตำแหน่งโพล คือ  $p_{a1}$  จากสมการ (2.22) กับโพล  $p_{a3}$  จากสมการ (2.23) พบว่าตำแหน่งโพลเด่น (dominant pole) ซึ่งเป็นขีดจำกัดทางความถี่ในการปฏิบัติงานสูงสุดของวงจร VDBA คือ โพล  $p_{a1}$  หรือตำแหน่งโพลของวงจรสะท้อนกระแส  $Q_5 - Q_7$  นั่นเอง

### 2.5.4 ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดัน

การวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันของวงจร VDBA สามารถกระทำได้โดยพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันระหว่าง  $v_z$  ไปยัง  $v_w$  ซึ่งเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\frac{v_w}{v_z} = \left[ \frac{g_n g_p}{(G_w + g_p)g_n + G_w g_{np}} \right] \left\{ \frac{\left( 1 + s \frac{C_m}{g_n} \right) \left( 1 + s \frac{C_{np}}{g_p} \right)}{\left[ 1 + s \frac{(G_w + g_p)C_m + (G_w + g_p)C_{np}}{(G_w + g_p)g_n + G_w g_{np}} \right] \left[ 1 + s \frac{C_m C_{np}}{(G_w + g_p)g_n + G_w g_{np}} \right]} \right\} \quad (2.24)$$

พิจารณาอัตราขยายแรงดันเมื่อมีค่าไม่เท่ากับหนึ่ง จะทำให้เกิดค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดัน ( $\epsilon_v$ ) พบว่ามีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ค1]

$$\frac{v_w}{v_z} = \frac{1}{1 + \epsilon_v} \quad (2.25)$$

โดยที่

$$\varepsilon_v = \frac{G_w \left( 1 + \frac{g_m + g_{mp}}{g_{mn}} \right)}{g_{mp} \left( 1 + \frac{g_m}{g_{mn}} \right) \left( 1 + \frac{g_{mp}}{g_{mp}} \right)} \quad (2.26)$$

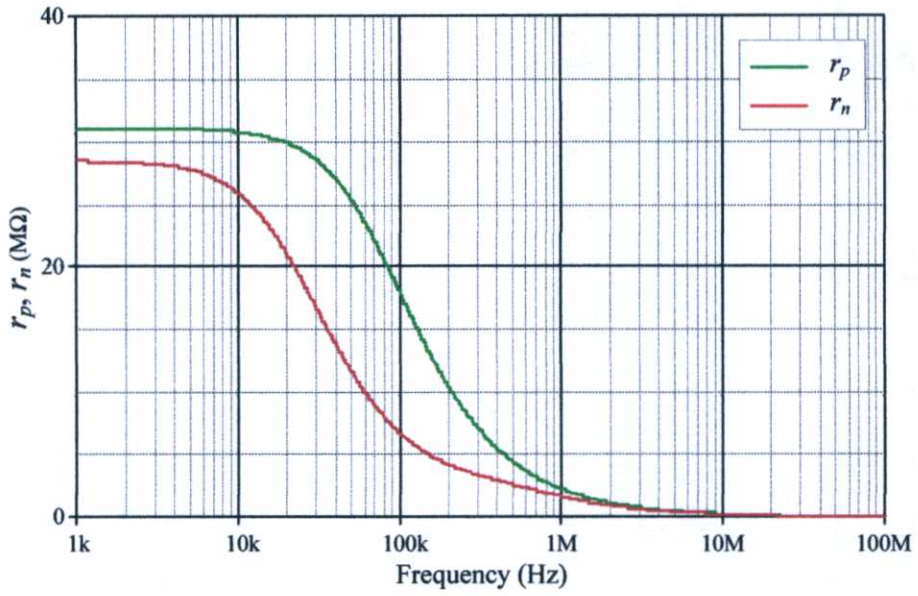
### 2.5.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

เพื่อเป็นการยืนยันว่าคุณสมบัติของวงจรถูกกล่าวเป็นไปตามทฤษฎี ในหัวข้อนี้จะทำการจำลองผลการทำงานของวงจร VDBA แบบใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ดังรูปที่ 2.14 โดยใช้โปรแกรม PSPICE ภายใต้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบ ALA400 จากบริษัท AT&T เบอร์ PR100N และ NP100N สำหรับทรานซิสเตอร์ชนิด PNP และ NPN ตามลำดับ เมื่อเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงค่าเท่ากับ  $\pm 1.5$  V กระแสไบอัส  $I_Q = 50 \mu A$  ผลการจำลองผลตอบแทนของความถี่ของค่าความต้านทานอินพุตที่มองเข้าไปยังขั้ว p ( $r_p$ ) และขั้ว n ( $r_n$ ) แสดงได้ดังรูปที่ 2.18 พบว่ามีค่าประมาณ  $r_p \cong 31 M\Omega$  และ  $r_n \cong 28 M\Omega$  ขณะที่ค่าความต้านทานที่มองเข้าไปยังขั้ว z ( $r_z$ ) แสดงได้ดังรูปที่ 2.19 พบว่ามีค่าประมาณ  $r_z \cong 1.9 M\Omega$  และค่าความต้านทานที่มองเข้าไปยังขั้ว w ( $r_w$ ) แสดงได้ดังรูปที่ 2.20 พบว่ามีค่าประมาณ  $r_w \cong 244 \Omega$

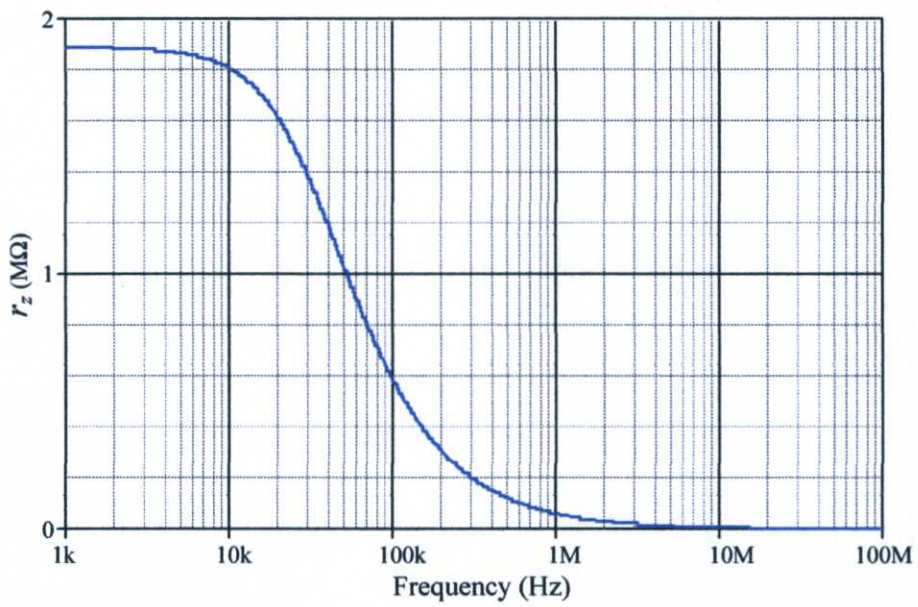
รูปที่ 2.21 แสดงผลตอบแทนของความถี่ของค่า  $g_m$  เมื่อแปรค่ากระแส  $I_Q$  เท่ากับ  $50 \mu A$ ,  $100 \mu A$ ,  $150 \mu A$  และ  $200 \mu A$  ซึ่งจากสมการ (2.18) ทำให้ได้ค่า  $g_m$  เปลี่ยนแปลงเป็น  $0.94$  mAV,  $1.84$  mAV,  $2.74$  mAV และ  $3.61$  mAV ตามลำดับ ผลการจำลองพบว่ามีค่าความผิดพลาดประมาณ 2.24%, 4.32%, 5.01% และ 6.14% ตามลำดับ และพบว่ามีช่วงความถี่แบนด์วิธ (bandwidth,  $BW$ ) ประมาณ 10 MHz

ผลการจำลองผลตอบแทนของความถี่ของการส่งผ่านแรงดันระหว่างขั้ว z ไปยังขั้ว w ( $v_w/v_z$ ) แสดงได้ดังรูปที่ 2.22 พบว่ามีขนาดประมาณ -30 mdB ซึ่งมีค่าใกล้เคียงศูนย์หรือหากคำนวณเป็นสัดส่วน  $v_w/v_z$  จะพบว่ามีค่าประมาณ 0.99 ซึ่งมีค่าใกล้เคียงหนึ่งซึ่งสอดคล้องกับทฤษฎี และจากผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าการส่งผ่านแรงดันระหว่างขั้ว z ไปยังขั้ว w มีช่วงความถี่แบนด์วิธประมาณ 1 GHz

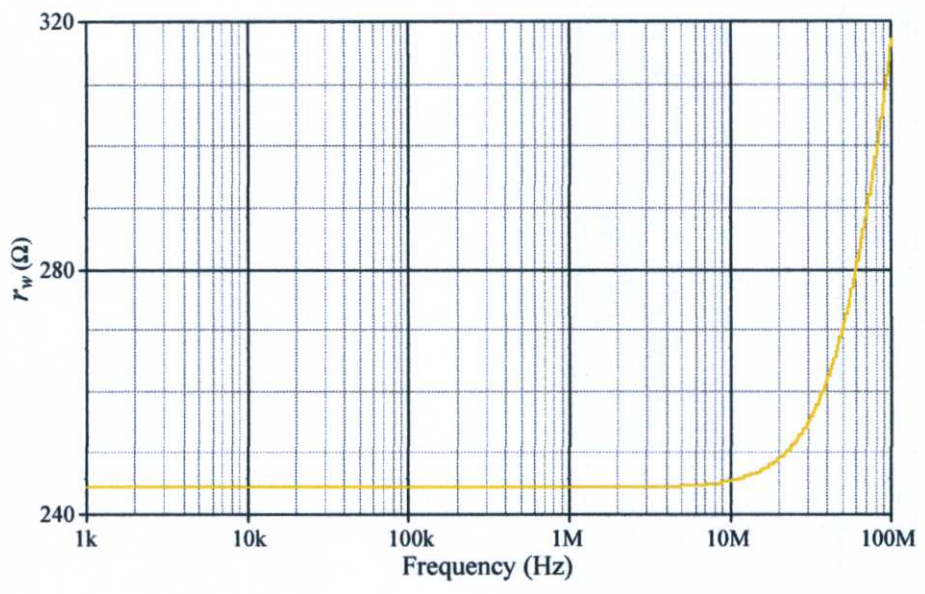
จากผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าวงจร VDBA ที่นำเสนอมีช่วงความถี่แบนด์วิธประมาณ 10 MHz เนื่องจากช่วงความถี่แบนด์วิธของวงจรถยายค่าความนำ อย่างไรก็ตามค่าความต้านทานอินพุตที่สูง และค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ต่ำจะทำให้วงจรถูกกล่าวเหมาะสำหรับการต่อคาสเคดในโหมดแรงดัน นอกจากนี้แล้ววงจรมีสามารถปรับค่า  $g_m$  ได้ง่ายผ่านกระแส  $I_Q$  จากภายนอกอีกด้วย และกำลังงานไฟฟ้าสูญเสีย (power consumption) มีค่าเท่ากับ 0.89 mW



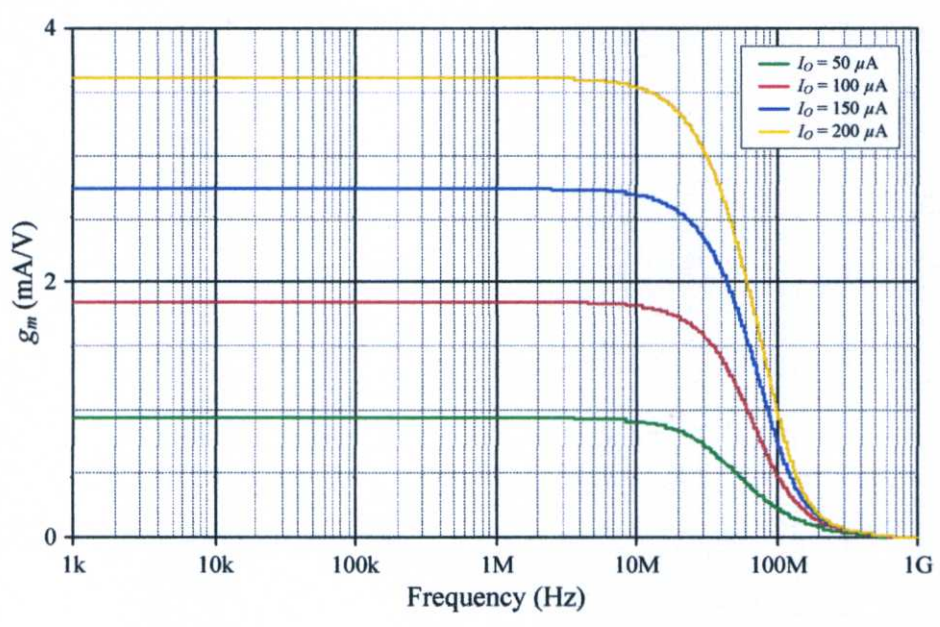
รูปที่ 2.18 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว p และ n



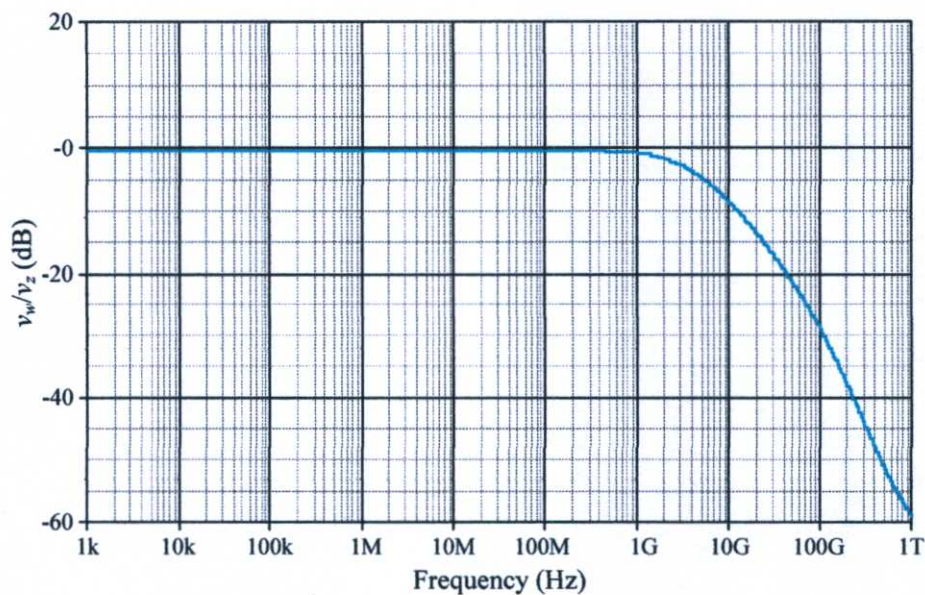
รูปที่ 2.19 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว z



รูปที่ 2.20 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ชั่ว w



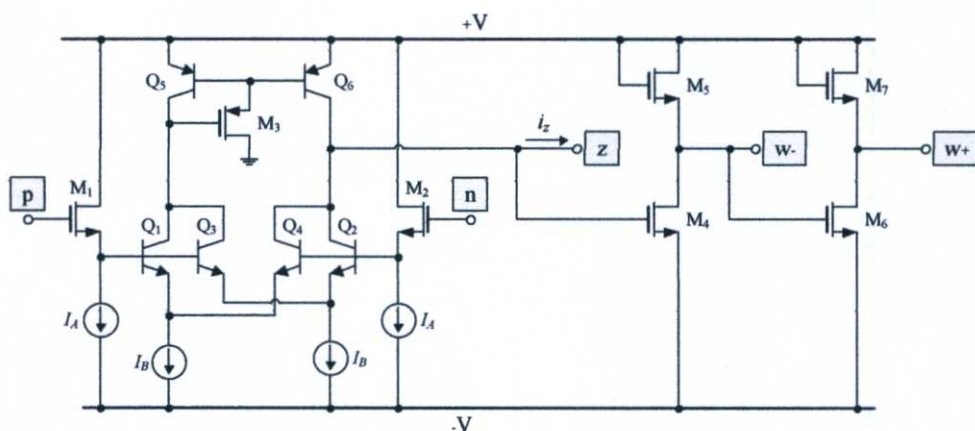
รูปที่ 2.21 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่า  $g_m$  เมื่อแปรค่า  $I_o$



รูปที่ 2.22 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของ  $v_w/v_z$

## 2.6 วงจร VDBA แบบใช้เทคโนโลยีไบซีมอส

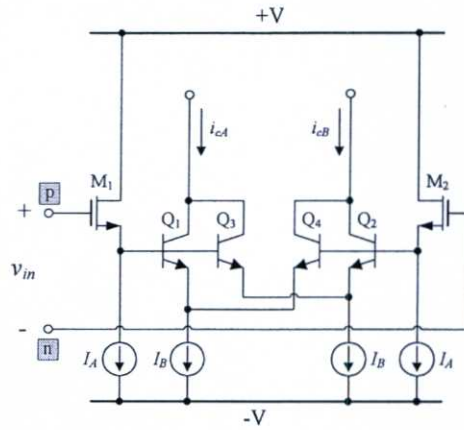
วงจร VDBA แบบใช้เทคโนโลยีไบซีมอส ถูกคิดค้นขึ้นเพื่อดึงจุดเด่นของเทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์มารวมกัน ซึ่งมีโครงสร้างภายในแสดงดังรูปที่ 2.23 [10] โดยประกอบด้วยวงจรสำคัญสองส่วน คือ วงจรขยายค่าความนำ และวงจรตามแรงดัน โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.23 วงจร VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้เทคโนโลยีไบซีมอส

### 2.6.1 วงจรขยายค่าความนำ

วงจรขยายค่าความนำที่ใช้เทคโนโลยีไบซีมอสแสดงดังรูปที่ 2.24 ประกอบด้วย ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1 - Q_4$  และคาสเคดด้วยมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  และ  $M_2$  เพื่อเพิ่มค่าความต้านทานที่ขั้วอินพุต  $r_{in}$



รูปที่ 2.24 วงจรขยายค่าความนำ

จากรูปที่ 2.24 สามารถสังเกตได้ว่ามีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จำนวนสองชุดต่อกันแบบวงจรอิมิตเตอร์ร่วม (common emitter) นั่นคือ  $Q_1$  กับ  $Q_4$  และ  $Q_2$  กับ  $Q_3$  และเพิ่มค่าความต้านทานที่ขั้วอินพุตได้โดยต่อมอสทรานซิสเตอร์แบบวงจรเดรนร่วม (common drain) ทำให้ค่าความต้านทานอินพุตที่มองเข้าไปยังขั้ว p และ n มีค่าเป็นอนันต์ ( $r_{in} \cong \infty$ ) ส่วนกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  กับ  $Q_3$  ( $i_{cA}$ ) และ  $Q_2$  กับ  $Q_4$  ( $i_{cB}$ ) จะมีค่าดังนี้

$$i_{c1} = -i_{c4} = g_{mQ1} \left( \frac{v_{in}}{2} \right) = -g_{mQ4} \left( \frac{v_{in}}{2} \right) \quad (2.27)$$

$$i_{c3} = -i_{c2} = g_{mQ3} \left( \frac{v_{in}}{2} \right) = -g_{mQ2} \left( \frac{v_{in}}{2} \right) \quad (2.28)$$

เมื่อ

$$g_{mQ1} = g_{mQ2} = g_{mQ3} = g_{mQ4} = g_{mT}$$

$$i_{cA} = i_{c1} + i_{c3} = g_{mT} v_{in} \quad (2.29)$$

$$i_{cB} = i_{c2} + i_{c4} = g_{mT} v_{in} \quad (2.30)$$

และ 
$$g_{mT} = \left( \frac{I_B}{2V_T} \right) \quad (2.31)$$

โดยที่ 
$$i_{cA} = -i_{cB} \quad (2.32)$$

ในขณะที่  $g_{mQ1}$ ,  $g_{mQ2}$ ,  $g_{mQ3}$  และ  $g_{mQ4}$  คือ อัตราขยายค่าความนำของทรานซิสเตอร์  $Q_1 - Q_4$  ตามลำดับ และ  $I_B$  คือ กระแสไบอัสจากภายนอก

รูปที่ 2.25 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบใช้เทคโนโลยีไบซีมอส ซึ่งประกอบด้วย ทรานซิสเตอร์  $Q_5 - Q_6$  และ  $M_3$  ซึ่งมีค่าความต้านทานอินพุต ( $r_{cA}$ ) เท่ากับ [ภาคผนวก ง1]

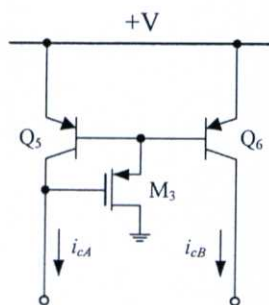
$$r_{cA} = \frac{v_{cA}}{i_{cA}} = \left[ \frac{\left( \frac{r_{\pi 5} r_{\pi 6}}{r_{\pi 5} + r_{\pi 6}} \right) + g_{m3}}{g_{m3} g_{mQ5}} \right] \quad (2.34)$$

และค่าความต้านทานเอาต์พุต ( $r_{cB}$ ) เท่ากับ

$$r_{cB} = \frac{v_{cB}}{i_{cB}} = r_{o6} \quad (2.35)$$

เมื่อกำหนดในทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการ จึงทำให้  $g_{mQ5} \cong g_{mQ6}$  ดังนั้น ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรสะท้อนกระแสจึงมีค่าเท่ากับ

$$\frac{i_{cB}}{i_{cA}} = \frac{g_{mQ6}}{g_{mQ5}} \cong 1 \quad (2.36)$$



รูปที่ 2.25 วงจรสะท้อนกระแสแบบใช้เทคโนโลยีไบซีมอส

จากสมการ (2.27) ถึง (2.32) ถ้ากำหนดให้  $g_m = 2g_{mT}$  และจากผลการส่งผ่านกระแสด้วย วงจรสะท้อนกระแสจะได้

$$i_z = i_{cA} + i_{cB} \quad (2.37)$$

หรือ 
$$i_z = 2g_{mT}v_m \quad (2.38)$$

ดังนั้น จึงคำนวณหาค่า  $g_m$  ได้ดังนี้

$$g_m = \frac{I_B}{V_T} \quad (2.39)$$

### 2.6.2 วงจรตามแรงดัน

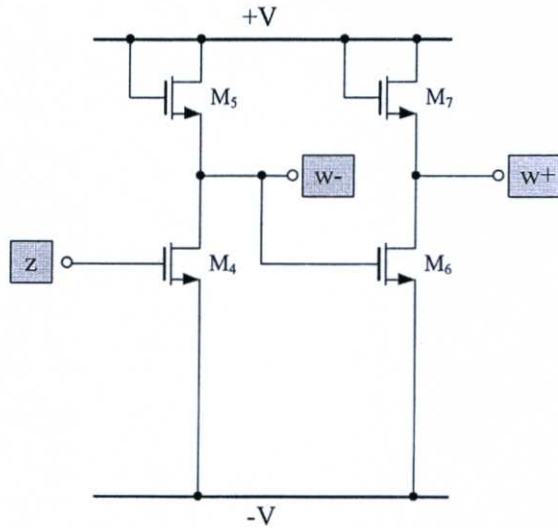
ส่วนหลังของวงจร VDBA คือ วงจรตามแรงดันจำนวนสองชุด คือ  $M_4 - M_5$  และ  $M_6 - M_7$  โดยแต่ละชุดจะต่อกันแบบวงจรซอร์สร่วม (common source) ซึ่งมีอัตราขยายแรงดันแบบกลับเฟส ดังนั้นเมื่อพิจารณาทรานซิสเตอร์  $M_4 - M_5$  ชุดแรกก็คือ วงจรตามแรงดันแบบกลับเฟส ( $v_w$ ) ขณะที่เมื่อคาสเคดทรานซิสเตอร์  $M_6 - M_7$  ชุดที่สองแล้วจะทำให้ได้วงจรตามแรงดันแบบไม่กลับเฟส ( $v_{w+}$ ) ดังแสดงในรูปที่ 2.26 สำหรับค่าความต้านทานอินพุตที่มองเข้าไปยังขั้ว  $z$  ( $r_z$ ) จะมีค่าเป็นอนันต์ ( $r_z \cong \infty$ ) และค่าความต้านทานเอาต์พุตที่มองเข้าไปยังขั้ว  $w+$  ( $r_{w+}$ ) และ  $w-$  ( $r_{w-}$ ) พบว่ามีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ง2]

$$r_{w+} \approx r_{w-} = \frac{1}{g_m} // r_o \cong \frac{1}{g_m} \quad (2.40)$$

ดังนั้น จากการวิเคราะห์ข้างต้น จะพบว่าสามารถหาค่าความต้านทานที่มองเข้าไปยัง ขั้ว  $z$  ( $R_{zT}$ ) ของวงจร VDBA ที่สังเคราะห์โดยเทคโนโลยีไบซีมอสได้ มีค่าเท่ากับ

$$R_{zT} = r_{cB}(CM) // (r_{o2} + r_{o4}) // r_{gs4} \quad (2.41)$$

โดยที่  $r_{cB}(CM)$  คือ ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแส  $r_{o2}$  และ  $r_{o4}$  คือ ค่าความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  และ  $Q_4$  ตามลำดับ  $r_{gs4}$  คือ ค่าความต้านทานระหว่างขาเกตกับขาซอร์สของทรานซิสเตอร์  $M_4$  ซึ่งมีค่าเป็นอนันต์



รูปที่ 2.26 วงจรตามแรงดัน

### 2.6.3 สมรรถนะทางความถี่

สมรรถนะทางความถี่ของวงจร VDBA ที่ใช้เทคโนโลยีไบซีมอสดังรูปที่ 2.23 สามารถทำได้ โดยวิเคราะห์ในกรณีสัญญาณขนาดเล็ก โดยใช้วงจรสมมูลแบบไฮบริดพาย [13]-[14] ซึ่งแบ่งการวิเคราะห์ออกเป็นห้าส่วน ได้แก่ วงจรเดรนร่วม วงจรขยายสัญญาณผลต่าง วงจรสะท้อนกระแส และ วงจรซอร์สร่วมจำนวนสองวงจร เป็นต้น ซึ่งจะได้ตำแหน่งโพลเด่นมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก จ1]

$$p_{b4} = - \frac{g_{m3}g_{mQ}}{C_{gs3}(g_{m3} + g_{mQ})} \quad (2.42)$$

### 2.6.4 ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดัน

การวิเคราะห์หาค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันของวงจร VDBA ที่ใช้เทคโนโลยีไบซีมอส ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรตามแรงดันเท่ากับ

$$\frac{v_{w+}}{v_z} = \left[ \frac{\left( \frac{g_{m4}}{g_{m5}} \right) \left( 1 - s \frac{C_{gd4}}{g_{m4}} \right)}{\left( 1 + s \frac{C_{gd4}}{g_{m5}} \right)} \right] \left[ \frac{\left( \frac{g_{m6}}{g_{m7}} \right) \left( 1 - s \frac{C_{gd6}}{g_{m6}} \right)}{\left( 1 + s \frac{C_{gd6}}{g_{m6}} \right)} \right] \quad (2.43)$$

และ

$$\frac{v_{w-}}{v_z} = \frac{\left( -\frac{g_{m4}}{g_{m5}} \right) \left( 1 - s \frac{C_{gd4}}{g_{m4}} \right)}{\left( 1 + s \frac{C_{gd4}}{g_{m5}} \right)} \quad (2.44)$$

ความสัมพันธ์ข้างต้นสามารถพิจารณาหาค่าความคลาดเคลื่อนในทางส่งผ่านแรงดันจาก  $v_z$  ไปยัง  $v_{w+}$  ( $\varepsilon_{v+}$ ) และ  $v_{w-}$  ( $\varepsilon_{v-}$ ) ได้ดังต่อไปนี้ [ภาคผนวก ฉ1], [ภาคผนวก ฉ2]

$$\frac{v_{w+}}{v_z} = \frac{1}{1 + \varepsilon_{v+}} \quad (2.45)$$

และ

$$\frac{v_{w-}}{v_z} = \frac{1}{1 + \varepsilon_{v-}} \quad (2.46)$$

ซึ่งพบว่าค่าความคลาดเคลื่อนในทางส่งผ่านแรงดันมีค่าเท่ากับ

$$\varepsilon_{v+} = \frac{g_{m5}g_{m7} + g_{m4}g_{m6}}{g_{m4}g_{m6}} \quad (2.47)$$

และ

$$\varepsilon_{v-} = \frac{g_{m5} + g_{m4}}{g_{m4}} \quad (2.48)$$

โดยที่  $g_{mi}$  ( $i = 4, 5, 6, 7$ ) คือ อัตราขยายค่าความนำของมอสทรานซิสเตอร์  $M_4 - M_7$

### 2.6.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

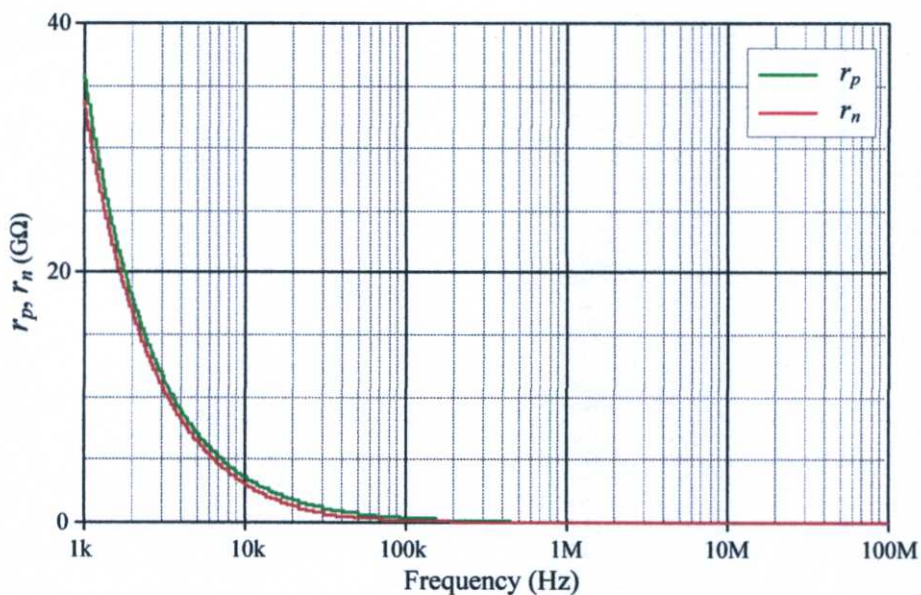
ในที่นี้ได้ทำการจำลองการทำงานของวงจร VDBA ในรูปที่ 2.23 โดยใช้เทคโนโลยี standard 0.35- $\mu\text{m}$  BiCMOS ซึ่งใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเท่ากับ  $\pm 0.75$  V กระแสไบอัส  $I_A = 25 \mu\text{A}$  กำหนดอัตราส่วนระหว่างความกว้าง ( $W$ ) และความยาว ( $L$ ) ของช่องนำกระแสเท่ากับ  $14/0.7 \mu\text{m}$  และ  $28/0.7 \mu\text{m}$  สำหรับมอสทรานซิสเตอร์ชนิด N และ P ตามลำดับ

ผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานอินพุตที่มองเข้าไปยังขั้ว p ( $r_p$ ) และขั้ว n ( $r_n$ ) แสดงได้ดังรูปที่ 2.27 พบว่ามีค่าประมาณ  $r_p \cong 36 \text{ G}\Omega$  และ  $r_n \cong 34 \text{ G}\Omega$  ขณะที่ค่าความต้านทานที่มองเข้าไปยังขั้ว z ( $r_z$ ) แสดงได้ดังรูปที่ 2.28 พบว่ามีค่าประมาณ  $r_z \cong 750 \text{ k}\Omega$  รูปที่ 2.29 แสดงค่าความต้านทานที่มองเข้าไปยังขั้ว w+ ( $r_{w+}$ ) และขั้ว w- ( $r_{w-}$ ) พบว่ามีค่าประมาณ  $r_{w+} \cong 1.32 \text{ k}\Omega$  และ  $r_{w-} \cong 1.33 \text{ k}\Omega$  ตามลำดับ

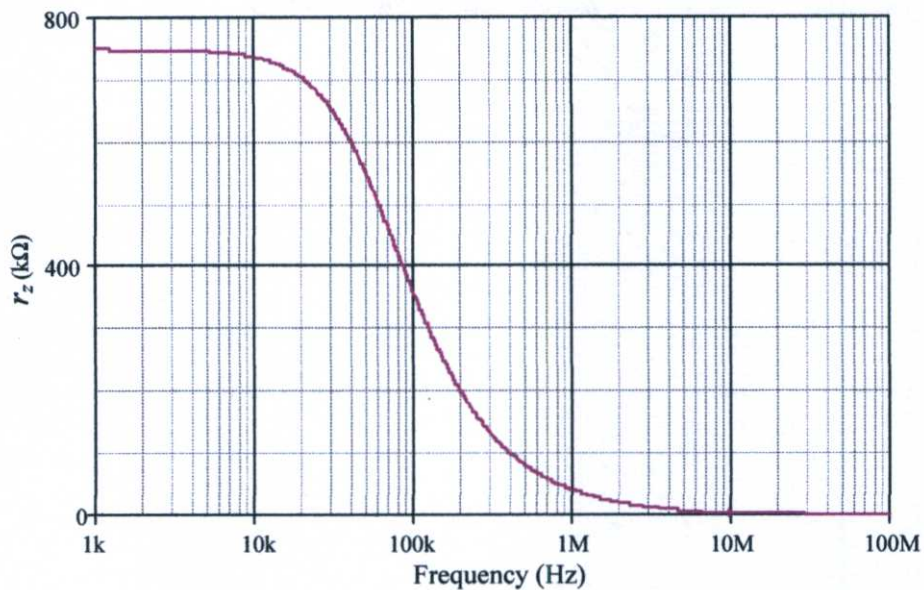
รูปที่ 2.30 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของค่า  $g_m$  เมื่อแปรค่ากระแส  $I_B$  เท่ากับ  $25 \mu A$ ,  $50 \mu A$ ,  $75 \mu A$  และ  $100 \mu A$  ซึ่งส่งผลให้ค่า  $g_m$  เปลี่ยนแปลงเป็น  $0.92 \text{ mA/V}$ ,  $1.80 \text{ mA/V}$ ,  $2.65 \text{ mA/V}$  และ  $3.45 \text{ mA/V}$  ตามลำดับ จากผลการจำลองพบว่ามีค่าความผิดพลาดประมาณ 4.32%, 6.40%, 8.13% และ 10.30% ตามลำดับ และพบว่ามีช่วงความถี่แบนด์วิธประมาณ 10 MHz

รูปที่ 2.31 แสดงคุณสมบัติการส่งผ่านแรงดันระหว่างขั้ว z ไปยังขั้ว w+ และ w- พบว่าการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปยังขั้ว w- จะมีค่าใกล้เคียงกับทฤษฎีตั้งแต่  $-250 \text{ mV}$  ส่วนในกรณีการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปยังขั้ว w+ จะมีค่าใกล้เคียงกับทฤษฎีในช่วงประมาณ  $-250 \text{ mV}$  ถึง  $250 \text{ mV}$  โดยสาเหตุที่ขั้ว w+ มีช่วงการส่งผ่านแรงดันที่ต่ำกว่าขั้ว w- เป็นผลมาจากการต่อคาสเคดกันของวงจรตามแรงดันนั่นเอง อย่างไรก็ตามการส่งผ่านแรงดันของทั้งสองขั้วมีขนาดเท่ากันแต่เฟสตรงข้ามกัน

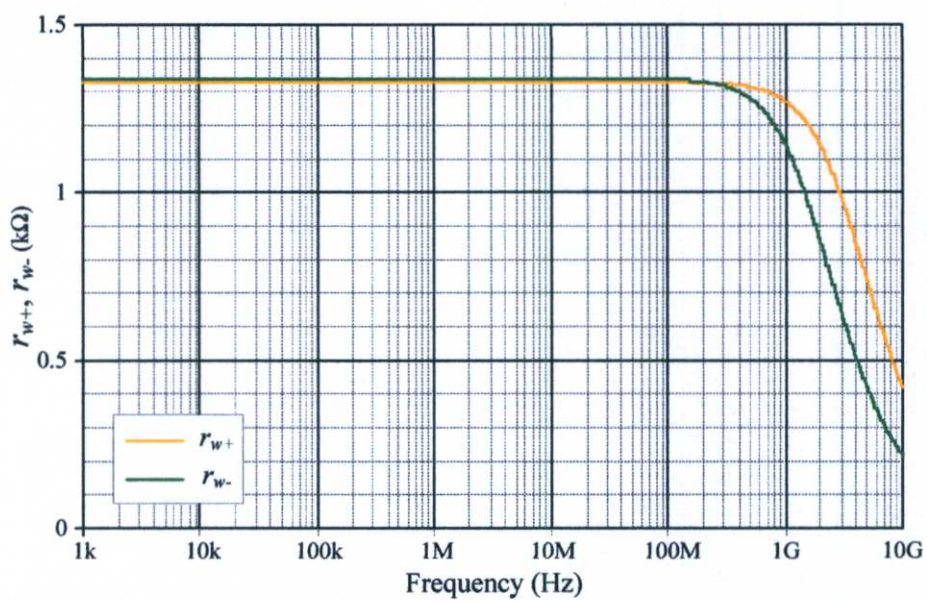
ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปยังขั้ว w+ ( $v_{w+}/v_z$ ) และขั้ว w- ( $v_{w-}/v_z$ ) แสดงได้ดังรูปที่ 2.32 พบว่ามีขนาดประมาณ  $-480 \text{ dB}$  และ  $-240 \text{ dB}$  ซึ่งมีค่าใกล้เคียงศูนย์ หรือหากคำนวณเป็นสัดส่วน  $v_{w+}/v_z$  และ  $v_{w-}/v_z$  จะพบว่ามีค่าประมาณ 0.95 และ 0.97 ตามลำดับ มีค่าใกล้เคียงหนึ่งซึ่งสอดคล้องกับทฤษฎี และจากผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าการส่งผ่านแรงดันระหว่างขั้ว z ไปยังขั้ว w+ และขั้ว w- มีช่วงความถี่แบนด์วิธประมาณ 1 GHz



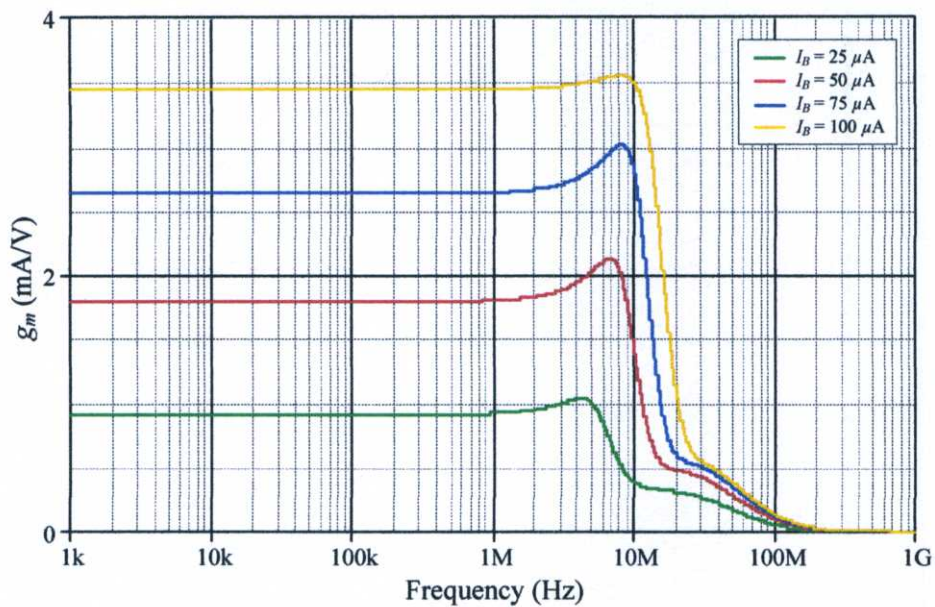
รูปที่ 2.27 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว p และ n



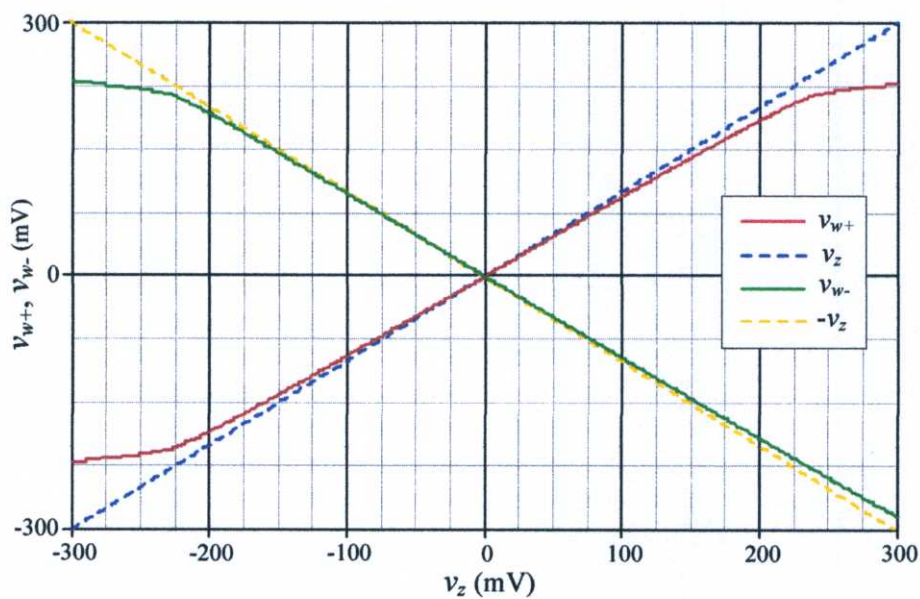
รูปที่ 2.28 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว z



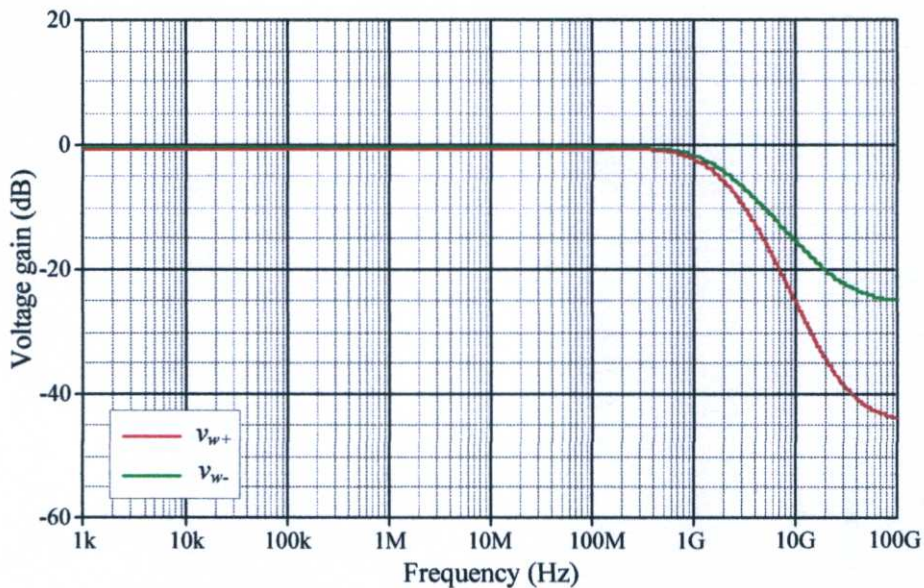
รูปที่ 2.29 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว w+ และขั้ว w-



รูปที่ 2.30 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่า  $g_m$  เมื่อแปรค่า  $I_B$



รูปที่ 2.31 คุณสมบัติการส่งผ่านแรงดันไฟตรงระหว่าง  $v_z$  ไปยัง  $v_{w+}$  และ  $v_{w-}$ .



รูปที่ 2.32 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของ  $v_{w+}/v_z$  และ  $v_{w-}/v_z$

จากการทำการจำลองการทำงานของวงจร VDBA ที่สังเคราะห์ด้วยเทคโนโลยีไบซีมอส สามารถสรุปได้ว่า วงจรที่นำเสนอมีช่วงความถี่แบนด์วิดท์อยู่ที่ประมาณ 10 MHz สามารถปรับอัตราขยายของวงจรได้ง่าย เนื่องจากกระแสไบอัส  $I_B$  เป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าแรงดันความร้อน  $V_T$  นอกจากนี้ยังมีค่าความต้านอินพุตสูงและค่าความต้านทานเอาต์พุตต่ำจึงเหมาะสมต่อการต่อคาสเคดในโหมดแรงดัน และจากผลการจำลองพบว่าสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 0.48 mW

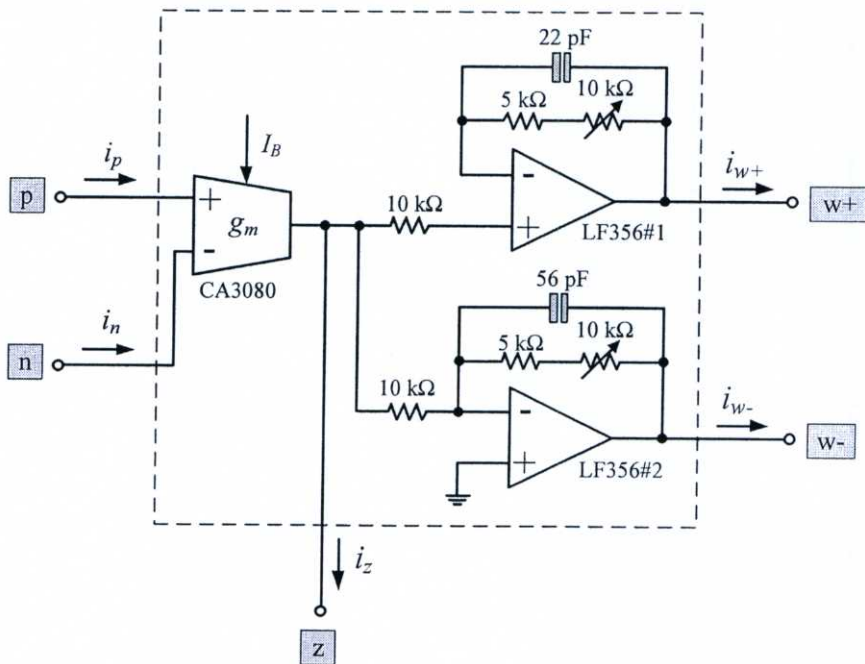
## 2.7 ผลการทดลองต่อวงจรจริง

เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจร VDBA ที่นำเสนอในรูปที่ 2.14 และ 2.23 มีความสอดคล้องกับหลักการทางทฤษฎีและผลการจำลองการทำงานโดยโปรแกรม PSPICE ที่นำเสนอมาแล้วนั้น จึงได้ทำการต่อวงจรและทดสอบการทำงานของวงจร VDBA ดังรูปที่ 2.33 ซึ่งภายในประกอบด้วยไอซีเบอร์ CA3080 จำนวนหนึ่งตัวทำหน้าที่เป็นภาคอินพุตของวงจร นั่นคือ วงจรอัตราขยายค่าความนำซึ่งจะประกอบด้วยขั้ว p, ขั้ว n และขั้ว z สามารถปรับค่าอัตราขยายค่าความนำผ่านขั้ว  $I_B$  ส่วนภาคเอาต์พุตของวงจรจะประกอบด้วยไอซีเบอร์ LF356 จำนวนสองตัว ได้แก่ LF356#1 และ LF356#2 โดยถูกนำมาต่อเป็นวงจรตามแรงดันแบบบวกและลบ จะได้เป็นขั้ว w+ และ w- ตามลำดับ ซึ่งแต่ละขั้วจะประกอบด้วยตัวต้านทานจำนวนสามตัว หนึ่งในนั้นจะเป็นแบบปรับค่าได้ เพื่อให้สะดวกต่อการปรับขนาดของสัญญาณให้เท่ากับหนึ่ง นอกจากนี้ได้ต่อตัวเก็บประจุขนานกับตัวต้านทานที่มีการต่อป้อนกลับเพื่อลดสัญญาณรบกวนอีกด้วย และเมื่อลองอุปกรณ์ทั้งหมดบนแผ่นวงจรพิมพ์จะได้

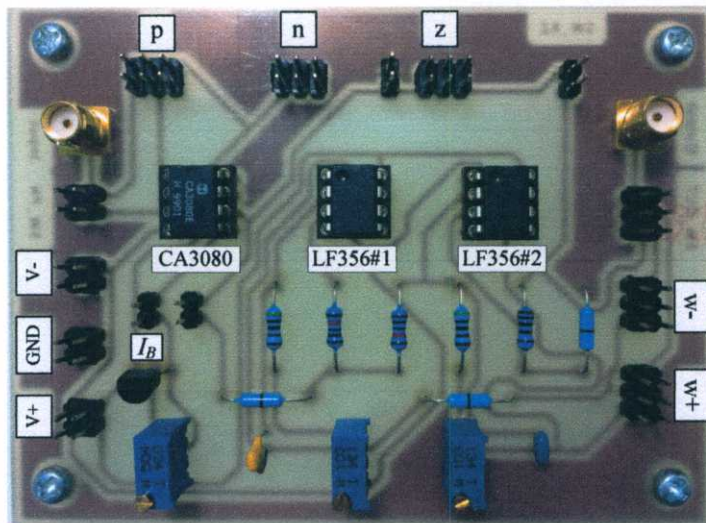
ดังรูปที่ 2.34 ซึ่งกำหนดให้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมีค่าเท่ากับ  $\pm 5V$  พบว่าที่  $I_B = 500 \mu A$  จะได้ค่าความต้านทานอินพุตมีค่าเท่ากับ  $26 k\Omega$  และค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว z เท่ากับ  $15 M\Omega$

เพื่อเป็นการยืนยันว่าวงจรที่ต่อทดลองจริงดังรูปที่ 2.34 เป็นไปตามคุณสมบัติของวงจร VDBA จึงทำการทดลองโดยจ่ายสัญญาณแรงดันอินพุตสามเหลี่ยมขนาด  $50 mVp-p$  ที่ความถี่  $1 kHz$  เมื่อ  $g_m \cong 1 mA/V$  และ  $I_B = 62 \mu A$  โดยผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 2.35 และเมื่อต่อตัวต้านทานขนาด  $1 k\Omega$  ที่ขั้ว z เพื่อใช้ส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปยังขั้ว w+ (CH1) และ ขั้ว w- (CH2) จะได้ดังรูปที่ 2.36 พบว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้มีขนาดเท่ากันแต่เฟสต่างกัน

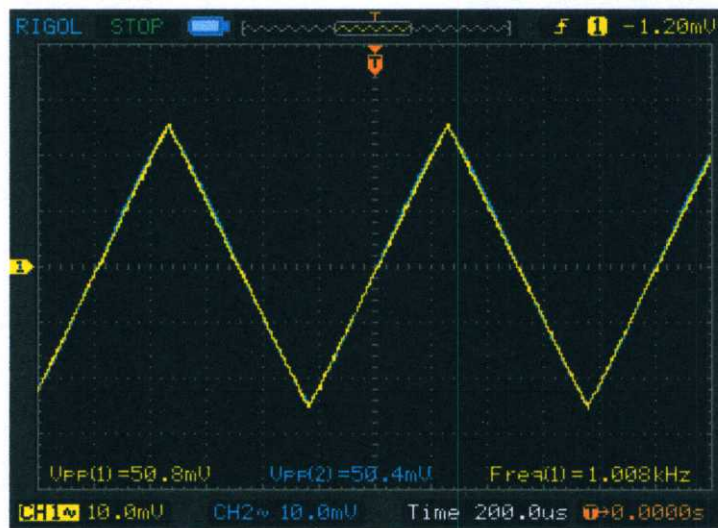
ผลการวัดผลตอบสนองทางความถี่ของค่า  $g_m$  เมื่อแปรค่า  $I_B$  เท่ากับ  $100 \mu A$ ,  $150 \mu A$  และ  $200 \mu A$  แสดงได้ดังรูปที่ 2.37 จากผลการทดลองพบว่าความถี่แบนด์วิธมีค่าประมาณ  $400 kHz$  และวงจรสามารถปรับค่าอัตราขยายค่าความนำได้ด้วยกระแสไบอัส  $I_B$  จากภายนอก รูปที่ 2.38 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปยังขั้ว w+ และ w- พบว่าความถี่แบนด์วิธมีค่าประมาณ  $100 kHz$  และแสดงให้เห็นว่าแรงดันที่ขั้ว w+ และ w- มีค่าเท่ากับแรงดันที่ขั้ว z ซึ่งสอดคล้องกับคุณสมบัติของวงจร VDBA



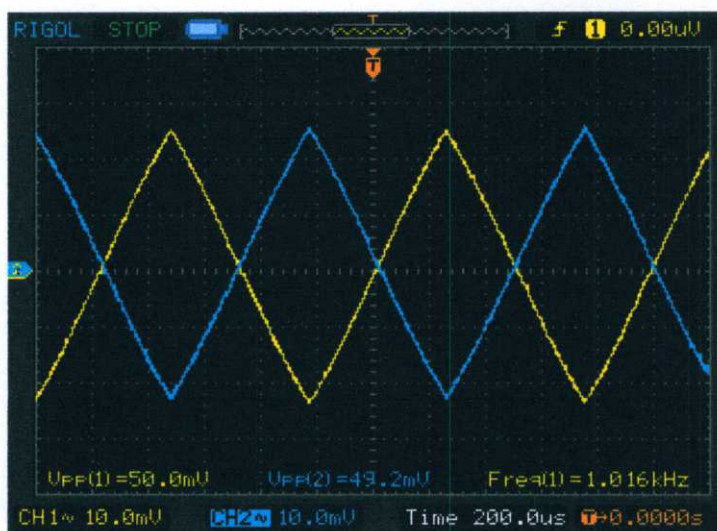
รูปที่ 2.33 วงจร VDBA โดยใช้ไอซีเบอร์ CA3080 ต่อร่วมกับไอซีเบอร์ LF356



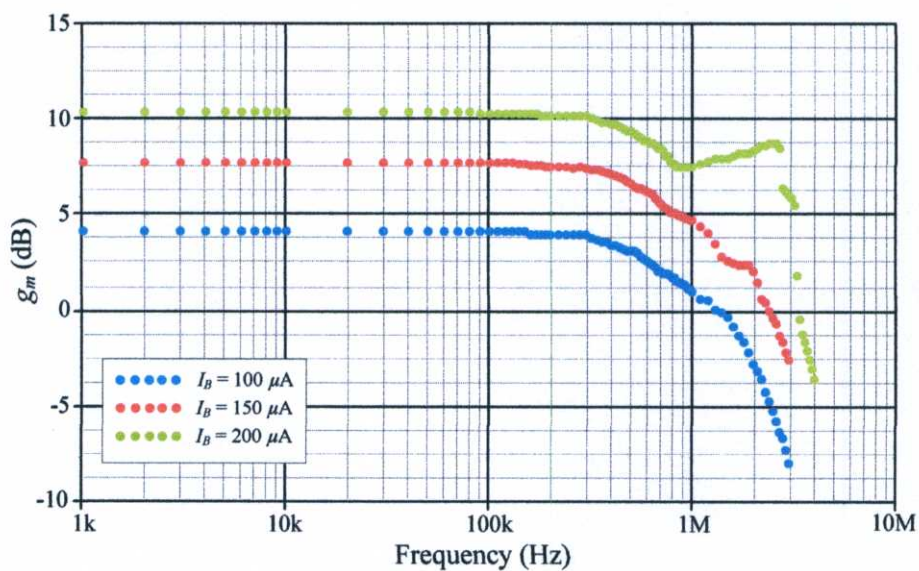
รูปที่ 2.34 ภาพถ่ายวงจร VDBA ในรูปที่ 2.33 ที่ใช้ในการทดลองจริง



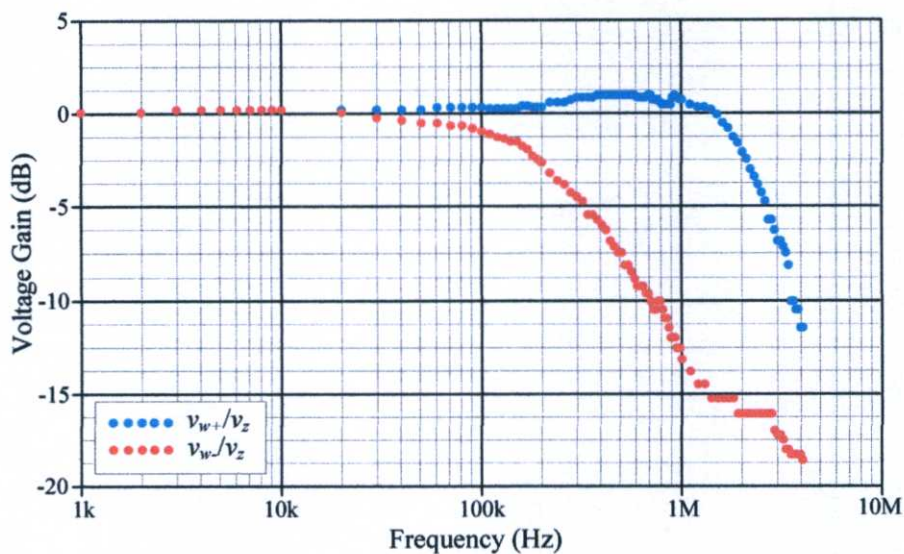
รูปที่ 2.35 ผลการวัดค่า  $g_m$  ของวงจร VDBA ในรูปที่ 2.34



รูปที่ 2.36 ผลการวัดการส่งผ่านแรงดันระหว่างขั้ว z ไปยังขั้ว w+ และขั้ว w-



รูปที่ 2.37 ผลการวัดผลตอบสนองทางความถี่ของค่า  $g_m$  เมื่อแปรค่า  $I_B$



รูปที่ 2.38 ผลการวัดผลตอบสนองทางความถี่ของ  $v_{w+}/v_z$  และ  $v_{w-}/v_z$

## 2.8 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงความเป็นมาของวงจร VDBA ที่มีโครงสร้างภายในที่แตกต่างกัน อย่างไรก็ตาม ภายใต้วงจร VDBA ทุกแบบมีคุณสมบัติที่สอดคล้องกับทฤษฎี และมีข้อเด่นและข้อด้อยที่แตกต่างกันออกไป ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวงจร VDBA ไว้สองแบบ กล่าวคือ สังเคราะห์ด้วยเทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และเทคโนโลยีไบซีมอส โดยได้ทำการจำลองผลการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE นอกจากนี้ยังทำการต่อวงจรทดลองจริงโดยใช้ไอซีเบอร์ CA3080 ต่อกับ LF356 เพื่อเป็นการยืนยันว่าหลักการที่นำเสนอเป็นไปตามทฤษฎี

## 2.9 เอกสารอ้างอิงบทที่ 2

- [1] D. Biolek, R. Senani, V. Biolkova, and Z. Kolka, "Active elements for analog signal processing : classification, review, and new proposals", *Radioengineering*, vol.17, no.4, pp. 15-32, 2008.
- [2] C. Acar and S. Ozoguz, "A new versatile building block: current differencing buffered amplifier suitable for analog signal-processing filters", *Microelectronics Journal*, vol.30, no.2, pp.157-160, 1999.
- [3] V. Biolkova, Z. Kolka, and D. Biolek, "Fully balanced voltage differencing buffered amplifier and its applications", *Proceedings of the 52<sup>nd</sup> IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, Cancun, Mexico, pp.45-48, 2009.
- [4] D. Biolek, V. Biolkova, and Z. Kolka, "All-pass filter employing fully balanced voltage differencing buffered amplifier", *Proceedings of the IEEE Latin American Symposium on Circuits and Systems (LASCAS)*, Iguacu, Brazil, pp.232-235, 2010.
- [5] F. Kacar, A. Yesil, and A. Noori, "New CMOS realization of voltage differencing buffered amplifier and its biquad filter applications", *Radioengineering*, vol.21, no.1, pp. 333-339, 2012.
- [6] R. Sotner, J. Jerabek, and N. Herencsar, "Voltage differencing buffered/inverted amplifiers and their applications for signal generation", *Radioengineering*, vol.22, no.2, pp. 490-504, 2013.
- [7] N. Khatib and D. Biolek, "New voltage mode universal filter based on promising structure of voltage differencing buffered amplifier", *Proceedings of the 23<sup>rd</sup> International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*, Pardubice, Czech Republic, pp.177-181, 2013.
- [8] A. Guney, E. Alaybeyoglu, and H. Kuntman, "New CMOS realization of Z copy voltage differencing buffered amplifier and its current-mode filter application", *Proceedings of the 8<sup>th</sup> International Conference on Design & Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era (DTIS)*, Abu Dhabi, United Arab Emirates, pp.68-71, 2013.

- [9] W. Tangsrirat, O. Onjan and T. Pukkalanun, "SFG synthesis of general  $n^{\text{th}}$ -order allpole voltage transfer functions using VDBAs and grounded capacitors", **Proceedings of the Forth Joint International Conference on Information and Communication Technology, Electronic and Electrical Engineering (JICTEE 2014)**, Chiang Rai, Thailand, pp.291-294, 2014.
- [10] W. Tangsrirat, O. Onjan and T. Pukkalanun, "BiCMOS realization of voltage differencing buffered amplifier (VDBA) and its application", **Proceedings of the 29<sup>th</sup> International Technical Conference on Circuit/Systems Computers and Communications (ITC-CSCC 2014)**, Phuket, Thailand, pp.1028-1031, 2014.
- [11] A. K. Dutta, "On the output impedance of a BJT Wilson current source", **Microelectronics Journal**, vol.29, pp.67-70, 1998.
- [12] K. Fukahori, Y. Nishikawa and A.R. Hamade, "A high precision micropower operational amplifier", **IEEE Journal of Solid State Circuits**, vol. 14, no. 6, pp. 1048-1058, 1979.
- [13] P.R. Gray, and R.G. Meyer, "Analysis and design of analog integrated circuits", *Third Edition*. John Wiley & Sons, Inc, 1993.
- [14] B. Razavi, "Design of analog CMOS integrated circuits", The McGraw-Hill Companies, Inc, 2001.

## บทที่ 3

# กราฟการไหลสัญญาณ

### 3.1 กล่าวนำ

กราฟการไหลสัญญาณ (signal flow graph) หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า กราฟเมสัน (Mason graph) คิดค้นโดย Claude Shannon และ Samuel Jefferson Mason ในปี ค.ศ. 1942 [1]-[2] เพื่อช่วยในการวิเคราะห์หาสมการ เช่น สมการพีชคณิตเชิงเส้น (linear algebraic) สมการเชิงอนุพันธ์ (differential equations) รวมถึงฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ของระบบควบคุม เป็นต้น [3] นับตั้งแต่มีการนำเสนอวิธีการกราฟการไหลสัญญาณขึ้นก็ได้มีงานวิจัยหลายชิ้นที่นำเอาเทคนิคกราฟการไหลสัญญาณมาประยุกต์ใช้ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสูงหรืออันดับ  $n$  ( $n^{\text{th}}$ -order transfer functions) ซึ่งทำให้การสังเคราะห์นั้นง่ายขึ้น [4]-[10] ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของกราฟการไหลสัญญาณ การหาฟังก์ชันถ่ายโอนจากกราฟการไหลสัญญาณ และตัวอย่างการนำไปประยุกต์ใช้ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันโดยใช้วงจร VDBA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก

### 3.2 กราฟการไหลสัญญาณ

กราฟการไหลสัญญาณ คือ แผนภาพแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตของระบบ ซึ่งนิยมนำมาประยุกต์ใช้ในการวิเคราะห์ระบบควบคุมและวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ กราฟการไหลสัญญาณนั้นประกอบด้วยองค์ประกอบสำคัญสองส่วน คือ โหนด (node) และ เส้นทางสัญญาณ (path) โดยที่โหนดจะแทนถึงตัวแปรในระบบ ในขณะที่เส้นทางสัญญาณจะแสดงทิศทางตามทิศของลูกศรและความสัมพันธ์ระหว่างโหนดซึ่งระบุอัตราขยายบนเส้นทางสัญญาณ (path gain) โดยสามารถสรุปคำนิยามในแต่ละส่วนของกราฟการไหลสัญญาณได้ดังนี้

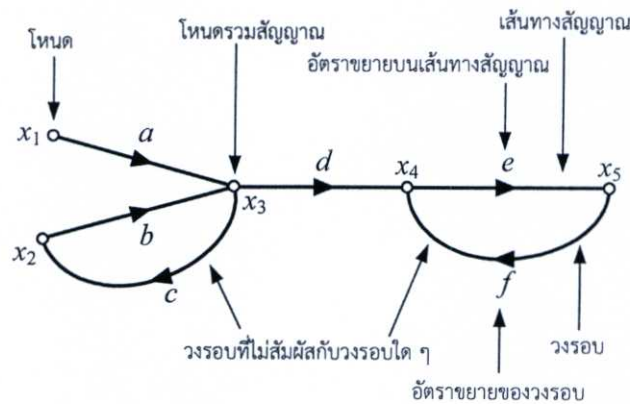
1. การส่งผ่าน (transmittance) คือ การส่งผ่านอัตราขยายระหว่างสองโหนด
2. วงรอบ (loop) คือ เส้นทางสัญญาณที่มีโหนดเริ่มต้นและโหนดสุดท้ายเป็นโหนดเดียวกัน โดยระหว่างเส้นทางสัญญาณนอกจากโหนดเริ่มต้นและโหนดสุดท้ายจะผ่านโหนดใด ๆ เพียงครั้งเดียว
3. อัตราขยายวงรอบ (loop gain) คือ ผลคูณของการส่งผ่านอัตราขยายบนเส้นทางสัญญาณของวงรอบ
4. วงรอบที่ไม่สัมผัสกับวงรอบใด ๆ (non-touching loop) คือ วงรอบที่ไม่มีโหนดใด ๆ ร่วมกับวงรอบอื่น

5. เส้นทางสัญญาณไปข้างหน้า (forward path) คือ เส้นทางสัญญาณที่เชื่อมระหว่างโหนดอินพุตไปยังโหนดเอาต์พุต ซึ่งจะผ่านโหนดใด ๆ เพียงครั้งเดียว

6. อัตราขยายของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้า (forward gain) คือ ผลคูณของการส่งผ่านอัตราขยายบนเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้า

7. โหนดรวม (mixed node) คือ โหนดที่มีทั้งการรับเข้ามาและส่งออกของเส้นทางสัญญาณ

คำนิยามส่วนต่าง ๆ ของกราฟการไหลสัญญาณนั้นจะช่วยให้สามารถทำความเข้าใจขั้นตอนการประยุกต์ใช้เทคนิคกราฟการไหลสัญญาณในการวิเคราะห์หาสมการถ่ายโอนได้ง่ายขึ้นซึ่งสามารถเขียนแสดงได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 คำนิยามแต่ละส่วนของกราฟการไหลสัญญาณ

### 3.3 ฟังก์ชันถ่ายโอนจากกราฟการไหลสัญญาณ

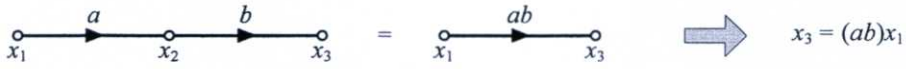
การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนโดยใช้กราฟการไหลสัญญาณสามารถกระทำได้สองวิธี กล่าวคือ วิธีแรกอาศัยความสัมพันธ์ทางพีชคณิตของกราฟการไหลสัญญาณ และวิธีที่สองอาศัยสูตรอัตราขยายของเมสัน (Mason's gain formula) ซึ่งแต่ละวิธีมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

#### 3.3.1 พีชคณิตของกราฟการไหลสัญญาณ

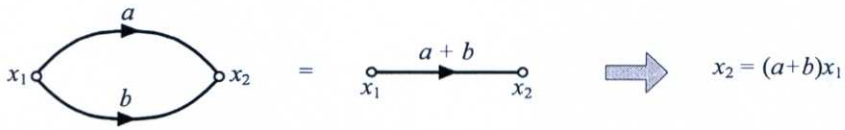
เมื่อทำการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบใด ๆ ซึ่งมีความซับซ้อนและเขียนแสดงความสัมพันธ์ด้วยวิธีการกราฟการไหลสัญญาณ จะพบว่ากราฟการไหลสัญญาณที่ได้มักมีความซับซ้อนเช่นกัน ดังนั้น หลักการพื้นฐานต่อไปนี้จะช่วยลดความซับซ้อนของกราฟการไหลสัญญาณซึ่งจะทำให้สามารถวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนได้ง่ายขึ้น



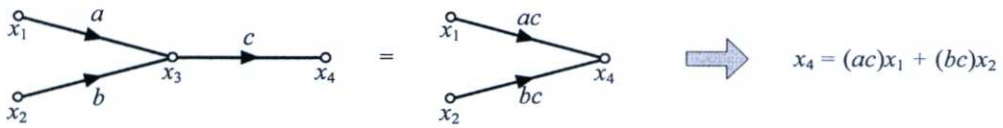
(ก)



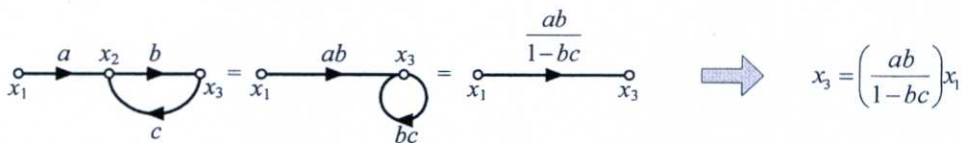
(ข)



(ค)



(ง)



(จ)

### รูปที่ 3.2 กราฟการไหลสัญญาณพื้นฐาน

- (ก) อัตราขยายระหว่างโหนด      (ข) อัตราขยายแบบอนุกรม  
 (ค) อัตราขยายแบบขนาน      (ง) อัตราขยายด้วยการแจกแจง  
 (จ) อัตราขยายแบบป้อนกลับ

รูปที่ 3.2 กำหนดให้  $a$ ,  $b$  และ  $c$  คือ อัตราขยายของเส้นทางสัญญาณต่าง ๆ  $x_i$  ( $i = 1, 2, 3, 4$ ) คือ ตัวแปรประจำโหนดแต่ละโหนด จะได้ว่า

1. รูปที่ 3.2(ก) แสดงการส่งผ่านอัตราขยาย  $a$  จากโหนด  $x_1$  ไปยัง  $x_2$  จะได้ว่า

$$x_2 = ax_1 \quad (3.1)$$

2. รูปที่ 3.2(ข) แสดงการส่งผ่านอัตราขยาย  $a$  จากโหนด  $x_1$  ไปยัง  $x_2$  และอัตราขยาย  $b$  จากโหนด  $x_2$  ไปยัง  $x_3$  ซึ่งต่ออนุกรมกัน สามารถลดรูปให้เหลือเพียงโหนด  $x_1$  และ  $x_3$  ได้ด้วยการคูณกันของอัตราขยายทั้งสอง จึงได้ว่า

$$x_3 = (ab)x_1 \quad (3.2)$$

3. รูปที่ 3.2(ค) แสดงการส่งผ่านอัตราขยาย  $a$  จากโหนด  $x_1$  ไปยัง  $x_2$  และอัตราขยาย  $b$  จากโหนด  $x_1$  ไปยัง  $x_2$  ซึ่งต่อขนานกัน สามารถลดเส้นทางสัญญาณให้เหลือเพียงหนึ่งเส้นทางได้ด้วยการบวกกันของอัตราขยายทั้งสอง นั่นคือ

$$x_2 = (a + b)x_1 \quad (3.3)$$

4. รูปที่ 3.2(ง) แสดงการแจกแจงของอัตราขยาย  $c$  บนเส้นทางสัญญาณจากโหนด  $x_3$  กับ  $x_4$  ไปยังเส้นทางสัญญาณจากโหนด  $x_1$  กับ  $x_3$  และเส้นทางสัญญาณจากโหนด  $x_2$  กับ  $x_3$  ซึ่งจะได้ว่า

$$x_4 = (ac)x_1 + (bc)x_2 \quad (3.4)$$

5. รูปที่ 3.2(จ) แสดงการป้อนกลับของอัตราขยาย  $c$  จากโหนด  $x_3$  ไปยัง  $x_2$  ซึ่งสามารถลดรูปได้เป็น  $x_3 = (ab)x_1 + (bc)x_3$  หรือเมื่อลดให้เหลือเพียงเส้นทางสัญญาณเดียวจากโหนด  $x_1$  ไปยัง  $x_3$  จะได้ว่า

$$x_3 = \frac{ab}{1 - bc} x_1 \quad (3.5)$$

จากหลักการพื้นฐานของกราฟการไหลสัญญาณที่กล่าวมาข้างต้นจะพบว่าขั้นตอนเหล่านี้สามารถช่วยลดความซับซ้อนของกราฟการไหลสัญญาณได้ ทำให้ใช้เวลาในการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบลดน้อยลง

### 3.3.2 สูตรอัตราขยายของเมสัน

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบที่ซับซ้อนด้วยกราฟการไหลสัญญาณจะง่ายขึ้นเมื่อใช้สูตรอัตราขยายของเมสัน ดังความสัมพันธ์ต่อไปนี้ [2]

$$T(s) = \frac{\sum_k P_k \Delta_k}{\Delta} \quad (3.6)$$

โดยที่  $P_k$  คือ อัตราขยายของเส้นทางไปข้างหน้าเส้นที่  $k$  โดยที่  $k = 1, 2, 3, \dots$

$\Delta$  คือ ดีเทอร์มิแนนท์ของกราฟการไหลสัญญาณ ซึ่งหาได้จาก

$$\begin{aligned} \Delta = & 1 - \Sigma (\text{อัตราขยายของวงรอบ}) \\ & + \Sigma (\text{ผลคูณระหว่างอัตราขยายของวงรอบ 2 วงรอบที่ไม่สัมผัสกัน}) \\ & - \Sigma (\text{ผลคูณระหว่างอัตราขยายของวงรอบ 3 วงรอบที่ไม่สัมผัสกัน}) \\ & + \dots \end{aligned} \quad (3.7)$$

และ  $\Delta_k$  คือ ดีเทอร์มิแนนท์ของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าเส้นที่  $k$  ดังสมการ (3.7) เมื่อไม่พิจารณาวงรอบที่สัมผัสกับเส้นทางสัญญาณเส้นนั้น

เพื่อทำความเข้าใจกับสูตรอัตราขยายของเมสันจึงยกตัวอย่างการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 3.3 ซึ่งมีขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 หาอัตราขยายของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้า ( $P_k$ ) จากโหนดอินพุตไปยังโหนดเอาต์พุตทั้งหมด

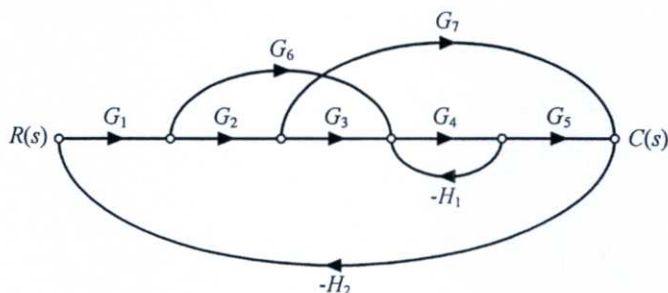
ขั้นตอนที่ 2 หาอัตราขยายของวงรอบ ( $L_i$ ) ทั้งหมด สังเกตการสัมผัสกันของวงรอบแต่ละวงรอบ

ขั้นตอนที่ 3 หาดิเทอร์มิแนนท์ของแต่ละเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้า ( $\Delta_k$ )

ขั้นตอนที่ 4 หาดิเทอร์มิแนนท์ของกราฟการไหลสัญญาณทั้งหมด ( $\Delta$ )

และขั้นตอนที่ 5 แทนค่าที่ได้ทั้งหมดลงในสูตรอัตราขยายของเมสัน

กราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 3.3 ประกอบด้วยโหนดอินพุต  $R(s)$  และโหนดเอาต์พุต  $C(s)$  ของระบบ โดยที่  $G_i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3, \dots, 7$  และ  $H_i$  เมื่อ  $i = 1, 2$  คือ อัตราขยายระหว่างโหนด



รูปที่ 3.3 กราฟการไหลสัญญาณ

**ขั้นตอนที่ 1** หาอัตราขยายของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้า ( $P_k$ ) จากโหนด  $R(s)$  ไปยังโหนด  $C(s)$  ซึ่งมีทั้งหมดสามเส้นทาง ( $k = 1, 2, 3$ ) แสดงได้ดังรูปที่ 3.4

เส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 1 ( $k = 1$ ) จากโหนด  $R(s)$  ไปยังโหนด  $C(s)$  จะผ่านอัตราขยาย  $G_1, G_2, G_3, G_4$  และ  $G_5$  แสดงได้ดังรูปที่ 3.4(ก) ทำให้ได้อัตราขยายของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าเท่ากับ

$$P_1 = G_1 G_2 G_3 G_4 G_5 \quad (3.8)$$

เส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 2 ( $k = 2$ ) จากโหนด  $R(s)$  ไปยังโหนด  $C(s)$  จะผ่านอัตราขยาย  $G_1, G_6, G_4$  และ  $G_5$  แสดงได้ดังรูปที่ 3.4(ข) ทำให้ได้อัตราขยายของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าเท่ากับ

$$P_2 = G_1 G_6 G_4 G_5 \quad (3.9)$$

เส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 3 ( $k = 3$ ) จากโหนด  $R(s)$  ไปยังโหนด  $C(s)$  จะผ่านอัตราขยาย  $G_1, G_2$  และ  $G_7$  แสดงได้ดังรูปที่ 3.4(ค) ทำให้ได้อัตราขยายของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าเท่ากับ

$$P_3 = G_1 G_2 G_7 \quad (3.10)$$

ขั้นตอนที่ 2 หาอัตราขยายของวงรอบ ( $L_i$ ) ซึ่งมีทั้งหมดสี่วงรอบ ( $i = 1, 2, 3, 4$ ) และพบว่าไม่มีสองวงรอบที่ไม่สัมผัสกัน แสดงดังรูปที่ 3.5

วงรอบที่ 1 ( $i = 1$ ) แสดงดังรูปที่ 3.5(ก) ประกอบด้วยอัตราขยาย  $G_4$  และ  $-H_1$  ซึ่งจะได้อัตราขยายของวงรอบเท่ากับ

$$L_1 = -G_4H_1 \quad (3.11)$$

วงรอบที่ 2 ( $i = 2$ ) แสดงดังรูปที่ 3.5(ข) ประกอบด้วยอัตราขยาย  $G_1, G_2, G_3, G_4, G_5$  และ  $-H_2$  ซึ่งจะได้อัตราขยายของวงรอบเท่ากับ

$$L_2 = -G_1G_2G_3G_4G_5H_2 \quad (3.12)$$

วงรอบที่ 3 ( $i = 3$ ) แสดงดังรูปที่ 3.5(ค) ประกอบด้วยอัตราขยาย  $G_1, G_6, G_4, G_5$  และ  $-H_2$  ซึ่งจะได้อัตราขยายของวงรอบเท่ากับ

$$L_3 = -G_1G_6G_4G_5H_2 \quad (3.13)$$

วงรอบที่ 4 ( $i = 4$ ) แสดงดังรูปที่ 3.5(ง) ประกอบด้วยอัตราขยาย  $G_1, G_2, G_7$  และ  $-H_2$  ซึ่งจะได้อัตราขยายของวงรอบเท่ากับ

$$L_4 = -G_1G_2G_7H_2 \quad (3.14)$$

จากการพิจารณาวงรอบทั้งสี่ จะพบว่าวงรอบ  $L_1$  และ  $L_4$  ไม่มีการสัมผัสกัน

ขั้นตอนที่ 3 หาดีเทอร์มิแนนต์ของแต่ละเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้า ( $\Delta_k$ ) ซึ่งมีจำนวนเท่ากับเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้า ( $k = 1, 2, 3$ ) แสดงดังรูปที่ 3.6

รูปที่ 3.6(ก) แสดงการหาดีเทอร์มิแนนต์ของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 1 ( $\Delta_1$ ) ซึ่งมีการสัมผัสกับทุกวงรอบ จึงได้ว่า

$$\Delta_1 = 1 \quad (3.15)$$

รูปที่ 3.6(ข) แสดงการหาดีเทอร์มิแนนต์ของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าหน้าที 2 ( $\Delta_2$ ) ซึ่งมีการสัมผัสกับทวงรอบ จึงได้ว่า

$$\Delta_2 = 1 \quad (3.16)$$

รูปที่ 3.6(ค) แสดงการหาดีเทอร์มิแนนต์ของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าหน้าที 3 ( $\Delta_3$ ) ซึ่งไม่สัมผัสกับทวงรอบ  $L_1$  จะได้

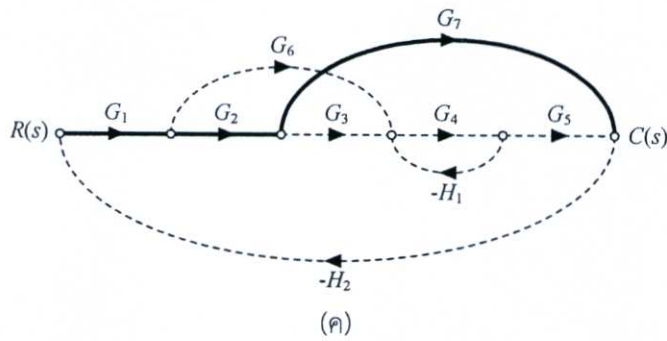
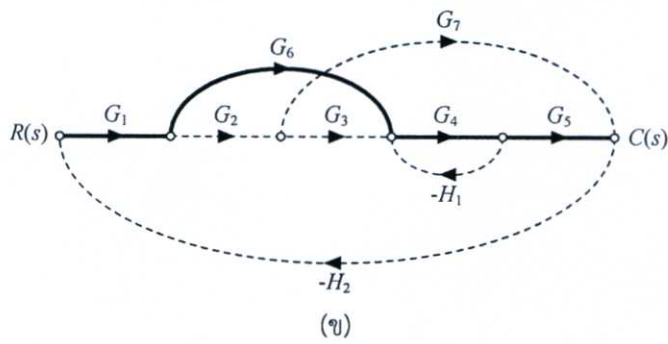
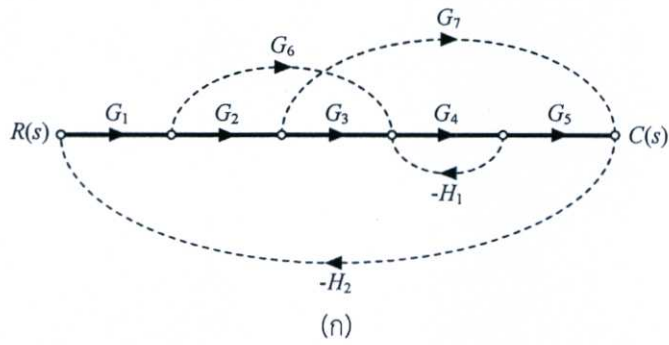
$$\begin{aligned} \Delta_3 &= 1 - L_1 \\ &= 1 + G_4H_1 \end{aligned} \quad (3.17)$$

**ขั้นตอนที่ 4** หาดีเทอร์มิแนนต์ของกราฟการไหลสัญญาณ ( $\Delta$ ) สามารถหาได้จากสมการ (3.7) ซึ่งเมื่อทำการแทนค่าอัตราขยายของทวงรอบจากสมการ (3.11) ถึง (3.14) และแทนค่าอัตราขยายของทวงรอบ  $L_1$  และ  $L_4$  ซึ่งไม่สัมผัสกัน จะได้

$$\begin{aligned} \Delta &= 1 - (L_1 + L_2 + L_3 + L_4) + L_1L_4 \\ &= 1 + G_4H_1 + G_1G_2G_3G_4G_5H_2 + G_1G_6G_4G_5H_2 \\ &\quad + G_1G_2G_7H_2 + G_4G_1G_2G_7H_1H_2 \end{aligned} \quad (3.18)$$

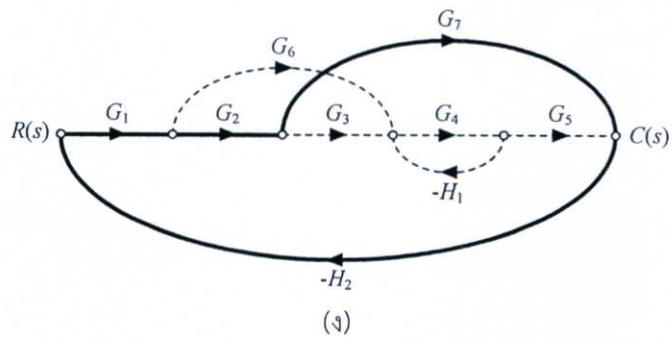
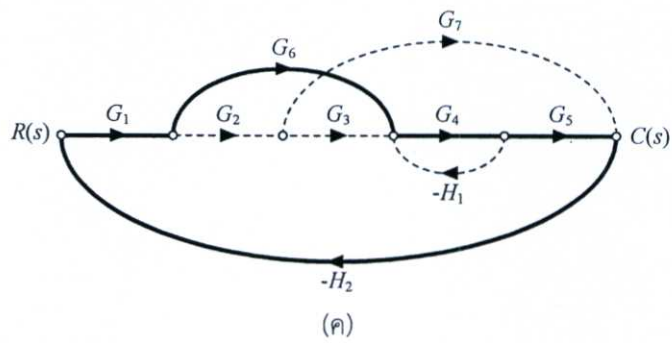
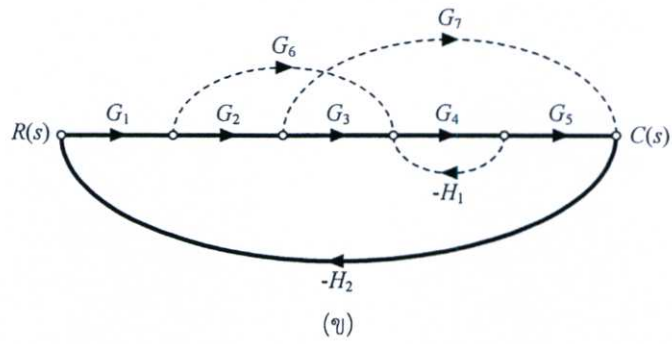
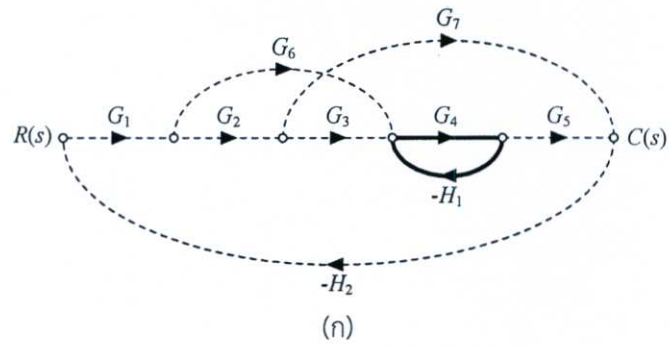
**ขั้นตอนที่ 5** แทนค่าที่ได้จากสมการ (3.8) ถึง (3.18) ลงใน (3.6) ซึ่งเป็นสูตรอัตราขยายของเมสัน จะทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 3.3 เป็นดังนี้

$$\begin{aligned} \frac{C(s)}{R(s)} &= T(s) = \frac{\sum_k P_k \Delta_k}{\Delta} = \frac{P_1 \Delta_1 + P_2 \Delta_2 + P_3 \Delta_3}{\Delta} \\ &= \frac{G_1G_2G_3G_4G_5(1) + G_1G_4G_5G_6(1) + G_1G_2G_7(1 + G_4H_1)}{1 + G_4H_1 + G_1G_2G_3G_4G_5H_2 + G_1G_4G_5G_6H_2 + G_1G_2G_7H_2 + G_1G_2G_4G_7H_1H_2} \\ &= \frac{G_1G_2G_3G_4G_5 + G_1G_4G_5G_6 + G_1G_2G_7 + G_1G_2G_4G_7H_1}{1 + G_4H_1 + G_1G_2G_3G_4G_5H_2 + G_1G_4G_5G_6H_2 + G_1G_2G_7H_2 + G_1G_2G_4G_7H_1H_2} \end{aligned} \quad (3.19)$$



รูปที่ 3.4 เส้นทางไปหน้าของกราฟการไหลสัญญาณ

- (ก) เส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 1 ( $k = 1$ ) มีอัตราขยาย  $P_1 = G_1G_2G_3G_4G_5$   
 (ข) เส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 2 ( $k = 2$ ) มีอัตราขยาย  $P_2 = G_1G_6G_4G_5$   
 (ค) เส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 3 ( $k = 3$ ) มีอัตราขยาย  $P_3 = G_1G_2G_7$



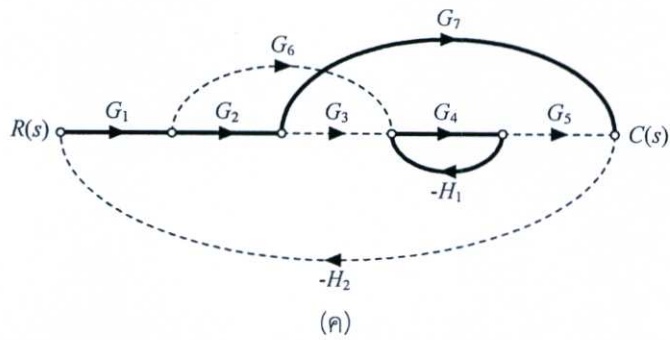
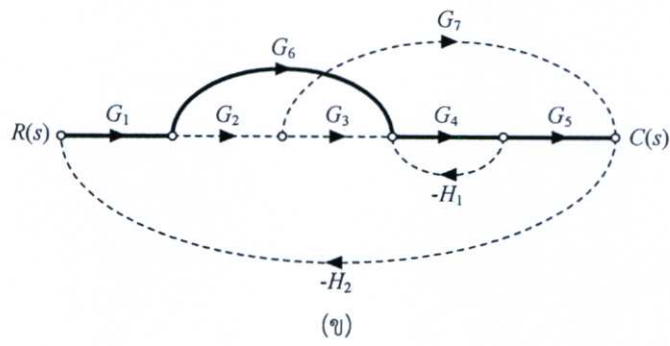
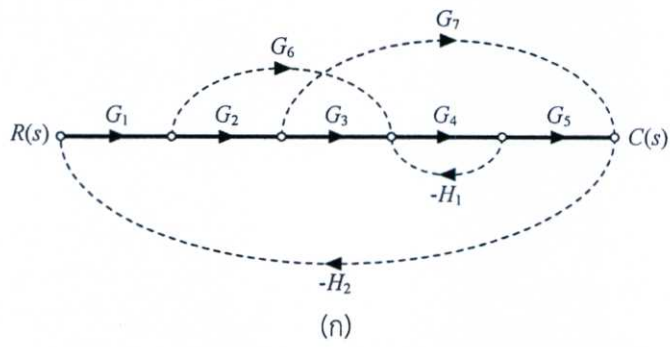
รูปที่ 3.5 วงรอบของกราฟการไหลสัญญาณ

(ก) วงรอบที่ 1 มีอัตราขยาย  $L_1 = -G_4H_1$

(ข) วงรอบที่ 2 มีอัตราขยาย  $L_2 = -G_1G_2G_3G_4G_5H_2$

(ค) วงรอบที่ 3 มีอัตราขยาย  $L_3 = -G_1G_6G_4G_5H_2$

(ง) วงรอบที่ 4 มีอัตราขยาย  $L_4 = -G_1G_2G_7H_2$



รูปที่ 3.6 การหาดีเทอร์มิแนนต์ของกราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 3.3

(ก)  $\Delta_1 = 1$

(ข)  $\Delta_2 = 1$

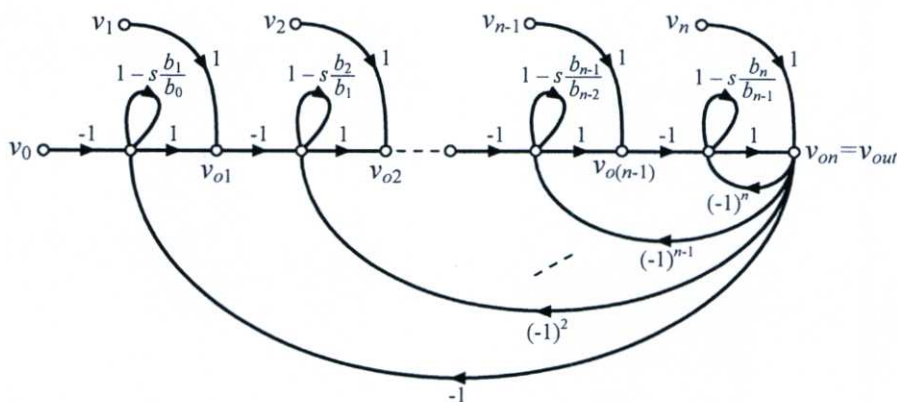
(ค)  $\Delta_3 = 1 + G_4H_1$

### 3.4 การสังเคราะห์กราฟการไหลสัญญาณโดยใช้วงจร VDBA

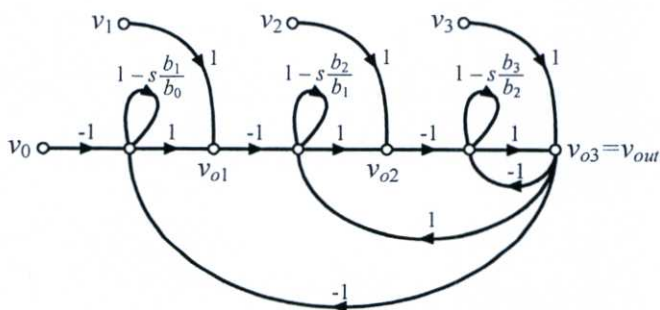
วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งเน้นที่จะนำเสนอการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันด้วยวิธีการกราฟการไหลสัญญาณโดยใช้วงจร VDBA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก [8]-[10] ดังนั้น จึงยกตัวอย่างการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนจากกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 3.7 ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$V_{out}(s) = \frac{V_n b_n s^n \pm V_{n-1} b_{n-1} s^{n-1} \pm \dots \pm V_2 b_2 s^2 \pm V_1 b_1 s + b_0 V_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (3.20)$$

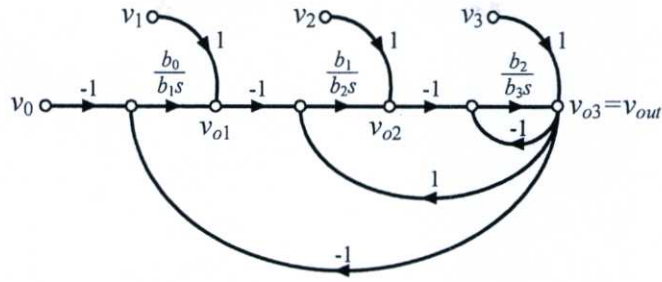
โดยที่  $V_n = \square \{v_n\}$  ( $n = 0, 1, 2, \dots, n$ ) คือ แรงดันอินพุต และ  $V_{out}(s)$  คือ แรงดันเอาต์พุต เมื่อพิจารณารูปที่ 3.7 พบว่ามีแรงดันอินพุตมากกว่าหนึ่งอินพุต ดังนั้น การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนจะสามารถกระทำได้โดยวิเคราะห์ครั้งละหนึ่งอินพุต ตัวอย่างการวิเคราะห์เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสาม ( $n = 3$ ) ซึ่งเขียนแสดงด้วยกราฟการไหลสัญญาณได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.7 กราฟการไหลสัญญาณของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันดังสมการ (3.20)



รูปที่ 3.8 กราฟการไหลสัญญาณของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอันดับสาม ( $n = 3$ )



รูปที่ 3.9 กราฟการไหลสัญญาณของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอันดับสามจากรูปที่ 3.8

เมื่อทำการลดรูปการป้อนกลับโดยใช้พื้นฐานพีชคณิตของกราฟการไหลสัญญาณ รูปที่ 3.8 จึงสามารถเขียนใหม่กลายเป็นรูปที่ 3.9 จะเห็นว่ามีความซับซ้อนของเส้นทางสัญญาณน้อยลง และเนื่องจากมีโหนดอินพุตสี่โหนด ประกอบด้วย  $v_0$ ,  $v_1$ ,  $v_2$  และ  $v_3$  ซึ่งการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกรณีหลายอินพุต สามารถกระทำได้โดยพิจารณาครั้งละหนึ่งอินพุต โดยให้อินพุตอื่น ๆ มีค่าเป็นศูนย์ และเขียนแสดงได้ดังรูปที่ 3.10 จึงทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนตามจำนวนของสัญญาณอินพุต เมื่อนำฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งหมดมารวมกันก็จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของกราฟการไหลสัญญาณ

**ขั้นตอนที่ 1** หาอัตราขยายของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้า ( $P_k$ ) กรณีโหนด  $v_0$  เป็นโหนดที่สนใจ ดังนั้น โหนด  $v_1$ ,  $v_2$ ,  $v_3 = 0$  แสดงดังรูปที่ 3.10(ก) ซึ่งพบว่าเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าจากโหนด  $v_0$  ไปยังโหนด  $v_{out}$  หนึ่งเส้นทางและอัตราขยายของเส้นทางสัญญาณไปหน้าที่ 1 ( $k = 1a$ ) เท่ากับ

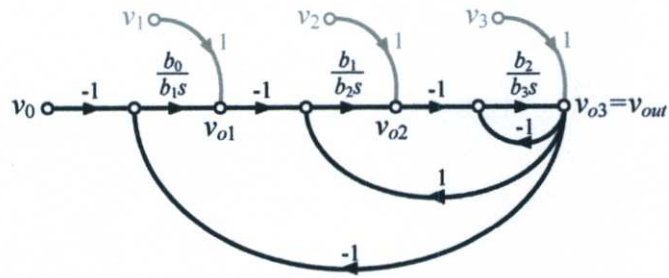
$$P_{1a} = \frac{-b_0}{b_3 s^3} \quad (3.21)$$

**ขั้นตอนที่ 2** หาอัตราขยายของวงรอบ ( $L_i$ ) ซึ่งมีทั้งหมดสามวงรอบ ( $i = 1, 2, 3$ ) ซึ่งเท่ากับ

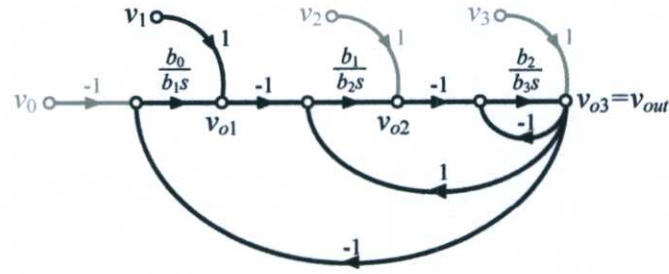
$$L_1 = \frac{-b_0}{b_3 s^3} \quad L_2 = \frac{-b_1}{b_3 s^2} \quad L_3 = \frac{-b_2}{b_3 s} \quad (3.22)$$

**ขั้นตอนที่ 3** หาดีเทอร์มิแนนท์ของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 1 ( $\Delta_{1a}$ ) ซึ่งมีการสัมผัสกับวงรอบทุกวงรอบจึงได้ว่า

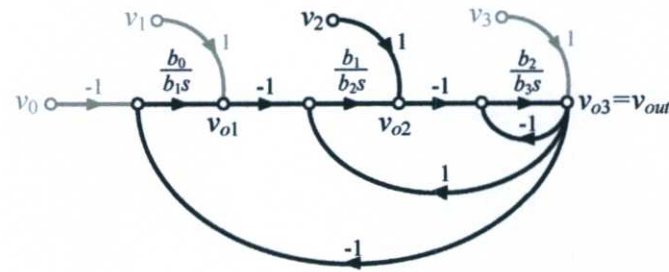
$$\Delta_{1a} = 1 \quad (3.23)$$



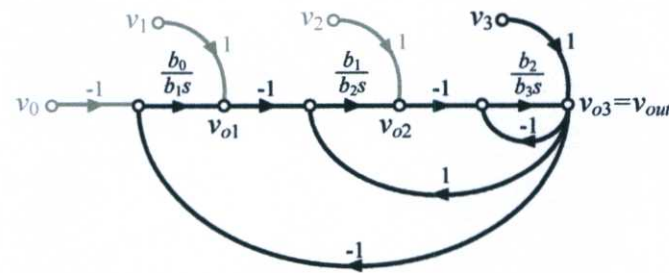
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 3.10 กราฟการไหลสัญญาณกรณีพิจารณาทีละโหนดอินพุต

(ก) กรณีโหนด  $v_0 = 1$ , และ  $v_1, v_2, v_3 = 0$     (ข) กรณีโหนด  $v_1 = 1$ , และ  $v_0, v_2, v_3 = 0$

(ค) กรณีโหนด  $v_2 = 1$ , และ  $v_0, v_1, v_3 = 0$     (ง) กรณีโหนด  $v_3 = 1$ , และ  $v_0, v_1, v_2 = 0$

(ค) กรณีโหนด  $v_2 = 1$ , และ  $v_0, v_1, v_3 = 0$  (ง) กรณีโหนด  $v_3 = 1$ , และ  $v_0, v_1, v_2 = 0$

ขั้นตอนที่ 4 หาค่าเทออร์มีแนนท์ของกราฟการไหลสัญญาณ ( $\Delta$ ) สามารถหาได้จากสมการ (3.7) ซึ่งเมื่อทำการแทนค่าอัตราขยายของวงรอบจากสมการ (3.22) จะได้

$$\Delta = 1 + \frac{b_0}{b_3 s^3} + \frac{b_1}{b_3 s^2} + \frac{b_2}{b_3 s} \quad (3.24)$$

ขั้นตอนที่ 5 แทนค่าที่ได้จากสมการ (3.21) ถึง (3.24) ลงใน (3.6) ซึ่งเป็นสูตรอัตราขยายของเมสันจะทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 3.10(ก) เป็นดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_0(s)} = T(s) = \frac{\sum_k P_k \Delta_k}{\Delta} = \frac{P_{1a} \Delta_{1a}}{\Delta}$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_0(s)} = \frac{\left( \frac{-b_0}{b_3 s^3} \right) (1)}{1 + \frac{b_0}{b_3 s^3} + \frac{b_1}{b_3 s^2} + \frac{b_2}{b_3 s}}$$

หรือ

$$V_{out}(s) = \frac{-b_0 V_0(s)}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (3.25)$$

จากนั้นทำการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 3.10(ข), 3.10(ค) และ 3.10(ง) โดยจะทำเพียงขั้นตอนที่ 1, 3 และ 5 เนื่องวงรอบของกราฟการไหลสัญญาณไม่ได้เปลี่ยนแปลง จึงสามารถข้ามขั้นตอนที่ 2 และ 4 ได้

ขั้นตอนที่ 1 หาอัตราขยายของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้า ( $P_k$ ) กรณีโหนด  $v_1$  เป็นโหนดที่สนใจ ดังนั้น โหนด  $v_0, v_2, v_3 = 0$  แสดงดังรูปที่ 3.10(ข) ซึ่งพบว่ามีเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าจากโหนด  $v_1$  ไปยังโหนด  $v_{out}$  หนึ่งเส้นทางและอัตราขยายของเส้นทางสัญญาณไปหน้าที่ 1 ( $k = 1b$ ) เท่ากับ

$$P_{1b} = \frac{b_1}{b_3 s^2} \quad (3.26)$$

ขั้นตอนที่ 3 หาคีเทอริมีแนนท์ของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 1 ( $\Delta_{1b}$ ) ซึ่งมีการสัมผัสกับวงรอบ  
ทุกวงรอบจึงได้ว่า

$$\Delta_{1b} = 1 \quad (3.27)$$

ขั้นตอนที่ 5 แทนค่าที่ได้จากสมการ (3.26) ถึง (3.27) และ (3.24) ลงใน (3.6) ซึ่งเป็นสูตร  
อัตราขยายของเมสัน จะทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่  
3.10(ข) เป็นดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_1(s)} = T(s) = \frac{\sum_k^{1b} P_k \Delta_k}{\Delta} = \frac{P_{1b} \Delta_{1b}}{\Delta}$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_1(s)} = \frac{\left( \frac{b_1}{b_3 s^2} \right) (1)}{1 + \frac{b_0}{b_3 s^3} + \frac{b_1}{b_3 s^2} + \frac{b_2}{b_3 s}}$$

หรือ

$$V_{out}(s) = \frac{b_1 s V_1(s)}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (3.28)$$

กรณีโหนด  $v_2$  เป็นโหนดที่สนใจ

ขั้นตอนที่ 1 ห้อตราขยายของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้า ( $P_k$ ) กรณีโหนด  $v_2$  เป็นโหนดที่สนใจ  
ดังนั้น โหนด  $v_0, v_1, v_3 = 0$  แสดงดังรูปที่ 3.10(ค) ซึ่งพบว่า มีเส้นทางสัญญาณไป  
ข้างหน้าจากโหนด  $v_2$  ไปยังโหนด  $v_{out}$  หนึ่งเส้นทางและอัตราขยายของเส้นทาง  
สัญญาณไปหน้าที่ 1 ( $k = 1c$ ) เท่ากับ

$$P_{1c} = \frac{-b_2}{b_3 s} \quad (3.29)$$

ขั้นตอนที่ 3 หาคีเทอริมีแนนท์ของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 1 ( $\Delta_{1c}$ ) ซึ่งมีการสัมผัสกับวงรอบ  
ทุกวงรอบจึงได้ว่า

$$\Delta_{1c} = 1 \quad (3.30)$$

ขั้นตอนที่ 5 แทนค่าที่ได้จากสมการ (3.29) ถึง (3.30) และ (3.24) ลงใน (3.6) ซึ่งเป็นสูตรอัตราขยายของเมสัน จะทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 3.10(ค) เป็นดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_2(s)} = T(s) = \frac{\sum_k^{1c} P_k \Delta_k}{\Delta} = \frac{P_{1c} \Delta_{1c}}{\Delta}$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_2(s)} = \frac{\left( \frac{-b_2}{b_3 s} \right) (1)}{1 + \frac{b_0}{b_3 s^3} + \frac{b_1}{b_3 s^2} + \frac{b_2}{b_3 s}}$$

หรือ

$$V_{out}(s) = \frac{-b_2 s^2 V_2(s)}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (3.31)$$

กรณีโหนด  $v_3$  เป็นโหนดที่สนใจ

ขั้นตอนที่ 1 หาอัตราขยายของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้า ( $P_k$ ) กรณีโหนด  $v_3$  เป็นโหนดที่สนใจ ดังนั้น โหนด  $v_0, v_1, v_2 = 0$  แสดงดังรูปที่ 3.10(ง) ซึ่งพบว่าไม่มีเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าจากโหนด  $v_3$  ไปยังโหนด  $v_{out}$  หนึ่งเส้นทางและอัตราขยายของเส้นทางสัญญาณไปหน้าที่ 1 ( $k = 1d$ ) เท่ากับ

$$P_{1d} = 1 \quad (3.32)$$

ขั้นตอนที่ 3 หาดีเทอร์มิแนนท์ของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 1 ( $\Delta_{1d}$ ) ซึ่งมีการสัมผัสกับวงรอบทุกวงรอบจึงได้ว่า

$$\Delta_{1d} = 1 \quad (3.33)$$

ขั้นตอนที่ 5 แทนค่าที่ได้จากสมการ (3.32) ถึง (3.33) และ (3.24) ลงใน (3.6) ซึ่งเป็นสูตรอัตราขยายของเมสัน จะทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 3.10(ง) เป็นดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_3(s)} = T(s) = \frac{\sum_k^{1d} P_k \Delta_k}{\Delta} = \frac{P_{1d} \Delta_{1d}}{\Delta}$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_3(s)} = \frac{(1)(1)}{1 + \frac{b_0}{b_3 s^3} + \frac{b_1}{b_3 s^2} + \frac{b_2}{b_3 s}}$$

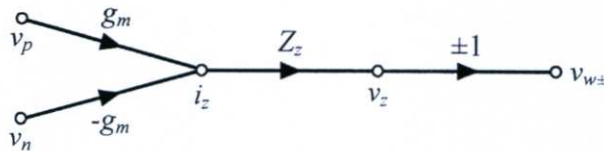
หรือ

$$V_{out}(s) = \frac{b_3 s^3 V_3(s)}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (3.34)$$

จากการวิเคราะห์ข้างต้นจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 3.9 ดังสมการต่อไปนี้ ซึ่งมาจากการรวมกันของสมการ (3.25), (3.28), (3.31) และ (3.34) และพบว่าฟังก์ชันถ่ายโอนดังดังกล่าว มีความสอดคล้องกับสมการ (3.20) เมื่อ  $n = 3$

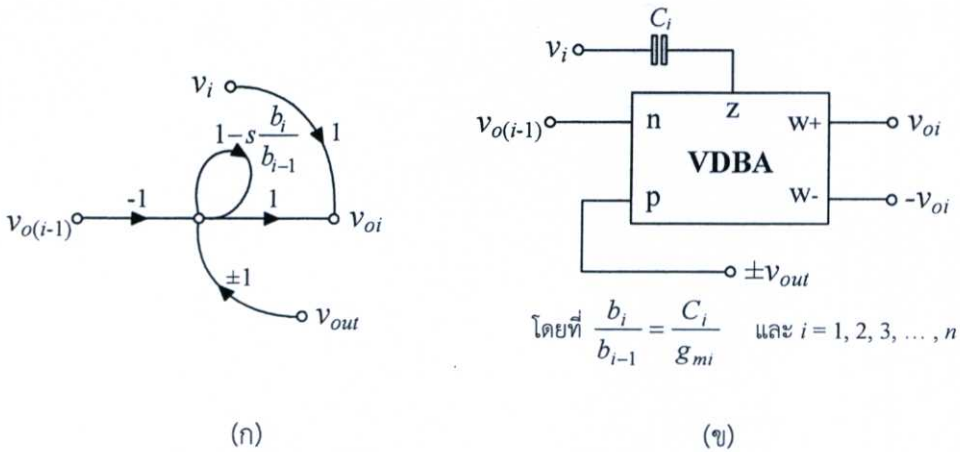
$$\begin{aligned} V_{out}(s) &= \frac{b_3 s^3 V_3(s) - b_2 s^2 V_2(s) + b_1 s V_1(s) - b_0 V_0(s)}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \\ &= - \left( \frac{-b_3 s^3 V_3(s) + b_2 s^2 V_2(s) - b_1 s V_1(s) + b_0 V_0(s)}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \right) \end{aligned} \quad (3.35)$$

เนื่องจากวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นในการใช้เทคนิคกราฟการไหลสัญญาณในการสังเคราะห์วงจร VDBA ดังนั้น เมื่ออาศัยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจร VDBA ดังสมการ (2.1) จะได้กราฟการไหลสัญญาณของวงจร VDBA แสดงดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 กราฟการไหลสัญญาณของวงจร VDBA

พิจารณากราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 3.7 จะเห็นว่าประกอบด้วยกราฟย่อยดังรูปที่ 3.12(ก) ต่อкаскетกันจำนวน  $n$  ชุด กราฟย่อยดังกล่าวสามารถสังเคราะห์เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย (voltage lossless integrator) ได้ดังรูปที่ 3.12(ข) ซึ่งประกอบด้วยวงจร VDBA และตัวเก็บประจุ ดังนั้น หากต้องการที่จะสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอันดับ  $n$  ดังสมการ (3.20) จะสามารถกระทำได้ง่ายด้วยวงจร VDBA จำนวน  $n$  ตัว ต่อกับตัวเก็บประจุจำนวน  $n$  ตัวเท่านั้น



รูปที่ 3.12 การสังเคราะห์กราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 3.7 โดยใช้วงจร VDBA และตัวเก็บประจุ

(ก) กราฟการไหลสัญญาณของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย

(ข) วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียโดยใช้วงจร VDBA

### 3.5 สรุป

จากตัวอย่างการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันด้วยกราฟการไหลสัญญาณได้แสดงให้เห็นว่าเทคนิคกราฟการไหลสัญญาณนั้นจะช่วยลดความซับซ้อนของการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนให้ง่ายขึ้น โดยอาศัยเพียงพีชคณิตของกราฟการไหลสัญญาณและสูตรอัตราขยายเมสันเท่านั้น ดังนั้นหากต้องการสังเคราะห์ระบบอันดับสูงใด ๆ เช่น การสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณอันดับสูง ก็สามารถทำได้โดยง่าย นอกจากนี้แล้วกราฟการไหลสัญญาณยังแสดงให้เห็นถึงภาพรวมของระบบ ขั้นตอนการทำงาน อีกทั้งสามารถวิเคราะห์แยกทีละส่วนกรณีมีหลายอินพุตแล้วนำมารวมกันเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนรวมของระบบทั้งหมดได้ง่าย

### 3.6 เอกสารอ้างอิงบทที่ 3

- [1] N. J. A. Sloane, and A. D. Wyner, "Claude Elwood Shannon: collected papers", John Wiley & Sons, Inc, 1993.
- [2] S. J. Mason, "Feedback theory-further properties of signal flow graphs", **Proceedings of the IRE**, vol. 44, no. 7, pp. 920 - 926, 1956.
- [3] K. Ogata, "Modern control engineering", *Fourth Edition*. Prentice-Hall, Inc. 2002.
- [4] C. Acar, "Nth-order voltage transfer function synthesis using a commercially available active component: signal-flow graph approach", **Electronics Letters**, vol.32, no.21, pp.1933-1934, 1996.
- [5] C. Acar and S. Ozoguz, "A new versatile building block: current differencing buffered amplifier suitable for analog signal-processing filters", **Microelectronics Journal**, vol.30, no.2, pp.157-160, 1999.
- [6] E. O. Gunes, F. Anday, "An nth-order allpass voltage transfer function synthesis using commercially available active components", **Microelectronics Journal**, vol.30, pp.895-898, 1999.
- [7] W. Tangsrirat, "Active-C realization of nth-order current-mode allpole lowpass filters using CFTAs", **Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (IMECS 2012)**, vol.2, Hong Kong, pp.1-4, 2012.
- [8] W. Tangsrirat, O. Onjan and T. Pukkalanun, "SFG synthesis of general  $n^{\text{th}}$ -order allpole voltage transfer functions using VDBAs and grounded capacitors", **Proceedings of the Forth Joint International Conference on Information and Communication Technology, Electronic and Electrical Engineering (JICTEE 2014)**, Chiang Rai, Thailand, pp.291-294, 2014.
- [9] O. Onjan, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, "SFG realization of general  $n^{\text{th}}$ -order allpass voltage transfer functions using VDBAs", **Proceedings of the 12<sup>th</sup> IEEE International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2015)**, Hua Hin, Thailand, pp.1-6, 2015.
- [10] O. Onjan, S. Unhavanich, and W. Tangsrirat, "SFG actualization of general  $n^{\text{th}}$ -order voltage transfer functions using VDBAs", **Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (IMECS 2016)**, Hong Kong, China, 16-18 March, pp.585-589, 2016.

## บทที่ 4

# การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลลัวนอันดับ $n$ โดยใช้กราฟการไหลสัญญาณ

### 4.1 กล่าวนำ

จากการทบทวนงานวิจัยในอดีตพบว่า การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบโพลลัวนอันดับ  $n$  โดยอาศัยแผนภาพกราฟการไหลสัญญาณได้รับความสนใจและมีการพัฒนาขึ้นเป็นลำดับตั้ง เอกสารอ้างอิง [1]-[9] อย่างไรก็ตามงานวิจัยส่วนใหญ่มีการใช้อุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟเป็นจำนวนมาก กล่าวคือ งานวิจัย [1] ได้นำเสนอการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสแบบโพลลัวนอันดับ  $n$  โดยใช้วงจรสายพานกระแสเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก แต่พบว่าโครงสร้างวงจรมันประกอบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก กล่าวคือ ประกอบด้วยวงจรสายพานกระแสจำนวน  $n+1$  ตัว ตัวต้านทานต่อเทียบกราวด์จำนวน  $n$  ตัว และตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวน  $n$  ตัว ส่วนงานวิจัย [4]-[5] นั้นสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลลัวนอันดับ  $n$  โดยงานวิจัย [4] สังเคราะห์วงจรโดยใช้วงจร CFA (current feedback amplifier) เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก ซึ่งประกอบด้วยวงจร CFA จำนวน  $n$  ตัว วงจร MRC (MOS resistive circuit) จำนวน  $n+1$  ตัว และตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์อีกจำนวน  $n$  ตัว ส่วนงานวิจัย [5] ใช้วงจรสายพานกระแสเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักนั้นใช้อุปกรณ์พาสซีฟเป็นจำนวนมาก โดยวงจรที่ออกแบบนั้นประกอบด้วยวงจรสายพานกระแสจำนวน  $n$  ตัว ตัวเก็บประจุแบบลอยตัวจำนวน  $n$  ตัว และตัวต้านทานแบบลอยตัวจำนวน  $n$  ตัว แต่เมื่อพิจารณาโครงสร้างวงจรในงานวิจัย [4] และ [5] แล้วจะพบว่าการสังเคราะห์วงจรทั้งสองนั้นยังคงต้องใช้อุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟเป็นจำนวนมากอยู่ อีกทั้งจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์พาสซีฟแบบลอยตัวอีกด้วย

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมุ่งเน้นนำเสนอการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลลัวนอันดับ  $n$  โดยอาศัยการวาดกราฟการไหลสัญญาณจากฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันที่ต้องการสังเคราะห์เป็นหลัก จากนั้นจึงทำการสังเคราะห์วงจรโดยใช้เพียงวงจร VDBA จำนวน  $n$  ตัว ต่อกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวน  $n$  ตัว วงจรที่นำเสนอนี้เหมาะสำหรับประยุกต์สร้างเป็นวงจรรวม อีกทั้งยังมีโครงสร้างที่เรียบง่าย สามารถปรับแต่งคุณสมบัติของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ การตรวจสอบคุณสมบัติการทำงานของวงจรโดยใช้ผลการจำลองการทำงานจากโปรแกรม PSPICE ปรากฏผลที่มีค่าใกล้เคียงกับหลักการทฤษฎี พร้อมด้วยผลการทดสอบจากการต่อวงจรทดลองจริงโดยใช้ไอซีเบอร์ CA3080 และ LF356

## 4.2 การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลล้นอันดับ $n$

ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลล้นอันดับ  $n$  สามารถเขียนแสดงในรูปแบบทั่วไปได้ดังนี้ [4]

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{b_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (4.1)$$

โดยที่  $V_{in}$  และ  $V_{out}$  คือ แรงดันอินพุต และแรงดันเอาต์พุต ตามลำดับ สมการ (4.1) สามารถเขียนอธิบายในรูปของกราฟการไหลสัญญาณได้ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งประกอบด้วยกราฟย่อยจากดังรูปที่ 4.2(ก) ต่อкасเคตกัน  $n$  ชุด เมื่ออาศัยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันของวงจรวจร VDBA ดังสมการ (2.1) ทำให้สามารถสังเคราะห์กราฟย่อยดังกล่าวเป็นวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียโดยใช้วงจรวจร VDBA ต่อกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์ได้ดังรูปที่ 4.2(ข) และเมื่อนำรูปที่ 4.2(ข) มาต่อкасเคตกัน  $n$  ชุด ก็จะได้ดังรูปที่ 4.3 นั่นคือการสังเคราะห์รูปแบบทั่วไปของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลล้นอันดับ  $n$  โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟ คือ วงจรวจร VDBA จำนวน  $n$  ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟ คือ ตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวน  $n$  ตัว ซึ่งจะเห็นว่าโครงสร้างวงจรถูกนำเสนอใช้จำนวนอุปกรณ์แอคทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟในการสังเคราะห์วงจรน้อยกว่างานวิจัยที่ได้นำเสนอมาในอดีต [1]-[9] รวมทั้งยังใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อเทียบกราวด์เท่านั้น จึงทำให้รูปแบบวงจรถูกนำเสนอมีความเหมาะสมกับแนวทางการสร้างวงจรรวม [10]

เมื่อทำการเปรียบเทียบกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 4.1 และโครงสร้างวงจรถูกนำเสนอ ดังรูปที่ 4.3 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์จากสมการ (4.1) กับค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟดังนี้

$$\frac{b_1}{b_0} = \frac{C_1}{g_{m1}}$$

$$\frac{b_2}{b_1} = \frac{C_2}{g_{m2}}$$

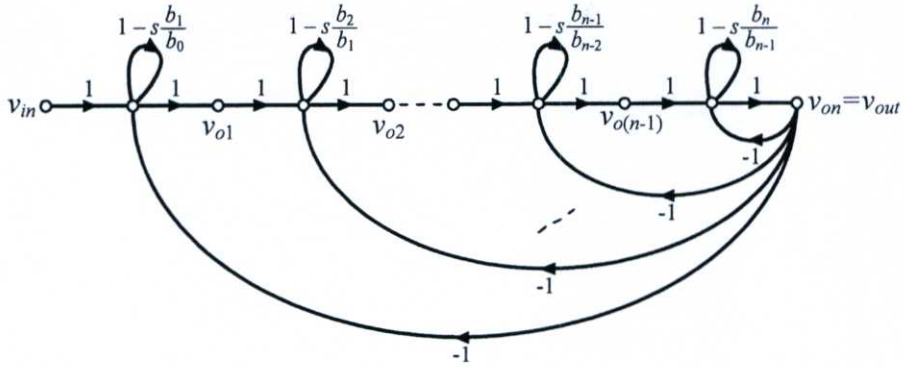
⋮

$$\frac{b_{i-1}}{b_{i-2}} = \frac{C_{i-1}}{g_{m(i-1)}}$$

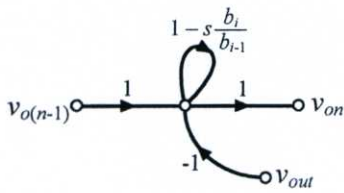
และ

$$\frac{b_i}{b_{i-1}} = \frac{C_i}{g_{mi}} \quad (4.2)$$

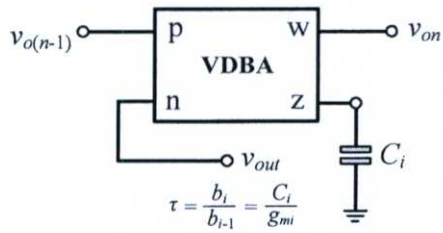
ดังนั้น จากความสัมพันธ์ข้างต้นแสดงให้เห็นว่าวงจรวจรในรูปที่ 4.3 นั้นสามารถควบคุมสัมประสิทธิ์  $b_i$  เมื่อ  $i = 0, 1, 2, 3, \dots, n$  ได้ด้วยการปรับค่า  $g_m$  ของวงจรวจร VDBA



รูปที่ 4.1 กราฟการไหลสัญญาณจากสมการ (4.1)



(ก)

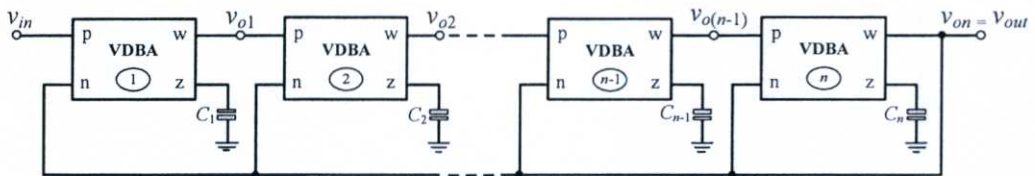


(ข)

รูปที่ 4.2 กราฟย่อยและการสังเคราะห์โดยใช้วงจร VDBA ต่อกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์

(ก) กราฟการไหลสัญญาณของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย

(ข) วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียโดยใช้วงจร VDBA



รูปที่ 4.3 การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลล้วนอันดับ n

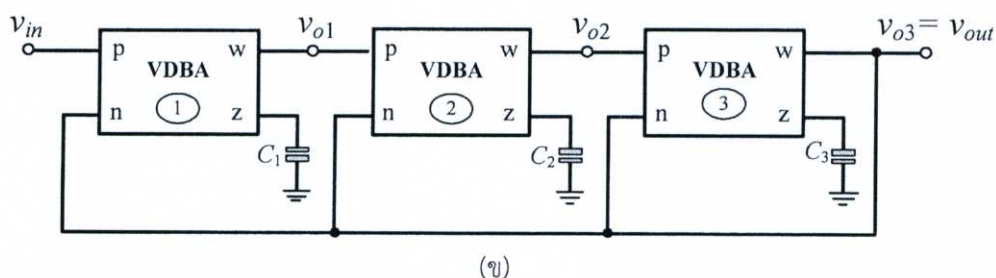
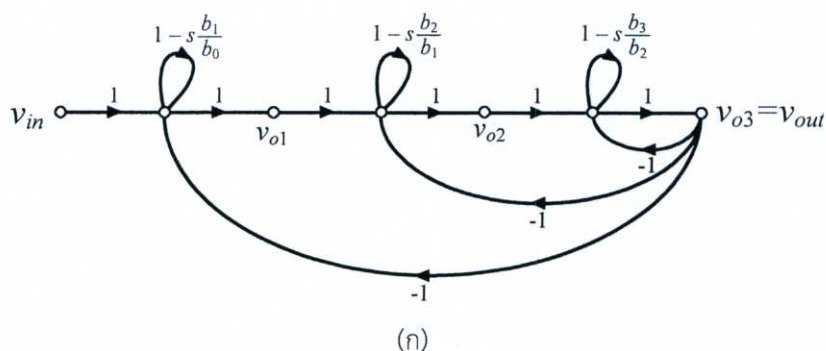
จากกราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 4.1 โดยใช้วงจร VDBA

### 4.3 ตัวอย่างการออกแบบวงจร

เพื่อแสดงแนวทางการประยุกต์ใช้ขั้นตอนการออกแบบที่นำเสนอ ในที่นี้จะพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนแบบโพลล้นอันดับสาม ( $n = 3$ ) หรือ วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำโหมดแรงดันแบบบัตเตอร์เวิร์ดอันดับสาม (normalize 3<sup>rd</sup>-order Butterworth lowpass filter) ซึ่งมีรูปแบบทั่วไปดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{b_0}{b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0} = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1} \quad (4.3)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนข้างต้นสามารถเขียนแสดงได้ด้วยกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 4.4(ก) ซึ่งประกอบด้วยกราฟย่อยดังรูปที่ 4.2(ก) จำนวนสามชุดต่อкасцепกัน และสามารถสังเคราะห์เป็นวงจรกรองสัญญาณได้ดังรูปที่ 4.4(ข) โดยใช้วงจร VDBA ต่อกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จากรูปที่ 4.2(ข) ต่อкасцепกันจำนวนสามชุด



รูปที่ 4.4 ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลล้นอันดับสามดังสมการ (4.3)

(ก) กราฟการไหลสัญญาณ

(ข) การสังเคราะห์วงจรโดยใช้วงจร VDBA และกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์

ดังนั้น จึงสามารถเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรดังรูปที่ 4.4 ได้สองวิธี โดยวิธีแรก คือ อาศัยเทคนิคกราฟการไหลสัญญาณ [ภาคผนวก ข1] และวิธีที่สอง คือ อาศัยคุณสมบัติของวงจร VDBA [ภาคผนวก ข2] จะได้ดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\left( \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3} \right)}{s^3 + \left( \frac{g_{m3}}{C_3} \right)s^2 + \left( \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_2C_3} \right)s + \left( \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3} \right)} \quad (4.4)$$

จากสมการด้านบนสามารถออกแบบวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำโหมดแรงดันแบบบัตเตอร์เวิร์ดอันดับสามในรูปที่ 4.4(ข) ได้โดยอาศัยความสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์  $b_i$  ( $i = 0, 1, 2, 3$ ) ของรูปที่ 4.4(ก) กับค่าสัมประสิทธิ์  $\tau = C_i/g_{mi}$  ของรูปที่ 4.2(ข) หรือ สามารถเทียบค่าสัมประสิทธิ์โหมดตัวส่วนของสมการ (4.3) และ (4.4) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{b_1}{b_0} = \frac{C_1}{g_{m1}}$$

$$\frac{b_2}{b_1} = \frac{C_2}{g_{m2}}$$

และ 
$$\frac{b_3}{b_2} = \frac{C_3}{g_{m3}} \quad (4.5)$$

ดังนั้น วงจรที่สังเคราะห์ในรูปที่ 4.4(ข) จึงมีความสัมพันธ์ของค่าอุปกรณ์ในวงจรเป็นดังนี้  $C_1 = C_2 = C_3 = 1 \text{ F}$ ,  $g_{m1} = 1/2 \text{ A/V}$ ,  $g_{m2} = 1 \text{ A/V}$  และ  $g_{m3} = 2 \text{ A/V}$

สำหรับผลการวิเคราะห์หาค่าความไว (sensitivity) ของความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency,  $\omega_0$ ) และตัวประกอบคุณภาพ (quality factor,  $Q$ ) ต่อการแปรค่าของอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟในวงจรกรองสัญญาณดังรูปที่ 4.4(ข) สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.1 [11]-[12] ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรกรองสัญญาณที่สังเคราะห์นั้นมีค่าความไวต่ำ เนื่องจากวงจรกรองสัญญาณแบบบัตเตอร์เวิร์ดนั้นมีค่าความไวระหว่างตัวประกอบคุณภาพกับตัวเก็บประจุต่ำ ตัวอย่างเช่น เมื่อ  $C_1$  มีค่าเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจากเดิม 1% จะส่งผลให้ตัวประกอบคุณภาพมีค่าเปลี่ยนแปลงลดลง 1% ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของ  $C_1$  มีผลต่อตัวประกอบคุณภาพน้อยมาก [ภาคผนวก ข3]

ตารางที่ 4.1 ค่าความไวของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำโหมดแรงดันแบบแบตเตอรี่เวิร์ดอันดับสาม

	$g_{m1}$	$g_{m2}$	$g_{m3}$	$C_1$	$C_2$	$C_3$
$b_0$	1	1	1	-1	-1	-1
$b_1$	0	1	1	0	-1	-1
$b_2$	0	0	1	0	0	-1
$\omega_0$	0	1	0	0	-1	0
$Q$	1	0	-1	-1	0	1

#### 4.4 สมรรถนะของวงจรกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติ

เมื่อคำนึงถึงผลกระทบของกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA ดังสมการ (2.2) จะทำให้สมการ (4.4) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้ [ภาคผนวก ข1]

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\left( \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \beta_1 \beta_2 \beta_3 g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3} \right)}{s^3 + \left( \frac{\alpha_3 \beta_3 g_{m3}}{C_3} \right) s^2 + \left( \frac{\alpha_2 \alpha_3 \beta_2 \beta_3 g_{m2} g_{m3}}{C_2 C_3} \right) s + \left( \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \beta_1 \beta_2 \beta_3 g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3} \right)} \quad (4.6)$$

โดยที่  $\alpha_i$  คือ ค่าความเป็ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำระหว่างขั้ว p และขั้ว n ไปยังขั้ว z ในขณะที่  $\beta_i$  คือ ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปยังขั้ว w ของวงจร VDBA ตัวที่  $i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) ซึ่งเมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์เทอมตัวส่วนของสมการ (4.3) กับ (4.6) จะทำให้สมการ (4.5) เปลี่ยนไปเป็นดังนี้

$$\frac{b_1}{b_0} = \frac{\alpha_1 \beta_1 C_1}{g_{m1}}$$

$$\frac{b_2}{b_1} = \frac{\alpha_2 \beta_2 C_2}{g_{m2}}$$

และ

$$\frac{b_3}{b_2} = \frac{\alpha_3 \beta_3 C_3}{g_{m3}} \quad (4.7)$$

ซึ่งพบว่า  $\alpha_i$  และ  $\beta_i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) จะส่งผลกระทบต่อค่าความไวของ  $\omega_0$  และ  $Q$  ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำดังรูปที่ 4.4(ข) ซึ่งสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.2 [ภาคผนวก ข2]

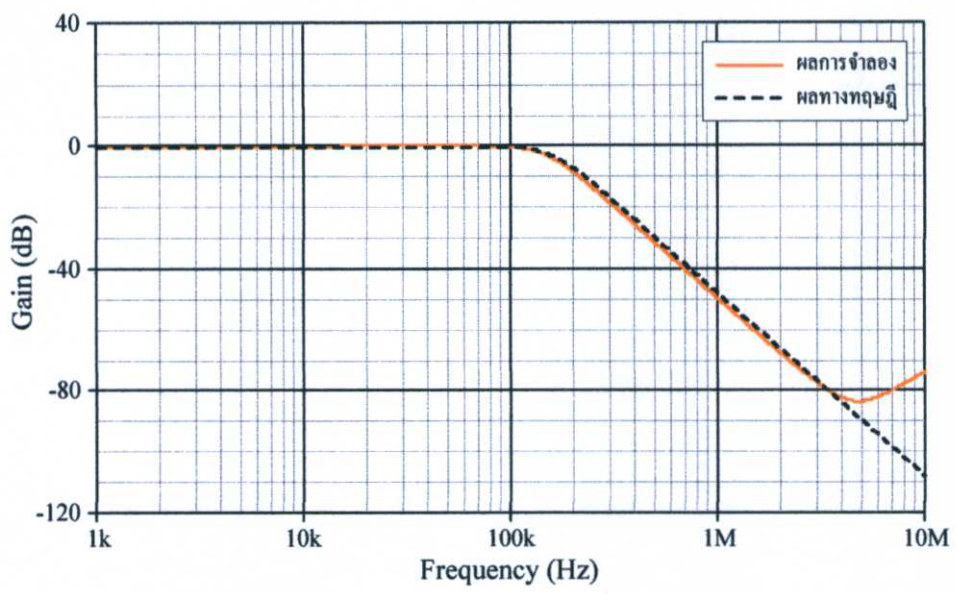
ตารางที่ 4.2 ค่าความไวของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำในรูปที่ 4.4(ข)

	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\beta_1$	$\beta_2$	$\beta_3$
$b_0$	1	1	1	1	1	1
$b_1$	0	1	1	0	1	1
$b_2$	0	0	1	0	0	1
$\omega_0$	0	1	0	0	1	0
$Q$	1	0	-1	1	0	-1

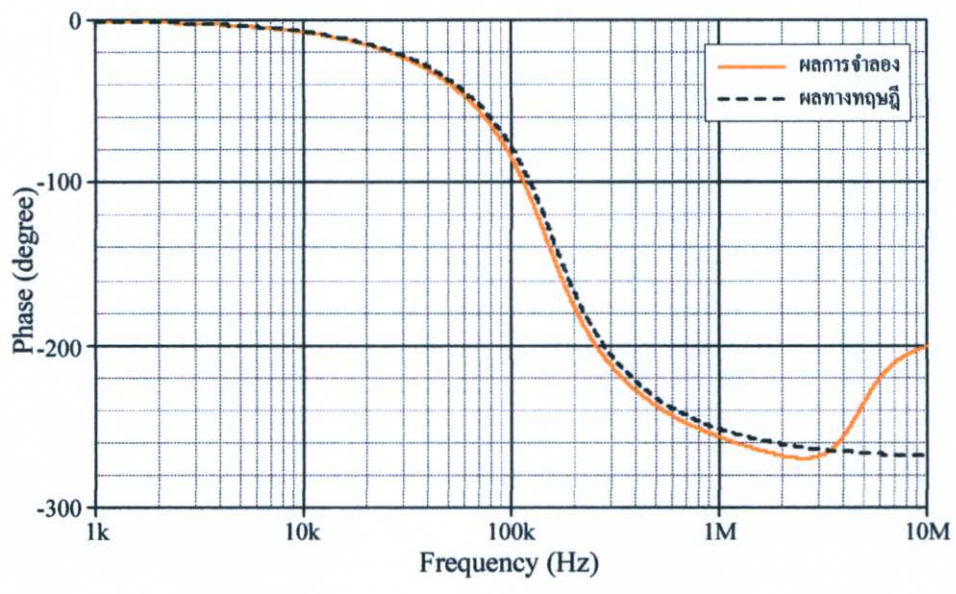
#### 4.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

เพื่อเป็นการยืนยันตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำโหมดแรงดันแบบโพลล์ผ่านอันดับสามในรูปที่ 4.4(ข) จึงทำการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรผ่านโปรแกรม PSPICE โดยเลือกใช้โครงสร้างวงจร VDBA ดังรูปที่ 2.14 ภายใต้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์รุ่น ALA400 จากบริษัท AT&T เบอร์ PR100N และ NP100N สำหรับทรานซิสเตอร์ชนิด PNP และ NPN ตามลำดับ และแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงค่าเท่ากับ  $\pm 1.5$  V

ตัวอย่างการออกแบบกำหนดให้  $\omega_0 = 10^6$  rad/sec หรือคิดเป็นค่าความถี่โพล (pole frequency,  $f_0$ )  $f_0 = \omega_0/2\pi = 159$  kHz จะทำให้ได้  $C_1 = C_2 = C_3 = 1$  nF และ  $g_{m1} = 1/2$  mA/V ( $I_O \cong 26$   $\mu$ A),  $g_{m2} = 1$  mA/V ( $I_O \cong 52$   $\mu$ A) และ  $g_{m3} = 2$  mA/V ( $I_O \cong 104$   $\mu$ A) ผลการจำลองการตอบสนองทางขนาดและเฟสเปรียบเทียบกับผลทางทฤษฎีแสดงในรูปที่ 4.5 และรูปที่ 4.6 ตามลำดับ พบว่าผลการจำลองมีค่าใกล้เคียงกับทฤษฎี โดยผลการจำลองจะได้  $f_0 = 150$  kHz หรือคิดเป็นค่าความผิดพลาดเท่ากับ 5.6% และมีช่วงความถี่แบนด์วิทประมาณ 3 MHz โดยเป็นผลมาจากการต่อคาสเคดกันของวงจร VDBA จำนวนสามตัวดังรูปที่ 4.4(ข) ซึ่งวงจร VDBA แต่ละตัวมีช่วงความถี่แบนด์วิทประมาณ 10 MHz ดังรูปที่ 2.21 ดังนั้นเมื่อนำวงจร VDBA มาต่อคาสเคดกันจำนวนสามตัว จึงส่งผลให้คุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำที่นำเสนอ นั้นมีช่วงความถี่แบนด์วิทประมาณ 3 MHz นั่นเอง



รูปที่ 4.5 ผลจำลองผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำในรูปที่ 4.4(ข)

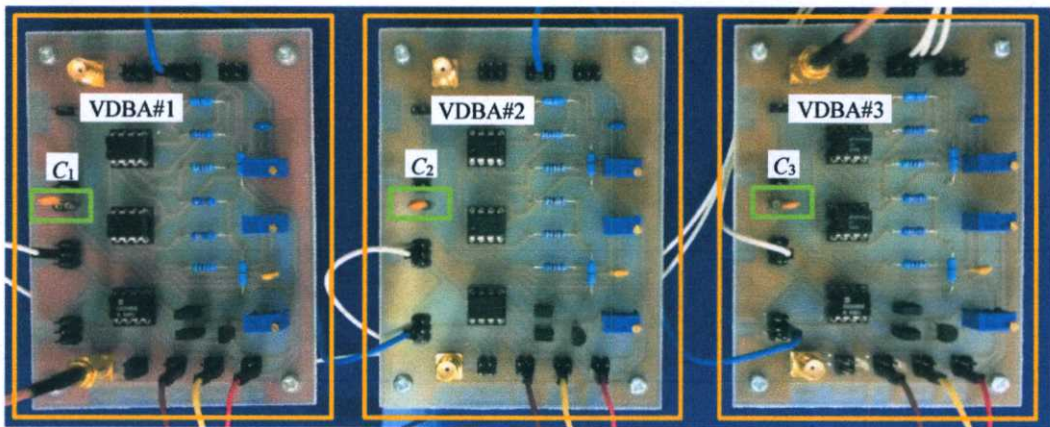


รูปที่ 4.6 ผลจำลองผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำในรูปที่ 4.4(ข)

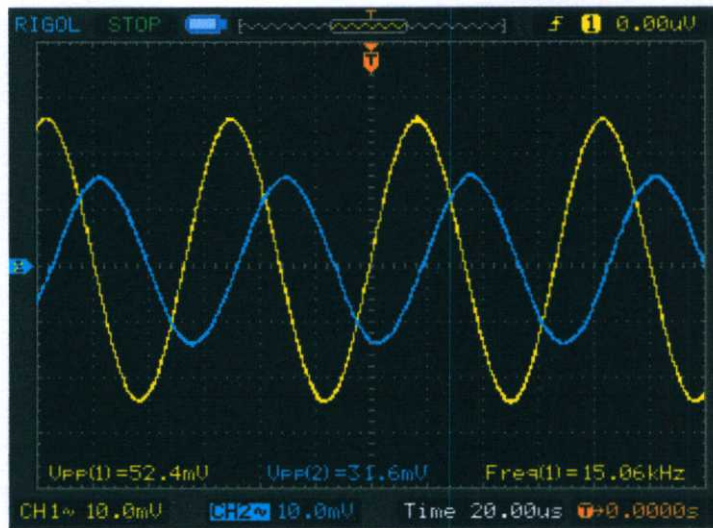
#### 4.6 ผลการทดลองต่อวงจรจริง

เพื่อเป็นการยืนยันว่าวงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 4.4(ข) ที่นำเสนอมีความสอดคล้องกับทฤษฎี ในหัวข้อนี้จะทำการต่อวงจรทดลองจริงบนแผ่นพิมพ์ โดยใช้วงจร VDBA ดังรูปที่ 2.34 ซึ่งภายในประกอบด้วยไอซีเบอร์ CA3080 และ LF356 และสังเคราะห์เป็นวงจรกรองสัญญาณได้ดังรูปที่ 4.7 ซึ่งประกอบด้วยวงจร VDBA จำนวนสามตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสามตัว และสอดคล้องกับวงจรในรูปที่ 4.4(ข) โดยออกแบบให้  $\omega_0 = 10^5$  rad/sec หรือ  $f_0 = \omega_0/2\pi \cong 15.9$  kHz จะได้  $C_1 = C_2 = C_3 = 10$  nF ,  $g_{m1} = 1/2$  mA/V ( $I_B \cong 28$   $\mu$ A),  $g_{m2} = 1$  mA/V ( $I_B \cong 68$   $\mu$ A) และ  $g_{m3} = 2$  mA/V ( $I_B \cong 132$   $\mu$ A) ซึ่งผลการทดสอบของผลตอบสนองทางเวลาแสดงได้ดังรูปที่ 4.8 เมื่อป้อนสัญญาณอินพุต (CH1)  $v_{in} \cong 52$  mVp-p ที่ความถี่ 15 kHz พบว่าสัญญาณเอาต์พุต (CH2) มีค่าประมาณ 32 mV และมีเฟสเปลี่ยนไปประมาณ  $111^\circ$

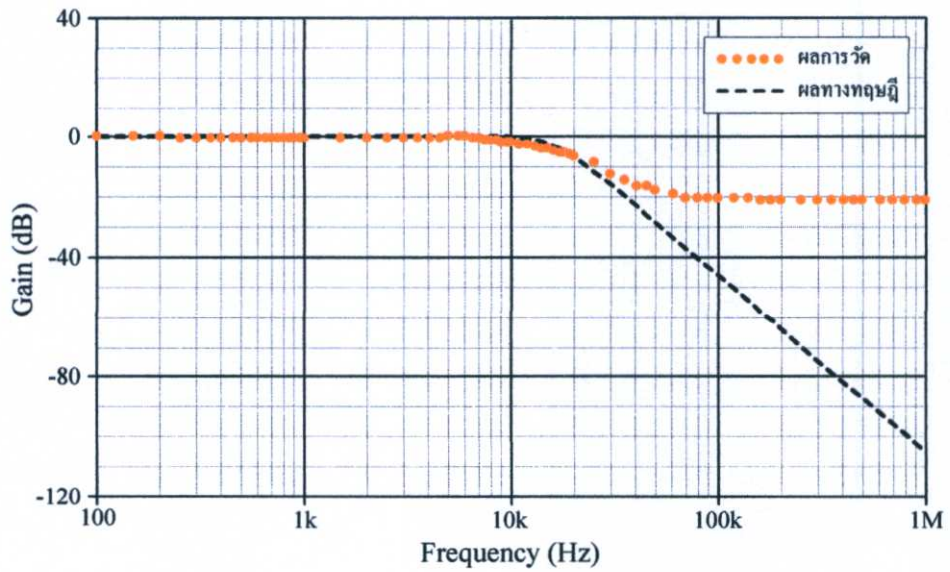
เนื่องจากออกแบบให้มีความถี่คัทออฟที่ความถี่ 15.9 kHz ดังนั้นผลการทดสอบของผลตอบสนองทางขนาดและเฟสจะแสดงได้ดังรูปที่ 4.9 และรูปที่ 4.10 ตามลำดับ โดยความชันของผลทางทฤษฎีที่ความถี่คัทออฟจะมีค่า -60 dB ส่วนความชันของผลการทดสอบนั้นมีความชันประมาณ -51 dB ซึ่งคิดเป็นค่าความผิดพลาด 15% และเมื่อพิจารณาเฟสดังรูปที่ 4.8(ข) โดยผลทางทฤษฎีนั้นมีความชันประมาณ  $270^\circ$  ส่วนผลการทดสอบพบว่ามีความชันประมาณ  $230^\circ$  คิดเป็นค่าความผิดพลาดเท่ากับ 15%



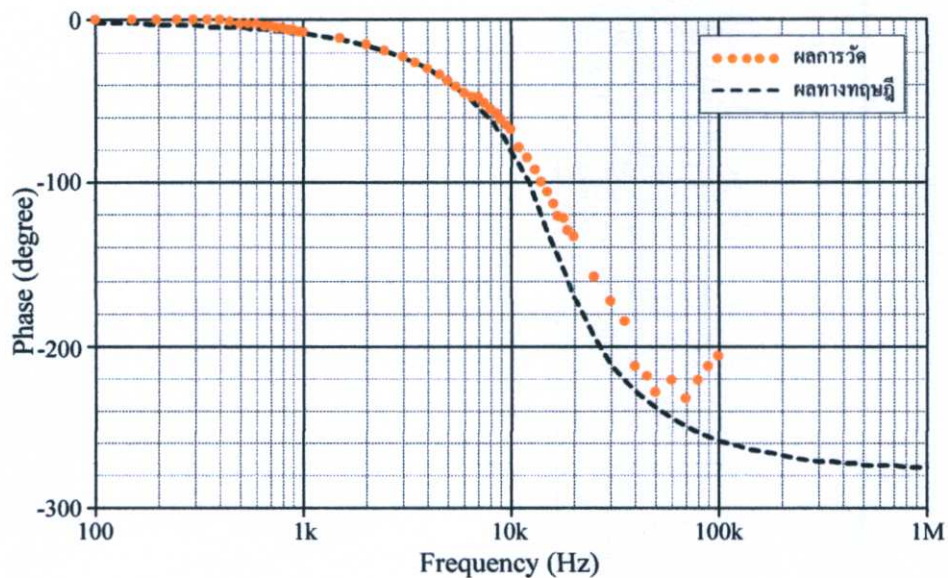
รูปที่ 4.7 ภาพถ่ายวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสามที่ใช้ในการทดลอง



รูปที่ 4.8 ผลการวัดผลตอบสนองทางเวลาของวงจรในรูปที่ 4.4(ข) ที่  $f = 15 \text{ kHz}$



รูปที่ 4.9 ผลการวัดของผลตอบสนองทางขนาดในรูปที่ 4.4(ข)



รูปที่ 4.10 ผลการวัดของผลตอบสนองทางเฟสในรูปที่ 4.4(ข)

#### 4.7 สรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แสดงการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลล้นอันดับ  $n$  ด้วยกราฟการไหลสัญญาณ ซึ่งใช้วงจร VDBA จำนวน  $n$  ตัวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวน  $n$  ตัว ปราศจากตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก ซึ่งเหมาะสมต่อการประยุกต์ไปเป็นวงจรรวม สามารถปรับคุณสมบัติของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งยังมีค่าความไวต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟที่ต่ำ พร้อมตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำแบบบัตเตอร์เวิร์ดอันดับสาม และยืนยันผลได้ด้วยผลการจำลองผลการทำงานของวงจรผ่านโปรแกรม PSPICE และผลการทดสอบด้วยการต่อวงจรทดลองจริงโดยใช้ไอซีเบอร์ CA3080 และ LF356 ซึ่งผลที่ได้นั้นมี ความสอดคล้องกับทฤษฎีที่นำเสนอ

#### 4.8 เอกสารอ้างอิงบทที่ 4

- [1] E.O. Gunes and F. Anday, "Realization of current-mode low pass filters using CFCCIs", *Electronics Letters*, vol.31, no.25, pp.2161-2162, 1995.
- [2] W. Tangsrirat, "Active-C realization of  $n^{\text{th}}$ -order current-mode allpole lowpass filters using CFTAs", *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (IMECS 2012)*, Hong Kong, pp.983-986, 2012.
- [3] กฤษกร อินต๊ะวิชัย, ทศยา ปุคคละนนท์ และ วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์, "การสังเคราะห์วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำโหมดกระแสอันดับ  $n$  โดยใช้วงจร CFTAs", *การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ 5*, จ.ประจวบคีรีขันธ์, หน้า 157-160, 2556.
- [4] E.O. Gunes and F. Anday, "CFA based fully integrated  $n^{\text{th}}$ -order lowpass filter", *Electronics Letters*, vol.33, no. 7, pp. 571-573, 1997.
- [5] N. Bouaziz. Elfeki, D. Sellami. Masmoudi and Nabil Derbel, " $N^{\text{th}}$  order voltage mode low-pass filter using current conveyors", *Proceedings of the 2<sup>nd</sup> IEEE International Conference on Signals, Circuit and Systems (SCS)*, Monastir, Tunisian Republic, pp. 1-4, 2008.
- [6] C. Acar, "Realisation of  $n^{\text{th}}$ -order lowpass voltage transfer function by active R circuit: signal-flow-graph approach", *Electronics Letters*, vol.14, no. 23, pp. 729-730, 1978.
- [7] C. Acar, "Nth-order lowpass voltage transfer function synthesis using CClI+s: signal-flow graph approach", *Electronics Letters*, vol.31, no. 3, pp. 159-160, 1996.
- [8] F. Anday, "Active realization of nth-order low-pass transfer functions", *IEEE transactions on circuits and systems*, vol. CAS-24, no. 12, pp. 745-746, 1977.
- [9] E.O. Gunes and F. Anday, "Realisation of nth-order voltage transfer function using CClI+", *Electronics Letters*, vol.31, no. 13, pp. 1022-1023, 1995.
- [10] M. Bhusan and R.W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits", *Electronics Letters*, vol.3, pp.148-149, 1967.
- [11] M. A. Soderstrand and S. K. Mitra, "Sensitivity analysis of third order filters", *International Journal of Electronics*, vol.30, no.3, pp.265-272, 1971.
- [12] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. การออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกและวงจรออสซิลเลเตอร์, โรงพิมพ์ มินเซอร์วิศซ์พหลาย, กันยายน, 2554.

## บทที่ 5

# การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบทั่วไปอันดับ $n$ ด้วยกราฟการไหลสัญญาณ

### 5.1 กล่าวนำ

จากการนำเสนอการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลลัวอันดับ  $n$  ในบทที่ 4 พบว่าการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนดังกล่าวยังไม่ครอบคลุมฟังก์ชันกรองสัญญาณมาตรฐานทั้งห้าฟังก์ชัน ซึ่งได้แก่ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass, LP) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass, BP) ฟังก์ชันตัดแถบความถี่ (bandstop, BS) และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (allpass, AP) ดังนั้น ในบทนี้จึงนำแนวทางการสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับ  $n$  ด้วยวิธีการกราฟการไหลสัญญาณมาพัฒนาให้สามารถสังเคราะห์ได้ครบทุกฟังก์ชัน ถึงแม้ว่าในงานวิจัย [1]-[5] จะนำเสนอขั้นตอนการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันทั่วไปอันดับ  $n$  โดยใช้กราฟการไหลสัญญาณอยู่บ้าง แต่ยังคงใช้อุปกรณ์แอกทิฟและอุปกรณ์พาสซีฟเป็นจำนวนมาก กล่าวคือ ใช้อุปกรณ์แอกทิฟอย่างน้อยจำนวน  $n$  ตัว ตัวต้านทานอย่างน้อยจำนวน  $n$  ตัว และตัวเก็บประจุอีกอย่างน้อยจำนวน  $n$  ตัว เช่น งานวิจัย [1]-[2] ใช้วงจร CDBA เป็นอุปกรณ์แอกทิฟหลักจำนวน  $n+1$  ตัว ตัวเก็บประจุจำนวน  $n$  ตัว โดยงานวิจัย [1] ใช้ตัวต้านทานจำนวน  $3n+2$  ตัว ขณะที่งานวิจัย [2] ใช้ตัวต้านทานจำนวน  $2n+4$  ตัว ส่วนในงานวิจัย [3]-[4] ใช้วงจร CCII+ (second generation current conveyors with positive gain) เป็นอุปกรณ์แอกทิฟหลัก ซึ่งงานวิจัย [3] นั้นใช้วงจร CCII+ จำนวน  $3n-2$  ตัว ตัวเก็บประจุจำนวน  $n+1$  ตัว และตัวต้านทานจำนวน  $3n-1$  ตัว งานวิจัย [4] ใช้ไอซีเบอร์ AD844 จำนวน  $n+1$  ตัว ซึ่งเทียบเท่ากับวงจร CCII+ ต่อร่วมกับวงจรบัฟเฟอร์ ส่วนอุปกรณ์พาสซีฟที่ใช้จะประกอบด้วยตัวเก็บประจุจำนวน  $n$  ตัว และตัวต้านทานถึง  $5n+3$  ตัว สำหรับงานวิจัย [5] ได้ใช้วงจร OTA จำนวน  $3n+3$  ตัว และตัวเก็บประจุอีกจำนวน  $n$  ตัว ดังนั้นจึงสังเกตได้ว่างานวิจัย [1]-[4] ใช้ตัวต้านทานในการสังเคราะห์วงจรเป็นจำนวนมากอันส่งผลกระทบต่อพื้นที่ของวงจร อีกทั้งค่าความผิดพลาดจากตัวต้านทานเองยังส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติของวงจรโดยตรงกรณีสังเคราะห์วงจรที่มีอันดับสูง แม้ในงานวิจัย [5] จะใช้ตัวเก็บประจุเพียง  $n$  ตัว แต่ก็พบว่างานวิจัยดังกล่าวใช้นใช้อุปกรณ์แอกทิฟเป็นจำนวนมากซึ่งส่งผลต่อพื้นที่ของวงจรเช่นกัน

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์บทนี้จึงนำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันทั่วไปอันดับ  $n$  โดยใช้เทคนิคกราฟการไหลสัญญาณ ซึ่งประกอบด้วยวงจร VDBA จำนวน  $n$  ตัว และตัวเก็บประจุจำนวน  $n$  ตัวเท่านั้น และได้แสดงให้เห็นว่าวงจรที่เสนอนั้นใช้อุปกรณ์แอกทิฟและอุปกรณ์พาสซีฟในจำนวนที่น้อยกว่างานวิจัยก่อนหน้า [1]-[5] นอกจากนี้ยังทำการตรวจสอบ

คุณสมบัติการทำงานของวงจรที่นำเสนอว่าเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีด้วยการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งและอันดับสาม และวงจรกรองสัญญาณทั่วไปอันดับสอง ผลการจำลองการทำงานของวงจรผ่านโปรแกรม PSPICE มีค่าใกล้เคียงกับผลการคำนวณทางทฤษฎี อีกทั้งยังยืนยันได้ด้วยผลการวัดจากการทดลองจริงโดยใช้ไอซีเบอร์ CA3080 และ LF356

## 5.2 การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันทั่วไปอันดับ $n$

ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันทั่วไปอันดับ  $n$  ของวงจรกรองสัญญาณอันดับ  $n$  สามารถเขียนแสดงได้ดังนี้ [1]-[6]

$$V_{out}(s) = \frac{V_n b_n s^n \pm V_{n-1} b_{n-1} s^{n-1} \pm \dots \pm V_2 b_2 s^2 \pm V_1 b_1 s + V_0 b_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (5.1)$$

โดยที่  $V_n = \square \{v_n\}$  ( $n = 0, 1, 2, \dots, n$ ) คือ แรงดันอินพุต และ  $V_{out}(s)$  คือ แรงดันเอาต์พุต สมการ (5.1) สามารถใช้สูตรอัตราขยายของเมสันเขียนอธิบายได้ในรูปของกราฟการไหลสัญญาณ ได้ดังรูปที่ 5.1(ข) ซึ่งสังเกตได้ว่าประกอบด้วยกราฟย่อยจากรูปที่ 5.2(ก) นำมาต่อкаскетกัน  $n$  ชุด โดยที่กราฟย่อยดังรูปที่ 5.2(ก) ก็คือ วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย สามารถสังเคราะห์ได้จากการต่อวงจร VDBA กับตัวเก็บประจุดังแสดงในรูปที่ 5.2 (ข) เมื่อ  $\tau = C_i/g_{mi}$  ดังนั้น การสังเคราะห์รูปแบบทั่วไปของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณอันดับ  $n$  สามารถกระทำได้โดยนำรูปที่ 5.2(ข) มาต่อкаскетกัน  $n$  ชุด ก็จะได้ดังรูปที่ 5.3 ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟ คือวงจร VDBA จำนวน  $n$  ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟ คือ ตัวเก็บประจุจำนวน  $n$  ตัว จะเห็นว่าการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันทั่วไปของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ นั้นมีขั้นตอนการสังเคราะห์เหมือนกันกับขั้นตอนการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลลวันในบทที่ 4 แตกต่างกันเพียงเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าทีเพิ่มเข้ามาเท่านั้นดังแสดงในรูปที่ 5.1(ก) และรูปที่ 5.1(ข)

เมื่อทำการเปรียบเทียบกราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 5.1(ข) กับวงจรในรูปที่ 5.3 ทำให้ได้ความสัมพันธ์ของสัมประสิทธิ์  $b_i$  ( $i = 0, 1, 2, 3, \dots, n$ ) กับค่าอุปกรณ์ที่ใช้สังเคราะห์วงจร ดังนี้

$$\frac{b_1}{b_0} = \frac{C_1}{g_{m1}}$$

$$\frac{b_2}{b_1} = \frac{C_2}{g_{m2}}$$

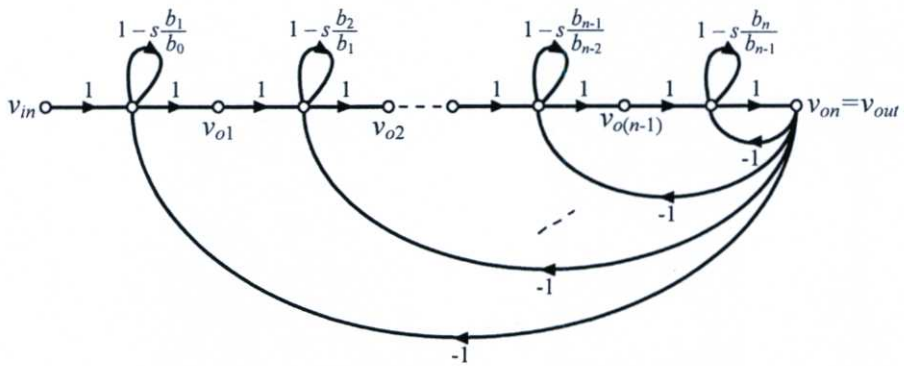
⋮

$$\frac{b_{n-1}}{b_{n-2}} = \frac{C_{n-1}}{g_{m(n-1)}}$$

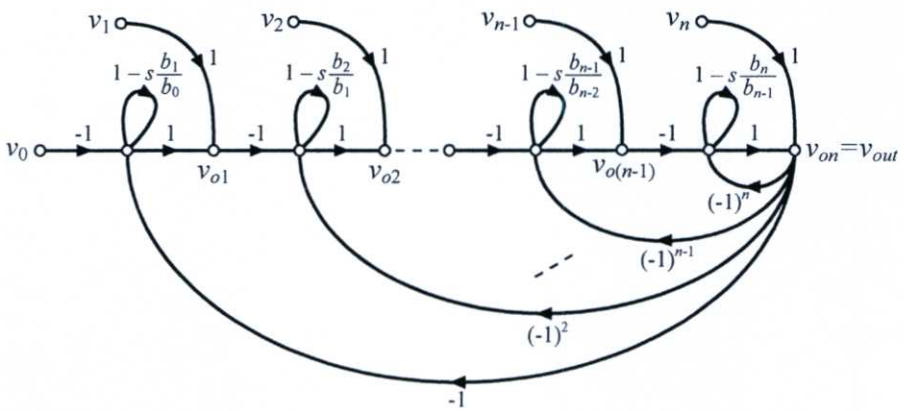
และ

$$\frac{b_n}{b_{n-1}} = \frac{C_n}{g_{mn}} \quad (5.2)$$

ความสัมพันธ์ข้างต้นแสดงให้เห็นว่าวงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 5.3(ข) นั้นสามารถกำหนดค่าสัมประสิทธิ์  $b_0, b_1, b_2, \dots, b_n$  ได้ด้วยการปรับค่า  $g_m$  ของวงจร VDBA



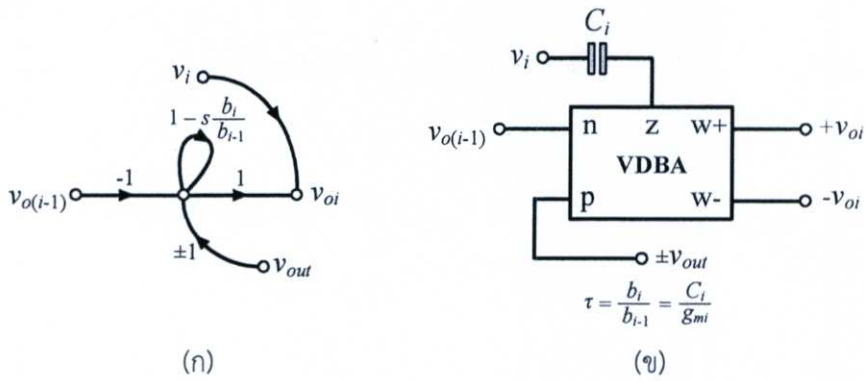
(ก)



(ข)

รูปที่ 5.1 กราฟการไหลสัญญาณของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันที่นำเสนอ

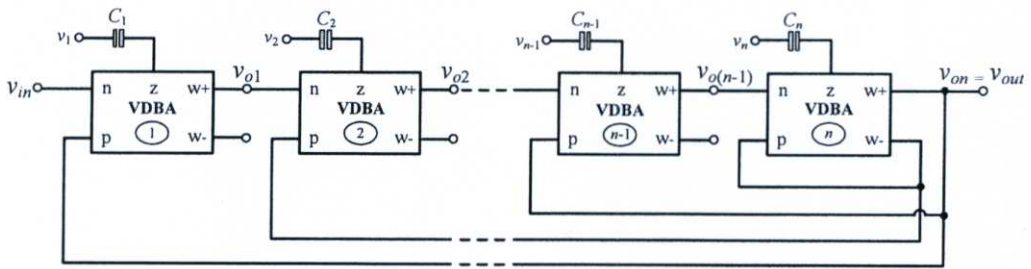
(ก) ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบโพลล้นอันดับ  $n$       (ข) ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันทั่วไปอันดับ  $n$



รูปที่ 5.2 กราฟขั้วและการสังเคราะห์โดยใช้วงจร VDBA ต่อกับตัวเก็บประจุ

(ก) กราฟการไหลสัญญาณของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย

(ข) วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียโดยใช้วงจร VDBA



รูปที่ 5.3 การสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณอันดับ n

โดยใช้วงจร VDBA จากกราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 5.1(ข)

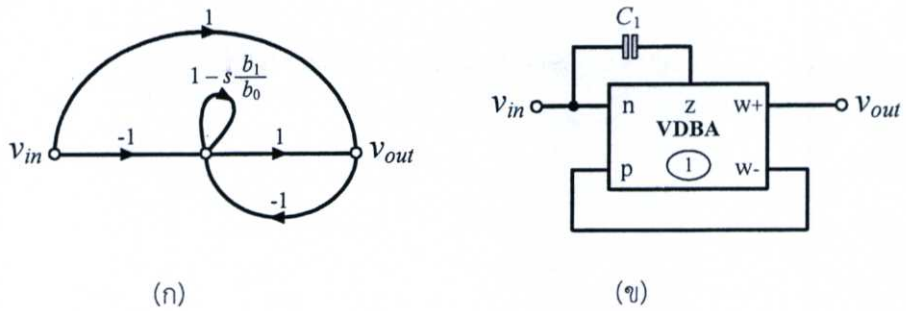
### 5.3 ตัวอย่างการออกแบบและวงจรกรองสัญญาณ

เพื่อแสดงแนวทางการประยุกต์ใช้การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันทั่วไปอันดับ n ที่นำเสนอ จึงยกตัวอย่างการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณ ได้แก่ ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอันดับสองมาตรฐาน และฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม เป็นต้น โดยรายละเอียดขั้นตอนการสังเคราะห์แต่ละฟังก์ชันเป็นดังต่อไปนี้

#### 5.3.1 การสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่โหมตแรงดันอันดับหนึ่ง

รูปแบบทั่วไปของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง (first-order allpass filter) สามารถเขียนแสดงได้ดังนี้ [6]-[7]

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{b_1s - b_0}{b_1s + b_0} \tag{5.3}$$



รูปที่ 5.4 การสังเคราะห์วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง

(ก) กราฟการไหลสัญญาณ (ข) การสังเคราะห์วงจรโดยใช้วงจร VDBA ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ

การเขียนกราฟการไหลสัญญาณของสมการ (5.3) กระทำได้โดยอาศัยกราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 5.1(ข) โดยกำหนดให้  $n = 1$  ก็จะได้ดังรูปที่ 5.4(ก) และอาศัยความสัมพันธ์ในรูปที่ 5.2 จะทำให้สามารถสังเคราะห์วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งซึ่งประกอบด้วยวงจร VDBA จำนวนหนึ่งตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุจำนวนหนึ่งตัวแสดงดังรูปที่ 5.4(ข) ดังนั้น สามารถเขียนสมการ (5.3) ได้ใหม่เมื่อแทนค่า  $n = 1$  ในสมการ (5.2) ดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s - \frac{g_{m1}}{C_1}}{s + \frac{g_{m1}}{C_1}} \quad (5.4)$$

ซึ่งทำให้ได้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งที่มีค่าความถี่โพล ( $\omega_0$ ) ควบคุมได้โดยการแปรค่า  $g_{m1}$  ดังความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{C_1}{2\pi g_{m1}} \quad (5.5)$$

เมื่อพิจารณากรณีความไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA ดังสมการ (2.2) ทำให้สมการ (5.4) และ (5.5) เปลี่ยนแปลงเป็น [ภาคผนวก ฉ1]

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\left( \beta_{p1}s - \frac{\alpha_1 \beta_{p1} g_{m1}}{C_1} \right)}{\left( s + \frac{\alpha_1 \beta_{p1} g_{m1}}{\beta_{n1} C_1} \right)} \quad (5.6)$$

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{\alpha_1 \beta_{p1} g_{m1}}{2\pi \beta_{n1} C_1} \quad (5.7)$$

โดยมีค่าความไวของค่า  $\omega_0$  ต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอกทีฟเท่ากับ [ภาคผนวก ฉ2]

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = 1 \quad (5.8)$$

และเมื่อพิจารณากรณีความไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA จะส่งผลให้ค่าความไวของ  $\omega_0$  ต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอกทีฟเป็นดังนี้

$$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = 1, \quad S_{\beta_{p1}}^{\omega_0} = 1, \quad S_{\beta_{n1}}^{\omega_0} = -1 \quad (5.9)$$

ส่วนค่าความไวของ  $\omega_0$  ต่อการแปรค่าอุปกรณ์พาสซีฟจะมีค่าเท่ากับ

$$S_{C_1}^{\omega_0} = -1 \quad (5.10)$$

จากการวิเคราะห์ข้างต้นแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอมีค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟต่ำ ตัวอย่างเช่น หากค่า  $g_{m1}$  เปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น 1% ค่าของ  $\omega_0$  จะเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น 1% เช่นกัน

### 5.3.2 การสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอันดับสองมาตรฐาน

รูปแบบทั่วไปของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอันดับสองมาตรฐาน (second-order standard filters) สามารถเขียนแสดงได้ดังนี้ [6], [8]

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{b_2 s^2 - b_1 s + b_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (5.11)$$

โดยสามารถเขียนอธิบายในรูปของกราฟการไหลสัญญาณโดยอาศัยรูปที่ 5.1(ข) เมื่อ  $n = 2$  ได้ดังรูปที่ 5.5(ก) ซึ่งประกอบด้วยรูปที่ 5.2(ก) จำนวนสองชุดต่อкасцепกัน และสามารถสังเคราะห์เป็นวงจรกรองสัญญาณอันดับสองได้โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างรูปที่ 5.2(ก) และ 5.2(ข) ดังแสดงในรูปที่ 5.5(ข) โดยประกอบด้วยวงจร VDBA จำนวนสองตัว และตัวเก็บประจุจำนวนสองตัว จากรูปที่ 5.5(ข) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของสมการ (5.8) ได้สองวิธี คือ อาศัยเทคนิคกราฟการไหลสัญญาณ [ภาคผนวก ฉ1] หรือ อาศัยคุณสมบัติของวงจร VDBA [ภาคผนวก ฉ2] ดังต่อไปนี้

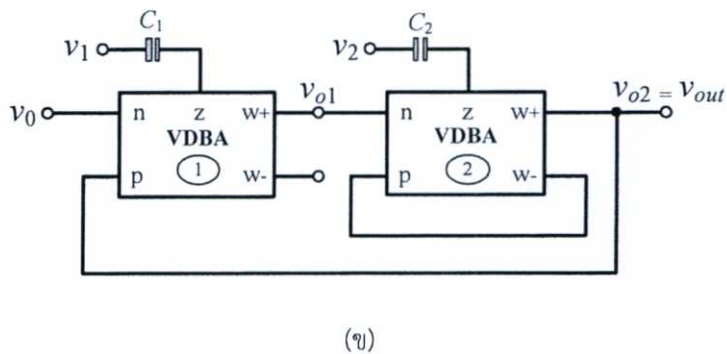
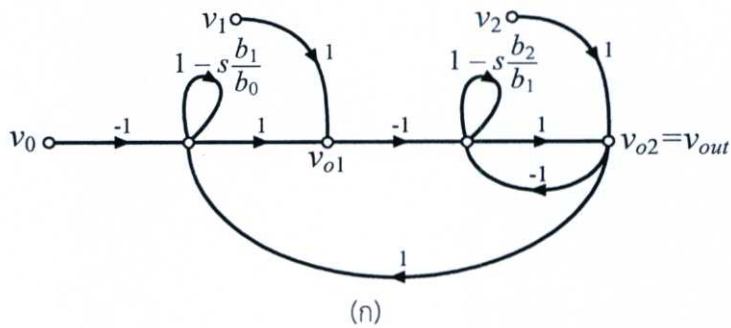
$$V_{out}(s) = \frac{s^2 V_2 - \left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right) s V_1 + \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}\right) V_0}{s^2 + \left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right) s + \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}\right)} \quad (5.12)$$

เมื่อใช้ความสัมพันธ์ในสมการ (5.2) ทำการเทียบสัมประสิทธิ์เทอมตัวหารระหว่างสมการ (5.11) กับสมการ (5.12) จะได้ความสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์  $b_i$  ( $i = 0, 1, 2$ ) ในรูปที่ 5.5(ก) กับค่าอุปกรณ์ของวงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 5.5(ข) จะได้

$$\frac{b_1}{b_0} = \frac{C_1}{g_{m1}}$$

และ

$$\frac{b_2}{b_1} = \frac{C_2}{g_{m2}} \quad (5.13)$$



รูปที่ 5.5 การสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณทั่วไปอันดับสอง

(ก) กราฟการไหลสัญญาณ

(ข) การสังเคราะห์วงจรโดยใช้วงจร VDBA ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ

เมื่อพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการ (5.12) จะพบว่าสามารถสังเคราะห์เป็นฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดราติก (biquadratic filtering function) ได้ครบทั้งห้าแบบ ได้แก่ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (LP) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (HP) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (BP) ฟังก์ชันตัดแถบความถี่ (BS) และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (AP) โดยการกำหนดตามเงื่อนไขดังต่อไปนี้

1. เมื่อกำหนดให้  $V_{in} = V_0$  และ  $V_1 = V_2 = 0$  จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2 D(s)} \quad (5.14)$$

2. เมื่อกำหนดให้  $V_{in} = V_2$  และ  $V_0 = V_1 = 0$  จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s^2}{D(s)} \quad (5.15)$$

3. เมื่อกำหนดให้  $V_{in} = V_1$  และ  $V_0 = V_2 = 0$  จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{-\left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right)s}{D(s)} \quad (5.16)$$

4. เมื่อกำหนดให้  $V_{in} = V_0 = V_2$  และ  $V_1 = 0$  จะได้ฟังก์ชันตัดแถบความถี่ ดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s^2 - \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)}{D(s)} \quad (5.17)$$

5. เมื่อกำหนดให้  $V_{in} = V_0 = V_1 = V_2$  จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ ดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s^2 - \left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right)s + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)}{D(s)} \quad (5.18)$$

โดยที่

$$D(s) = s^2 + \left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right)s + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right) \quad (5.19)$$

และจะได้ค่า  $\omega_0$ ,  $Q$  และ  $BW$  ของวงจรเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (5.20)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1}C_2}{g_{m2}C_1}} \quad (5.21)$$

และ 
$$BW = \frac{g_{m2}}{C_2} \quad (5.22)$$

สำหรับกรณีความไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA ดังสมการ (2.2) ทำให้สมการ (5.14) ถึง (5.22) กลายเป็น [ภาคผนวก ญ3]

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\left( \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{p1}\beta_{p2}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)}{D(s)} \quad (5.23)$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s^2}{D(s)} \quad (5.24)$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{-\left( \frac{\alpha_2\beta_{p1}g_{m2}}{C_2} \right)s}{D(s)} \quad (5.25)$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s^2 - \left( \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{p1}\beta_{p2}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)}{D(s)} \quad (5.26)$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\beta_{p2}s^2 - \frac{\alpha_2\beta_{p2}g_{m2}}{C_2}s + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{p1}\beta_{p2}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{D(s)} \quad (5.27)$$

โดยที่ 
$$D(s) = s^2 + \frac{\alpha_2\beta_{p2}g_{m2}}{\beta_{n2}C_2}s + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{p1}\beta_{p2}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \quad (5.28)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} \beta_{p2} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (5.29)$$

$$Q = \frac{\omega_0}{BW} = \beta_{n2} \sqrt{\frac{\alpha_1 \beta_{p1} g_{m1} C_2}{\alpha_2 \beta_{p2} g_{m2} C_1}} \quad (5.30)$$

และ

$$BW = \frac{\alpha_2 \beta_{p2} g_{m2}}{\beta_{n2} C_2} \quad (5.31)$$

การวิเคราะห์หาค่าความไวของ  $\omega_0$ ,  $Q$  และ  $BW$  ต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองดังรูปที่ 5.5(ข) สรุปได้ดังนี้ [ภาคผนวก ญ4]

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = \frac{1}{2}, \quad S_{g_{m2}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (5.32)$$

$$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = \frac{1}{2}, \quad S_{\alpha_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2}, \quad S_{\beta_{p1}}^{\omega_0} = \frac{1}{2}, \quad S_{\beta_{p2}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (5.33)$$

$$S_{g_{m1}}^Q = \frac{1}{2}, \quad S_{g_{m2}}^Q = -\frac{1}{2} \quad (5.34)$$

$$S_{\alpha_1}^Q = \frac{1}{2}, \quad S_{\beta_{p1}}^Q = \frac{1}{2}, \quad S_{\alpha_2}^Q = -\frac{1}{2}, \quad S_{\beta_{p2}}^Q = -\frac{1}{2}, \quad S_{\beta_{n2}}^Q = 1 \quad (5.35)$$

$$S_{g_{m2}}^{BW} = 1 \quad (5.36)$$

และ

$$S_{\alpha_2}^{BW} = 1, \quad S_{\beta_{p2}}^{BW} = 1, \quad S_{\beta_{n2}}^{BW} = -1 \quad (5.37)$$

ค่าความไวของ  $\omega_0$ ,  $Q$  และ  $BW$  ต่อการแปรค่าอุปกรณ์พาสซีฟของวงจรในรูปที่ 5.5(ข) จะได้เท่ากับ

$$S_{C_1}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}, \quad S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (5.38)$$

$$S_{C_1}^Q = -\frac{1}{2}, \quad S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (5.39)$$

และ  $S_{C_2}^{BW} = -1$  (5.40)

### 5.3.3 การสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่โหมตแรงดันอันดับสาม

รูปแบบทั่วไปของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม (third-order allpass voltage transfer function) สามารถเขียนแสดงได้ดังนี้ [6], [9]

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = -\left( \frac{-b_3s^3 + b_2s^2 - b_1s + 1}{b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + 1} \right)$$

หรือ 
$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \left( \frac{s^3 - 2s^2 + 2s - 1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1} \right) \quad (5.41)$$

ซึ่งมีกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 5.6(ก) โดยประกอบด้วยกราฟย่อยดังรูปที่ 5.2(ก) จำนวนสามชุด ต่อкасเคตกัน และเมื่อนำไปสังเคราะห์วงจรจะได้ดังรูปที่ 5.6(ข) โดยใช้วงจร VDBA ต่อกับตัวเก็บประจุจากรูปที่ 5.2(ข) ต่อкасเคตกันจำนวนสามชุด และสามารถเขียนสมการ (5.41) ได้ใหม่ดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s^3 - \frac{g_{m3}}{C_3}s^2 + \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_2C_3}s - \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3}}{s^3 + \frac{g_{m3}}{C_3}s^2 + \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_2C_3}s + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3}} \quad (5.42)$$

ดังนั้น จึงสามารถเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแบบกรองผ่านทุกความถี่อันดับสามของวงจรดังรูปที่ 5.6 ได้ดังนี้ [ภาคผนวก ฎ1] และ [ภาคผนวก ฎ2]

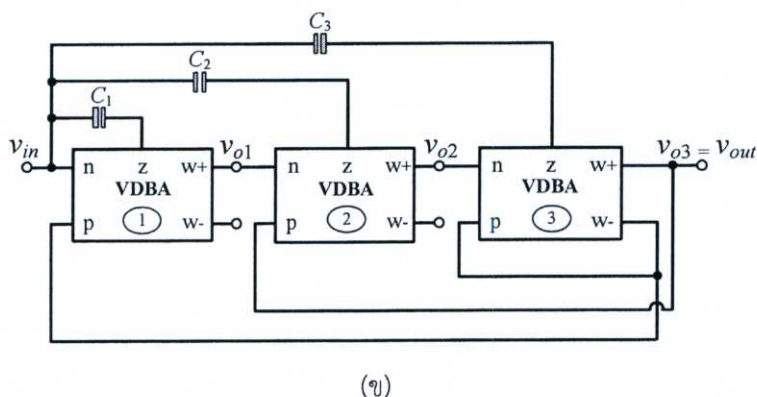
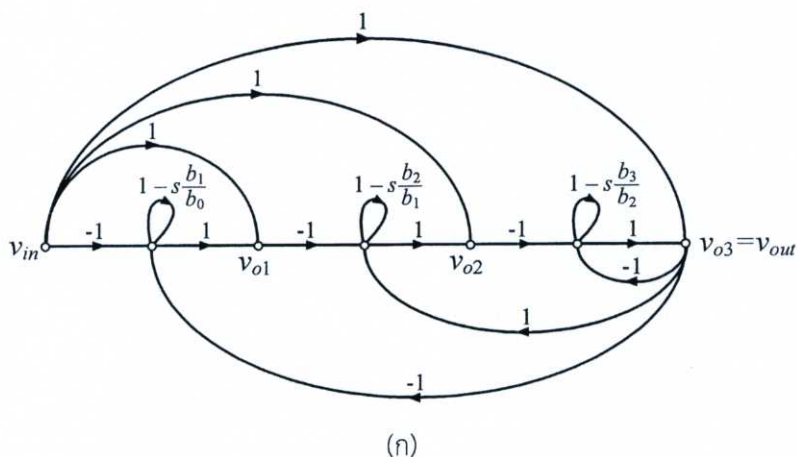
จากนั้นทำการออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่โหมตแรงดันแบบบัตเตอร์เวิร์ดอันดับสาม โดยอาศัยความสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์  $b_i$  ( $i = 0, 1, 2, 3$ ) ของรูปที่ 5.6(ก) และ  $\tau = C_i/g_{mi}$  ของรูปที่ 5.2(ข) แล้วจึงทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์จากสมการ (5.2) ทำให้ได้

$$\frac{b_1}{b_0} = \frac{C_1}{g_{m1}}$$

$$\frac{b_2}{b_1} = \frac{C_2}{g_{m2}}$$

และ 
$$\frac{b_3}{b_2} = \frac{C_3}{g_{m3}} \quad (5.43)$$

ดังนั้น วงจรที่สังเคราะห์ในรูปที่ 5.6(ข) จึงมีความสัมพันธ์ของค่าอุปกรณ์ในวงจรเป็นดังนี้  $C_1 = C_2 = C_3 = 1 \text{ F}$ ,  $g_{m1} = 1/2 \text{ A/V}$ ,  $g_{m2} = 1 \text{ A/V}$  และ  $g_{m3} = 2 \text{ A/V}$



รูปที่ 5.6 การสังเคราะห์วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ดอันดับสาม

(ก) กราฟการไหลสัญญาณ (ข) การสังเคราะห์วงจรโดยใช้วงจร VDBA ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ

สำหรับผลการวิเคราะห์หาค่าความไวของ  $\omega_0$ ,  $Q$  และ  $BW$  ต่อการแปรค่าของอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟในวงจรกรองสัญญาณดังรูปที่ 5.6(ข) พบว่าเทอมตัวส่วนของฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการ (5.42) เหมือนกับเทอมตัวส่วนของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสามดังสมการ (4.3) ทุกประการ ดังนั้นจึงทำให้ความไวของวงจรในรูปที่ 5.6(ข) มีค่าดังตารางที่ 4.1

เมื่อวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 5.6(ข) โดยคำนึงถึงความไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA จะได้ดังนี้ [ภาคผนวก ฎ3]

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\beta_{p3}s^3 - \frac{\alpha_3\beta_{p2}\beta_{p3}g_{m3}}{C_3}s^2 + \frac{\alpha_2\alpha_3\beta_{p1}\beta_{p2}\beta_{p3}g_{m2}g_{m3}}{C_2C_3}s - \frac{\alpha_1\alpha_2\alpha_3\beta_{p1}\beta_{p2}\beta_{p3}g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{\beta_{n3}C_1C_2C_3}}{s^3 + \frac{\alpha_3\beta_{p2}g_{m3}}{C_3}s^2 + \frac{\alpha_2\alpha_3\beta_{p2}g_{m2}g_{m3}}{C_2C_3}s + \frac{\alpha_1\alpha_2\alpha_3\beta_{p1}\beta_{p2}\beta_{p3}g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{\beta_{n3}C_1C_2C_3}} \quad (5.44)$$

โดยที่  $\alpha_i$ ,  $\beta_{pi}$  และ  $\beta_{ni}$  คือ คุณสมบัติ  $\alpha$ ,  $\beta_p$  และ  $\beta_n$  เมื่อ  $i$  คือ ลำดับของวงจร VDBA ตัวที่  $i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) ในรูปที่ 5.6(ข) และสามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของ  $\omega_0$ ,  $Q$  และ  $BW$  ต่อการแปรค่าของอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟในวงจรกรองสัญญาณดังรูปที่ 5.6(ข) เมื่อคำนึงถึงความไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA จะแสดงได้ดังตารางที่ 5.1 [ภาคผนวก ฎ4]

ตารางที่ 5.1 ค่าความไวของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสามในรูปที่ 5.6(ข)

	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\beta_{p1}$	$\beta_{p2}$	$\beta_{p3}$	$\beta_{n3}$
$b_0$	1	1	1	1	1	1	-1
$b_1$	0	1	1	0	1	0	0
$b_2$	0	0	1	0	0	0	0
$\omega_0$	0	1	0	0	1	-1	0
$Q$	1	0	-1	1	0	0	-1

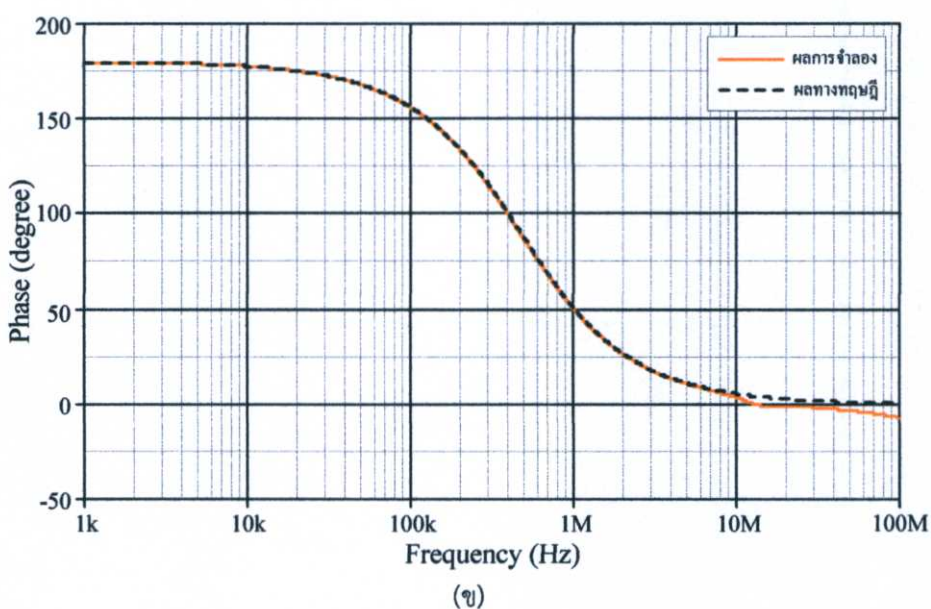
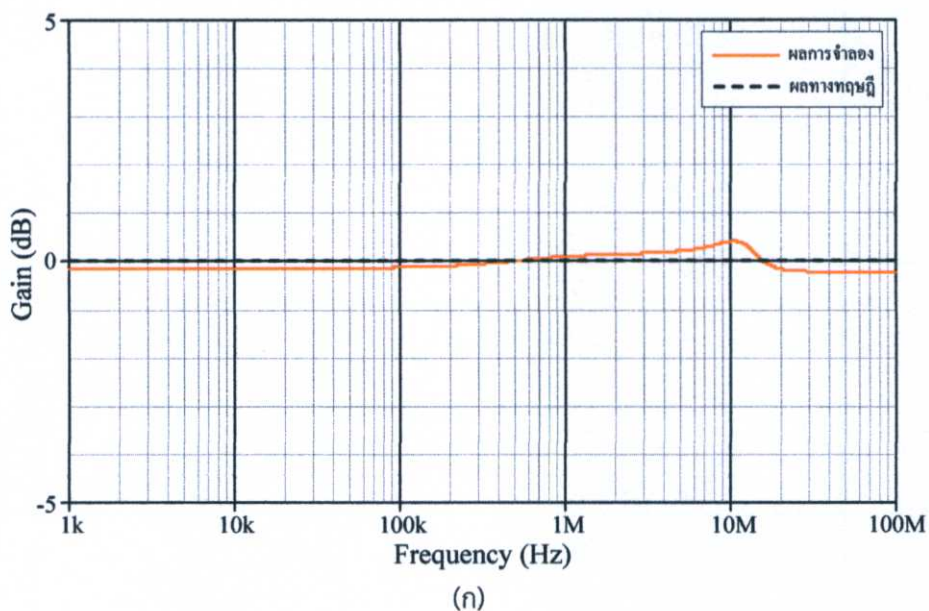
#### 5.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

เพื่อเป็นการยืนยันคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ ซึ่งประกอบด้วย วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับหนึ่งดังรูปที่ 5.4(ข) วงจรกรองสัญญาณทั่วไปอันดับสองดังรูปที่ 5.5(ข) และวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสามดังรูปที่ 5.6(ข) จึงทำการจำลองผลตอบสนองของวงจรกรองสัญญาณโดยใช้วงจร VDBA ที่มีโครงสร้างดังรูปที่ 2.23 ภายใต้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเท่ากับ  $\pm 0.75$  V ผลการจำลองการทำงานของวงจรทั้งสามแสดงได้ดังต่อไปนี้

##### 5.4.1 ผลการจำลองวงจรกรองผ่านทุกความถี่โหมดแรงดันอันดับหนึ่ง

เมื่อทำการออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่ให้มีค่า  $\omega_0 = 3 \times 10^6$  rad/sec หรือ  $f_0 \cong 471$  kHz จะทำให้  $C_1 = 1$  nF และ  $g_{m1} = 3$  mA/V (หรือ  $I_{B1} \cong 85$   $\mu$ A) ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 5.7(ก) และ 5.7(ข) ตามลำดับ

โดยที่ผลตอบสนองสี่เหลี่ยมแสดงผลการจำลอง ส่วนผลตอบสนองเส้นประสีดำแสดงผลทางทฤษฎี ผลการจำลองพบว่ามีผลตอบสนองทางขนาดมีการเปลี่ยนแปลงระหว่าง  $-135$  mdB ถึง  $420$  mdB ในขณะที่ผลตอบสนองทางขนาดในทางอุดมคติมีค่าเท่ากับ  $0$  dB และผลตอบสนองทางเฟสเปลี่ยนแปลงในช่วง  $180^\circ$  ถึง  $0^\circ$  ที่ตำแหน่งความถี่โพลเท่ากับ  $477.6$  kHz ซึ่งคิดเป็นค่าความผิดพลาดประมาณ  $1.4\%$



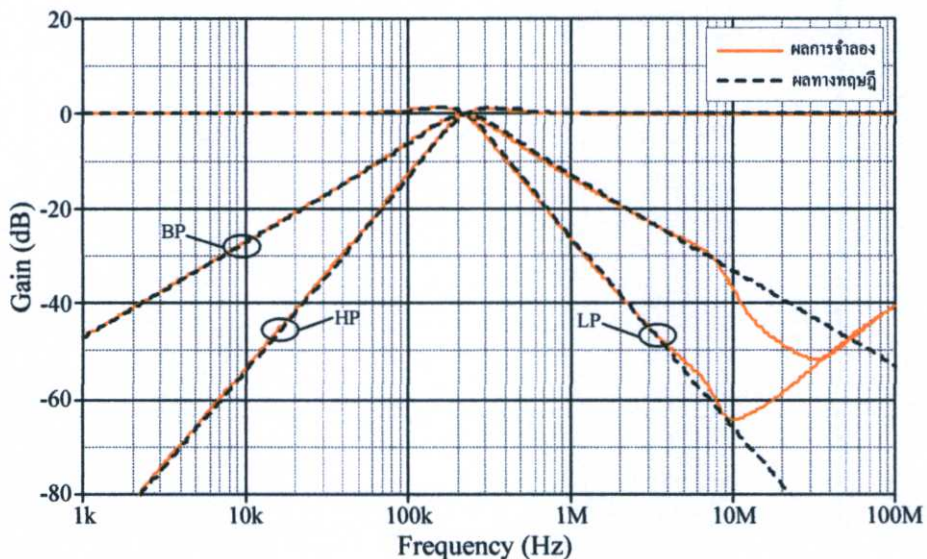
รูปที่ 5.7 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 5.4(ข)

(ก) ผลตอบสนองทางขนาด

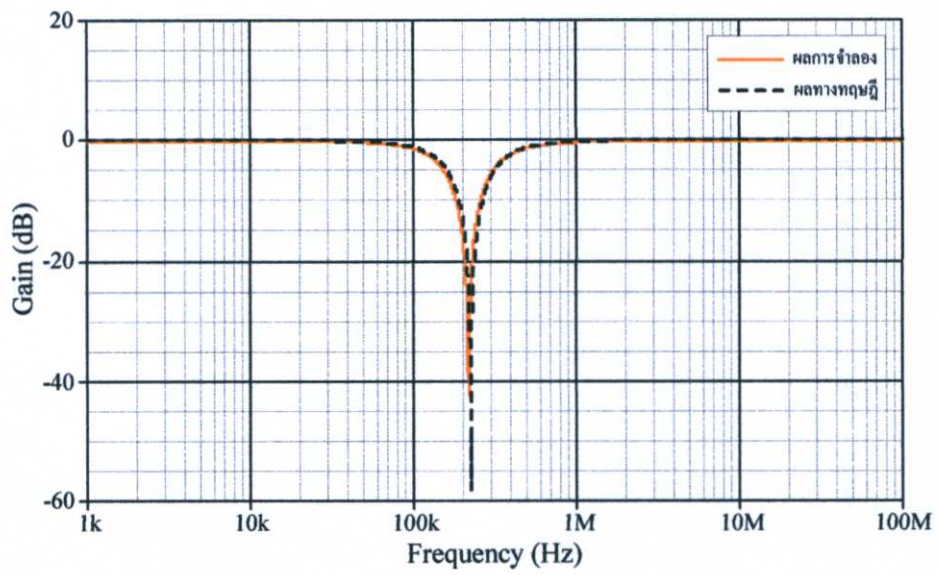
(ข) ผลตอบสนองทางเฟส

#### 5.4.2 ผลการจำลองวงจรกรองสัญญาณอันดับสองมาตรฐาน

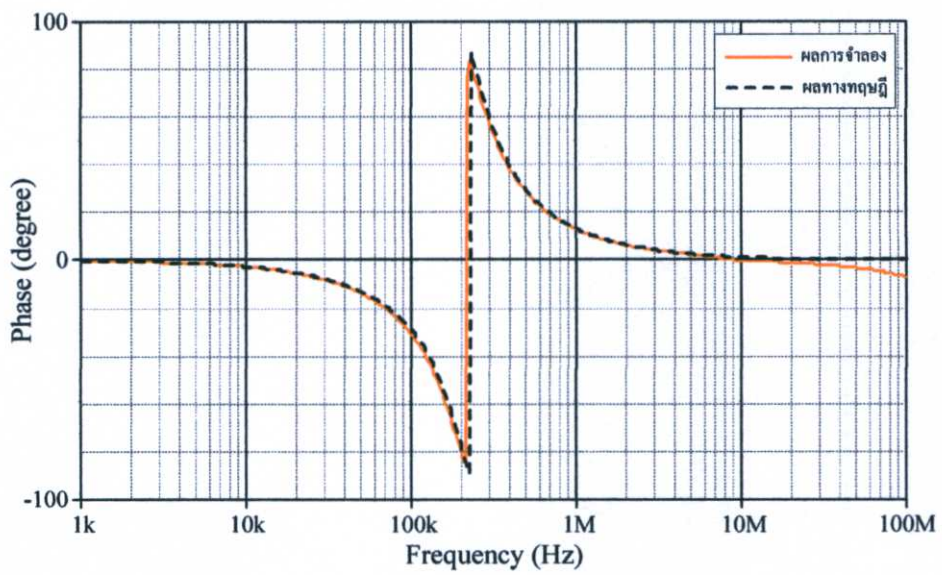
วงจรกรองสัญญาณทั่วไปอันดับสองดังรูปที่ 5.5(ข) ถูกออกแบบให้มีค่า  $\omega_0 = 1.414 \times 10^6$  rad/sec หรือ  $f_0 = 225$  kHz ทำให้ได้  $C_1 = C_2 = 1$  nF และ  $g_{m1} = g_{m2} = 1.414$  mA/V ( $I_{B1} = I_{B2} = 38$   $\mu$ A) ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ LP วงจรกรองสัญญาณแบบ HP และวงจรกรองสัญญาณแบบ BP แสดงได้ดังรูปที่ 5.8 ซึ่งพบว่าความชันของผลตอบสนองแบบ LP และแบบ HP มีค่าเท่ากับ  $\pm 40$  dB ส่วนผลตอบสนองแบบ BP นั้นมีความชันเท่ากับ  $\pm 20$  dB จากผลการจำลองพบว่ามีความถี่โพลแบบ LP, HP และ BP มีค่าเท่ากับ  $f_{LP} = 215$  kHz,  $f_{HP} = 220$  kHz และ  $f_{BP} = 215$  kHz หรือคิดเป็นค่าความผิดพลาดเท่ากับ 4.44%, 2.22% และ 4.44% ตามลำดับ ผลตอบสนองทางขนาดและผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองสัญญาณแบบ BS แสดงได้ดังรูปที่ 5.9(ก) และ 5.9(ข) ตามลำดับ พบว่ามีความถี่โพลแบบ BS เท่ากับ  $f_{BS} = 217$  kHz คือเป็นค่าความผิดพลาดเท่ากับ 3.55% จากรูปที่ 5.9(ข) มีผลการจำลองผลตอบสนองทางเฟสเท่ากับ  $\pm 80^\circ$  ส่วนผลตอบสนองทางอุดมคติมีเฟสเท่ากับ  $\pm 90^\circ$  รูปที่ 5.10(ก) และ 5.10(ข) แสดงผลตอบสนองทางขนาดและผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองสัญญาณแบบ AP ซึ่งมีขนาดแปรค่าระหว่าง -227 mdB ถึง 115 mdB และมีความถี่โพลเท่ากับ 215 kHz หรือคิดเป็นค่าความผิดพลาดประมาณ 4.44% นอกจากนี้ยังพบว่าวงจรกรองสัญญาณทั้งห้าแบบนี้มีช่วงความถี่แบนด์วิธประมาณ 10 MHz



รูปที่ 5.8 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ LP, HP และ BP



(ก)

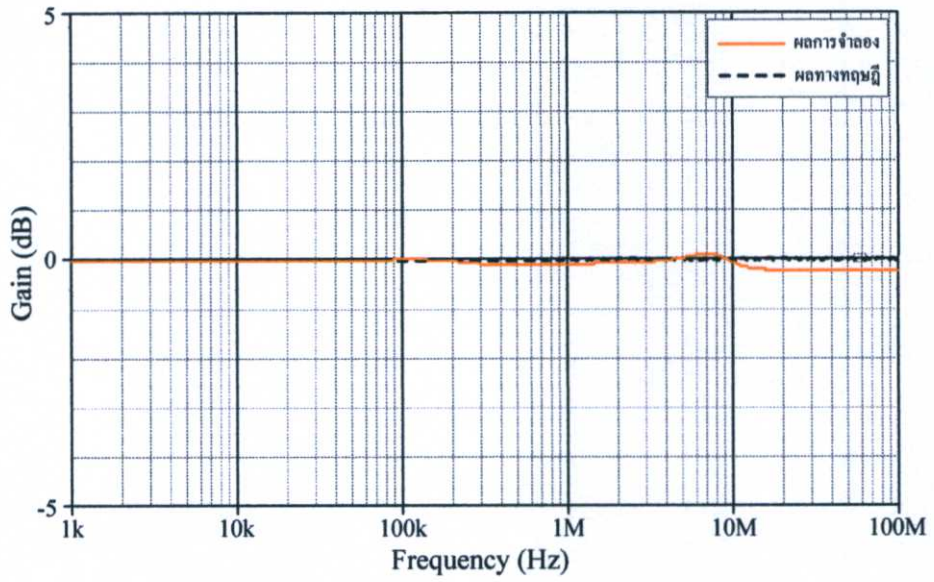


(ข)

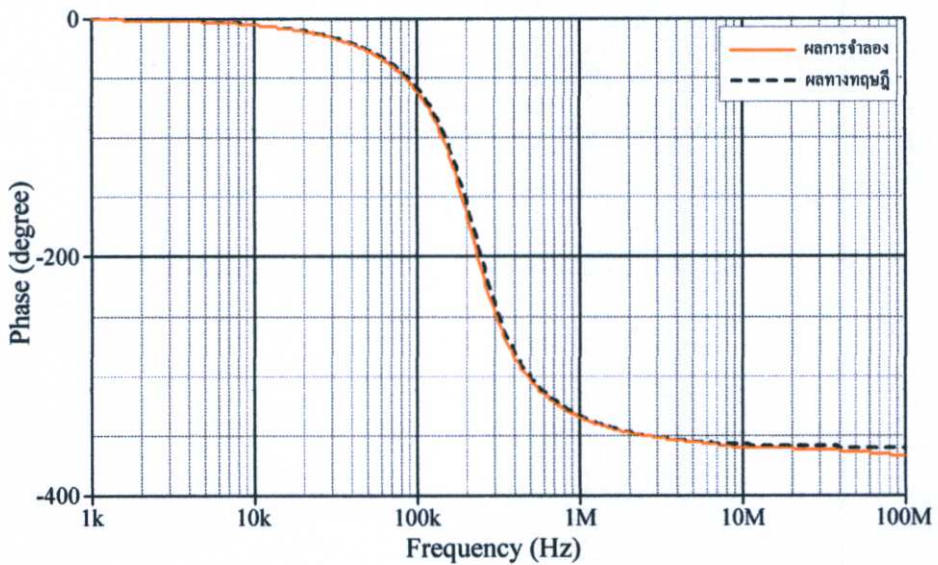
รูปที่ 5.9 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ BS

(ก) ผลตอบสนองทางขนาด

(ข) ผลตอบสนองทางเฟส



(ก)



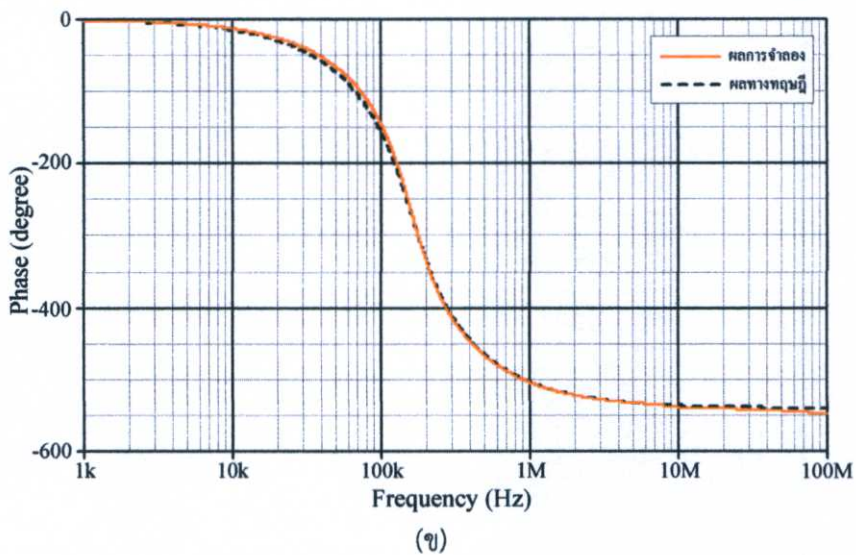
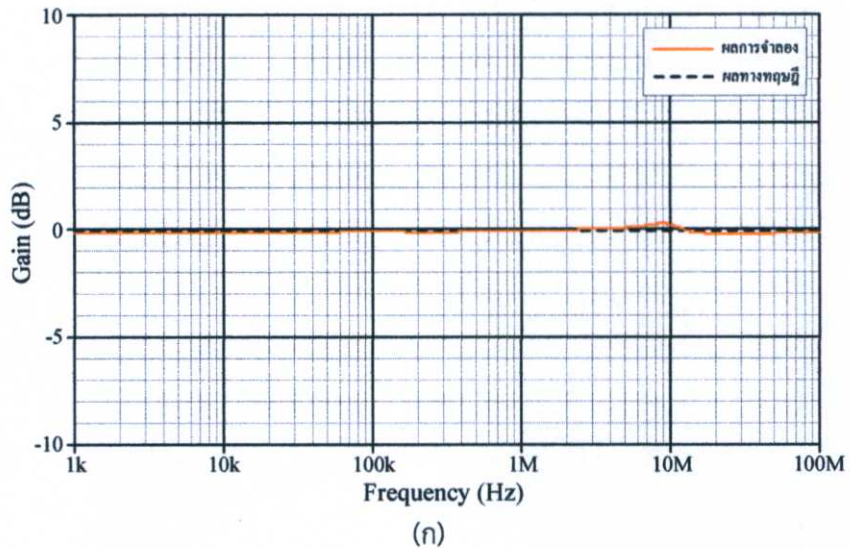
(ข)

รูปที่ 5.10 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ AP

(ก) ผลตอบสนองทางขนาด (ข) ผลตอบสนองทางเฟส

### 5.4.3 ผลการจำลองวงจรกรองผ่านทุกความถี่โหมตแรงดันอันดับสาม

รูปที่ 5.11(ก) และ 5.11(ข) แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางขนาดและผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่อันดับสามในรูปที่ 5.6(ข) โดยออกแบบให้มีค่า  $\omega_0 = 10^6$  rad/sec หรือ  $f_0 = 159$  kHz จะทำให้  $C_1 = C_2 = C_3 = 1$  nF และ  $g_{m1} = 1/2$  mA/V ( $I_B \cong 15 \mu A$ ),  $g_{m2} = 1$  mA/V ( $I_B \cong 28 \mu A$ ) และ  $g_{m3} = 2$  mA/V ( $I_B \cong 56 \mu A$ ) ผลการจำลองในรูปที่ 5.11(ก) มีขนาดแปรค่าในช่วงระหว่าง -193 mdB ถึง 260 mdB และมีค่าความถี่โพลเท่ากับ 161 kHz ซึ่งคิดเป็นค่าความผิดพลาดเท่ากับ 1.25%



รูปที่ 5.11 ผลจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ดอันดับสาม

(ก) ผลตอบสนองทางขนาด

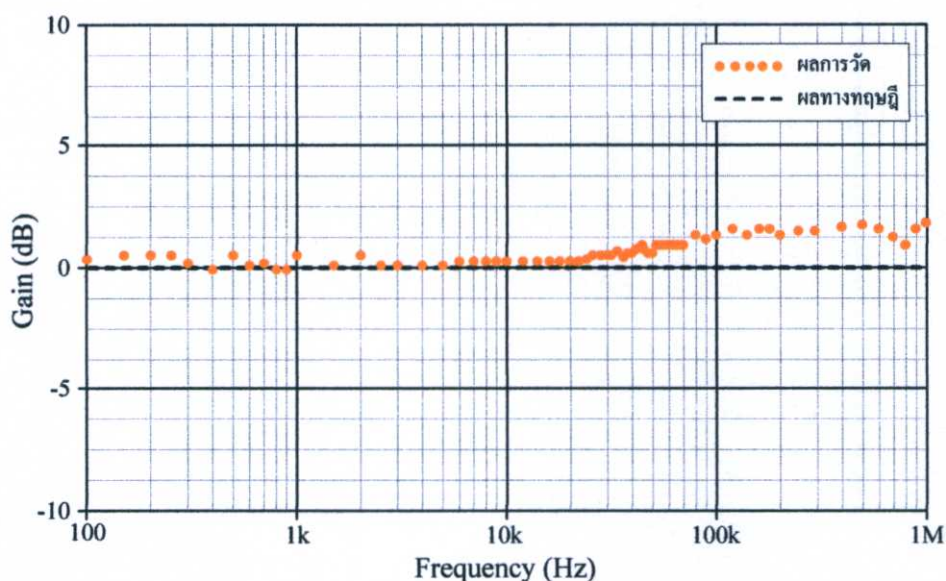
(ข) ผลตอบสนองทางเฟส

## 5.5 ผลการต่อวงจรทดลองจริง

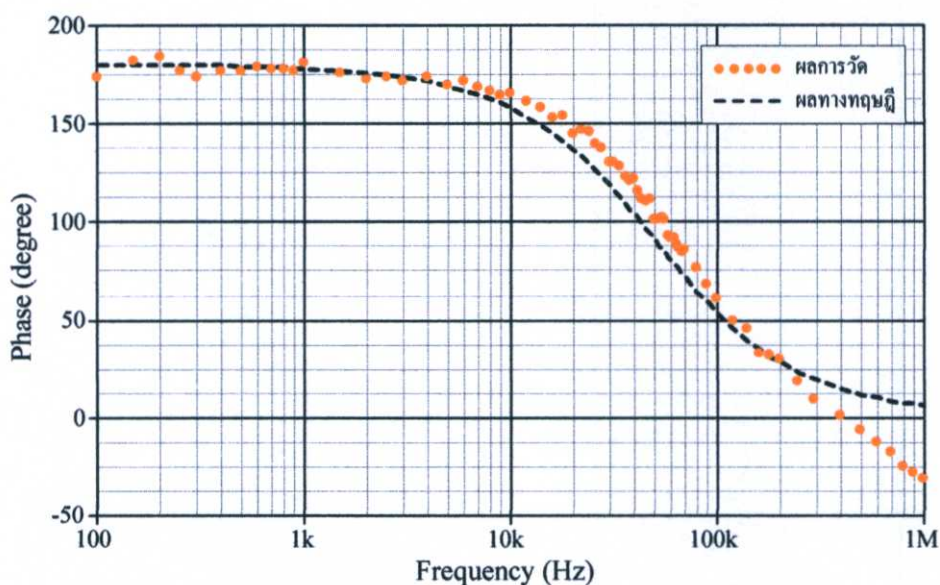
เพื่อเป็นการยืนยันการใช้งานจริงจึงใช้วงจร VDBA ในรูปที่ 2.34 ซึ่งต่อทดลองจริงบนแผ่นวงจรพิมพ์มาสังเคราะห์เป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งดังรูปที่ 5.4(ข) โดยใช้วงจร VDBA จำนวนหนึ่งตัวกับตัวเก็บประจุจำนวนหนึ่งตัว วงจรกรองสัญญาณทั่วไปอันดับสองดังรูปที่ 5.5(ข) โดยใช้วงจร VDBA จำนวนสองตัวกับตัวเก็บประจุจำนวนสองตัว และวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสามดังรูปที่ 5.6(ข) โดยใช้วงจร VDBA จำนวนสามตัวกับตัวเก็บประจุจำนวนสามตัว

### 5.5.1 ผลการทดลองวงจรกรองผ่านทุกความถี่โหมดแรงดันอันดับหนึ่ง

ผลการวัดผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งในรูปที่ 5.4(ข) แสดงได้ดังรูปที่ 5.12 และ 5.13 ซึ่งออกแบบให้  $\omega_0 \cong 3 \times 10^5$  rad/sec หรือ  $f_0 \cong 47$  kHz จะทำให้  $C_1 = 10$  nF และ  $g_{m1} \cong 3$  mAV ( $I_{B1} \cong 200$   $\mu$ A) ผลการวัดพบว่าผลตอบสนองทางขนาดเปลี่ยนแปลงค่าระหว่าง -0.1 dB ถึง 1.8 dB ซึ่งมีค่าใกล้เคียง 0 dB ในทางอุดมคติ และมีค่าความถี่โพลประมาณ  $f_0 \cong 62$  kHz



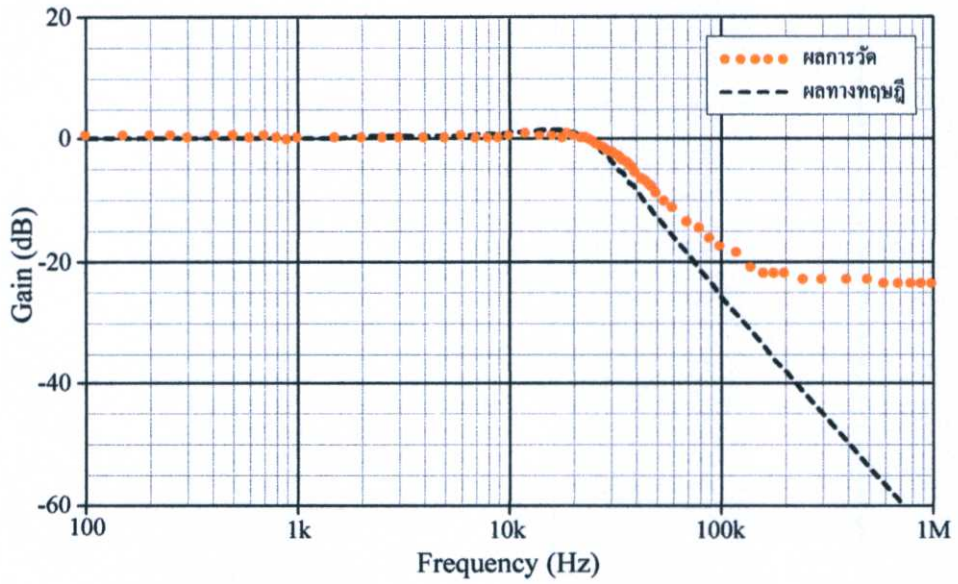
รูปที่ 5.12 ผลการวัดผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง



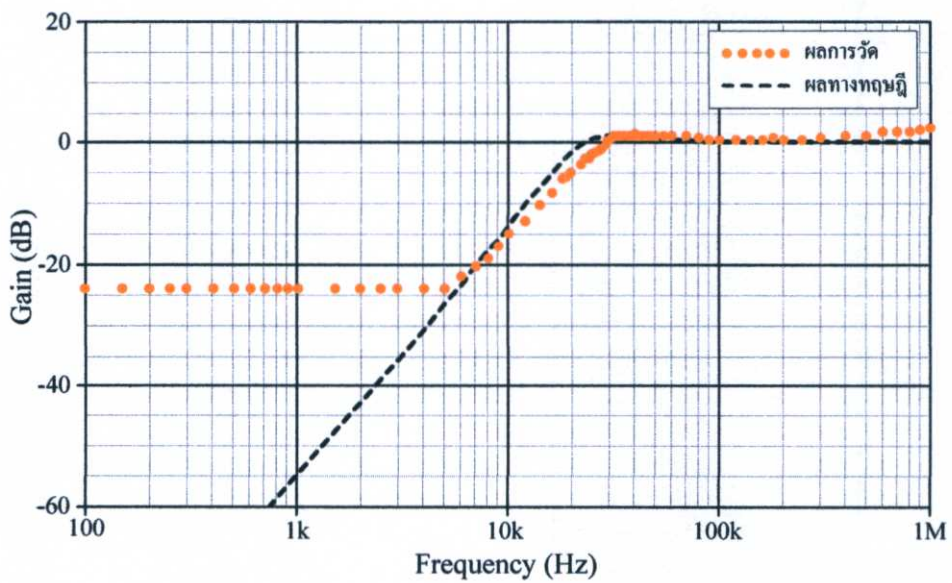
รูปที่ 5.13 ผลการวัดผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง

### 5.5.2 ผลการทดลองวงจรกรองสัญญาณอันดับสองมาตรฐาน

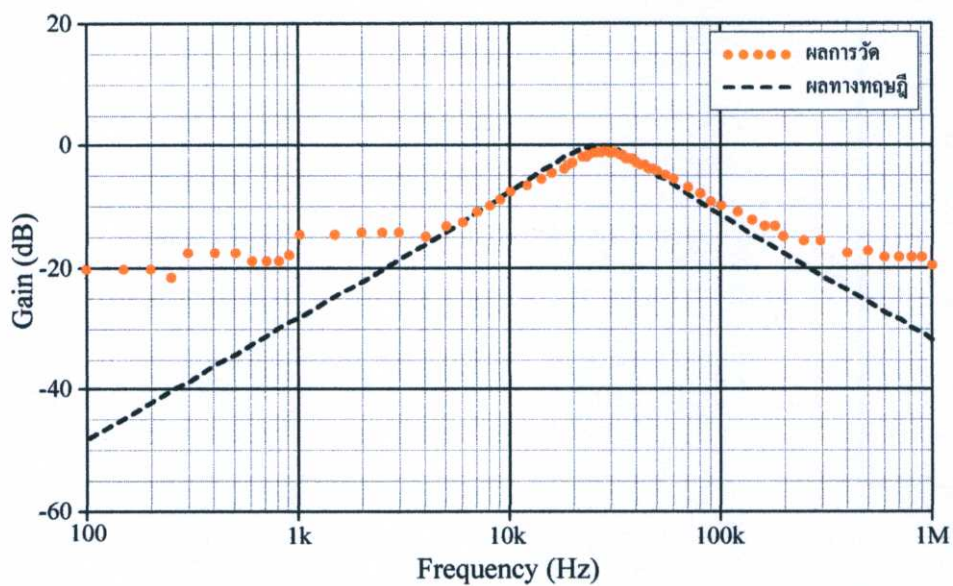
เมื่อทำการออกแบบวงจรให้  $\omega_0 = 1.414 \times 10^5$  rad/sec หรือ  $f_0 = 22.5$  kHz โดยกำหนดให้  $C_1 = C_2 = 10$  nF และ  $g_{m1} = g_{m2} \cong 1.414$  mA/V ( $I_{B1} = I_{B2} \cong 96$   $\mu$ A) จะได้ผลการวัดผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบ LP และ HP ดังรูปที่ 5.14 และ 5.15 พบว่าผลตอบสนองทางขนาดมีค่าความชันประมาณ -36 dB และ +38 dB ที่ความถี่โพลประมาณ  $f_{LP} \cong 25$  kHz และ  $f_{HP} \cong 30$  kHz ตามลำดับ รูปที่ 5.16 แสดงผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณแบบ BP ซึ่งมีค่าความชันประมาณ  $\pm 20$  dB และความถี่โพลประมาณ  $f_{BP} \cong 29$  kHz ส่วนรูปที่ 5.17 และ 5.18 แสดงผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรกรองสัญญาณแบบ BS พบว่ามีค่าความถี่โพลเท่ากับ  $f_{BS} \cong 25$  kHz และมีผลตอบสนองทางเฟสระหว่าง  $-54.4^\circ$  ถึง  $71^\circ$  ซึ่งผลตอบสนองทางเฟสในทางอุดมคตินั้นมีค่าระหว่าง  $-90^\circ$  ถึง  $90^\circ$  รูปที่ 5.19 และ 5.20 แสดงผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ โดยผลตอบสนองทางขนาดนั้นมีค่าระหว่าง -2 dB ถึง +2 dB และมีค่าความถี่โพลเท่ากับ  $f_{AP} \cong 24$  kHz มีผลตอบสนองทางเฟสระหว่าง  $0^\circ$  ถึง  $370^\circ$  ในช่วงความถี่ปฏิบัติงานไม่เกิน 600 kHz



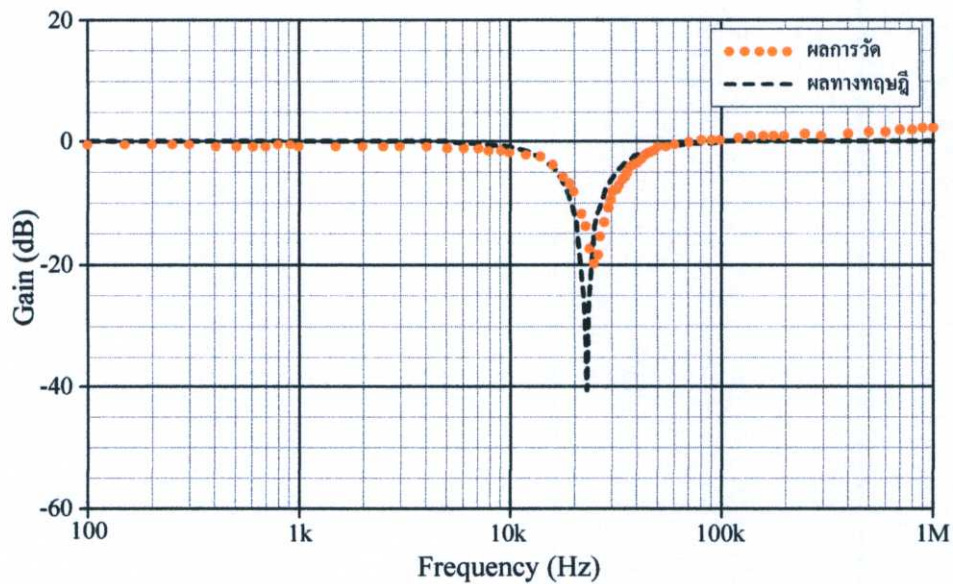
รูปที่ 5.14 ผลการวัดผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ LP



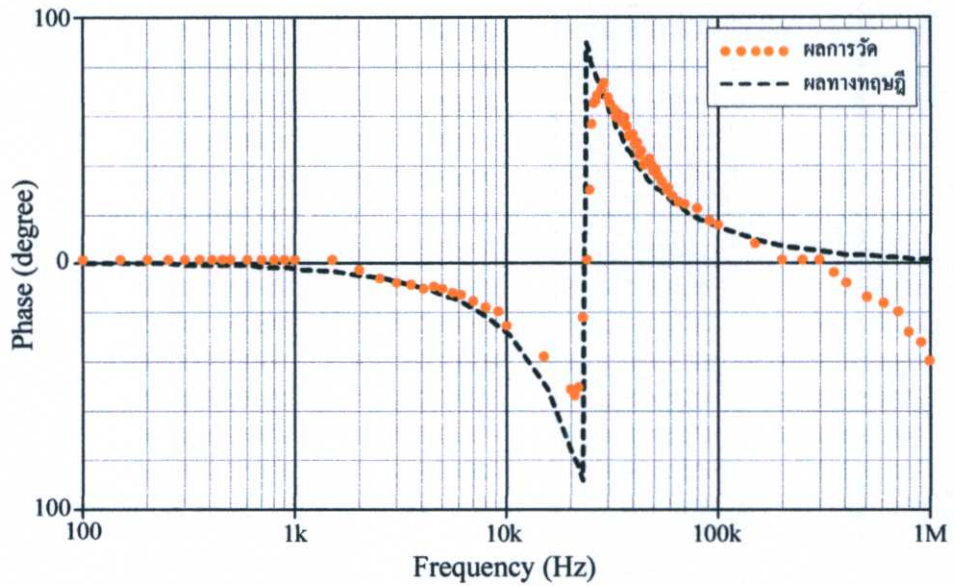
รูปที่ 5.15 ผลการวัดผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ HP



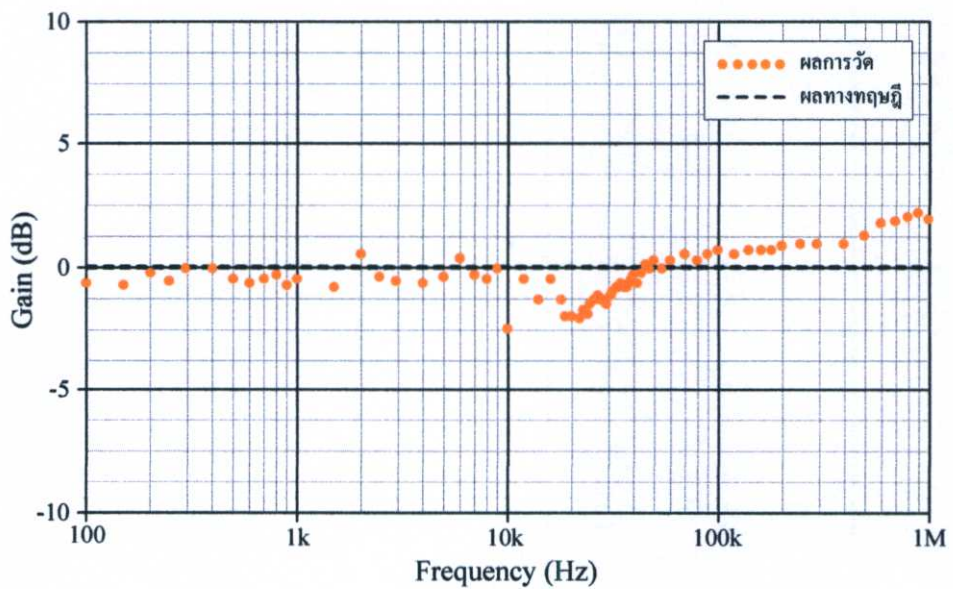
รูปที่ 5.16 ผลการวัดผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ BP



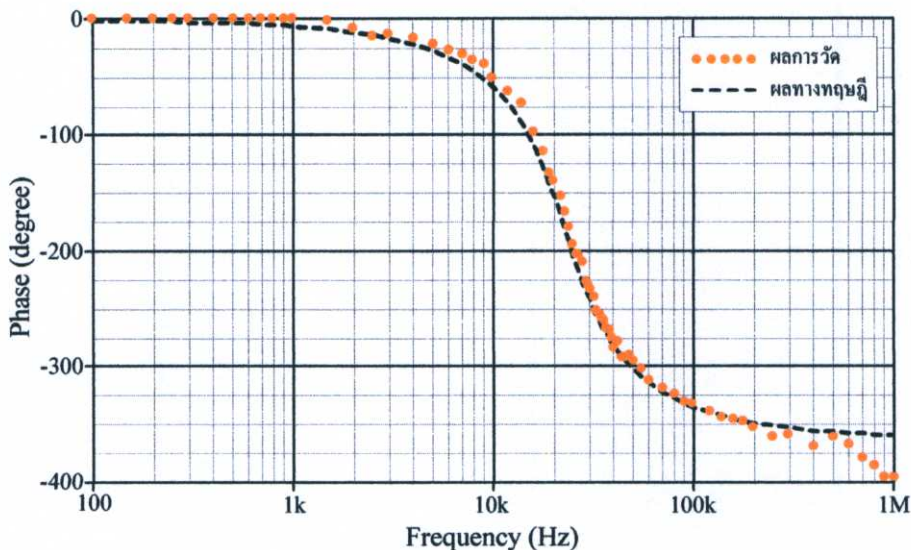
รูปที่ 5.17 ผลการวัดผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ BS



รูปที่ 5.18 ผลการวัดผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ BS



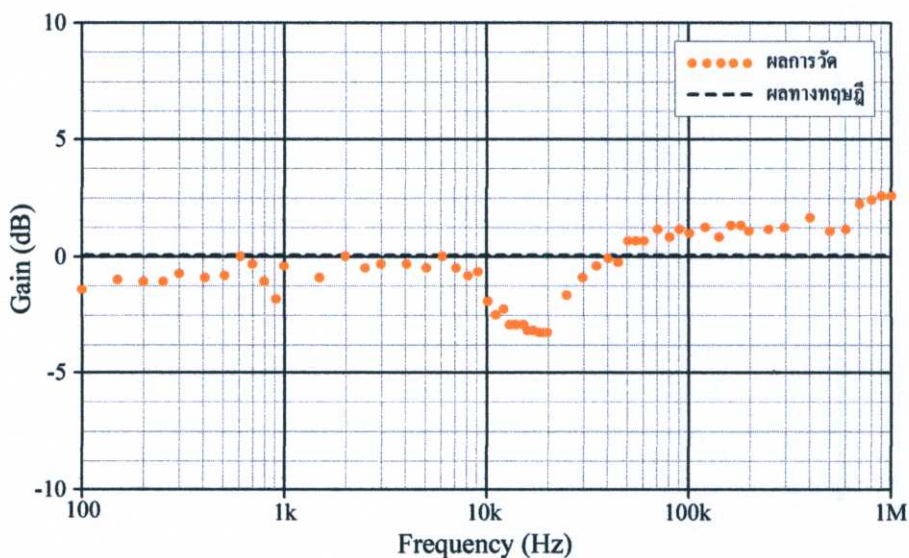
รูปที่ 5.19 ผลการวัดผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ AP



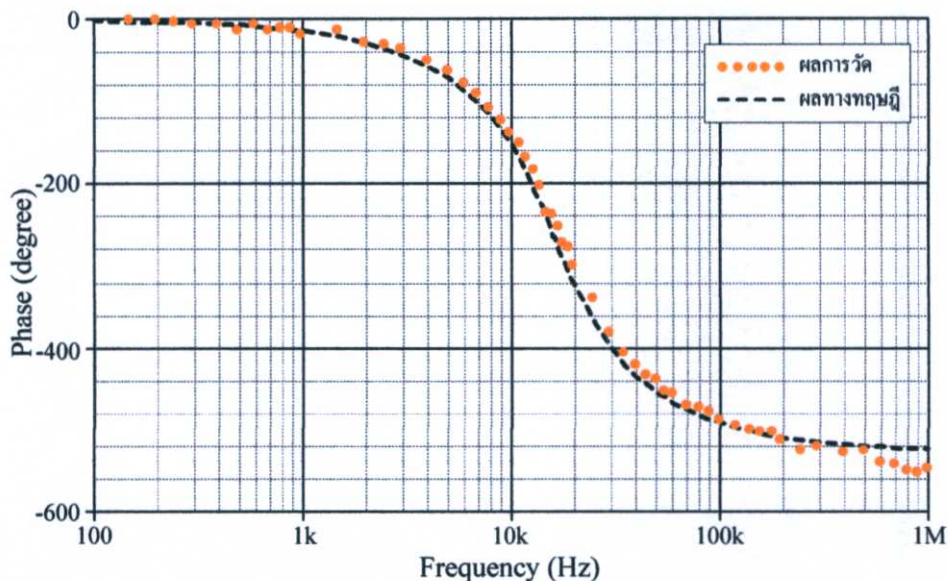
รูปที่ 5.20 ผลการวัดผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ AP

### 5.5.3 ผลการทดลองวงจรกรองผ่านทุกความถี่โหมดแรงดันอันดับสาม

ผลการวัดผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ดอันดับสามในรูปที่ 5.6(ข) แสดงได้ดังรูปที่ 5.21 และ 5.22 ตามลำดับ เมื่อกำหนดให้  $C_1 = C_2 = C_3 = 10 \text{ nF}$ ,  $g_{m1} = 1/2 \text{ mA/V}$  ( $I_B \cong 28 \text{ }\mu\text{A}$ ),  $g_{m2} = 1 \text{ mA/V}$  ( $I_B \cong 68 \text{ }\mu\text{A}$ ) และ  $g_{m3} = 2 \text{ mA/V}$  ( $I_B \cong 132 \text{ }\mu\text{A}$ ) ซึ่งทำให้ได้  $f_0 = 15.9 \text{ kHz}$  จากผลการวัดพบว่าผลตอบสนองทางขนาดมีค่าเปลี่ยนแปลงระหว่าง  $-3.37 \text{ dB}$  ถึง  $+2.54 \text{ dB}$  ในขณะที่ผลตอบสนองทางเฟสแปรค่าระหว่าง  $0^\circ$  จนถึง  $-570^\circ$  ที่ความถี่ปฏิบัติงานในช่วง  $100 \text{ Hz}$  จนถึง  $1 \text{ MHz}$



รูปที่ 5.21 ผลการวัดตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม



รูปที่ 5.22 ผลการวัดตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม

## 5.6 สรุป

วิทยานิพนธ์นี้ได้แสดงการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันทั่วไปอันดับ  $n$  ซึ่งใช้วงจร VDBA จำนวน  $n$  ตัว และตัวเก็บประจุ  $n$  ตัว โดยอาศัยเทคนิคกราฟการไหลสัญญาณ ซึ่งช่วยให้การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณง่ายขึ้น และลดความซับซ้อน ทั้งนี้ได้แสดงตัวอย่างการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณอันดับสองอนอกประสงค์ วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งและอันดับสาม คุณสมบัติการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบและสังเคราะห์ขึ้นทั้งหมดได้ศึกษาและทดสอบโดยใช้ผลการจำลองด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการวัดจากการต่อทดลองจริงโดยใช้ไอซีเบอร์ CA3080 และ LF356 ซึ่งผลที่ได้นั้นมีค่าใกล้เคียงกับทฤษฎี

## 5.7 เอกสารอ้างอิงบทที่ 5

- [1] C. Acar, S. Ozoguz, "A new versatile building block : current differencing buffered amplifier suitable for analog signal processing filters", **Microelectronics Journal**, vol.30, pp.157-160, 1999.
- [2] M. Koksai, M. Sagbas, "A versatile signal flow graph realization of a general transfer function by using CDBA", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.61, pp.35-42, 2007.
- [3] E.O. Gunes and F. Anday, "Realisation of nth-order voltage transfer function using CCII+", **Electronics Letters**, vol.31, no. 13, pp. 1022-1023, 1995.
- [4] C. Acar, "Nth-order voltage transfer function synthesis using a commercially available active component: signal-flow graph approach", **Electronics Letters**, vol.32, no.21, pp.1933-1934, 1996.
- [5] Z. Shujiang, "Designing OTA-C filters by SFG approach", **Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 1993)**, Chicago, USA, pp.2248-2251, 1993.
- [6] O. Onjan, S. Unhavanich, and W. Tangsrirat, "SFG actualization of general  $n^{\text{th}}$ -order voltage transfer functions using VDBAs", **Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (IMECS 2016)**, Hong Kong, China, 16-18 March, pp.585-589, 2016.
- [7] W. Tangsrirat, O. Onjan, and T. Pukkalanun, "BiCMOS realization of voltage differencing buffered amplifier (VDBA) and its application", **Proceedings of the 29<sup>th</sup> International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2014)**, Phuket, Thailand, 1-4 July, pp.1028-1031, 2014.
- [8] อุษณา อ่อนจันทร์, ทศยา ปุคคะฉนันทน์ และ วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์, "วงจรรองสัญญาณอันดับสองแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจรวจร VDBA", **การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ 7**, จ.ชลบุรี, หน้า 283-286, 2558.
- [9] O. Onjan, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, "SFG realization of general  $n^{\text{th}}$ -order allpass voltage transfer functions using VDBAs", **Proceedings of the 12<sup>th</sup> IEEE International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2015)**, Hua Hin, Thailand, pp.1-6, 2015.

- [10] M. A. Soderstrand and S. K. Mitra, "Sensitivity analysis of third order filters", *International Journal of Electronics*, vol.30, no.3, pp.265-272, 1971.
- [11] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. การออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกและวงจรออสซิลเลเตอร์, โรงพิมพ์ มินเซอร์วิสัยพิบูลย์, กัญยาน, 2554.

## บทที่ 6

# บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

### 6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการนำเทคนิคกราฟการไหลสัญญาณมาประยุกต์ใช้ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอันดับ  $n$  โดยนำเสนอเป็นวงจรกรองสัญญาณอันดับ  $n$  ที่ใช้วงจร VDBA จำนวน  $n$  ตัว กับตัวเก็บประจุ จำนวน  $n$  ตัว ซึ่งพบว่าเทคนิคกราฟการไหลสัญญาณช่วยให้การสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณง่ายขึ้น กล่าวคือ หากต้องการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณอันดับใดๆ ก็สามารถทำได้ง่ายโดยการต่อคาตเคดกราฟย่อยตามจำนวนอันดับที่ต้องการ จากนั้นจึงใช้สูตรอัตราขยายของเมสันก็จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณ และกราฟการไหลสัญญาณที่ได้นั้นสามารถเขียนในรูปสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าได้อีกด้วย วงจร VDBA ที่ใช้สังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีโครงสร้างภายในสองแบบ คือ แบบที่ใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และแบบที่ใช้เทคโนโลยีไบซีมอส ซึ่งทั้งสองโครงสร้างมีข้อเด่นและข้อด้อยที่แตกต่างกัน คือ ทั้งสองแบบนี้สามารถปรับค่าอัตราขยายค่าความนำได้อย่างเป็นเชิงเส้น แต่พบว่าแบบเทคโนโลยีไบโพลาร์ใช้พลังงานมากกว่าแบบเทคโนโลยีไบซีมอส และเนื่องจากวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นนำเสนอวงจรกรองสัญญาณในโหมดแรงดัน ดังนั้นอุปกรณ์แอกทีฟที่เลือกใช้จึงควรมีความต้านทานอินพุตสูง และค่าความต้านทานเอาต์พุตต่ำ ซึ่งวงจร VDBA ที่ใช้โครงสร้างแบบไบโพลาร์จะมีความต้านทานอินพุตที่ต่ำกว่าแบบไบซีมอส ส่วนความต้านทานเอาต์พุตของโครงสร้างแบบไบโพลาร์นั้นจะมีค่าต่ำกว่าแบบไบซีมอส จะเห็นว่าทั้งสองโครงสร้างนั้นต่างมีทั้งข้อดีและเสียที่แตกต่างกัน

จากนั้นได้มีการนำเสนอการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณโดยใช้วงจร VDBA ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ ครบทั้งห้าฟังก์ชัน ได้แก่ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันตัดแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ เป็นต้น วงจรที่นำเสนอานั้นสามารถปรับแต่งคุณสมบัติของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์จากภายนอกผ่านการแปรค่ากระแสไบอัส ปราศจากตัวต้านทานจากภายนอก มีค่าความไวของการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟต่อวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอที่ต่ำ นอกจากนี้ได้ยกตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองสัญญาณดังนี้ วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสาม วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งและอันดับสาม และวงจรกรองสัญญาณอเนกประสงค์อันดับสอง พร้อมยืนยันผลด้วยผลการจำลองผ่านโปรแกรม PSPICE และผลการวัดจากการต่อทดลองจริงบนแผ่นพิมพ์ซึ่งประกอบด้วยไอซีเบอร์ CA3080 และ LF356 อีกด้วย

นอกจากนี้ผลการวิจัยทั้งหมดที่ได้รับการพิจารณาตีพิมพ์ในงานประชุมวิชาการระดับชาติและระดับนานาชาติแสดงดังนี้ [1]-[5]

1. W. Tangsrirat, O. Onjan and T. Pukkalanun, "SFG synthesis of general  $n^{\text{th}}$ -order allpole voltage transfer functions using VDBAs and grounded capacitors", **Proceedings of the 4<sup>th</sup> IEEE Joint International Conference on Information and Communication Technology, Electronic and Electrical Engineering (JICTEE 2014)**, Chiang Rai, Thailand, pp.291-294, 2014. [1]
2. W. Tangsrirat, O. Onjan, and T. Pukkalanun, "BiCMOS realization of voltage differencing buffered amplifier (VDBA) and its application", **Proceedings of the 29<sup>th</sup> International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2014)**, Phuket, Thailand, 1-4 July, pp.1028-1031, 2014. [2]
3. อุษณา อ่อนจันทร์, ทศยา ปุคคะฉนันทน์ และ วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์, "วงจรรองสัญญาณอันดับสองแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจร VDBA", **การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ 7**, จ.ชลบุรี, หน้า 283-286, 2558. [3]
4. O. Onjan, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, "SFG realization of general  $n^{\text{th}}$ -order allpass voltage transfer functions using VDBAs", **Proceedings of the 12<sup>th</sup> IEEE International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2015)**, Hua Hin, Thailand, pp.1-6, 2015. [4]
5. O. Onjan, S. Unhavanich, and W. Tangsrirat, "SFG actualization of general  $n^{\text{th}}$ -order voltage transfer functions using VDBAs", **Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (IMECS 2016)**, Hong Kong, China, 16-18 March, pp.585-589, 2016. [5]

โดยรายละเอียดทั้งหมดของแต่ละบทความได้รวบรวมไว้ในภาคผนวก ก

## 6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

การออกแบบและการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณที่ได้นำเสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พบว่ายังมีประเด็นที่น่าสนใจนำไปพัฒนาปรับปรุงให้ดีขึ้นดังนี้

ประการแรก ถึงแม้ว่าวงจร VDBA ที่นำเสนอโครงสร้างแบบเทคโนโลยีไบซีมอสเพื่อแก้ข้อเสียของโครงสร้างภายในแบบเทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แล้ว แต่ยังพบข้อจำกัดของเทคโนโลยีไบซีมอสที่ขาเอาต์พุตของวงจร คือ มีค่าอิมพีแดนซ์เอาต์พุตที่ยังมากอยู่ จึงส่งผลกระทบต่อคาคัดเคตของวงจรในกรณีที่ต้องการสังเคราะห์วงจรอันดับสูง อาจทำให้มีค่าความผิดพลาดที่มากขึ้น ดังนั้นในส่วนนี้จึงควรพัฒนางจรภาคเอาต์พุตให้มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำลงหรือมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับอุดมคติให้มากขึ้น

ประการที่สอง แม้ว่าวงจร VDBA ที่มีโครงสร้างแบบเทคโนโลยีไบซีมอสจะประหยัดพลังงานมากกว่าแบบเทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็พบว่าหากใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ทั้งวงจรจะประหยัดพลังงานมากกว่า นอกจากนี้แล้วยังมีข้อจำกัดของเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ คือ การปรับค่าอัตราขยายค่าความนำนั้นยังคงไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้น จึงควรพัฒนางจรส่วนนี้ให้ปรับค่าอัตราขยายค่าความนำได้อย่างเป็นเชิงเส้น

### 6.3 เอกสารอ้างอิงบทที่ 6

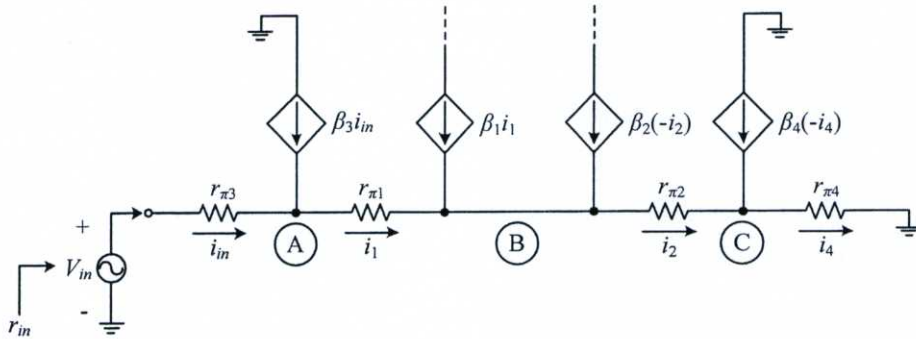
- [1] W. Tangsrirat, O. Onjan and T. Pukkalanun, "SFG synthesis of general  $n^{\text{th}}$ -order allpole voltage transfer functions using VDBAs and grounded capacitors", **Proceedings of the 4<sup>th</sup> IEEE Joint International Conference on Information and Communication Technology, Electronic and Electrical Engineering (JICTEE 2014)**, Chiang Rai, Thailand, pp.291-294, 2014.
- [2] W. Tangsrirat, O. Onjan, and T. Pukkalanun, "BiCMOS realization of voltage differencing buffered amplifier (VDBA) and its application", **Proceedings of the 29<sup>th</sup> International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2014)**, Phuket, Thailand, 1-4 July, pp.1028-1031, 2014.
- [3] อุษณา อ่อนจันทร์, ทศยา ปุคคละนนท์ และ วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์, "วงจรรองสัญญาณอันดับสองแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจรร VDBA", **การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ 7**, จ.ชลบุรี, หน้า 283-286, 2558.
- [4] O. Onjan, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, "SFG realization of general  $n^{\text{th}}$ -order allpass voltage transfer functions using VDBAs", **Proceedings of the 12<sup>th</sup> IEEE International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2015)**, Hua Hin, Thailand, pp.1-6, 2015.
- [5] O. Onjan, S. Unhavanich, and W. Tangsrirat, "SFG actualization of general  $n^{\text{th}}$ -order voltage transfer functions using VDBAs", **Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (IMECS 2016)**, Hong Kong, China, 16-18 March, pp.585-589, 2016.

## ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตและเอาต์พุตของ  
วงจร VDBA โครงสร้างเทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

### ก1 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว p และ n ( $r_{in}$ )

การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตที่มองเข้าไปยังขั้ว p และ n ซึ่งมีค่าความต้านทานสูงมาก สามารถวิเคราะห์ได้ดังรูปที่ ก1 และกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการ



รูปที่ ก1 วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว p และ n ของวงจรขยายสัญญาณผลต่างดังรูปที่ 2.15

สำหรับการคำนวณค่าความต้านทานอินพุตในรูปที่ ก1 กระทำได้โดยแทนวงจรสมมูลแบบไฮบริดพายของทรานซิสเตอร์ ซึ่งสามารถพิจารณาความสัมพันธ์แรงดัน  $v_{in}$  มีค่าเท่ากับ

$$v_{in} = r_{\pi 3} i_{in} + r_{\pi 1} i_1 + r_{\pi 2} i_2 + r_{\pi 4} i_4 \quad (\text{ก1.1})$$

เมื่อ  $r_{\pi i}$  คือ ค่าความต้านทานระหว่างขาเบสกับขาอีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_i$  ( $i = 1, 2, 3, 4$ )

พิจารณาที่โหนด A จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$i_1 = (\beta_3 + 1) i_{in} \quad (\text{ก1.2})$$

เมื่อ  $\beta_i$  คือ อัตราขยายกระแสแบบอีมิเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์ลำดับที่  $i$  ( $i = 1, 2, 3, 4$ )

พิจารณาที่โหนด B จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$i_2 = -\beta_2 i_2 + (\beta_1 + 1) i_1 \quad (\text{ก1.3})$$

จากนั้นทำการแทนสมการ (ก1.2) ลงใน (ก1.3) จะได้ดังนี้

$$i_2 = \left[ \frac{(\beta_1 + 1)(\beta_3 + 1)}{(\beta_2 + 1)} \right] i_{in} \quad (\text{ก1.4})$$

พิจารณาที่โหนด C จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$i_4 = -\beta_4 i_4 + i_2 \quad (\text{ก1.5})$$

แทนค่าสมการ (ก1.4) ลงใน (ก1.5) จะได้

$$i_4 = \left[ \frac{(\beta_1 + 1)(\beta_3 + 1)}{(\beta_2 + 1)(\beta_4 + 1)} \right] i_{in} \quad (\text{ก1.6})$$

ดังนั้น สมการ (ก1.1) สามารถเขียนใหม่ได้โดยแทนสมการ (ก1.2) (ก1.4) และ (ก1.6) จะได้ดังนี้

$$v_{in} = r_{\pi 3} i_{in} + r_{\pi 1} (\beta_3 + 1) i_{in} + r_{\pi 2} \left[ \frac{(\beta_1 + 1)(\beta_3 + 1)}{(\beta_2 + 1)} \right] i_{in} + r_{\pi 4} \left[ \frac{(\beta_1 + 1)(\beta_3 + 1)}{(\beta_2 + 1)(\beta_4 + 1)} \right] i_{in} \quad (\text{ก1.7})$$

เมื่อพิจารณาให้  $\beta_i \gg 1$  จะทำให้สมการ (ก1.7) กลายเป็น

$$v_{in} = \left[ r_{\pi 3} + r_{\pi 1} \beta_3 + r_{\pi 2} \left( \frac{\beta_1 \beta_3}{\beta_2} \right) + r_{\pi 4} \left( \frac{\beta_1 \beta_3}{\beta_2 \beta_4} \right) \right] i_{in} \quad (\text{ก1.8})$$

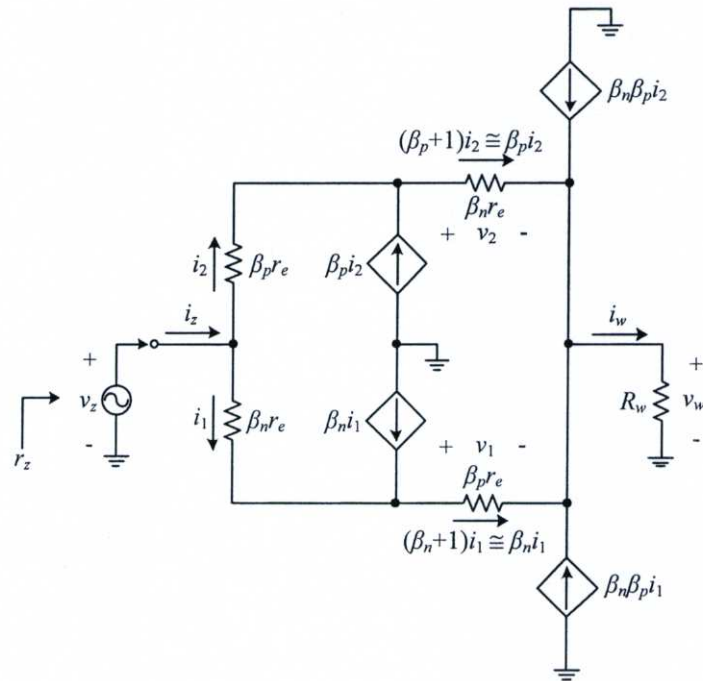
หรือ

$$\frac{v_{in}}{i_{in}} = r_{\pi 3} + r_{\pi 1} \beta_3 + r_{\pi 2} \left( \frac{\beta_1 \beta_3}{\beta_2} \right) + r_{\pi 4} \left( \frac{\beta_1 \beta_3}{\beta_2 \beta_4} \right) \quad (\text{ก1.9})$$

และเมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการทำให้  $\beta_i \equiv \beta$  และ  $r_{\pi i} \equiv r_{\pi}$  ซึ่งจะทำให้ค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว p และ n มีค่าเท่ากับ

$$r_{in} = r_{pn} = 2\beta r_{\pi} \quad (\text{ก1.10})$$

## ก2 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว $z$ ( $r_z$ )



รูปที่ ก2 วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว  $z$   
ของวงจรตามแรงดันดังรูปที่ 2.17

การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตที่มองเข้าไปยังขั้ว  $z$  ( $r_z$ ) ของวงจรตามแรงดันดังรูปที่ 2.17 สามารถกระทำได้โดยแทนวงจรสมมูลแบบไฮบริดพายของทรานซิสเตอร์ สามารถพิจารณาความสัมพันธ์แรงดัน  $v_z$  มีค่าเท่ากับ

$$r_z = \frac{v_z}{i_z} = \frac{v_z}{i_1 + i_2}$$

เมื่อ 
$$i_1 = \frac{v_z - v_1 - v_w}{\beta_n r_e} \tag{ก2.1}$$

$$v_1 \cong (\beta_n \beta_p r_e) i_1 \tag{ก2.2}$$

และ 
$$v_w = i_w R_w$$

โดยที่ 
$$i_w = \beta_n(\beta_p + 1)i_1 + \beta_p(\beta_n + 1)i_2 \cong \beta_n\beta_p(i_1 + i_2)$$

จะได้ 
$$v_w = \beta_n\beta_p R_w(i_1 + i_2) \tag{ก2.3}$$

แทนค่าสมการ (ก2.3) และ (ก2.2) ลงใน (ก2.1) จะได้

$$i_1 = \frac{v_z - \beta_n\beta_p R_w(i_1 + i_2)}{\beta_n\beta_p r_e}$$

หรือ 
$$i_1 = \frac{v_z - \beta_n\beta_p R_w i_z}{\beta_n\beta_p r_e} \tag{ก2.4}$$

ในทำนองเดียวกันเมื่อพิจารณากระแส  $i_2$  ก็จะได้เท่ากับ

$$i_2 = \frac{v_z - v_2 - v_w}{\beta_p r_e} \tag{ก2.5}$$

โดยที่ 
$$v_2 \cong (\beta_n\beta_p r_e)i_2 \tag{ก2.6}$$

แทนค่าสมการ (ก2.3) และ (ก2.6) ลงใน (ก2.5) จะได้

$$i_2 = \frac{v_z - \beta_n\beta_p R_w(i_1 + i_2)}{\beta_n\beta_p r_e}$$

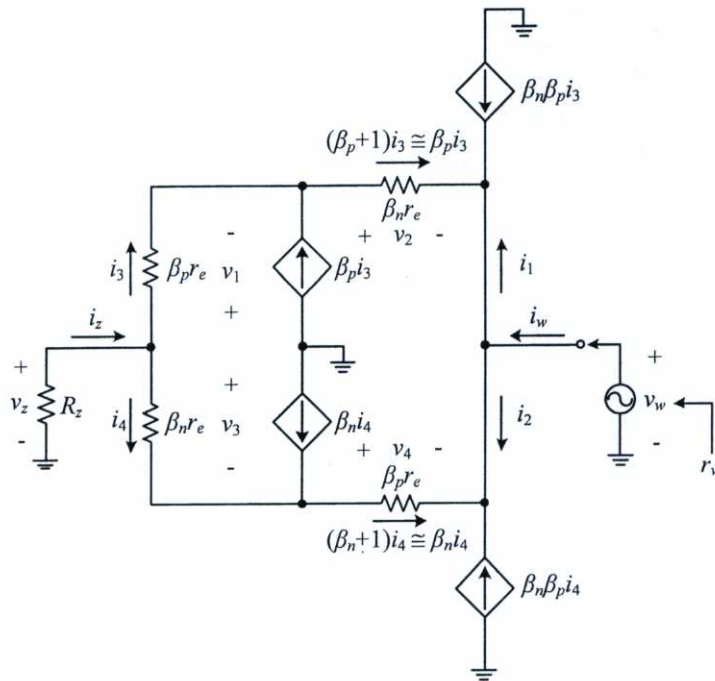
หรือ 
$$i_2 = \frac{v_z - \beta_n\beta_p R_w i_z}{\beta_n\beta_p r_e} \tag{ก2.7}$$

เนื่องจาก  $i_z = i_1 + i_2$  ดังนั้น จากสมการ (ก2.4) และ (ก2.7) จะได้

$$i_z = (i_1 + i_2) = 2 \left( \frac{v_z - \beta_n\beta_p R_w i_z}{\beta_n\beta_p r_e} \right)$$

$$r_z = \frac{v_z}{i_z} = \beta_n\beta_p \left( \frac{r_e}{2} + R_w \right) \tag{ก2.8}$$

### ก3 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว w ( $r_w$ )



รูปที่ ก3 วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว w ของวงจรตามแรงดันดังรูปที่ 2.17

การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุตที่มองเข้าไปยังขั้ว w ( $r_w$ ) ของวงจรตามแรงดันดังรูปที่ 2.17 สามารถกระทำได้โดยแทนวงจรสมมูลแบบไฮบริดพายของทรานซิสเตอร์ สามารถพิจารณาความสัมพันธ์แรงดัน  $v_w$  มีค่าเท่ากับ

$$r_w = \frac{v_w}{i_w} = \frac{v_w}{i_1 + i_2}$$

โดยที่ 
$$i_1 = -\beta_p (\beta_n + 1) i_3 \cong -(\beta_n \beta_p) i_3 \quad (\text{ก3.1})$$

และ 
$$i_2 = -\beta_p (\beta_n + 1) i_4 \cong -(\beta_n \beta_p) i_4 \quad (\text{ก3.2})$$

พิจารณากระแส  $i_3$  จะได้

$$i_3 = \frac{v_1}{\beta r_e}$$

เมื่อ 
$$v_1 = -(v_w + v_2 + v_z)$$

$$v_2 = (\beta_n \beta_p r_e) i_3$$

และ 
$$v_z = i_z R_z = (i_3 + i_4) R_z$$

แทนค่า  $v_1$ ,  $v_2$  และ  $v_3$  ลงในสมการกระแส  $i_3$  ข้างบนจะกลายเป็น

$$i_3 = \frac{-(v_w + i_4 R_z)}{\beta_n \beta_p r_e + R_z}$$

แทนค่า  $i_4$  จากสมการ (ก3.2) จะได้

$$i_3 = \frac{-v_w + \left(\frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right) i_2}{\beta_n \beta_p r_e + R_z} \quad (\text{ก3.3})$$

แทนค่า  $i_3$  ลงในสมการ (ก3.1) จะได้

$$i_1 = -(\beta_p \beta_n) \left[ \frac{-v_w + \left(\frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right) i_2}{\beta_n \beta_p r_e + R_z} \right] = \left[ \frac{v_w - \left(\frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right) i_2}{r_e + \left(\frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right)} \right] \quad (\text{ก3.4})$$

พิจารณากระแส  $i_4$  จะได้

$$i_4 = \frac{v_3}{\beta_n r_e}$$

เมื่อ 
$$v_3 = -(v_w + v_4 + v_z)$$

$$v_4 = (\beta_n \beta_p r_e) i_4$$

และ 
$$v_z = i_z R_z = (i_3 + i_4) R_z$$

แทนค่า  $v_3$ ,  $v_4$  และ  $v_z$  ลงในสมการกระแส  $i_4$  ข้างบนจะกลายเป็น

$$i_4 = \frac{-(v_w + i_3 R_z)}{\beta_n \beta_p r_e + R_z}$$

แทนค่า  $i_3$  จากสมการ (ก3.1) จะได้

$$i_4 = \frac{-v_w + \left(\frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right) i_1}{\beta_n \beta_p r_e + R_z} \quad (\text{ก3.5})$$

แทนค่า  $i_4$  จากสมการ (ก3.5) ลงใน (ก3.2) จะได้

$$i_2 = \frac{v_w - \left(\frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right) i_1}{r_e + \left(\frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right)} \quad (\text{ก3.6})$$

เนื่องจาก  $i_w = i_1 + i_2$  ดังนั้น จากสมการ (ก3.4) และ (ก3.6) จะได้

$$i_w = i_1 + i_2 = \frac{2v_w - \left(\frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right) (i_1 + i_2)}{r_e + \left(\frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right)}$$

หรือ

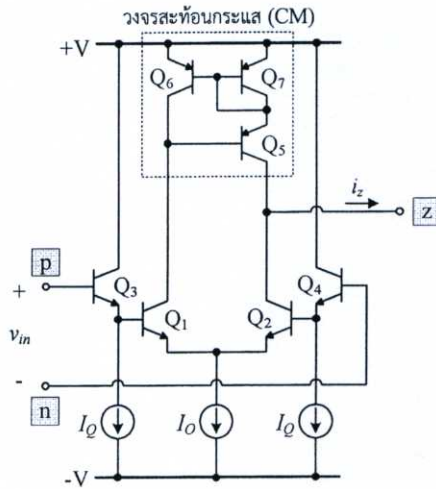
$$r_w = \frac{v_w}{i_w} = \left(\frac{r_e}{2} + \frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right) \quad (\text{ก3.7})$$

ภาคผนวก ข

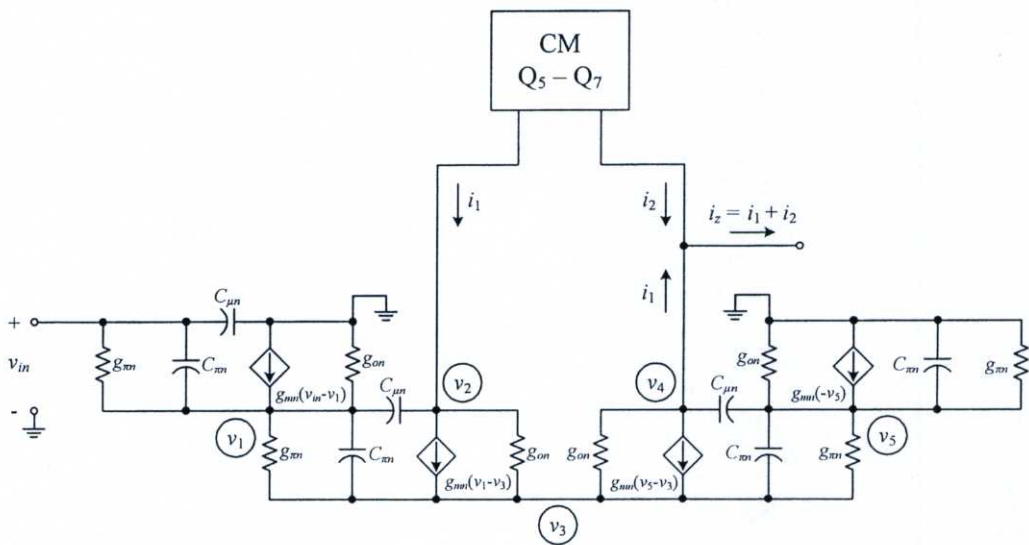
การวิเคราะห์หาฟังก์ชันอัตราขยายค่าความนำ  
และฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจร VDBA

**ข1 การวิเคราะห์หาอัตราขยายค่าความนำ ( $i_z/v_{in}$ ) ของวงจร VDBA**

การวิเคราะห์หาค่า  $g_m$  ของวงจร VDBA ที่มีโครงสร้างภายในแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ดังแสดงในรูปที่ ข1 ซึ่งประกอบด้วยวงจรขยายค่าความนำและวงจรสะท้อนกระแส โดยเขียนแสดงเป็นวงจรสมมูลแบบไฮบริดพายดังรูปที่ ข2 และกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการ



รูปที่ ข1 วงจรสำหรับวิเคราะห์หาค่า  $g_m$  ของวงจร VDBA ในรูปที่ 2.14



รูปที่ ข2 วงจรสมมูลของวงจรในรูปที่ ข1

พิจารณาหาความสัมพันธ์ของแรงดันอินพุต  $v_{in}$  จะได้

$$(g_{mn} + sC_{m1} + sC_{\mu1})v_{in} = (g_{m1} + sC_{m1})v_1 \quad (\text{ข1.1})$$

พิจารณาที่โหนด  $v_1$  จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$v_2 = \frac{(g_{mn} + 2g_{m1} + g_{on} + 2sC_{m1} + sC_{\mu1})v_1 - (g_{m1} + sC_{m1})v_3 - (g_{mn} + g_{m1} + sC_{m1})v_{in}}{sC_{\mu1}} \quad (\text{ข1.2})$$

พิจารณาที่โหนด  $v_2$  จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$v_3 = \frac{(g_{mn} + sC_{\mu1})v_1 + (g_{on} + sC_{\mu1})v_2 - i_1}{(g_{mn} + g_{on})} \quad (\text{ข1.3})$$

พิจารณาที่โหนด  $v_3$  จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$(g_{mn} + g_{m1} + sC_{m1})v_1 + g_{on}v_2 + g_{on}v_4 + (g_{mn} + g_{m1} + sC_{m1})v_3 = 2(g_{mn} + g_{m1} + g_{on} + sC_{m1})v_3 \quad (\text{ข1.4})$$

พิจารณาที่โหนด  $v_4$  จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$v_5 = \frac{(g_{mn} + g_{on})v_3 - (g_{on} + sC_{\mu1})v_4 - i_1}{(g_{mn} + sC_{\mu1})} \quad (\text{ข1.5})$$

พิจารณาที่โหนด  $v_5$  จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$v_4 = \frac{(g_{mn} + 2g_{m1} + g_{on} + 2sC_{m1} + sC_{\mu1})v_5 - (g_{m1} + sC_{m1})v_3}{sC_{\mu1}} \quad (\text{ข1.6})$$

ดังนั้น เมื่อแทนสมการ (ข1.1) ลงใน (ข1.2) และกำหนดให้  $g_{mn} \gg g_{\pi} \gg g_{on}$  จะได้ดังนี้

$$v_2 = \frac{(g_{mn} + sC_{\pi} + sC_{\mu})v_{in} - (g_{\pi} + sC_{\pi})v_3}{sC_{\mu}} \quad (ข1.7)$$

จากนั้นแทนสมการ (ข1.1) และ (ข1.7) ลงใน (ข1.3) จะได้

$$v_3 = \frac{g_{mn}(g_{\pi} + sC_{\pi} + sC_{\mu})v_{in} - (g_{\pi} + sC_{\pi})i_1}{g_{mn}(g_{\pi} + sC_{\pi})} \quad (ข1.8)$$

แทนสมการ (ข1.6) และ (ข1.8) ลงใน (ข1.5) จะได้

$$v_5 = \frac{g_{mn}(g_{\pi} + sC_{\pi} + sC_{\mu})v_{in} - 2(g_{\pi} + sC_{\pi})i_1}{g_{mn}(g_{\pi} + sC_{\pi})} \quad (ข1.9)$$

ทำการแทนค่าสมการ (ข1.1), (ข1.7), (ข1.8) และ (ข1.9) ลงใน (ข1.4) จะได้

$$\frac{i_1}{v_{in}} = \frac{g_{mn} \left[ 1 + s \left( \frac{C_{\pi} + C_{\mu}}{g_{\pi}} \right) \right]}{2 \left( 1 + s \frac{C_{\pi}}{g_{\pi}} \right)} \cong \frac{g_{mn}}{2} \quad (ข1.10)$$

พิจารณาวงจรสะท้อนกระแสซึ่งเขียนความสัมพันธ์ระหว่างกระแสมีค่าเป็น

$$\frac{i_2}{i_1} = H_p = \frac{1 + s \left[ \frac{2(C_{\pi} - C_{\mu})}{(g_{mp} + 2g_{\pi})} \right] - s^2 \left[ \frac{C_{\mu}(3C_{\pi} + C_{\mu})}{g_{mp}(g_{mp} + 2g_{\pi})} \right]}{1 + s \left[ \frac{2(C_{\pi} + 2C_{\mu})}{(g_{mp} + 2g_{\pi})} \right] + s^2 \left[ \frac{C_{\pi}(2C_{\pi} + 5C_{\mu}) + C_{\mu}^2}{g_{mp}(g_{mp} + 2g_{\pi})} \right]} \quad (ข1.11)$$

ความสัมพันธ์ของกระแส  $i_2$  สามารถหาได้ดังนี้

$$i_2 = i_1 + i_2 \quad (ข1.12)$$

ดังนั้นเมื่อแทนค่าสมการ (ข1.10) และ (ข1.11) ลงใน (ข1.12) จะได้

$$\frac{i_z}{v_{in}} = \frac{g_{mn}(H_p + 1)}{2} \quad (\text{ข1.13})$$

จากสมการ (ข1.13) จะได้

$$G_m = \frac{i_z}{v_{in}} = g_{mn} \left\{ \frac{1 + s \left[ \frac{2C_{\tau p} + C_{\mu p}}{g_{mp} + 2g_{\tau p}} \right] + s^2 \left[ \frac{C_{\tau p}(C_{\tau p} + C_{\mu p})}{g_{mp}(g_{mp} + 2g_{\tau p})} \right]}{1 + s \left[ \frac{2(C_{\tau p} + 2C_{\mu p})}{(g_{mp} + 2g_{\tau p})} \right] + s^2 \left[ \frac{C_{\tau p}(2C_{\tau p} + 5C_{\mu p}) + C_{\mu p}^2}{g_{mp}(g_{mp} + 2g_{\tau p})} \right]} \right\} \quad (\text{ข1.14})$$

พิจารณาเทอมตัวหาร  $D(s)$  ของสมการ (ข1.14) พบว่ามีโพลอยู่สองตำแหน่ง ซึ่งสามารถเขียนแสดงได้ดังนี้

$$D(s) = 1 - s \left( \frac{1}{p_{a1}} + \frac{1}{p_{a2}} \right) + s^2 \left( \frac{1}{p_{a1}p_{a2}} \right) \quad (\text{ข1.15})$$

โดยที่  $p_i$  ( $i = 1$  และ  $2$ ) คือ ตำแหน่งโพลของสมการ (ข1.14) ซึ่งโดยทั่วไปโพล  $p_{a1}$  และ  $p_{a2}$  จะมีตำแหน่งแยกจากกัน และหากประมาณว่า  $p_{a1} \gg p_{a2}$  สมการ (ข1.15) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$D(s) \cong 1 - \frac{s}{p_{a1}} + \frac{s^2}{p_{a1}p_{a2}} \quad (\text{ข1.16})$$

ดังนั้น เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์เทอมตัวหารของสมการ (ข1.16) กับ (ข1.14) จะทำให้ได้ตำแหน่งโพลทั้งสองมีค่าเท่ากับ

$$p_{a1} = - \left[ \frac{g_{mp} + 2g_{\tau p}}{2(C_{\tau p} + 2C_{\mu p})} \right] \quad (\text{ข1.17})$$

$$p_{a2} = - \left[ \frac{g_{mp}(g_{mp} + 2g_{mp})}{C_{mp}(2C_{mp} + 5C_{\mu p}) + C_{\mu p}^2} \right] \quad (\text{ข1.18})$$

เมื่อประมาณว่า  $C_{\mu p}^2, C_{mp}^2 \ll 1$  จะพบว่า  $p_{a1} \ll p_{a2}$  ดังนั้น ตำแหน่งโพลเด่นของวงจรถายาย ค่าความนำ คือ  $p_{a1}$

และในกรณีเดียวกัน เทอมตัวตั้งของสมการ (ข1.14) พบว่ามีค่าซีโร (zero) อยู่สองตำแหน่ง โดยสามารถเขียนแสดงได้ดังนี้

$$N(s) = 1 - s \left( \frac{1}{z_{a1}} + \frac{1}{z_{a2}} \right) + s^2 \left( \frac{1}{z_{a1}z_{a2}} \right) \quad (\text{ข1.19})$$

โดยที่  $z_i$  ( $i = 1$  และ  $2$ ) คือ ตำแหน่งซีโรของสมการ (ข1.14) ซึ่งโดยทั่วไปซีโร  $z_{a1}$  และ  $z_{a2}$  จะมีตำแหน่งแยกจากกัน และหากประมาณว่า  $z_{a1} \gg z_{a2}$  สมการ (ข1.19) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$N(s) \cong 1 - \frac{s}{z_{a1}} + \frac{s^2}{z_{a1}z_{a2}} \quad (\text{ข1.20})$$

ดังนั้น เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์เทอมตัวหารของสมการ (ข1.20) กับ (ข1.14) จะทำให้ได้ ตำแหน่งซีโรทั้งสองมีค่าเท่ากับ

$$z_{a1} = - \left( \frac{g_{mp} + 2g_{mp}}{2C_{mp} + C_{\mu p}} \right) \quad (\text{ข1.21})$$

และ

$$z_{a2} = - \frac{g_{mp}(g_{mp} + 2g_{mp})}{C_{mp}(C_{mp} + C_{\mu p})} \quad (\text{ข1.22})$$

ดังนั้น จากสมการ (ข1.17) ถึง (ข1.18) และ (ข1.21) ถึง (ข1.22) พบว่าหากประมาณว่า  $g_m \gg g_{\pi}$  จะได้ค่าซีโรที่ไม่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะทางความถี่ของวงจรถายายจึงสามารถละทิ้งได้ ดังนั้น จากสมการ (ข1.14) จะได้อัตราขยายความนำ ( $G_m$ ) ของวงจรมีค่าเท่ากับ

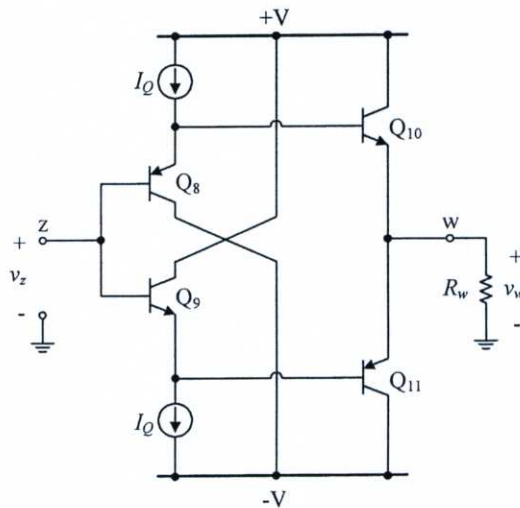
$$G_m = \frac{i_z}{v_{in}} = \frac{g_{mn} \left[ 1 + s \left( \frac{g_{mp} + 2g_{\pi p}}{2C_{\pi p} + C_{\mu p}} \right) \right]}{\left[ 1 + s \frac{2(C_{\pi p} + 2C_{\mu p})}{(g_{mp} + 2g_{\pi p})} \right] \left[ 1 + s \frac{2(C_{\pi p} + 2C_{\mu p})}{(g_{mp} + 2g_{\pi p})} \right]} \quad (\text{ข1.23})$$

ดังนั้น เมื่อพิจารณาวงจรขยายค่าความนำ จะพบว่า มีตำแหน่งโพลเด่นเท่ากับ  $p_{a1}$  ซึ่ง  
เป็นผลมาจากวงจรสะท้อนกระแส  $Q_5 - Q_7$  หรือ

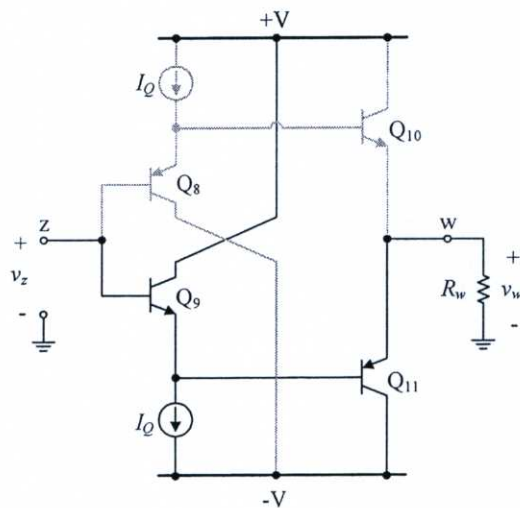
$$p_{a1} = - \left[ \frac{g_{mp} + 2g_{\pi p}}{2(C_{\pi p} + 2C_{\mu p})} \right] \quad (\text{ข1.24})$$

## ข2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันระหว่าง $v_z$ กับ $v_w$ ( $v_w/v_z$ )

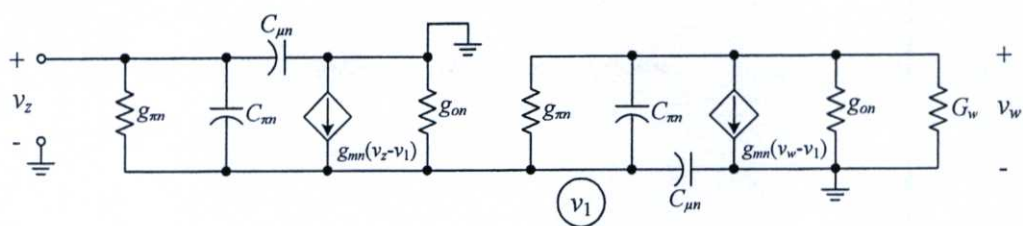
วงจรตามแรงดันดังรูปที่ ข3 ซึ่งประกอบด้วย วงจรขยายสัญญาณคอลเลคเตอร์ร่วมแบบคอมพลิเมนต์จำนวนสองวงจรต่อทำงานร่วมกัน จึงสามารถวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันระหว่าง  $v_z$  กับ  $v_w$  ได้ด้วยการพิจารณาเพียงวงจรเดียวดังรูปที่ ข4 และสามารถเขียนแสดงเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ ข5



รูปที่ ข3 วงจรตามแรงดันสำหรับวงจร VDBA ในรูปที่ 2.17



รูปที่ ข4 วงจรสำหรับวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจร VDBA



รูปที่ ข5 วงจรสมมูลของวงจรในรูปที่ ข4

พิจารณาที่โหนด  $v_1$  จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$[g_{mn} + g_{m1} + g_{\pi p} + s(C_{\pi1} + C_{\mu1})]v_1 = (g_{mn} + g_{m1} + sC_{\pi1})v_z + (g_{\pi p} + sC_{\pi p})v_w \quad (\text{ข2.1})$$

โดยที่  $g_{mn} = g_{m9} \cong g_{m10}$ ,  $g_{mp} = g_{m8} \cong g_{m11}$ ,  $g_{\pi n} = g_{\pi9} \cong g_{\pi10}$ ,  $g_{\pi p} = g_{\pi8} \cong g_{\pi11}$ ,  $C_{\pi n} = C_{\pi9} \cong C_{\pi10}$  และ  $C_{\pi p} = C_{\pi8} \cong C_{\pi11}$

พิจารณาที่โหนด  $v_w$  จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$(g_{mp} + g_{\pi p} + sC_{\pi p})v_1 = (G_w + g_{mp} + g_{\pi p} + sC_{\pi p})v_w \quad (\text{ข2.2})$$

โดยที่  $G_w = \frac{1}{R_w}$  และเมื่อแทนค่า  $v_1$  จากสมการ (ข2.1) ลงใน (ข2.2) จะได้

$$(g_p + sC_{\pi p}) \left[ \frac{(g_n + sC_{\pi n})v_z + (g_{\pi p} + sC_{\pi p})v_w}{g_n + g_{\pi p} + s(C_{\pi n} + C_{\pi p})} \right] = (G_w + g_p + sC_{\pi p})v_w$$

$$v_w = \left\{ \frac{(g_p + sC_{\pi p})(g_n + sC_{\pi n})}{(G_w + g_p + sC_{\pi p})[g_n + g_{\pi p} + s(C_{\pi n} + C_{\pi p})] - (g_p + sC_{\pi p})(g_{\pi p} + sC_{\pi p})} \right\} v_z$$

$$\frac{v_w}{v_z} = \left[ \frac{g_n g_p}{(G_w + g_p)g_n + G_w g_{\pi p}} \right] \left\{ \frac{\left(1 + s \frac{C_{\pi n}}{g_n}\right) \left(1 + s \frac{C_{\pi p}}{g_p}\right)}{1 + s \left[ \frac{(G_w + g_p)C_{\pi n} + (G_w + g_p)C_{\pi p}}{(G_w + g_p)g_n + G_w g_{\pi p}} \right]} + s^2 \left[ \frac{C_{\pi n} C_{\pi p}}{(G_w + g_p)g_n + G_w g_{\pi p}} \right]} \right\} \quad (\text{ข2.3})$$

เมื่อกำหนดให้  $g_p = g_{mp} + g_{\pi p}$  และ  $g_n = g_{mn} + g_{\pi n}$  พบว่าตำแหน่งโพลของวงจรมตามแรงดันมีค่าเท่ากับ

$$p_{a3} = - \left[ \frac{(G_w + g_p)g_n + G_w g_{\pi p}}{(G_w + g_p)C_m + (G_w + g_n)C_{\pi p}} \right] \quad (\text{ข2.4})$$

และ

$$p_{a4} = - \left[ \frac{(G_w + g_p)g_n + G_w g_{\pi p}}{C_m C_{\pi p}} \right] \quad (\text{ข2.5})$$

เมื่อประมาณว่า  $C_m C_{\pi p} \ll 1$  จะพบว่า  $p_{a3} \ll p_{a4}$  ดังนั้น ตำแหน่งโพลเด่นของวงจรมตามแรงดันคือ  $p_{a3}$

จากการวิเคราะห์ข้างต้นได้แสดงให้เห็นว่าวงจรมขยายค่าความนำ จะมีตำแหน่งโพลเด่นอยู่ที่  $p_{a1}$  และวงจรมตามแรงดันจะมีตำแหน่งโพลเด่นอยู่ที่  $p_{a3}$  ซึ่งเขียนแสดงได้ดังนี้

$$p_{a1} = - \left[ \frac{g_{mp} + 2g_{\pi p}}{2(C_{\pi p} + 2C_{\mu p})} \right]$$

และ

$$p_{a3} = - \left[ \frac{(G_w + g_p)g_n + G_w g_{\pi p}}{(G_w + g_p)C_m + (G_w + g_n)C_{\pi p}} \right]$$

เมื่อประมาณว่า  $g_{mp} \gg g_{\pi p}$ ,  $g_{mn} \gg g_{\pi n}$ ,  $g_{mp} \cong g_{mn} = g_m$ ,  $C_{\pi n} \cong C_{\pi p} = C_{\pi}$ ,  $G_w \gg g_p$  และ  $G_w \gg g_n$  จะได้

$$p_{a1} \cong - \frac{g_m}{2(C_{\pi} + 2C_{\mu})}$$

และ

$$p_{a3} \cong - \frac{g_m}{2C_{\pi}}$$

ดังนั้น จึงสามารถสรุปได้ว่า  $p_{a1}$  คือ ตำแหน่งโพลเด่นของวงจรม VDBA

ภาคผนวก ค

การวิเคราะห์หาค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดัน  
ของวงจร VDBA โครงสร้างเทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

### ค1 การวิเคราะห์หาค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดัน $\varepsilon_v$ ของวงจร VDBA

การวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันของวงจร VDBA สามารถกระทำได้โดยพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันระหว่าง  $v_z$  ไปยัง  $v_w$  ซึ่งเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\frac{v_w}{v_z} = \left[ \frac{g_n g_p}{(G_w + g_p)g_n + G_w g_{np}} \right] \left\{ \frac{\left(1 + s \frac{C_m}{g_n}\right) \left(1 + s \frac{C_{np}}{g_p}\right)}{1 + s \left[ \frac{(G_w + g_p)C_m + (G_w + g_p)C_{np}}{(G_w + g_p)g_n + G_w g_{np}} \right] + s^2 \left[ \frac{C_m C_{np}}{(G_w + g_p)g_n + G_w g_{np}} \right]} \right\} \quad (\text{ค1.1})$$

หากพิจารณาที่ความถี่ต่ำ ( $\omega \cong 0$ ) สามารถประมาณสมการ (ค1.1) ได้เป็น

$$\left. \frac{v_w}{v_z} \right|_{\omega \cong 0} = \left[ \frac{g_n g_p}{(G_w + g_p)g_n + G_w g_{np}} \right] \quad (\text{ค1.2})$$

โดยที่  $g_p = g_{mp} + g_{np}$  และ  $g_n = g_{mn} + g_{nn}$  ดังนั้น สมการ (ค1.2) จึงเขียนใหม่กลายเป็น

$$\left. \frac{v_w}{v_z} \right|_{\omega \cong 0} = \left[ \frac{(g_{mn} + g_{nn})(g_{mp} + g_{np})}{(g_{mn} + g_{nn})(G_w + g_{mp} + g_{np}) + G_w g_{np}} \right] \quad (\text{ค1.3})$$

เมื่อคุณสมบัติในการส่งผ่านแรงดัน สามารถเขียนอธิบายให้อยู่ในรูปของค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันของวงจร ( $\varepsilon_v$ ) ได้ในรูปแบบทั่วไปดังนี้

$$\frac{v_w}{v_z} = \frac{1}{1 + \varepsilon_v} \quad (\text{ค1.4})$$

เมื่อเปรียบเทียบสมการ (ค1.3) กับ (ค1.4) จะได้

$$1 + \varepsilon_v = \frac{(g_{mn} + g_{nn})(G_w + g_{mp} + g_{np}) + G_w g_{np}}{(g_{mn} + g_{nn})(g_{mp} + g_{np})}$$

หรือ

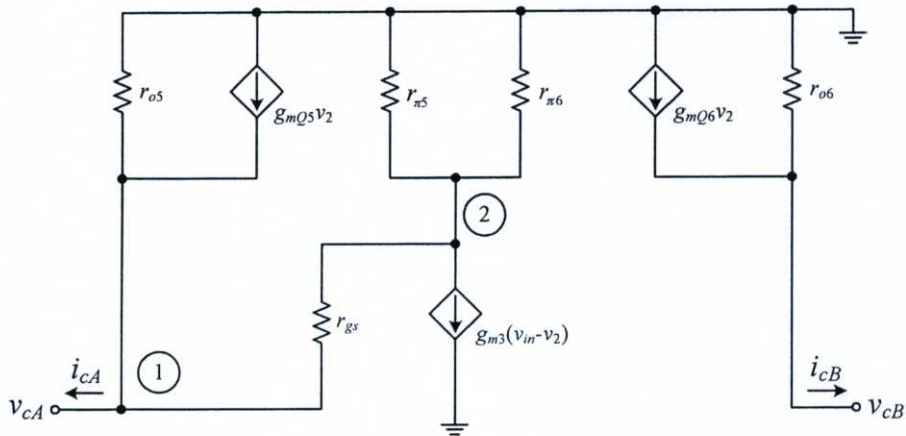
$$\varepsilon_v = \frac{G_w \left(1 + \frac{g_{nn} + g_{np}}{g_{mn}}\right)}{g_{mp} \left(1 + \frac{g_{nn}}{g_{mn}}\right) \left(1 + \frac{g_{np}}{g_{mp}}\right)} \quad (\text{ค1.5})$$

ภาคผนวก ง

การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตและเอาต์พุตของ  
วงจร VDBA โครงสร้างเทคโนโลยีไบซีมอส

### ง1 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรสะท้อนกระแส

การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรสะท้อนกระแสดังรูปที่ 2.25 สามารถทำได้โดยวิเคราะห์ในกรณีสัญญาณขนาดเล็ก โดยใช้วงจรสมมูลแบบไฮบริดพายดังแสดงในรูปที่ ง1



รูปที่ ง1 วงจรสมมูลของวงจรสะท้อนกระแสดังรูปที่ 2.25

การคำนวณหาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรสะท้อนกระแส ( $r_{cA}$ ) ในรูปที่ ง1 สามารถทำได้โดยต่อขั้วแรงดัน  $v_{cB}$  ลงกราวด์ จะได้

พิจารณาโหนด 1;

$$i_{cA} - \frac{1}{r_{gs}} v_{cA} - \left( g_{mQ5} + \frac{1}{r_{gs}} \right) v_2 = 0$$

$$i_{cA} = \frac{1}{r_{gs}} v_{cA} + \left( g_{mQ5} + \frac{1}{r_{gs}} \right) v_2 \quad (ง1.1)$$

พิจารณาโหนด 2;

$$\left( \frac{v_2}{\frac{r_{\pi5} r_{\pi6}}{r_{\pi5} + r_{\pi6}}} \right) - \left( g_{m3} + \frac{1}{r_{gs}} \right) v_{cA} + \left( g_{m3} + \frac{1}{r_{gs}} \right) v_2 = 0$$

ในขณะที่  $r_{gs} \cong \infty$  จะได้

$$\left( \frac{\frac{v_2}{r_{\pi 5} r_{\pi 6}}}{r_{\pi 5} + r_{\pi 6}} \right) + g_{m3} v_2 - g_{m3} v_{cA} = 0$$

$$v_2 = \frac{g_{m3} v_{cA}}{1 + g_{m3} \left( \frac{r_{\pi 5} r_{\pi 6}}{r_{\pi 5} + r_{\pi 6}} \right)} \quad (ง1.2)$$

ทำการแทนค่า  $v_2$  จากสมการ (ง1.2) ลงใน (ง1.1) จะได้

$$i_{cA} = \frac{v_{cA}}{r_{gs}} + \left( g_{mQ5} - \frac{1}{r_{gs}} \right) \left( \frac{\frac{g_{m3} v_{cA}}{1 + g_{m3} \left( \frac{r_{\pi 5} r_{\pi 6}}{r_{\pi 5} + r_{\pi 6}} \right)}}{\left( \frac{r_{\pi 5} r_{\pi 6}}{r_{\pi 5} + r_{\pi 6}} \right) + g_{m3}} \right)$$

$$i_{cA} = \frac{g_{m3} g_{mQ5} v_{cA}}{1 + g_{m3} \left( \frac{r_{\pi 5} r_{\pi 6}}{r_{\pi 5} + r_{\pi 6}} \right)}$$

ดังนั้น ค่าความต้านทานอินพุตของวงจรสะท้อนกระแสจึงเท่ากับ

$$r_{cA} = \frac{v_{cA}}{i_{cA}} = \frac{\left( \frac{r_{\pi 5} r_{\pi 6}}{r_{\pi 5} + r_{\pi 6}} \right) + g_{m3}}{g_{m3} g_{mQ5}} \quad (ง1.3)$$

การคำนวณค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสดังรูปที่ 2.25 สามารถเขียนแสดงเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ ง1 และสามารถกระทำได้โดยต่อขั้วแรงดัน  $v_{cA}$  เทียบกราวด์ จะได้

พิจารณาโหนด 1;  $v_{cA} = 0$

พิจารณาโหนด 2;  $v_2 = 0$

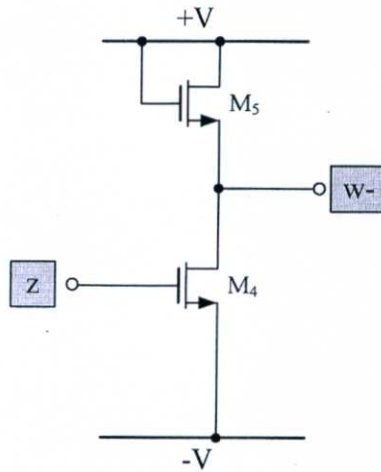
พิจารณาที่ขั้วแรงดัน  $v_{out}$  จะได้

$$\frac{v_{cB}}{r_{o6}} = i_{cB} - g_{mQ5}v_2 = i_{cB} \quad (ง1.4)$$

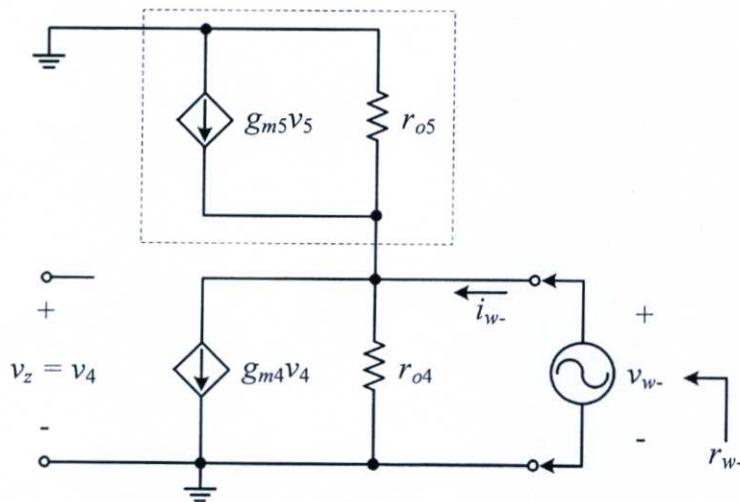
ดังนั้น  $r_{cB} = \frac{v_{cB}}{i_{cB}} = r_{o6} \quad (ง1.5)$

## ง2 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว $w+$ ( $r_{w+}$ ) และ $w-$ ( $r_{w-}$ ) ของวงจร VDBA

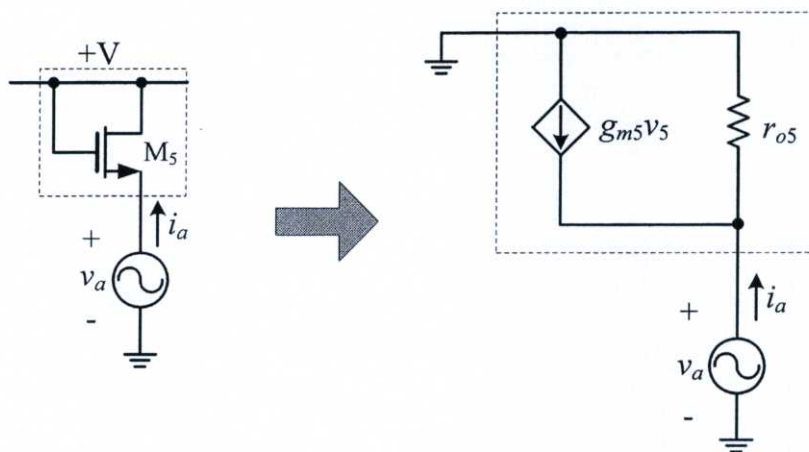
การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุตที่มองเข้าไปยังขั้ว  $w+$  ( $r_{w+}$ ) และ  $w-$  ( $r_{w-}$ ) ของวงจร VDBA สามารถกระทำได้โดยการวิเคราะห์มอสทรานซิสเตอร์  $M_4 - M_5$  ดังแสดงในรูปที่ ง2 และสามารถเขียนแสดงเป็นวงจรสมมูลแบบไฮบริดพายได้ดังรูปที่ ง3



รูปที่ ง2 วงจรตามแรงดัน



รูปที่ ง3 วงจรสมมูลของวงจรในรูปที่ ง2



รูปที่ ๔ การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานที่ขาซอร์สของ  $M_5$

พิจารณามอสทรานซิสเตอร์  $M_5$  ในรูปที่ ๔ ซึ่งต่อแบบไดโอด จะได้

$$i_a = g_{m5}v_a + \frac{v_a}{r_{o5}} \quad (ง2.1)$$

เมื่อกำหนดให้  $g_{mi} = g_m$ ,  $r_{oi} = r_o$  เมื่อ  $i = 4, 5, 6, 7$  และ  $g_m \ll r_o$  จึงทำให้ความต้านทานที่ขาซอร์สมีค่าเท่ากับ

$$r_a = \frac{v_a}{i_a} = \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_o}} \cong \frac{1}{g_m} \quad (ง2.2)$$

พิจารณารูปที่ ๓ พบว่าค่าความต้านทานเอาต์พุตที่มองเข้าไปยังขั้ว  $w-$  ( $r_{w-}$ ) เท่ากับ

$$r_{w-} = r_a // r_{o4} = \frac{1}{g_m} // r_o \cong \frac{1}{g_m} \quad (ง2.3)$$

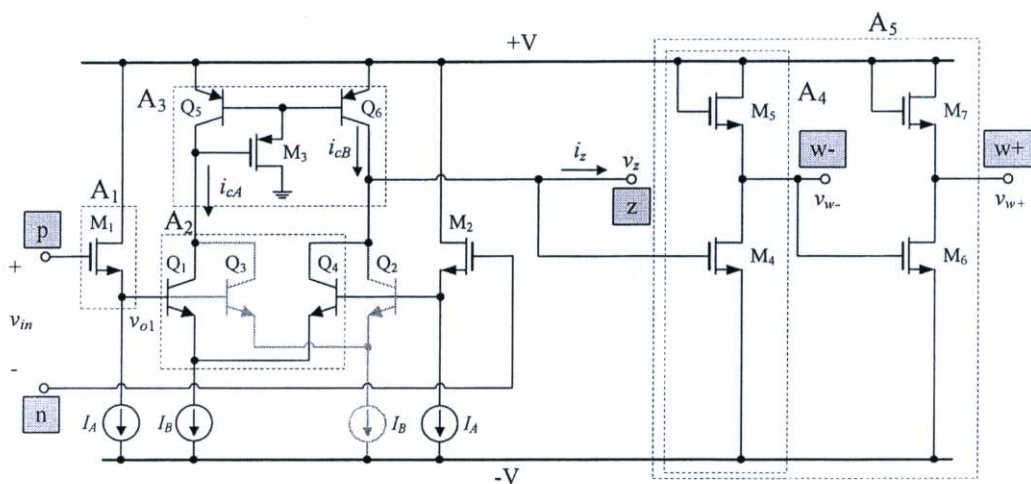
การคำนวณหาค่าความต้านทานเอาต์พุตที่มองเข้าไปยังขั้ว  $w+$  ( $r_{w+}$ ) ใช้วิธีเดียวกันกับสมการข้างต้นจะได้

$$r_{w+} = \frac{1}{g_m} // r_o \cong \frac{1}{g_m} \quad (ง2.4)$$

ภาคผนวก จ  
การวิเคราะห์หาสมรรถนะทางความถี่ของวงจร VDBA  
โครงสร้างเทคโนโลยีไบซีมอส

### จ1 การวิเคราะห์หาสมรรถนะทางความถี่ของวงจร VDBA ที่ใช้เทคโนโลยีไบซีมอส

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาสมรรถนะทางความถี่ของวงจร VDBA ที่ใช้เทคโนโลยีไบซีมอส ดังรูปที่ จ1 ซึ่งประกอบด้วยกลุ่มวงจรย่อย ได้แก่ วงจรเดรนร่วม ( $A_1$ ) วงจรขยายสัญญาณผลต่าง ( $A_2$ ) วงจรสะท้อนกระแส ( $A_3$ ) และวงจรซอร์สร่วม ( $A_4$ - $A_5$ ) เป็นต้น



รูปที่ จ1 วงจร VDBA ที่สังเคราะห์โดยใช้เทคโนโลยีไบซีมอส

วงจรเดรนร่วม ( $A_1$ ) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันได้ดังนี้

$$\frac{v_{o1}}{v_{in}} = \left[ \frac{g_{m1} R_A}{1 + g_{m1} R_A} \right] \left[ \frac{1 + s \left( \frac{C_{gs1}}{g_{m1}} \right)}{1 + s \left( \frac{C_{gs1} R_A}{1 + g_{m1} R_A} \right)} \right] \quad (จ1.1)$$

โดยที่  $R_A$  และ  $R_B$  คือ ค่าความต้านทานภายในแหล่งจ่ายกระแส  $I_A$  และ  $I_B$  ตามลำดับ จากสมการข้างต้นจะได้ตำแหน่งโพลมีค่าเท่ากับ

$$p_{b1} = - \left( \frac{1 + g_{m1} R_A}{C_{gs1} R_A} \right) \quad (จ1.2)$$

วงจรรขยายสัญญาณผลต่าง (A<sub>2</sub>) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้

$$\frac{i_{cA}}{v_{o1}} = \frac{sC_{\pi}g_{mQ}}{\left(1 + s\frac{C_{\pi}}{g_{mQ}}\right)\left(1 + s\frac{C_{\pi}R_B}{2}\right)} \quad (จ1.3)$$

จากสมการข้างต้นพบว่า มีโพลสองตำแหน่ง ดังนี้

$$p_{b2} = -\frac{g_{mQ}}{C_{\pi}} \quad (จ1.4)$$

และ

$$p_{b3} = -\frac{2}{C_{\pi}R_B} \quad (จ1.5)$$

เมื่อประมาณว่า  $2/R_B \ll g_{mQ}$  จะได้ว่า  $p_{b2} \gg p_{b3}$  ดังนั้น โพล  $p_{b3}$  จึงเป็นโพลเด่นของวงจรรขยายสัญญาณผลต่าง

วงจรรสะท้อนกระแส (A<sub>3</sub>) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสได้ดังนี้

$$\frac{i_{cB}}{i_{cA}} = \frac{1 + s\frac{C_{gs3}}{g_{m3}}}{1 + s\left[\frac{C_{gs3}(g_{m3} + g_{mQ})}{g_{m3}g_{mQ}}\right] + s^2\left(\frac{2C_{gs3}C_{\pi}}{g_{m3}g_{mQ}}\right)} \quad (จ1.6)$$

พิจารณาเทอมตัวหาร  $D(s)$  ของสมการ (จ1.6) พบว่ามีโพลอยู่สองตำแหน่ง ซึ่งสามารถเขียนแสดงได้ดังนี้

$$D(s) = 1 + s\left[\frac{C_{gs3}(g_{m3} + g_{mQ})}{g_{m3}g_{mQ}}\right] + s^2\left(\frac{2C_{gs3}C_{\pi}}{g_{m3}g_{mQ}}\right) \quad (จ1.7)$$

หรือ

$$D(s) = 1 - s\left(\frac{1}{p_{b4}} + \frac{1}{p_{b5}}\right) + s^2\left(\frac{1}{p_{b4}p_{b5}}\right) \quad (จ1.8)$$

โดยที่  $p_{bi}$  ( $i = 4, 5$ ) คือ ตำแหน่งโพลของสมการ (จ1.8) ซึ่งโดยทั่วไปโพล  $p_{b4}$  และ  $p_{b5}$  จะมีตำแหน่งแยกจากกัน และหากประมาณว่า  $p_{b4} \gg p_{b5}$  สมการ (จ1.8) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$D(s) \cong 1 - \frac{s}{p_{b4}} + \frac{s^2}{p_{b4}p_{b5}} \quad (\text{จ1.9})$$

ดังนั้น เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์ของสมการ (จ1.7) กับ (จ1.8) จะทำให้ได้ตำแหน่งโพลทั้งสองมีค่าเท่ากับ

$$p_{b4} = - \frac{g_{m3}g_{mQ}}{C_{gs3}(g_{m3} + g_{mQ})} \quad (\text{จ1.10})$$

และ

$$p_{b5} = - \frac{g_{m3}g_{mQ}}{2C_{gs3}C_{\pi}} \quad (\text{จ1.11})$$

เมื่อประมาณว่า  $C_{gs3}C_{\pi} \ll 1$  จะได้  $p_{b4} \ll p_{b5}$  ดังนั้น ตำแหน่งโพลเด่นของวงจรสะท้อนกระแส จึงอยู่ที่  $p_{b4}$

วงจรซอร์สรวม (A<sub>4</sub>) ซึ่งสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันได้ดังนี้

$$\frac{v_{w-}}{v_z} = \frac{\left( -\frac{g_{m4}}{g_{m5}} \right) \left( 1 - s \frac{C_{gd4}}{g_{m4}} \right)}{\left( 1 + s \frac{C_{gd4}}{g_{m5}} \right)} \quad (\text{จ1.12})$$

โดยที่  $g_{m4} \cong g_{m5} = g_m$  ดังนั้น วงจรซอร์สรวม (A<sub>4</sub>) จึงมีตำแหน่งโพลเท่ากับ

$$p_{b6} = - \frac{g_m}{C_{gd4}} \quad (\text{จ1.13})$$

วงจรรวม (A<sub>5</sub>) เกิดจากการต่อคาตเคตกันของวงจรรวมดังรูปที่ จ1 ซึ่งสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันได้ดังนี้

$$\frac{v_{w+}}{v_z} = \left[ \frac{\left( \frac{g_{m4}}{g_{m5}} \right) \left( 1 - s \frac{C_{gd4}}{g_{m4}} \right)}{\left( 1 + s \frac{C_{gd4}}{g_{m5}} \right)} \parallel \frac{\left( \frac{g_{m6}}{g_{m7}} \right) \left( 1 - s \frac{C_{gd6}}{g_{m6}} \right)}{\left( 1 + s \frac{C_{gd6}}{g_{m6}} \right)} \right] \quad (จ1.14)$$

โดยที่  $g_{mi} = g_m$  เมื่อ  $i = 4, 5, 6, 7$  และ  $C_{gd4} \cong C_{gd6} = C_{gd}$  ดังนั้น สมการ (จ1.14) จึงเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{v_{w+}}{v_z} = \frac{\left( 1 - s \frac{C_{gd}}{g_m} \right)^2}{\left( 1 + s \frac{C_{gd}}{g_m} \right)^2} \quad (จ1.15)$$

จากสมการข้างบนจะพบว่ามีค่าโพลและค่าซีโรซ้ำกันอยู่สองค่า ดังนั้นจึงเลือกพิจารณาเพียงค่าเดียว ซึ่งสามารถเขียนสมการใหม่จะได้

$$p_{b7} = - \frac{g_m}{C_{gd}} \quad (จ1.16)$$

จากการพิจารณาทุกส่วนของวงจรวจร VDBA พบว่าโพลเด่นของวงจรวจร VDBA ที่มีโครงสร้างแบบไบซีมอสจะอยู่ที่วงจระสะท้อนกระแส นั่นคือ

$$p_{b4} = - \frac{g_{m3} g_{mQ}}{C_{gs3} (g_{m3} + g_{mQ})} \quad (จ1.17)$$

ภาคผนวก ฉ

การวิเคราะห์หาค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดัน  
ของวงจร VDBA โครงสร้างเทคโนโลยีไบซีมอส

### ฉ1 การวิเคราะห์หาค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดัน $\varepsilon_{v+}$ ของวงจร VDBA

การวิเคราะห์หาค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันระหว่าง  $v_z$  ไปยัง  $v_{w+}$  ของวงจร VDBA ซึ่งสังเคราะห์โดยใช้เทคโนโลยีไบซีมอส พบว่าวงจรหากพิจารณาที่ความถี่ต่ำ ( $\omega \cong 0$ ) สมการ (2.44) จะประมาณได้เป็น

$$\left. \frac{v_{w+}}{v_z} \right|_{\omega \cong 0} = \left[ \left( \frac{g_{m4}}{g_{m5}} \right) \left( \frac{g_{m6}}{g_{m7}} \right) \right] \quad (ฉ1.1)$$

เมื่อคุณสมบัติในการส่งผ่านแรงดันสามารถเขียนอธิบายอยู่ในรูปของค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันระหว่าง  $v_z$  ไปยัง  $v_{w+}$  ของวงจร VDBA ( $\varepsilon_{v+}$ ) ของวงจรได้ในรูปแบบทั่วไปดังนี้

$$\frac{v_{w+}}{v_z} = \frac{1}{1 + \varepsilon_{v+}} \quad (ฉ1.2)$$

เมื่อทำการเปรียบเทียบสมการ (ฉ1.1) กับ (ฉ1.2) จะได้

$$1 + \varepsilon_{v+} = \frac{g_{m5}g_{m7}}{g_{m4}g_{m6}} \quad (ฉ1.3)$$

นั่นคือ

$$\varepsilon_{v+} = \frac{g_{m5}g_{m7} + g_{m4}g_{m6}}{g_{m4}g_{m6}} \quad (ฉ1.4)$$

## ฉ2 การวิเคราะห์หาค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดัน $\varepsilon_{v-}$ ของวงจร VDBA

การพิจารณาหาค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันระหว่าง  $v_z$  ไปยัง  $v_{w-}$  หากพิจารณาที่ความถี่ต่ำ ( $\omega \cong 0$ ) จากสมการ (2.45) จะประมาณได้เท่ากับ

$$\left. \frac{v_{w-}}{v_z} \right|_{\omega \cong 0} = \left[ \frac{g_{m4}}{g_{m5}} \right] \quad (ฉ2.1)$$

เมื่อคุณสมบัติในการส่งผ่านแรงดันสามารถเขียนอธิบายอยู่ในรูปของค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันระหว่าง  $v_z$  ไปยัง  $v_{w-}$  ของวงจร VDBA ( $\varepsilon_{v-}$ ) ของวงจรได้ในรูปแบบทั่วไปดังนี้

$$\frac{v_{w-}}{v_z} = \frac{1}{1 + \varepsilon_{v-}} \quad (ฉ2.2)$$

เมื่อทำการเปรียบเทียบสมการ (ฉ1.1) กับ (ฉ1.2) จะได้

$$1 + \varepsilon_{v-} = \frac{g_{m5}}{g_{m4}} \quad (ฉ2.3)$$

นั่นคือ

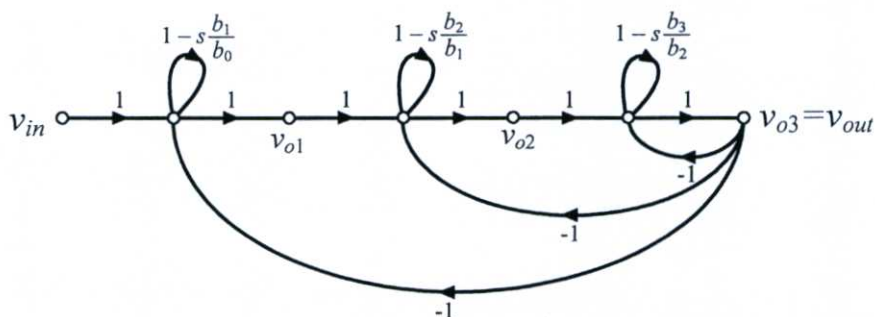
$$\varepsilon_{v-} = \frac{g_{m5} + g_{m4}}{g_{m4}} \quad (ฉ2.4)$$

ภาคผนวก ข

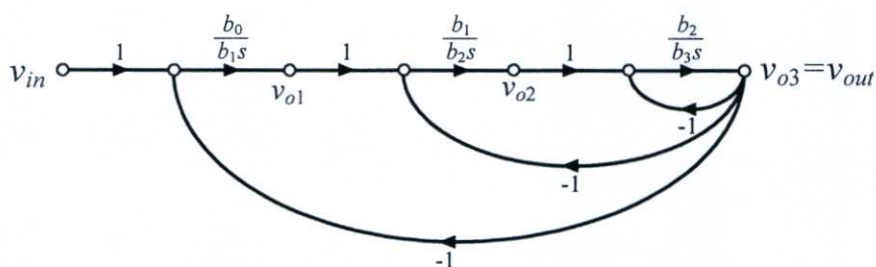
การวิเคราะห์วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสาม

## ข1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสามด้วยวิธีการไหลสัญญาณ

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำแบบบัตเตอร์เวิร์คอันดับสาม ( $n = 3$ ) ซึ่งเขียนแสดงได้ดังกราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ ข1 และเมื่อทำการลดรูปกราฟการไหลสัญญาณดังกล่าวโดยอาศัยพีชคณิตของกราฟการไหลสัญญาณให้มีความซับซ้อนน้อยลงจะสามารถเขียนกราฟการไหลสัญญาณได้ใหม่ดังรูปที่ ข2



รูปที่ ข1 กราฟการไหลสัญญาณของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบบัตเตอร์เวิร์คอันดับสาม



รูปที่ ข2 กราฟการไหลสัญญาณจากรูปที่ ข1

ขั้นตอนการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันโดยใช้สูตรอัตราขยายของเมสันดังสมการ (3.6) นั้นสามารถกระทำได้ดังขั้นตอนต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1 หาอัตราขยายของสัญญาณไปข้างหน้า ( $P_k$ ) เมื่อ  $k = 1$  จะได้

$$P_1 = \frac{-b_0}{b_3 s^3} \quad (\text{ข1.1})$$

ขั้นตอนที่ 2 หาอัตราขยายของวงรอบ ( $L_i$ ) ซึ่งมีทั้งหมดสามวงรอบ ( $i = 1, 2, 3$ ) ซึ่งเท่ากับ

$$L_1 = \frac{-b_0}{b_3 s^3} \quad L_2 = \frac{-b_1}{b_3 s^2} \quad L_3 = \frac{-b_2}{b_3 s} \quad (\text{ข1.2})$$

ขั้นตอนที่ 3 หาดีเทอร์มิแนนท์ของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 1 ( $\Delta_1$ ) ซึ่งมีการสัมผัสกับวงรอบทุกวงรอบจึงได้ว่า

$$\Delta_1 = 1 \quad (\text{ข1.3})$$

ขั้นตอนที่ 4 หาดีเทอร์มิแนนท์ของกราฟการไหลสัญญาณ ( $\Delta$ ) สามารถหาได้จากสมการ (3.7) ซึ่งเมื่อทำการแทนค่าอัตราขยายของวงรอบจากสมการ (ข1.2) จะได้

$$\Delta = 1 + \frac{b_0}{b_3 s^3} + \frac{b_1}{b_3 s^2} + \frac{b_2}{b_3 s} \quad (\text{ข1.4})$$

ขั้นตอนที่ 5 แทนค่าที่ได้จากสมการ (ข1.1) ถึง (ข1.4) ลงใน (3.6) ซึ่งเป็นสูตรอัตราขยายของเมสัน จะทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ ข2 เป็นดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = T(s) = \frac{\sum_k P_k \Delta_k}{\Delta} = \frac{P_1 \Delta_1}{\Delta}$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{b_0}{b_3 s^3}}{1 + \frac{b_0}{b_3 s^3} + \frac{b_1}{b_3 s^2} + \frac{b_2}{b_3 s}}$$

หรือ

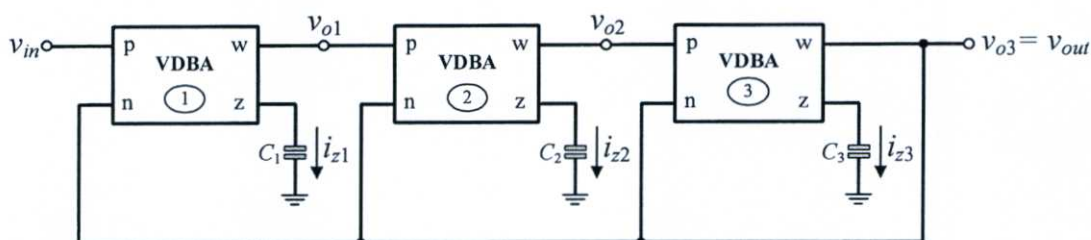
$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{b_0}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (\text{ข1.5})$$

ซึ่งเมื่อแทนค่าจากสมการ (4.4) ลงในสมการ (ข1.5) จึงได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของกราฟการไหลของวงจรรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสามเป็นดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\left( \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3s^3} \right)}{s^3 + \left( \frac{g_{m3}}{C_3} \right) s^2 + \left( \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_2C_3} \right) s + \left( \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3} \right)} \quad (\text{ข1.6})$$

## ข2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสามโดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร VDBA

ในหัวข้อนี้จะทำการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำแบบบัตเตอร์เวิร์ดอันดับสาม ( $n = 3$ ) ดังรูปที่ ข3 โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันของวงจร VDBA ดังสมการ (2.1)



รูปที่ ข3 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสาม

กำหนดให้  $g_{mi}$  คือ อัตราขยายค่าความนำของวงจร VDBA  $v_{pi}$ ,  $v_{ni}$ ,  $v_{zi}$  และ  $v_{wi}$  คือ แรงดันที่ขั้ว p, ขั้ว n, ขั้ว z และขั้ว w ของ VDBA ตัวที่  $i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) ตามลำดับ ดังนั้น เมื่อพิจารณา VDBA ตัวที่ 1 จะได้

$$i_{z1} = g_{m1}(v_{p1} - v_{n1}) \quad (ข2.1)$$

โดยที่  $v_{in} = v_{p1}$ ,  $v_{out} = v_{n1}$  สมการ (ข2.1) จึงกลายเป็น

$$i_{z1} = g_{m1}(v_{in} - v_{out}) \quad (ข2.2)$$

และเมื่อพิจารณากระแส  $i_{z1}$  ที่ขั้ว z ของ VDBA ตัวที่ 1 จะได้ว่า

$$i_{z1} = v_{z1}C_1s \quad (ข2.3)$$

แทนสมการ (ข2.2) ลงใน (ข2.3) จะได้

$$v_{o1} = v_{w1} = v_{z1} = \frac{g_{m1}}{C_1s}(v_{in} - v_{out}) \quad (ข2.4)$$

เมื่อพิจารณา VDBA ตัวที่ 2 จะได้

$$i_{z2} = g_{m2}(v_{p2} - v_{n2}) \quad (\text{ข2.5})$$

โดยที่  $v_{o1} = v_{p2}$  ,  $v_{out} = v_{n2}$  สมการ (ข2.5) จึงกลายเป็น

$$i_{z2} = g_{m2}(v_{o1} - v_{out}) \quad (\text{ข2.6})$$

และเมื่อพิจารณากระแส  $i_{z2}$  ที่ขั้ว z ของ VDBA ตัวที่ 2 จะได้ว่า

$$i_{z2} = v_{z2}C_2s \quad (\text{ข2.7})$$

แทนสมการ (ข2.6) ลงใน (ข2.7) จะได้

$$v_{o2} = v_{w2} = v_{z2} = \frac{g_{m2}}{C_2s}(v_{o1} - v_{out}) \quad (\text{ข2.8})$$

แทนสมการ (ข2.4) ลงใน (ข2.8) สมการข้างบนจะกลายเป็น

$$v_{o2} = \left( \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2s^2} \right) v_{in} - \left( \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2s^2} \right) v_{out} - \left( \frac{g_{m2}}{C_2s} \right) v_{out} \quad (\text{ข2.9})$$

เมื่อพิจารณา VDBA ตัวที่ 3 จะได้

$$i_{z3} = g_{m3}(v_{p3} - v_{n3}) \quad (\text{ข2.10})$$

โดยที่  $v_{o2} = v_{p3}$  ,  $v_{out} = v_{o3} = v_{n3}$  สมการ (ข2.10) จึงกลายเป็น

$$i_{z3} = g_{m3}(v_{o2} - v_{out}) \quad (\text{ข2.11})$$

และเมื่อพิจารณากระแส  $i_{z3}$  ที่ขั้ว z ของ VDBA ตัวที่ 2 จะได้ว่า

$$i_{z3} = v_{z3}C_3s \quad (\text{ข2.12})$$

แทนสมการ (ข2.11) ลงใน (ข2.12) จะได้

$$v_{out} = v_{o3} = v_{w3} = v_{z3} = \frac{g_{m3}}{C_3 s} (v_{o2} - v_{out}) \quad (\text{ข2.13})$$

แทนสมการ (ข2.9) ลงใน (ข2.13) สมการข้างบนจะกลายเป็น

$$v_{out} = \left( \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3 s^3} \right) v_{in} - \left( \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3 s^3} \right) v_{out} - \left( \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_2 C_3 s^2} \right) v_{out} - \left( \frac{g_{m3}}{C_3 s} \right) v_{out}$$

หรือ

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\left( \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3 s^3} \right)}{1 + \left( \frac{g_{m3}}{C_3 s} \right) + \left( \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_2 C_3 s^2} \right) + \left( \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3 s^3} \right)} \quad (\text{ข2.14})$$

จัดรูปสมการข้างบนให้อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันจะได้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\left( \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3 s^3} \right)}{s^3 + \left( \frac{g_{m3}}{C_3} \right) s^2 + \left( \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_2 C_3} \right) s + \left( \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3} \right)} \quad (\text{ข2.15})$$

### ข3 การวิเคราะห์หาค่าความไวของคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำโหมตแรงดันแบบแบตเตอรี่เวิร์ดอันดับสามต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟ

การวิเคราะห์หาค่าความไวของคุณสมบัติใดๆ ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ สามารถกระทำได้โดยอาศัยสมการต่อไปนี้

$$S_x^y = \frac{\partial(\ln y)}{\partial(\ln x)} = \frac{x}{y} \cdot \frac{\partial y}{\partial x} \quad (\text{ข3.1})$$

โดยที่  $x$  คือ องค์ประกอบในวงจรที่เปลี่ยนแปลง  $y$  คือ คุณสมบัติของวงจร ดังนั้น  $S_x^y$  คือ ค่าความไวของคุณสมบัติ  $y$  เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ  $x$  นั้นเอง

พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำแบบแบตเตอรี่เวิร์ดอันดับสามดังสมการ (4.3) และ (4.4) ซึ่งเขียนแสดงได้ดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{b_0}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} = \frac{\left( \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3 s^3} \right)}{s^3 + \left( \frac{g_{m3}}{C_3} \right) s^2 + \left( \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_2 C_3} \right) s + \left( \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3} \right)} \quad (\text{ข3.2})$$

พิจารณาเทอมตัวส่วนของสมการ (ข3.2) และทำการเทียบสัมประสิทธิ์  $b_0$ ,  $b_1$ ,  $b_2$  และ  $b_3$  จะได้

$$b_0 = \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3}, \quad b_1 = \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_2 C_3}, \quad b_2 = \frac{g_{m3}}{C_3}, \quad b_3 = 1 \quad (\text{ข3.3})$$

พบว่าสัมประสิทธิ์  $b_3$  นั้น ไม่มีผลต่อค่าความไวของวงจรกรองสัญญาณ จึงทำการวิเคราะห์หาค่าความไวของสัมประสิทธิ์  $b_0$ ,  $b_1$  และ  $b_2$  ต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟ คือ วงจร VDBA และอุปกรณ์พาสซีฟ คือ ตัวเก็บประจุ

ดังนั้น ค่าความไวสัมประสิทธิ์  $b_0$  ต่อการแปรค่าอัตราขยายค่าความนำของวงจร VDBA ตัวที่  $i$  ( $g_{mi}$ ) และค่าตัวเก็บประจุตัวที่  $i$  ( $C_i$ ) เมื่อ  $i = 1, 2, 3$  แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$S_{g_{m1}}^{b_0} = \frac{g_{m1}}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial g_{m1}} = 1, \quad S_{g_{m2}}^{b_0} = \frac{g_{m2}}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial g_{m2}} = 1, \quad S_{g_{m3}}^{b_0} = \frac{g_{m3}}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial g_{m3}} = 1 \quad (\text{ข3.4})$$

$$S_{C_1}^{b_0} = \frac{C_1}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial C_1} = -1, \quad S_{C_2}^{b_0} = \frac{C_2}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial C_2} = -1, \quad S_{C_3}^{b_0} = \frac{C_3}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial C_3} = -1 \quad (\text{ข3.5})$$

ค่าความไวสัมประสิทธิ์  $b_1$  ต่อการแปรค่าอัตราขยายค่าความนำของวงจร VDBA ตัวที่  $i$  ( $g_{mi}$ ) และค่าตัวเก็บประจุตัวที่  $i$  ( $C_i$ ) เมื่อ  $i = 1, 2, 3$  แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$S_{g_{m1}}^{b_1} = \frac{g_{m1}}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial g_{m1}} = 0, \quad S_{g_{m2}}^{b_1} = \frac{g_{m2}}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial g_{m2}} = 1, \quad S_{g_{m3}}^{b_1} = \frac{g_{m3}}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial g_{m3}} = 1 \quad (\text{ข3.6})$$

$$S_{C_1}^{b_1} = \frac{C_1}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial C_1} = 0, \quad S_{C_2}^{b_1} = \frac{C_2}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial C_2} = -1, \quad S_{C_3}^{b_1} = \frac{C_3}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial C_3} = -1 \quad (\text{ข3.7})$$

ค่าความไวสัมประสิทธิ์  $b_2$  ต่อการแปรค่าอัตราขยายค่าความนำของวงจร VDBA ตัวที่  $i$  ( $g_{mi}$ ) และค่าตัวเก็บประจุตัวที่  $i$  ( $C_i$ ) เมื่อ  $i = 1, 2, 3$  แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$S_{g_{m1}}^{b_2} = \frac{g_{m1}}{b_2} \cdot \frac{\partial b_2}{\partial g_{m1}} = 0, \quad S_{g_{m2}}^{b_2} = \frac{g_{m2}}{b_2} \cdot \frac{\partial b_2}{\partial g_{m2}} = 0, \quad S_{g_{m3}}^{b_2} = \frac{g_{m3}}{b_2} \cdot \frac{\partial b_2}{\partial g_{m3}} = 1 \quad (\text{ข3.8})$$

$$S_{C_1}^{b_2} = \frac{C_1}{b_2} \cdot \frac{\partial b_2}{\partial C_1} = 0, \quad S_{C_2}^{b_2} = \frac{C_2}{b_2} \cdot \frac{\partial b_2}{\partial C_2} = 0, \quad S_{C_3}^{b_2} = \frac{C_3}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial C_3} = -1 \quad (\text{ข3.9})$$

ต่อมาเป็นการวิเคราะห์หาค่าความไวของ  $\omega_0$  และ  $Q$  ต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟ ซึ่งสามารถกระทำได้โดยเขียนเทอมตัวส่วนของสมการ (4.3) ให้อยู่ในรูปสมการพหุนามอันดับหนึ่งและอันดับสองแสดงได้ดังนี้

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

$$\text{หรือ} \quad D(s) = s^3 + \left(g + \frac{\omega_0}{Q}\right)s^2 + \left(\omega_0^2 + \frac{g\omega_0^2}{Q}\right)s + g\omega_0^2 \quad (\text{ข3.10})$$

ทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์  $b_0$ ,  $b_1$  และ  $b_2$  ในสมการ (ข3.2) และ (ข3.10) จะได้

$$b_0 = g\omega_0^2, \quad b_1 = \omega_0^2 + \frac{g\omega_0^2}{Q}, \quad b_2 = g + \frac{\omega_0}{Q} \quad (\text{ข3.11})$$

เมื่ออาศัยสมการ (ข3.1) จะได้

$$\begin{bmatrix} \frac{\omega_0}{b_2 Q} & -\frac{\omega_0}{b_2 Q} & \frac{g}{b_2} \\ \left(2\omega_0^2 + \frac{g\omega_0^2}{Q}\right)\left(\frac{1}{b_1}\right) & -\frac{g\omega_0}{b_1 Q} & \frac{g\omega_0}{b_1 Q} \\ \frac{2g\omega_0^2}{b_0} & 0 & \frac{g\omega_0^2}{b_0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_x^{\omega_0} \\ S_x^Q \\ S_x^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_x^{b_0} \\ S_x^{b_1} \\ S_x^{b_2} \end{bmatrix}$$

หรือ

$$\begin{bmatrix} S_x^{\omega_0} \\ S_x^Q \\ S_x^g \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} b_0(gQ - \omega_0) & b_1 Q \omega_0^2 & -b_2 g Q \omega_0^2 \\ b_0(2\omega_0 Q^2 + gQ - \omega_0) & b_1(\omega_0^2 Q - 2g\omega_0 Q^2) & b_2 \omega_0^2 (gQ - 2\omega_0 Q^2) \\ \frac{2b_0 Q \omega_0^2}{g} & -2b_1 Q \omega_0^2 & 2b_2 g Q \omega_0^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_x^{b_0} \\ S_x^{b_1} \\ S_x^{b_2} \end{bmatrix} \quad (\text{ข3.12})$$

โดยที่  $\Delta = 2\omega_0^2 [Q(g^2 + \omega_0^2) - g\omega_0]$

เนื่องจากตัวอย่างวงจรรองสัญญาณที่สังเคราะห์นั้นเป็นแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับสาม ซึ่งเทอมตัวส่วนสามารถเขียนแสดงได้ดังนี้

$$D(s) = s^3 + 2s^2 + 2s + 1 = (s+1)(s^2 + s + 1) \quad (\text{ข3.13})$$

ทำให้สัมประสิทธิ์  $b_0 = 1$ ,  $b_1 = 2$ ,  $b_2 = 2$ ,  $g = 1$ ,  $\omega_0 = 1$  และ  $Q = 1$  และแทนค่าลงในสมการ (ข3.12) จะได้

$$\begin{bmatrix} S_x^{\omega_0} \\ S_x^Q \\ S_x^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 \\ 1 & -2 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_x^{b_0} \\ S_x^{b_1} \\ S_x^{b_2} \end{bmatrix} \quad (\text{ข3.14})$$

จากสมการข้างบน สามารถหาค่าความไวของวงจรรองสัญญาณต่อการแปรค่าอุปกรณ์ แอคทีฟและพาสซีฟได้ซึ่งในวิทยานิพนธ์บทนี้ จะวิเคราะห์หาเพียง ค่าความไวของ  $\omega_0$  และ  $Q$  เท่านั้น

กรณีหาค่าความไวของ  $\omega_0$  เมื่อแปรค่าอัตราขยายค่าความนำของวงจร VDBA ตัวที่  $i$  ( $g_{mi}$ ) และค่าตัวเก็บประจุตัวที่  $i$  ( $C_i$ ) เมื่อ  $i = 1, 2, 3$  จะได้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = S_{g_{m1}}^{b_1} - S_{g_{m1}}^{b_2} = 0, S_{g_{m2}}^{\omega_0} = S_{g_{m2}}^{b_1} - S_{g_{m2}}^{b_2} = 1, S_{g_{m3}}^{\omega_0} = S_{g_{m3}}^{b_1} - S_{g_{m3}}^{b_2} = 0 \quad (\text{ข3.15})$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_1}^{b_1} - S_{C_1}^{b_2} = 0, S_{C_2}^{\omega_0} = S_{C_2}^{b_1} - S_{C_2}^{b_2} = -1, S_{C_3}^{\omega_0} = S_{C_3}^{b_1} - S_{C_3}^{b_2} = 0 \quad (\text{ข3.16})$$

กรณีหาค่าความไวของ  $Q$  เมื่อแปรค่าอัตราขยายค่าความนำของวงจร VDBA ตัวที่  $i$  ( $g_{mi}$ ) และค่าตัวเก็บประจุตัวที่  $i$  ( $C_i$ ) เมื่อ  $i = 1, 2, 3$  จะได้

$$S_{g_{m1}}^Q = S_{g_{m1}}^{b_0} - S_{g_{m1}}^{b_1} - S_{g_{m1}}^{b_2} = 1,$$

$$S_{g_{m2}}^Q = S_{g_{m2}}^{b_0} - S_{g_{m2}}^{b_1} - S_{g_{m2}}^{b_2} = 0,$$

และ 
$$S_{g_{m3}}^Q = S_{g_{m3}}^{b_0} - S_{g_{m3}}^{b_1} - S_{g_{m3}}^{b_2} = -1 \quad (\text{ข3.17})$$

$$S_{C_1}^Q = S_{C_1}^{b_0} - S_{C_1}^{b_1} - S_{C_1}^{b_2} = -1,$$

$$S_{C_2}^Q = S_{C_2}^{b_0} - S_{C_2}^{b_1} - S_{C_2}^{b_2} = 0,$$

และ 
$$S_{C_3}^Q = S_{C_3}^{b_0} - S_{C_3}^{b_1} - S_{C_3}^{b_2} = 1 \quad (\text{ข3.18})$$

ภาคผนวก ซ

การวิเคราะห์วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสาม  
กรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA

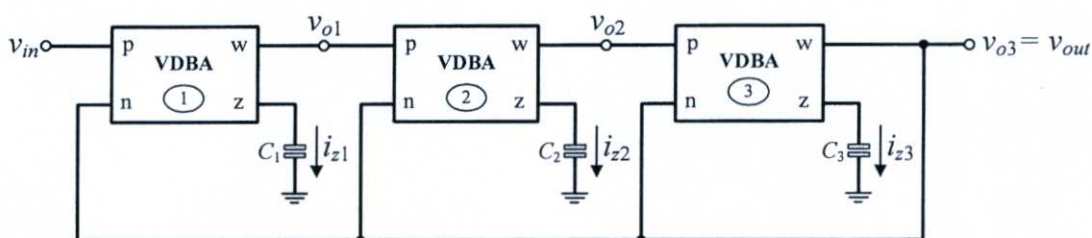
### ช1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสาม กรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA

เมื่อคำนึงถึงผลกระทบของกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA ดังสมการ (2.2) จะส่งผลให้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจร VDBA เป็นดังต่อไปนี้

$$i_p = i_n = 0, \quad i_z = \alpha g_m (v_p - v_n), \quad v_w = \beta v_z \quad (\text{ช1.1})$$

โดยที่  $\alpha$  คือ ค่าความเป็ยเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำระหว่างขั้ว p และขั้ว n ไปยังขั้ว z ในขณะที่  $\beta$  คือ ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปยังขั้ว w ของวงจร VDBA

ต่อไปจะเป็นการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำแบบบัตเตอร์เวิร์ดอันดับสาม ( $n = 3$ ) กรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA ดังรูปที่ ช1 โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันของวงจร VDBA ดังสมการ (ช1.1)



รูปที่ ช1 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสาม

กำหนดให้  $g_{mi}$  คือ อัตราขยายค่าความนำของวงจร VDBA  $\alpha_i$  คือ ค่าความเป็ยเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำระหว่างขั้ว p และขั้ว n ไปยังขั้ว z  $\beta_i$  คือ ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปยังขั้ว w  $v_{pi}$ ,  $v_{ni}$ ,  $v_{zi}$  และ  $v_{wi}$  คือ แรงดันที่ขั้ว p, ขั้ว n, ขั้ว z และขั้ว w ของ VDBA ตัวที่  $i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) ตามลำดับ ดังนั้น เมื่อพิจารณา VDBA ตัวที่ 1 จะได้

$$i_{z1} = \alpha_1 g_{m1} (v_{in} - v_{out}) \quad (\text{ช1.2})$$

โดยที่  $v_{in} = v_{p1}$ ,  $v_{out} = v_{n1}$  และเมื่อพิจารณากระแส  $i_{z1}$  ที่ขั้ว z ของ VDBA ตัวที่ 1 จะได้ว่า

$$i_{z1} = v_{z1} C_1 s = \left( \frac{v_{w1}}{\beta_1} \right) C_1 s \quad (\text{ช1.3})$$

แทนสมการ (ข1.2) ลงใน (ข1.3) จะได้

$$v_{o1} = v_{w1} = \frac{\alpha_1 \beta_1 g_{m1}}{C_1 s} (v_{in} - v_{out}) \quad (\text{ข1.4})$$

เมื่อพิจารณา VDBA ตัวที่ 2 จะได้

$$i_{z2} = \alpha_2 g_{m2} (v_{o1} - v_{out}) \quad (\text{ข1.5})$$

โดยที่  $v_{o1} = v_{p2}$ ,  $v_{out} = v_{n2}$  และเมื่อพิจารณากระแส  $i_{z2}$  ที่ขั้ว z ของ VDBA ตัวที่ 2 จะได้ว่า

$$i_{z2} = v_{z2} C_2 s = \left( \frac{v_{w2}}{\beta_2} \right) C_2 s \quad (\text{ข1.6})$$

แทนสมการ (ข1.5) ลงใน (ข1.6) จะได้

$$v_{o2} = v_{w2} = \frac{\alpha_2 \beta_2 g_{m2}}{C_2 s} (v_{o1} - v_{out}) \quad (\text{ข1.7})$$

แทนสมการ (ข1.4) ลงใน (ข1.7) สมการข้างบนจะกลายเป็น

$$v_{o2} = \left( \frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_1 \beta_2 g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2 s^2} \right) v_{in} - \left( \frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_1 \beta_2 g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2 s^2} \right) v_{out} - \left( \frac{\alpha_2 \beta_2 g_{m2}}{C_2 s} \right) v_{out} \quad (\text{ข1.8})$$

เมื่อพิจารณา VDBA ตัวที่ 3 จะได้

$$i_{z3} = \alpha_3 g_{m3} (v_{o2} - v_{out}) \quad (\text{ข1.9})$$

โดยที่  $v_{o2} = v_{p3}$ ,  $v_{out} = v_{o3} = v_{n3}$  และเมื่อพิจารณากระแส  $i_{z3}$  ที่ขั้ว z ของ VDBA ตัวที่ 2 จะได้ว่า

$$i_{z3} = v_{z3} C_3 s = \left( \frac{v_{w3}}{\beta_3} \right) C_3 s \quad (\text{ข1.10})$$

แทนสมการ (ข1.9) ลงใน (ข1.10) จะได้

$$v_{out} = v_{o3} = v_{w3} = \frac{\alpha_3 \beta_3 g_{m3}}{C_3 s} (v_{o2} - v_{out}) \quad (\text{ข1.11})$$

แทนสมการ (ช1.8) ลงใน (ช1.11) สมการข้างบนจะกลายเป็น

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\left( \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \beta_1 \beta_2 \beta_3 g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3 s^3} \right)}{1 + \left( \frac{\alpha_3 \beta_3 g_{m3}}{C_3 s} \right) + \left( \frac{\alpha_2 \alpha_3 \beta_2 \beta_3 g_{m2} g_{m3}}{C_2 C_3 s^2} \right) + \left( \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \beta_1 \beta_2 \beta_3 g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3 s^3} \right)} \quad (\text{ช1.12})$$

จัดรูปสมการข้างบนให้อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันจะได้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\left( \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \beta_1 \beta_2 \beta_3 g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3} \right)}{s^3 + \left( \frac{\alpha_3 \beta_3 g_{m3}}{C_3} \right) s^2 + \left( \frac{\alpha_2 \alpha_3 \beta_2 \beta_3 g_{m2} g_{m3}}{C_2 C_3} \right) s + \left( \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \beta_1 \beta_2 \beta_3 g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3} \right)} \quad (\text{ช1.13})$$

จากนั้นทำการเทียบสัมประสิทธิ์เทอมตัวส่วนของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันกรณีพิจารณาความไม่เป็นอุดมคติของวงจรวจร VDBA ที่ได้ตั้งสมการ (ช1.13) กับสัมประสิทธิ์เทอมตัวส่วนของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำโหมดแรงดันแบบบัตเตอร์เวิร์ดอันดับสาม ซึ่งมีรูปแบบทั่วไปดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{b_0}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1} \quad (\text{ช1.14})$$

จะได้

$$\frac{b_1}{b_0} = \frac{\alpha_1 \beta_1 C_1}{g_{m1}}$$

$$\frac{b_2}{b_1} = \frac{\alpha_2 \beta_2 C_2}{g_{m2}}$$

และ

$$\frac{b_3}{b_2} = \frac{\alpha_3 \beta_3 C_3}{g_{m3}} \quad (\text{ช1.15})$$

## ช2 การวิเคราะห์หาค่าความไวของคุณสมบัติของวงจรรองสัญญาณกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรร VDBA

การวิเคราะห์หาค่าความไวของคุณสมบัติใดๆ ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ สามารถกระทำได้โดยอาศัยสมการต่อไปนี้

$$S_x^y = \frac{\partial(\ln y)}{\partial(\ln x)} = \frac{x}{y} \cdot \frac{\partial y}{\partial x} \quad (\text{ช2.1})$$

โดยที่  $x$  คือ องค์ประกอบในวงจรที่เปลี่ยนแปลง  $y$  คือ คุณสมบัติของวงจรร ดังนั้น  $S_x^y$  คือ ค่าความไวของคุณสมบัติ  $y$  เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ  $x$  นั้นเอง

พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำแบบบัตเตอร์เวิร์ดอันดับสามดังสมการ (4.3) และ (4.7) ซึ่งเขียนแสดงได้ดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{b_0}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$$

หรือ

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\left( \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \beta_1 \beta_2 \beta_3 g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3} \right)}{s^3 + \left( \frac{\alpha_3 \beta_3 g_{m3}}{C_3} \right) s^2 + \left( \frac{\alpha_2 \alpha_3 \beta_2 \beta_3 g_{m2} g_{m3}}{C_2 C_3} \right) s + \left( \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \beta_1 \beta_2 \beta_3 g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3} \right)} \quad (\text{ช2.2})$$

โดยที่  $\alpha_i$  คือ ค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำระหว่างขั้ว  $p$  และขั้ว  $n$  ไปยังขั้ว  $z$   $\beta_i$  คือ ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว  $z$  ไปยังขั้ว  $w$  ของ VDBA ตัวที่  $i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) ตามลำดับ และเมื่อพิจารณาเทอมตัวส่วนของสมการ (ช2.2) และทำการเทียบสัมประสิทธิ์  $b_0, b_1, b_2$  และ  $b_3$  จะได้

$$b_0 = \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \beta_1 \beta_2 \beta_3 g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3},$$

$$b_1 = \frac{\alpha_2 \alpha_3 \beta_2 \beta_3 g_{m2} g_{m3}}{C_2 C_3},$$

$$b_2 = \frac{\alpha_3 \beta_3 g_{m3}}{C_3},$$

และ 
$$b_3 = 1 \quad (\text{ข2.3})$$

จะพบว่าสัมประสิทธิ์  $b_3$  นั้น ไม่มีผลต่อค่าความไวของวงจรรองสัญญาณ จึงทำการวิเคราะห์หาค่าความไวของสัมประสิทธิ์  $b_0$ ,  $b_1$  และ  $b_2$  ต่อการแปรค่า  $\alpha_i$  และค่า  $\beta_i$

ดังนั้น ค่าความไวสัมประสิทธิ์  $b_0$  ต่อการแปรค่า  $\alpha_i$  และค่า  $\beta_i$  ของวงจรวจร VDBA ตัวที่  $i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3$  แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$S_{\alpha_1}^{b_0} = \frac{\alpha_1}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial \alpha_1} = 1, \quad S_{\alpha_2}^{b_0} = \frac{\alpha_2}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial \alpha_2} = 1, \quad S_{\alpha_3}^{b_0} = \frac{\alpha_3}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial \alpha_3} = 1 \quad (\text{ข2.4})$$

$$S_{\beta_1}^{b_0} = \frac{\beta_1}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial \beta_1} = 1, \quad S_{\beta_2}^{b_0} = \frac{\beta_2}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial \beta_2} = 1, \quad S_{\beta_3}^{b_0} = \frac{\beta_3}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial \beta_3} = 1 \quad (\text{ข2.5})$$

ถัดมาเป็นค่าความไวสัมประสิทธิ์  $b_1$  ต่อการแปรค่า  $\alpha_i$  และค่า  $\beta_i$  ของวงจรวจร VDBA ตัวที่  $i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3$  แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$S_{\alpha_1}^{b_1} = \frac{\alpha_1}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial \alpha_1} = 0, \quad S_{\alpha_2}^{b_1} = \frac{\alpha_2}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial \alpha_2} = 1, \quad S_{\alpha_3}^{b_1} = \frac{\alpha_3}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial \alpha_3} = 1 \quad (\text{ข2.6})$$

$$S_{\beta_1}^{b_1} = \frac{\beta_1}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial \beta_1} = 0, \quad S_{\beta_2}^{b_1} = \frac{\beta_2}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial \beta_2} = 1, \quad S_{\beta_3}^{b_1} = \frac{\beta_3}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial \beta_3} = 1 \quad (\text{ข2.7})$$

และค่าความไวสัมประสิทธิ์  $b_2$  ต่อการแปรค่า  $\alpha_i$  และค่า  $\beta_i$  ของวงจรวจร VDBA ตัวที่  $i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3$  แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$S_{\alpha_1}^{b_2} = \frac{\alpha_1}{b_2} \cdot \frac{\partial b_2}{\partial \alpha_1} = 0, \quad S_{\alpha_2}^{b_2} = \frac{\alpha_2}{b_2} \cdot \frac{\partial b_2}{\partial \alpha_2} = 0, \quad S_{\alpha_3}^{b_2} = \frac{\alpha_3}{b_2} \cdot \frac{\partial b_2}{\partial \alpha_3} = 1 \quad (\text{ข2.8})$$

$$S_{\beta_1}^{b_2} = \frac{\beta_1}{b_2} \cdot \frac{\partial b_2}{\partial \beta_1} = 0, \quad S_{\beta_2}^{b_2} = \frac{\beta_2}{b_2} \cdot \frac{\partial b_2}{\partial \beta_2} = 0, \quad S_{\beta_3}^{b_2} = \frac{\beta_3}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial \beta_3} = 1 \quad (\text{ข2.9})$$

ต่อมาเป็นการวิเคราะห์หาค่าความไวของ  $\omega_0$  และ  $Q$  ต่อการแปรค่า  $\alpha_i$  และค่า  $\beta_i$  ของวงจร VDBA ตัวที่  $i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3$  ซึ่งสามารถกระทำได้ด้วยวิธีเดียวกันกับ [ภาคผนวก ข3] ในส่วนนี้จึงแสดงเพียงสมการ (ข3.7) เขียนแสดงได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} S_x^{\omega_0} \\ S_x^Q \\ S_x^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 \\ 1 & -2 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_x^{b_0} \\ S_x^{b_1} \\ S_x^{b_2} \end{bmatrix} \quad (\text{ข2.10})$$

ดังนั้น จากสมการข้างต้น จึงสามารถหาค่าความไวของ  $\omega_0$  และ  $Q$  ต่อการแปรค่า  $\alpha_i$  และค่า  $\beta_i$  ของวงจร VDBA เป็นดังนี้

กรณี  $\omega_0$  ต่อการเปลี่ยนแปลงของ  $\alpha_i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3$

$$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = S_{\alpha_1}^{b_1} - S_{\alpha_1}^{b_2} = 0 ,$$

$$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = S_{\alpha_2}^{b_1} - S_{\alpha_2}^{b_2} = 1 ,$$

และ 
$$S_{\alpha_3}^{\omega_0} = S_{\alpha_3}^{b_1} - S_{\alpha_3}^{b_2} = 0 \quad (\text{ข2.11})$$

กรณี  $\omega_0$  ต่อการเปลี่ยนแปลงของ  $\beta_i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3$

$$S_{\beta_1}^{\omega_0} = S_{\beta_1}^{b_1} - S_{\beta_1}^{b_2} = 0 ,$$

$$S_{\beta_2}^{\omega_0} = S_{\beta_2}^{b_1} - S_{\beta_2}^{b_2} = 1 ,$$

และ 
$$S_{\beta_3}^{\omega_0} = S_{\beta_3}^{b_1} - S_{\beta_3}^{b_2} = 0 \quad (\text{ข2.12})$$

กรณี  $Q$  ต่อการเปลี่ยนแปลงของ  $\alpha_i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3$

$$S_{\alpha_1}^Q = S_{\alpha_1}^{b_0} - S_{\alpha_1}^{b_1} - S_{\alpha_1}^{b_2} = 1 ,$$

$$S_{\alpha_2}^Q = S_{\alpha_2}^{b_0} - S_{\alpha_2}^{b_1} - S_{\alpha_2}^{b_2} = 0 ,$$

และ 
$$S_{\alpha_3}^Q = S_{\alpha_3}^{b_0} - S_{\alpha_3}^{b_1} - S_{\alpha_3}^{b_2} = -1 \quad (\text{ข2.13})$$

กรณี  $Q$  ต่อการเปลี่ยนแปลงของ  $\beta_i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3$

$$S_{\beta_1}^Q = S_{\beta_1}^{b_0} - S_{\beta_1}^{b_1} - S_{\beta_1}^{b_2} = 1 ,$$

$$S_{\beta_2}^Q = S_{\beta_2}^{b_0} - S_{\beta_2}^{b_1} - S_{\beta_2}^{b_2} = 0 ,$$

และ

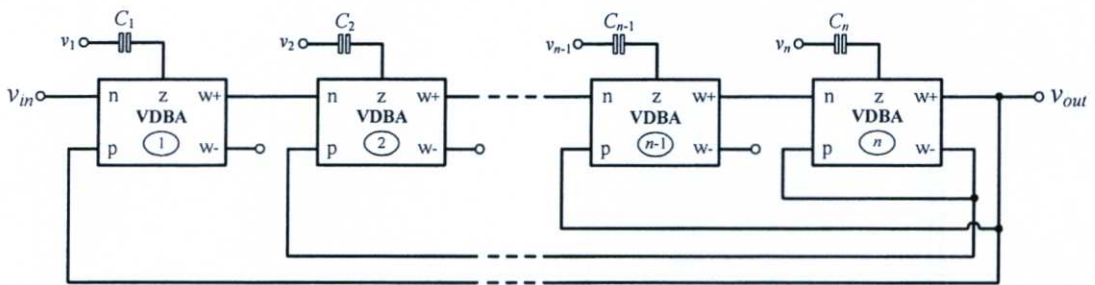
$$S_{\beta_3}^Q = S_{\beta_3}^{b_0} - S_{\beta_3}^{b_1} - S_{\beta_3}^{b_2} = -1 \quad (\text{ข2.14})$$

ภาคผนวก ฅ

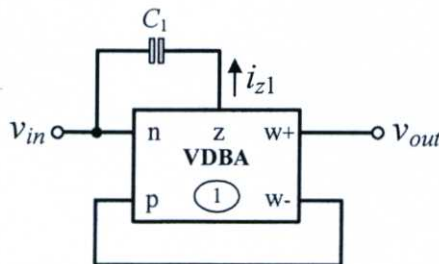
การวิเคราะห์วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง

### ณ1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง กรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA

เมื่อคำนึงถึงความไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA ที่มีโครงสร้างแบบไบซีมอสดังรูปที่ 2.23 ซึ่งทำให้คุณสมบัติของวงจร VDBA เปลี่ยนไปดังแสดงในสมการ (2.2) การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งในกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA จึงสามารถกระทำได้โดยอาศัยรูปที่ ณ1 และกำหนดให้  $n = 1$  จึงสามารถวาดรูปที่ ณ1 ได้ใหม่ได้ดังรูปที่ ณ2



รูปที่ ณ1 การสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณอันดับ  $n$  โดยใช้วงจร VDBA



รูปที่ ณ2 การสังเคราะห์วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนได้จากรูปที่ ณ2 สามารถทำได้โดยกำหนดให้  $g_{mi}$  คือ อัตราขยายค่าความนำของวงจร VDBA  $\alpha_i$  คือ ค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำระหว่างขั้ว p และขั้ว n ไปยังขั้ว z  $\beta_{pi}$  และ  $\beta_{ni}$  คือ ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปยังขั้ว w+ และขั้ว w-  $v_{pi}$ ,  $v_{ni}$ ,  $v_{zi}$ ,  $v_{w+(i)}$  และ  $v_{w-(i)}$  คือ แรงดันที่ขั้ว p, ขั้ว n, ขั้ว z, ขั้ว w+ และขั้ว w- ของ VDBA ตัวที่  $i$  ( $i = 1$ ) ตามลำดับ

เมื่อพิจารณารูปที่ ๓2 จะได้

$$i_{z1} = \alpha_1 g_{m1} \left( \frac{v_{w-(1)}}{\beta_{n1}} - v_{in} \right) = \alpha_1 g_{m1} \left( \frac{-v_{out}}{\beta_{n1}} - v_{in} \right) \quad (๓1.1)$$

พิจารณากระแส  $i_{z1}$  ที่ขั้ว z ของ VDBA จะได้ว่า

$$i_{z1} = C_1 s (v_{z1} - v_{in}) = C_1 s \left( \frac{v_{w+(1)}}{\beta_{p1}} - v_{in} \right) = C_1 s \left( \frac{v_{out}}{\beta_{p1}} - v_{in} \right) \quad (๓1.2)$$

แทนกระแส  $i_{z1}$  จากสมการ (๓1.1) ลงในสมการข้างบนจะได้

$$\alpha_1 g_{m1} \left( \frac{-v_{out}}{\beta_{n1}} - v_{in} \right) = C_1 s \left( \frac{v_{out}}{\beta_{p1}} - v_{in} \right) \quad (๓1.3)$$

จัดรูปสมการใหม่ให้อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งได้ดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\left( \beta_{p1} s - \frac{\alpha_1 \beta_{p1} g_{m1}}{C_1} \right)}{\left( s + \frac{\alpha_1 \beta_{p1} g_{m1}}{\beta_{n1} C_1} \right)} \quad (๓1.4)$$

## ณ2 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง

การวิเคราะห์หาค่าความไวของคุณสมบัติใดๆ ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ สามารถกระทำโดยอาศัยสมการต่อไปนี้

$$S_x^y = \frac{\partial(\ln y)}{\partial(\ln x)} = \frac{x}{y} \cdot \frac{\partial y}{\partial x} \quad (\text{ณ2.1})$$

โดยที่  $x$  คือ องค์ประกอบในวงจรที่เปลี่ยนแปลง  $y$  คือ คุณสมบัติของวงจร ดังนั้น  $S_x^y$  คือ ค่าความไวของคุณสมบัติ  $y$  เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ  $x$  นั้นเอง

พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งจากสมการ (5.6) และสมการ (5.7) ซึ่งเขียนแสดงได้ดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\left( \beta_{p1}s - \frac{\alpha_1 \beta_{p1} g_{m1}}{C_1} \right)}{\left( s + \frac{\alpha_1 \beta_{p1} g_{m1}}{\beta_{n1} C_1} \right)} \quad (\text{ณ2.2})$$

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{\alpha_1 \beta_{p1} g_{m1}}{2\pi \beta_{n1} C_1}$$

หรือ

$$\omega_0 = \frac{\alpha_1 \beta_{p1} g_{m1}}{\beta_{n1} C_1} \quad (\text{ณ2.3})$$

ดังนั้นจึงสามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของ  $\omega_0$  ต่อการแปรค่าอุปกรณ์ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอเป็นดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = \frac{g_{m1}}{\omega_0} \cdot \frac{\partial \omega_0}{\partial g_{m1}} = 1 \quad (\text{ณ2.4})$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = \frac{C_1}{\omega_0} \cdot \frac{\partial \omega_0}{\partial C_1} = -1 \quad (\text{ณ2.5})$$

ส่วนในกรณีที่พิจารณาความไม่เป็นอุดมคติของวงจร VDBA จะได้

$$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = \frac{\alpha_1}{\omega_0} \cdot \frac{\partial \omega_0}{\partial \alpha_1} = 1 \quad (\text{ณ}2.6)$$

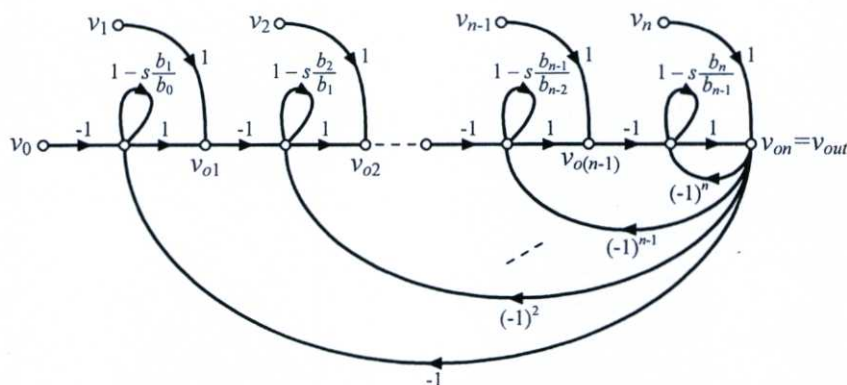
$$S_{\beta_{p1}}^{\omega_0} = \frac{\beta_{p1}}{\omega_0} \cdot \frac{\partial \omega_0}{\partial \beta_{p1}} = 1 \quad (\text{ณ}2.7)$$

$$S_{\beta_{n1}}^{\omega_0} = \frac{\beta_{n1}}{\omega_0} \cdot \frac{\partial \omega_0}{\partial \beta_{n1}} = -1 \quad (\text{ณ}2.8)$$

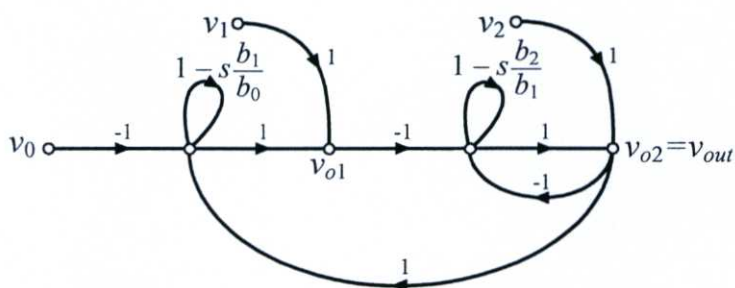
ภาคผนวก ญ  
การวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณทั่วไปอันดับสอง

## ญ1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองมาตรฐานด้วยวิธีการกราฟการไหลสัญญาณ

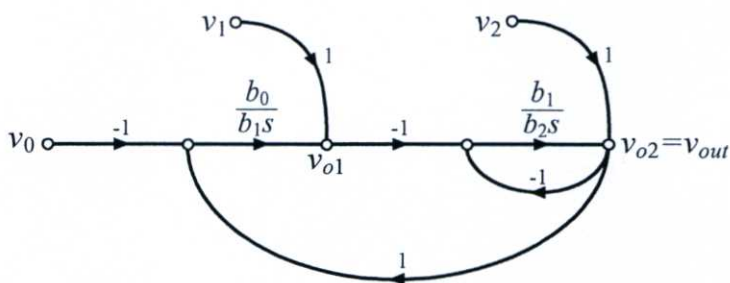
การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณทั่วไปอันดับสองด้วยวิธีการกราฟการไหลสัญญาณนั้นสามารถกระทำได้โดยอาศัยรูปที่ ญ1 และกำหนดให้  $n = 2$  จะสามารถเขียนกราฟการไหลสัญญาณได้ใหม่ดังรูปที่ ญ2 จากนั้นทำการลดความซับซ้อนของกราฟการไหลสัญญาณโดยอาศัยพีชคณิตของกราฟการไหลสัญญาณแสดงดังรูปที่ ญ3



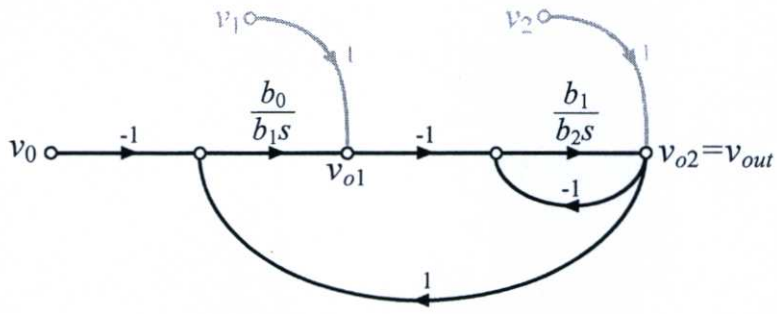
รูปที่ ญ1 กราฟการไหลสัญญาณของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอันดับ  $n$



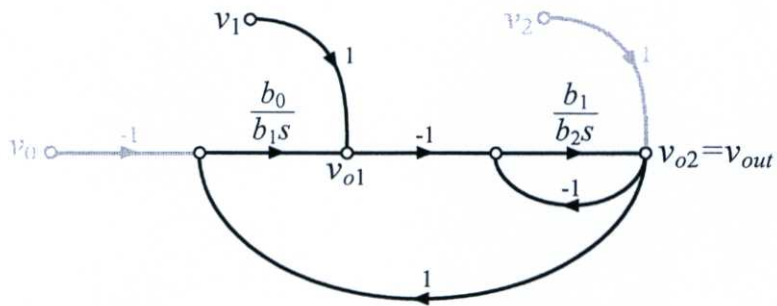
รูปที่ ญ2 กราฟการไหลสัญญาณของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันทั่วไปอันดับสอง



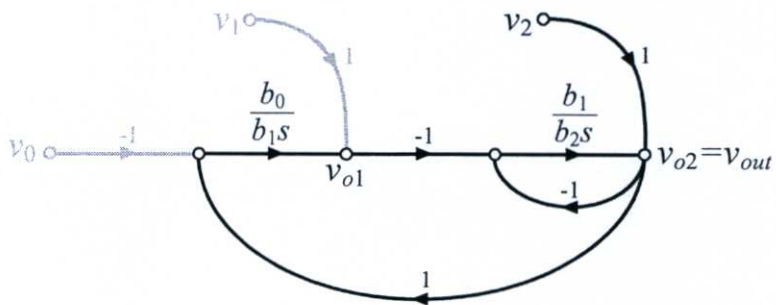
รูปที่ ญ3 กราฟการไหลสัญญาณจากรูปที่ ญ2



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ ๔ กราฟการไหลสัญญาณกรณีพิจารณาที่ละโหนดอินพุต

(ก) กรณีโหนด  $v_0 = 1$ , และ  $v_1, v_2 = 0$

(ข) กรณีโหนด  $v_1 = 1$ , และ  $v_0, v_2 = 0$

(ค) กรณีโหนด  $v_2 = 1$ , และ  $v_0, v_1 = 0$

เนื่องจากกราฟการไหลสัญญาณของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันในรูปที่ ๓ มีโหนดอินพุตสามโหนดประกอบด้วย  $v_0$ ,  $v_1$  และ  $v_2$  จึงทำการพิจารณาครั้งละหนึ่งอินพุต โดยให้อินพุตอื่น ๆ มีค่าเป็นศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ ๓ และนำฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งหมดมารวมกันก็จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดัน โดยการวิเคราะห์ดังกล่าวนี้กระทำได้โดยอาศัยสูตรอัตราขยายของเมสันดังสมการ (3.6) และมีขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 หาอัตราขยายของสัญญาณไปข้างหน้า ( $P_k$ ) กรณีโหนด  $v_0$  เป็นโหนดที่สนใจ ดังนั้น โหนด  $v_1$ ,  $v_2 = 0$  แสดงดังรูปที่ ๓(ก) ซึ่งพบว่ามีเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าจากโหนด  $v_0$  ไปยังโหนด  $v_{out}$  หนึ่งเส้นทางและอัตราขยายของเส้นทางสัญญาณไปหน้าที่ 1 ( $k = 1a$ ) เท่ากับ

$$P_{1a} = \frac{b_0}{b_2 s^2} \quad (\text{ญ1.1})$$

ขั้นตอนที่ 2 หาอัตราขยายของวงรอบ ( $L_i$ ) ซึ่งมีทั้งหมดสองวงรอบ ( $i = 1, 2$ ) ซึ่งเท่ากับ

$$L_1 = \frac{-b_0}{b_2 s^2} \quad L_2 = \frac{-b_1}{b_2 s} \quad (\text{ญ1.2})$$

ขั้นตอนที่ 3 หาดิเทอร์มิแนนท์ของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 1 ( $\Delta_{1a}$ ) ซึ่งมีการสัมผัสกับวงรอบทุกวงรอบจึงได้ว่า

$$\Delta_{1a} = 1 \quad (\text{ญ1.3})$$

ขั้นตอนที่ 4 หาดิเทอร์มิแนนท์ของกราฟการไหลสัญญาณ ( $\Delta$ ) สามารถหาได้จากสมการ (3.7) ซึ่งเมื่อทำการแทนค่าอัตราขยายของวงรอบจากสมการ (ญ1.2) จะได้

$$\Delta = 1 + \frac{b_0}{b_2 s^2} + \frac{b_1}{b_2 s} \quad (\text{ญ1.4})$$

ขั้นตอนที่ 5 แทนค่าที่ได้จากสมการ (ญ1.1) ถึง (ญ1.4) ลงใน (3.6) ซึ่งเป็นสูตรอัตราขยายของเมสัน จะทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ ๓(ก) เป็นดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_0(s)} = T(s) = \frac{\sum_k^{1a} P_k \Delta_k}{\Delta} = \frac{P_{1a} \Delta_{1a}}{\Delta}$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_0(s)} = \frac{\left(\frac{b_0}{b_2 s^2}\right)}{1 + \frac{b_0}{b_2 s^2} + \frac{b_1}{b_2 s}} \quad (1)$$

หรือ

$$V_{out}(s) = \frac{b_0 V_0(s)}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (\text{ญ1.5})$$

จากนั้นทำการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ ญ4(ข) และ ญ4(ค) โดยจะทำเพียงขั้นตอนที่ 1, 3 และ 5 เนื่องจากวงรอบของกราฟการไหลสัญญาณไม่ได้เปลี่ยนแปลง จึงสามารถข้ามขั้นตอนที่ 2 และ 4 ได้

ขั้นตอนที่ 1 หาอัตราขยายของสัญญาณไปข้างหน้า ( $P_k$ ) กรณีโหนด  $v_1$  เป็นโหนดที่สนใจ ดังนั้น โหนด  $v_0$ ,  $v_2 = 0$  แสดงดังรูปที่ ญ4(ข) ซึ่งพบว่ามีเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าจากโหนด  $v_1$  ไปยังโหนด  $v_{out}$  หนึ่งเส้นทางและอัตราขยายของเส้นทางสัญญาณไปหน้าที่ 1 ( $k = 1b$ ) เท่ากับ

$$P_{1b} = \frac{b_1}{b_2 s} \quad (\text{ญ1.6})$$

ขั้นตอนที่ 3 หาดีเทอร์มิแนนท์ของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 1 ( $\Delta_{1b}$ ) ซึ่งมีการสัมผัสกับวงรอบทุกวงรอบจึงได้ว่า

$$\Delta_{1b} = 1 \quad (\text{ญ1.7})$$

ขั้นตอนที่ 5 แทนค่าที่ได้จากสมการ (ญ1.6) ถึง (ญ1.7) และ (ญ1.4) ลงใน (3.6) ซึ่งเป็นสูตรอัตราขยายของเมสัน จะทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ ญ4(ข) เป็นดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_1(s)} = T(s) = \frac{\sum_k P_k \Delta_k}{\Delta} = \frac{P_{1b} \Delta_{1b}}{\Delta}$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_1(s)} = \frac{-\left(\frac{b_1}{b_2 s}\right)(1)}{1 + \frac{b_0}{b_2 s^2} + \frac{b_1}{b_2 s}}$$

หรือ

$$V_{out}(s) = \frac{-b_1 V_1(s)}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (\text{ญ1.8})$$

พิจารณารูปการไหลสัญญาณดังรูปที่ ญ4(ค) ซึ่งพิจารณากรณีโหนด  $v_2$  เป็นโหนดที่สนใจมีขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 หาอัตราขยายของสัญญาณไปข้างหน้า ( $P_k$ ) กรณีโหนด  $v_2$  เป็นโหนดที่สนใจ ดังนั้น โหนด  $v_0, v_1 = 0$  แสดงดังรูปที่ ญ4(ค) ซึ่งพบว่าไม่มีเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าจากโหนด  $v_2$  ไปยังโหนด  $v_{out}$  หนึ่งเส้นทางและอัตราขยายของเส้นทางสัญญาณไปหน้าที่ 1 ( $k = 1c$ ) เท่ากับ

$$P_{1c} = 1 \quad (\text{ญ1.9})$$

ขั้นตอนที่ 3 หาดีเทอร์มิแนนท์ของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 1 ( $\Delta_{1c}$ ) ซึ่งมีการสัมผัสกับวงรอบทุกวงรอบจึงได้ว่า

$$\Delta_{1c} = 1 \quad (\text{ญ1.10})$$

ขั้นตอนที่ 5 แทนค่าที่ได้จากสมการ (ญ1.9) ถึง (ญ1.10) และ (ญ1.4) ลงใน (3.6) ซึ่งเป็นสูตรอัตราขยายของเมสัน จะทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ ญ4(ค) เป็นดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_2(s)} = T(s) = \frac{\sum_k^{1c} P_k \Delta_k}{\Delta} = \frac{P_{1c} \Delta_{1c}}{\Delta}$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_2(s)} = \frac{(1)(1)}{1 + \frac{b_0}{b_2 s^2} + \frac{b_1}{b_2 s}}$$

หรือ

$$V_{out}(s) = \frac{V_2(s)}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (\text{ญ1.11})$$

ดังนั้น ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณทั่วไปอันดับสอง จะได้มาจากการรวมกันของสมการ (ญ1.5), (ญ1.8) และ (ญ1.11) ซึ่งเขียนแสดงได้ดังนี้

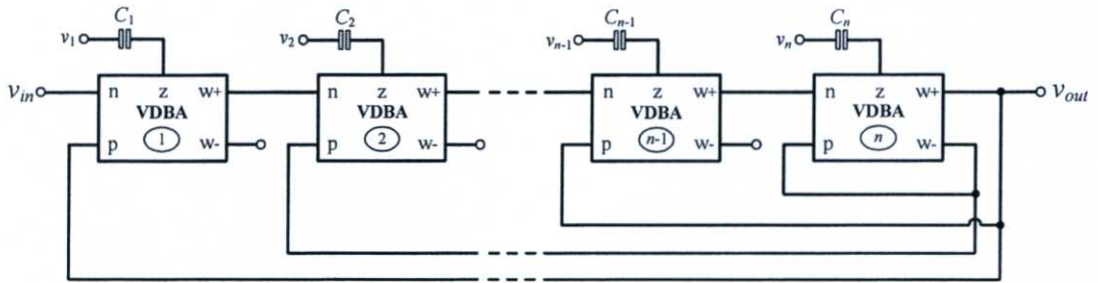
$$V_{out}(s) = \frac{b_2 s^2 V_2(s) - b_1 s V_1(s) + b_0 V_0(s)}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (\text{ญ1.12})$$

ซึ่งเมื่อแทนค่าจากสมการ (5.2) ลงในสมการ (ญ1.12) จึงได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของกราฟการไหลสัญญาณของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองมาตรฐานเป็นดังนี้

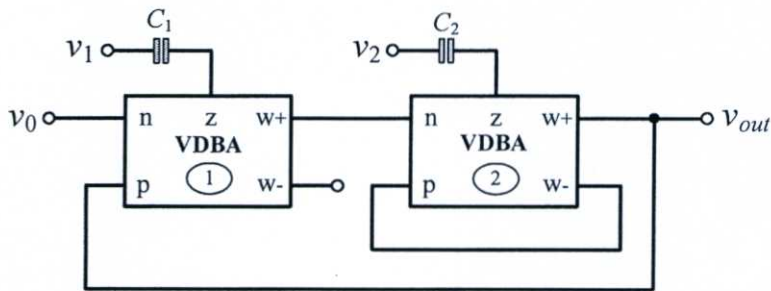
$$V_{out}(s) = \frac{s^2 V_2(s) - \left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right) s V_1(s) + \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}\right) V_0(s)}{s^2 + \left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right) s + \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}\right)} \quad (\text{ญ1.13})$$

## ญ2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองมาตรฐานด้วยคุณสมบัติของวงจร VDBA

ในหัวข้อนี้จะแสดงการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองมาตรฐานด้วยคุณสมบัติของวงจร VDBA ดังสมการ (2.1) โดยวงจรกรองสัญญาณอันดับสองสามารถเขียนแสดงได้โดยอาศัยรูปที่ ญ5 โดยกำหนดให้  $n = 2$  จะได้ดังรูปที่ ญ6



รูปที่ ญ5 การสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณอันดับ  $n$  โดยใช้วงจร VDBA



รูปที่ ญ6 การสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณอันดับสอง

กำหนดให้  $g_{mi}$  คือ อัตราขยายค่าความนำของวงจร VDBA  $v_{pi}$ ,  $v_{ni}$ ,  $v_{zi}$ ,  $v_{w+(i)}$  และ  $v_{w-(i)}$  คือ แรงดันที่ขั้ว p, ขั้ว n, ขั้ว z, ขั้ว w+ และขั้ว w- ของ VDBA ตัวที่  $i$  ( $i = 1, 2$ ) ตามลำดับ

เมื่อพิจารณา VDBA ตัวที่ 1 จะได้

$$i_{z1} = g_{m1}(v_{out} - v_0) \quad (\text{ญ2.1})$$

เมื่อพิจารณากระแส  $i_{z1}$  ที่ขั้ว z ของ VDBA ตัวที่ 1 จะได้ว่า

$$i_{z1} = C_1 s(v_{z1} - v_1) = C_1 s(v_{w+(1)} - v_1) \quad (\text{ญ2.2})$$

แทนสมการ (ญ2.1) ลงใน (ญ2.2) จะได้

$$g_{m1}(v_{out} - v_0) = C_1 s(v_{w+(1)} - v_1) \quad (\text{ญ2.3})$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$v_{w+(1)} = \frac{g_{m1}v_{out}}{C_1 s} - \frac{g_{m1}v_0}{C_1 s} + v_1 \quad (\text{ญ2.4})$$

พิจารณาวงจร VDBA ตัวที่ 2 จะได้

$$i_{z2} = g_{m2}(v_{w-(2)} - v_{w+(1)}) \quad (\text{ญ2.5})$$

เมื่อพิจารณากระแส  $i_{z2}$  ที่ขั้ว z ของ VDBA ตัวที่ 2 จะได้ว่า

$$i_{z2} = C_2 s(v_{z2} - v_2) = C_2 s(v_{out} - v_2) \quad (\text{ญ2.6})$$

แทนสมการ (ญ2.5) ลงใน (ญ2.6) จะได้

$$g_{m2}(v_{w-(2)} - v_{w+(1)}) = C_2 s(v_{out} - v_2) \quad (\text{ญ2.7})$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้

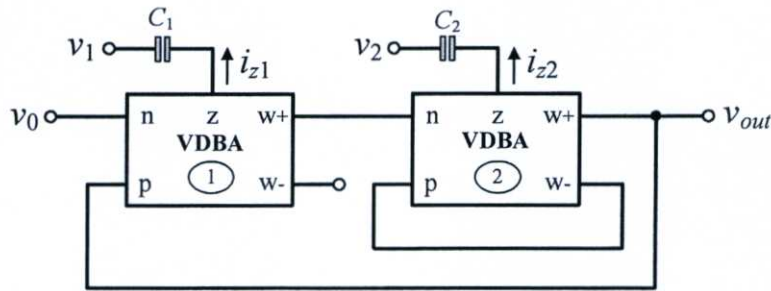
$$v_{w+(1)} = -\frac{C_2 s v_{out}}{g_{m2}} + \frac{C_2 s v_2}{g_{m2}} - v_{w-(2)} \quad (\text{ญ2.8})$$

แทนสมการ (ญ2.4) ลงในสมการข้างบนแล้วจัดรูปสมการใหม่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนจะได้

$$V_{out}(s) = \frac{s^2 V_2 - \left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right) s V_1 + \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}\right) V_{01}}{s^2 + \left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right) s + \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}\right)} \quad (\text{ญ2.9})$$

### ญ3 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองมาตรฐานกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA

เมื่อคำนึงถึงความไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA ที่มีโครงสร้างแบบไบซีมอสดังรูปที่ 2.23 ซึ่งทำให้คุณสมบัติของวงจร VDBA เปลี่ยนไปดังแสดงในสมการ (2.2) การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองมาตรฐานในกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA สามารถกระทำได้โดยอาศัยรูปที่ ญ7



รูปที่ ญ7 การสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณอันดับสอง

ดังนั้นจึงสามารถวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนได้จากรูปที่ ญ7 โดยกำหนดให้  $g_{mi}$  คือ อัตราขยายค่าความนำของวงจร VDBA  $\alpha_i$  คือ ค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำระหว่างขั้ว p และขั้ว n ไปยังขั้ว z  $\beta_{pi}$  และ  $\beta_{ni}$  คือ ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปยังขั้ว w+ และขั้ว w-  $v_{pi}$ ,  $v_{ni}$ ,  $v_{zi}$ ,  $v_{w+(i)}$  และ  $v_{w-(i)}$  คือ แรงดันที่ขั้ว p, ขั้ว n, ขั้ว z, ขั้ว w+ และขั้ว w- ของ VDBA ตัวที่  $i$  ( $i = 1, 2$ ) ตามลำดับ

พิจารณา VDBA ตัวที่ 1 จะได้

$$i_{z1} = \alpha_1 g_{m1} \left( \frac{v_{w+(2)}}{\beta_{p2}} - v_0 \right) = \alpha_1 g_{m1} \left( \frac{v_{out}}{\beta_{p2}} - v_0 \right) \quad (\text{ญ3.1})$$

เมื่อพิจารณากระแส  $i_{z1}$  ที่ขั้ว z ของ VDBA ตัวที่ 1 จะได้ว่า

$$i_{z1} = C_1 s (v_{z1} - v_1) = C_1 s \left( \frac{v_{w+(1)}}{\beta_{p1}} - v_1 \right) \quad (\text{ญ3.2})$$

แทนกระแส  $i_{z1}$  จากสมการ (ญ3.1) ลงในสมการข้างบนแล้วจัดรูปใหม่จะได้

$$v_{w+(1)} = \frac{\alpha_1 \beta_{p2} g_{m1} v_{out}}{C_1 s} - \frac{\alpha_1 \beta_{p2} g_{m1} v_0}{C_1 s} + v_1 \quad (\text{ญ3.3})$$

พิจารณา VDBA ตัวที่ 2 จะได้

$$i_{z2} = \alpha_2 g_{m2} \left( \frac{v_{w-(2)}}{\beta_{n2}} - v_{w+(1)} \right) = \alpha_2 g_{m2} \left( -\frac{v_{out}}{\beta_{n2}} - v_{w+(1)} \right) \quad (\text{ญ3.4})$$

เมื่อพิจารณากระแส  $i_{z2}$  ที่ขั้ว z ของ VDBA ตัวที่ 2 จะได้ว่า

$$i_{z2} = C_2 s (v_{z2} - v_2) = C_2 s \left( \frac{v_{out}}{\beta_{p2}} - v_2 \right) \quad (\text{ญ3.5})$$

แทนกระแส  $i_{z2}$  จากสมการ (ญ3.4) ลงในสมการข้างบนและจัดรูปใหม่จะได้

$$-\frac{\alpha_2 g_{m2} v_{out}}{\beta_{n2}} - \frac{C_2 s v_{out}}{\beta_{p2}} = \alpha_2 g_{m2} v_{w+(1)} - C_1 s v_2 \quad (\text{ญ3.6})$$

แทนกระแส  $v_{w+(1)}$  จากสมการ (ญ3.3) ลงในสมการ (ญ3.6) จะได้

$$v_{out} = \frac{\beta_{n2} v_2 s^2 - \frac{\alpha_2 \beta_{n2} g_{m2} v_1}{C_2} s + \frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} \beta_{n2} g_{m1} g_{m2} v_0}{C_1 C_2}}{\frac{\beta_{n2} s^2}{\beta_{p2}} + \frac{\alpha_2 g_{m2}}{C_2} s + \frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} \beta_{n2} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (\text{ญ3.7})$$

จัดรูปสมการให้อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองมาตรฐานเมื่อพิจารณากรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA ได้ดังนี้

$$V_{out}(s) = \frac{\beta_{p2} s^2 V_2 - \frac{\alpha_2 \beta_{p2} g_{m2}}{C_2} V_1 s + \frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} \beta_{p2} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} V_0}{s^2 + \frac{\alpha_2 \beta_{p2} g_{m2}}{\beta_{n2} C_2} s + \frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} \beta_{p2} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (\text{ญ3.8})$$

#### ญ4 การวิเคราะห์หาค่าความไวของคุณสมบัติของวงจรรองสัญญาณในอุดมคติและกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA

การวิเคราะห์หาค่าความไวของคุณสมบัติใดๆ ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ สามารถกระทำได้โดยอาศัยสมการต่อไปนี้

$$S_x^y = \frac{\partial(\ln y)}{\partial(\ln x)} = \frac{x}{y} \cdot \frac{\partial y}{\partial x} \quad (\text{ญ4.1})$$

โดยที่  $x$  คือ องค์ประกอบในวงจรที่เปลี่ยนแปลง  $y$  คือ คุณสมบัติของวงจร ดังนั้น  $S_x^y$  คือ ค่าความไวของคุณสมบัติ  $y$  เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ  $x$  นั้นเอง

พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองสัญญาณทั่วไปอันดับสองจากสมการ (5.11) และสมการ (5.22) กรณีเป็นไปตามอุดมคติและกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA ซึ่งเขียนแสดงได้ดังนี้

$$V_{out}(s) = \frac{s^2 V_2 - \left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right) s V_1 + \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}\right) V_{01}}{s^2 + \left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right) s + \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}\right)} \quad (\text{ญ4.2})$$

$$V_{out}(s) = \frac{\beta_{p2} s^2 V_2 - \frac{\alpha_2 \beta_{p2} g_{m2}}{C_2} V_1 s + \frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} \beta_{p2} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} V_0}{s^2 + \frac{\alpha_2 \beta_{p2} g_{m2}}{\beta_{n2} C_2} s + \frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} \beta_{p2} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (\text{ญ4.3})$$

โดยจะพบว่าตำแหน่งของ  $g_{m2}/C_2$  ในพจน์กลางของทั้งสองสมการอยู่ในตำแหน่งเดิม จึงเขียนแสดงเพียงค่า  $\omega_0$  และ  $Q$  ของสมการ (ญ4.3) เท่านั้นจะได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} \beta_{p2} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (\text{ญ4.4})$$

$$Q = \frac{\omega_0}{BW} = \beta_{n2} \sqrt{\frac{\alpha_1 \beta_{p1} g_{m1} C_2}{\alpha_2 \beta_{p2} g_{m2} C_1}} \quad (\text{ญ4.5})$$

ดังนั้นจึงสามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของค่า  $\omega_0$ ,  $Q$  และ  $BW$  วงจรกรองสัญญาณทั่วไป  
อันดับสองต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์ได้ดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = \frac{g_{m1}}{\omega_0} \cdot \frac{\partial \omega_0}{\partial g_{m1}} = \frac{1}{2}, \quad S_{g_{m2}}^{\omega_0} = \frac{g_{m2}}{\omega_0} \cdot \frac{\partial \omega_0}{\partial g_{m2}} = \frac{1}{2} \quad (\text{ญ4.6})$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = \frac{C_1}{\omega_0} \cdot \frac{\partial \omega_0}{\partial C_1} = -\frac{1}{2}, \quad S_{C_2}^{\omega_0} = \frac{C_2}{\omega_0} \cdot \frac{\partial \omega_0}{\partial C_2} = -\frac{1}{2} \quad (\text{ญ4.7})$$

$$S_{g_{m1}}^Q = \frac{g_{m1}}{Q} \cdot \frac{\partial Q}{\partial g_{m1}} = \frac{1}{2}, \quad S_{g_{m2}}^Q = \frac{g_{m2}}{Q} \cdot \frac{\partial Q}{\partial g_{m2}} = -\frac{1}{2} \quad (\text{ญ4.8})$$

$$S_{C_1}^Q = \frac{C_1}{Q} \cdot \frac{\partial Q}{\partial C_1} = -\frac{1}{2}, \quad S_{C_2}^Q = \frac{C_2}{Q} \cdot \frac{\partial Q}{\partial C_2} = \frac{1}{2} \quad (\text{ญ4.9})$$

$$S_{g_{m2}}^{BW} = \frac{g_{m2}}{BW} \cdot \frac{\partial BW}{\partial g_{m2}} = 1, \quad S_{C_2}^{BW} = \frac{C_2}{BW} \cdot \frac{\partial BW}{\partial C_2} = -1 \quad (\text{ญ4.10})$$

เมื่อพิจารณากรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA จะได้ค่าความไวของค่า  $\omega_0$ ,  $Q$   
และ  $BW$  วงจรกรองสัญญาณทั่วไปอันดับสองต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์ดังนี้

$$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = \frac{\alpha_1}{\omega_0} \cdot \frac{\partial \omega_0}{\partial \alpha_1} = \frac{1}{2}, \quad S_{\alpha_2}^{\omega_0} = \frac{\alpha_2}{\omega_0} \cdot \frac{\partial \omega_0}{\partial \alpha_2} = \frac{1}{2} \quad (\text{ญ4.11})$$

$$S_{\beta_{p1}}^{\omega_0} = \frac{\beta_{p1}}{\omega_0} \cdot \frac{\partial \omega_0}{\partial \beta_{p1}} = \frac{1}{2}, \quad S_{\beta_{p2}}^{\omega_0} = \frac{\beta_{p2}}{\omega_0} \cdot \frac{\partial \omega_0}{\partial \beta_{p2}} = \frac{1}{2} \quad (\text{ญ4.12})$$

$$S_{\alpha_1}^Q = \frac{\alpha_1}{Q} \cdot \frac{\partial Q}{\partial \alpha_1} = \frac{1}{2}, \quad S_{\alpha_2}^Q = \frac{\alpha_2}{Q} \cdot \frac{\partial Q}{\partial \alpha_2} = -\frac{1}{2} \quad (\text{ญ4.13})$$

$$S_{\beta_{p1}}^Q = \frac{\beta_{p1}}{Q} \cdot \frac{\partial Q}{\partial \beta_{p1}} = \frac{1}{2}, \quad S_{\beta_{p2}}^Q = \frac{\beta_{p2}}{Q} \cdot \frac{\partial Q}{\partial \beta_{p2}} = -\frac{1}{2} \quad (\text{ญ4.14})$$

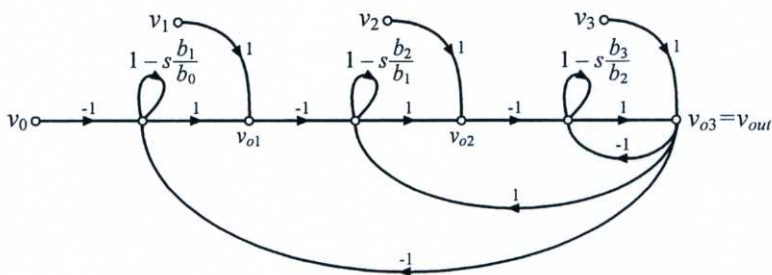
$$S_{\beta_{n2}}^Q = \frac{\beta_{n2}}{Q} \cdot \frac{\partial Q}{\partial \beta_{n2}} = 1 \quad (\text{ญ4.15})$$

$$S_{\alpha_2}^{BW} = \frac{\alpha_2}{BW} \cdot \frac{\partial BW}{\partial \alpha_2} = 1, \quad S_{\beta_{p2}}^{BW} = \frac{\beta_{p2}}{BW} \cdot \frac{\partial BW}{\partial \beta_{p2}} = 1, \quad S_{\beta_{n2}}^{BW} = \frac{\beta_{n2}}{BW} \cdot \frac{\partial BW}{\partial \beta_{n2}} = -1 \quad (\text{ญ4.16})$$

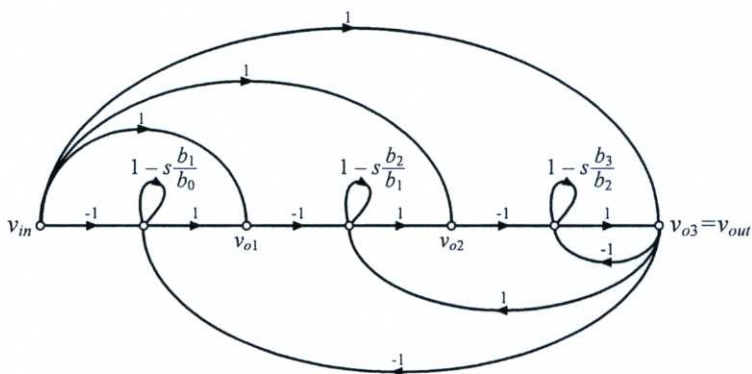
ภาคผนวก ก  
การวิเคราะห์วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม

### กฎ1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรผ่านทุกความถี่อันดับสามด้วยวิธีกราฟการไหลสัญญาณ

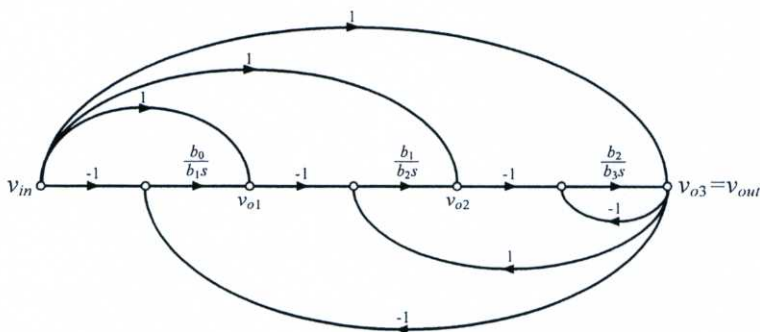
การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรผ่านทุกความถี่อันดับสามด้วยวิธีกราฟการไหลสัญญาณนั้นสามารถกระทำได้โดยอาศัยรูปที่ ฎ1 และกำหนดให้  $v_0 = v_1 = v_2 = v_3 = v_{in}$  จึงสามารถเขียนกราฟการไหลสัญญาณได้ใหม่ดังรูปที่ ฎ2 และลดความซับซ้อนของกราฟการไหลสัญญาณโดยอาศัยพีชคณิตของกราฟการไหลสัญญาณแสดงดังรูปที่ ฎ3



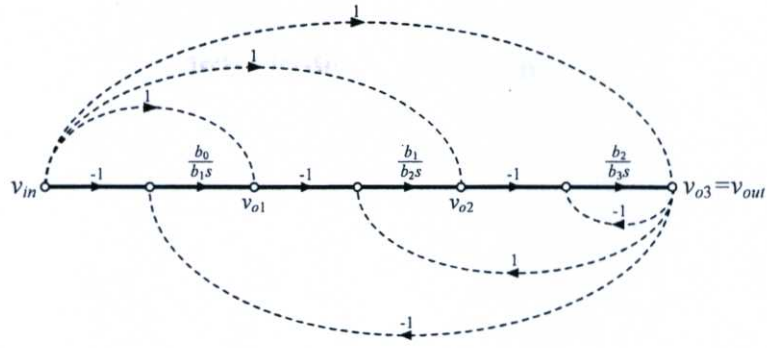
รูปที่ ฎ1 กราฟการไหลสัญญาณของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันทั่วไปอันดับ  $n$



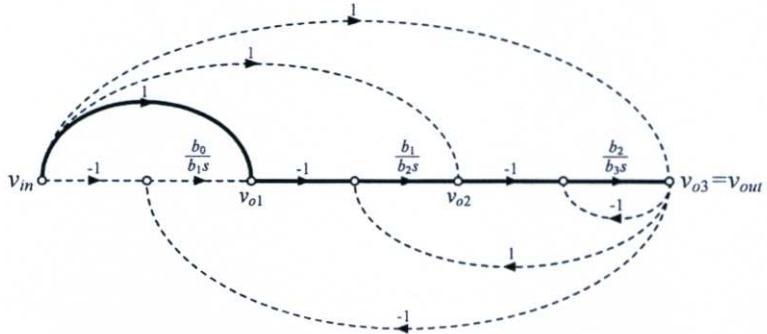
รูปที่ ฎ2 กราฟการไหลสัญญาณของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรผ่านทุกความถี่อันดับสาม



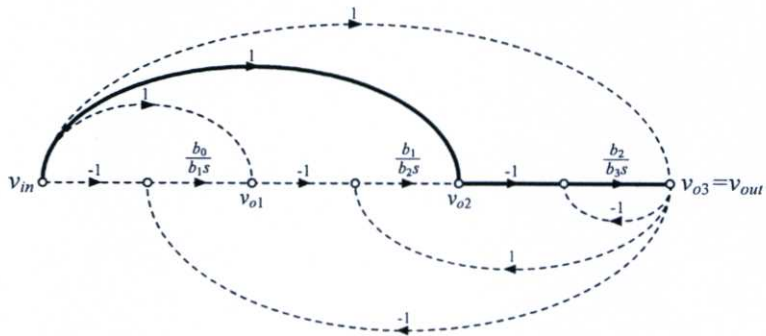
รูปที่ ฎ3 กราฟการไหลสัญญาณจากรูปที่ ฎ2



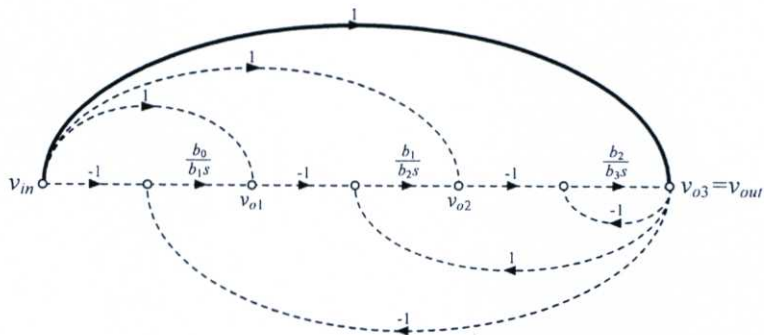
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

#### รูปที่ ๓๔ เส้นทางไปหน้าของกราฟการไหลสัญญาณ

(ก) เส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 1 ( $k = 1$ )

(ข) เส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 2 ( $k = 2$ )

(ค) เส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 3 ( $k = 3$ )

(ง) เส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ 4 ( $k = 4$ )

พิจารณารูปการไหลสัญญาณดังรูปที่ ฎ3 และอาศัยสูตรอัตราขยายของเมสันดังสมการ (3.6) จะสามารถวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรรองสัญญาณซึ่งมีขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 หาอัตราขยายของสัญญาณไปข้างหน้า ( $P_k$ ) เมื่อ  $k = 1, 2, 3$  และ 4 แสดงดังรูปที่ ฎ4(ก) ถึงรูปที่ ฎ4(ง) จะได้

$$P_1 = \frac{b_0}{b_3 s^3} \quad (\text{ฎ1.1})$$

$$P_2 = \frac{b_1}{b_3 s^2} \quad (\text{ฎ1.2})$$

$$P_3 = \frac{b_2}{b_3 s} \quad (\text{ฎ1.3})$$

$$P_4 = 1 \quad (\text{ฎ1.4})$$

ขั้นตอนที่ 2 หาอัตราขยายของวงรอบ ( $L_i$ ) ซึ่งมีทั้งหมดสามวงรอบ ( $i = 1, 2, 3$ ) ซึ่งเท่ากับ

$$L_1 = \frac{-b_0}{b_3 s^3}, \quad L_2 = \frac{-b_1}{b_3 s^2}, \quad L_3 = \frac{-b_2}{b_3 s} \quad (\text{ฎ1.5})$$

ขั้นตอนที่ 3 หาดีเทอร์มิแนนต์ของเส้นทางสัญญาณไปข้างหน้าที่ ( $\Delta_k$ ) เมื่อ  $k = 1, 2, 3$  และ 4 ซึ่งมีการสัมผัสกับวงรอบทุกวงรอบจึงได้ว่า

$$\Delta_1 = 1, \quad \Delta_2 = 1, \quad \Delta_3 = 1, \quad \Delta_4 = 1 \quad (\text{ฎ1.6})$$

ขั้นตอนที่ 4 หาดีเทอร์มิแนนต์ของกราฟการไหลสัญญาณ ( $\Delta$ ) สามารถหาได้จากสมการ (3.7) ซึ่งเมื่อทำการแทนค่าอัตราขยายของวงรอบจากสมการ (ฎ1.5) จะได้

$$\Delta = 1 + \frac{b_2}{b_3 s} + \frac{b_1}{b_3 s^2} + \frac{b_0}{b_3 s^3} \quad (\text{ฎ1.7})$$

ขั้นตอนที่ 5 แทนค่าที่ได้จากสมการ (ฏ1.1) ถึง (ฏ1.4) ลงใน (3.6) ซึ่งเป็นสูตรอัตราขยายของเมสัน จะทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ ฏ3 เป็นดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = T(s) = \frac{\sum_k^4 P_k \Delta_k}{\Delta} = \frac{P_1 \Delta_1 + P_2 \Delta_2 + P_3 \Delta_3 + P_4 \Delta_4}{\Delta}$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{(1)(1) + \left(\frac{-b_2}{b_3 s}\right)(1) + \left(\frac{b_1}{b_3 s^2}\right)(1) + \left(\frac{-b_0}{b_3 s^3}\right)(1)}{1 + \frac{b_2}{b_3 s} + \frac{b_1}{b_3 s^2} + \frac{b_0}{b_3 s^3}}$$

หรือ

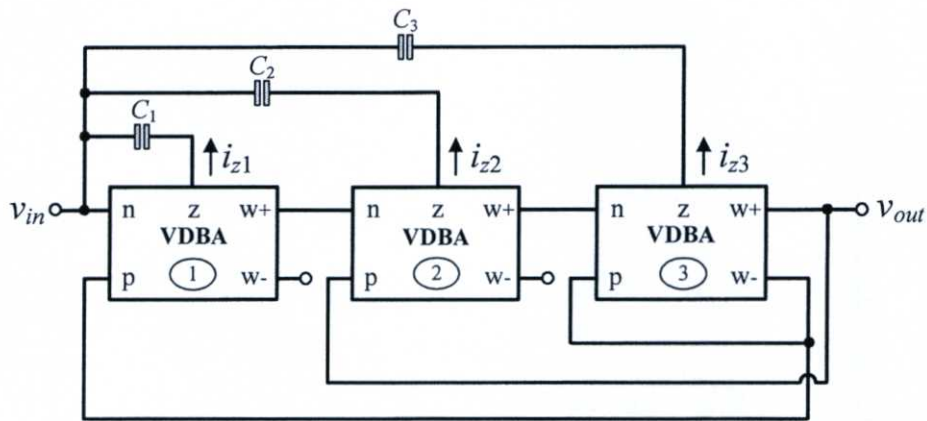
$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{b_3 s^3 - b_2 s^2 + b_1 s - b_0}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (\text{ฏ1.8})$$

ซึ่งเมื่อแทนค่าจากสมการ (5.2) ลงในสมการ (ฏ1.8) จึงได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของกราฟการไหลของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสามเป็นดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s^3 - \left(\frac{g_{m3}}{C_3}\right)s^2 + \left(\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_2 C_3}\right)s - \left(\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1 C_2 C_3}\right)}{s^3 + \left(\frac{g_{m3}}{C_3}\right)s^2 + \left(\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_2 C_3}\right)s + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1 C_2 C_3}\right)} \quad (\text{ฏ1.9})$$

## ฎ2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสามด้วยคุณสมบัติของวงจร VDBA

ในหัวข้อนี้จะแสดงการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสามด้วยคุณสมบัติของวงจร VDBA ดังสมการ (2.1) โดยวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสามสามารถเขียนแสดงได้ดังรูปที่ ฎ5



รูปที่ ฎ5 การสังเคราะห์วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสามโดยใช้วงจร VDBA

กำหนดให้  $g_{mi}$  คือ อัตราขยายค่าความนำของวงจร VDBA  $v_{pi}$ ,  $v_{ni}$ ,  $v_{zi}$ ,  $v_{w+(i)}$  และ  $v_{w-(i)}$  คือ แรงดันที่ขั้ว p, ขั้ว n, ขั้ว z, ขั้ว w+ และขั้ว w- ของ VDBA ตัวที่  $i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) ตามลำดับ ดังนั้น เมื่อพิจารณา VDBA ตัวที่ 1 จะได้

$$i_{z1} = g_{m1}(v_{w-(3)} - v_{in}) = g_{m1}(-v_{out} - v_{in}) \quad (ฎ2.1)$$

เมื่อพิจารณากระแส  $i_{z1}$  ที่ขั้ว z ของ VDBA ตัวที่ 1 จะได้ว่า

$$i_{z1} = C_1 s(v_{z1} - v_{in}) = C_1 s(v_{w+(1)} - v_{in}) \quad (ฎ2.2)$$

แทนสมการ (ฎ2.1) ลงใน (ฎ2.2) แล้วจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$v_{w+(1)} = \frac{-g_{m1}v_{out}}{C_1 s} - \frac{g_{m1}v_{in}}{C_1 s} + v_{in} \quad (ฎ2.3)$$

พิจารณาวงจร VDBA ตัวที่ 2 จะได้

$$i_{z2} = g_{m2}(v_{out} - v_{w+(1)}) \quad (2.4)$$

เมื่อพิจารณากระแส  $i_{z2}$  ที่ขั้ว z ของ VDBA ตัวที่ 2 จะได้ว่า

$$i_{z2} = C_2 s(v_{z2} - v_{in}) = C_2 s(v_{w+(2)} - v_{in}) \quad (2.5)$$

แทนสมการ (2.4) ลงใน (2.5) จะได้

$$g_{m2}(v_{out} - v_{w+(1)}) = C_2 s(v_{w+(2)} - v_{in}) \quad (2.6)$$

แทนค่า  $v_{w+(1)}$  จากสมการ (2.3) ลงในสมการด้านบนแล้วจัดรูปใหม่จะได้

$$v_{w+(2)} = \frac{g_{m2}v_{out}}{C_2 s} + \frac{g_{m1}g_{m2}v_{out}}{C_1 C_2 s^2} + \frac{g_{m1}g_{m2}v_{in}}{C_1 C_2 s^2} - \frac{g_{m2}v_{in}}{C_2 s} + v_{in} \quad (2.7)$$

พิจารณา VDBA ตัวที่ 3 จะได้

$$i_{z3} = g_{m3}(v_{w-(3)} - v_{w+(2)}) = g_{m3}(-v_{out} - v_{w+(2)}) \quad (2.8)$$

เมื่อพิจารณากระแส  $i_{z3}$  ที่ขั้ว z ของ VDBA ตัวที่ 3 จะได้ว่า

$$i_{z3} = C_3 s(v_{z3} - v_{in}) = C_3 s(v_{out} - v_{in}) \quad (2.9)$$

แทนสมการ (2.8) ลงใน (2.9) จะได้

$$g_{m3}(-v_{out} - v_{w+(2)}) = C_3 s(v_{out} - v_{in}) \quad (2.10)$$

แทนค่า  $v_{w+(2)}$  จากสมการ (2.7) ลงในสมการด้านบนจะได้

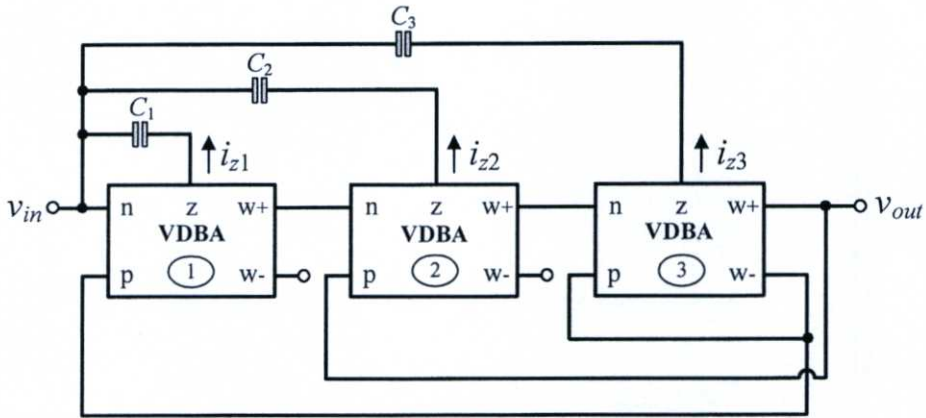
$$-v_{out} \left( \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1 C_2 C_3 s^3} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_2 C_3 s^2} + \frac{g_{m3}}{C_3 s} + 1 \right) = v_{in} \left( \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1 C_2 C_3 s^3} - \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_2 C_3 s^2} + \frac{g_{m3}}{C_3 s} - 1 \right) \quad (2.11)$$

จัดรูปให้อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสามได้ดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s^3 - \frac{g_{m3}}{C_3} s^2 + \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_2C_3} s - \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3}}{s^3 + \frac{g_{m3}}{C_3} s^2 + \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_2C_3} s + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3}} \quad (\text{จ.2.12})$$

### กฎ3 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรผ่านทุกความถี่อันดับสามกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA

เมื่อคำนึงถึงความไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA ที่มีโครงสร้างแบบไบซีมอสดังรูปที่ 2.23 ซึ่งทำให้คุณสมบัติของวงจร VDBA เปลี่ยนไปดังแสดงในสมการ (2.2) การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรผ่านทุกความถี่อันดับสามในกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDBA จึงสามารถกระทำได้โดยอาศัยรูปที่ ฎ6



รูปที่ ฎ6 การสังเคราะห์วงจรผ่านทุกความถี่อันดับสามโดยใช้วงจร VDBA

ดังนั้นจึงสามารถวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนได้จากรูปที่ ฎ6 โดยกำหนดให้  $g_{mi}$  คือ อัตราขยายค่าความนำของวงจร VDBA  $\alpha_i$  คือ ค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำระหว่างขั้ว p และขั้ว n ไปยังขั้ว z  $\beta_{pi}$  และ  $\beta_{ni}$  คือ ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปยังขั้ว w+ และขั้ว w-  $v_{pi}$ ,  $v_{ni}$ ,  $v_{zi}$ ,  $v_{w+(i)}$  และ  $v_{w-(i)}$  คือ แรงดันที่ขั้ว p, ขั้ว n, ขั้ว z, ขั้ว w+ และขั้ว w- ของ VDBA ตัวที่  $i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) ตามลำดับ

พิจารณา VDBA ตัวที่ 1 จะได้

$$i_{z1} = \alpha_1 g_{m1} \left( \frac{v_{w-(3)}}{\beta_{n3}} - v_{in} \right) = \alpha_1 g_{m1} \left( \frac{-v_{out}}{\beta_{n3}} - v_{in} \right) \quad (\text{ฎ3.1})$$

เมื่อพิจารณากระแส  $i_{z1}$  ที่ขั้ว z ของ VDBA ตัวที่ 1 จะได้ว่า

$$i_{z1} = C_1 s (v_{z1} - v_1) = C_1 s \left( \frac{v_{w+(1)}}{\beta_{p1}} - v_{in} \right) \quad (\text{ฎ3.2})$$

แทนกระแส  $i_{z1}$  จากสมการ (กฎ3.1) ลงในสมการข้างบนแล้วจัดรูปใหม่จะได้

$$v_{w+(1)} = \frac{-\alpha_1 \beta_{p1} g_{m1} v_{out}}{\beta_{n3} C_1 s} - \frac{\alpha_1 \beta_{p1} g_{m1} v_{in}}{\beta_{n3} C_1 s} + v_{in} \quad (\text{กฎ3.3})$$

พิจารณา VDBA ตัวที่ 2 จะได้

$$i_{z2} = \alpha_2 g_{m2} \left( \frac{v_{w+(3)}}{\beta_{p3}} - v_{w+(1)} \right) = \alpha_2 g_{m2} \left( \frac{v_{out}}{\beta_{p3}} - v_{w+(1)} \right) \quad (\text{กฎ3.4})$$

เมื่อพิจารณากระแส  $i_{z2}$  ที่ขั้ว z ของ VDBA ตัวที่ 2 จะได้ว่า

$$i_{z2} = C_2 s (v_{z2} - v_{in}) = C_2 s \left( \frac{v_{w+(2)}}{\beta_{p2}} - v_{in} \right) \quad (\text{กฎ3.5})$$

แทนกระแส  $i_{z2}$  จากสมการ (กฎ3.4) ลงในสมการข้างบนจะได้

$$\alpha_2 g_{m2} \left( \frac{v_{out}}{\beta_{p3}} - v_{w+(1)} \right) = C_2 s \left( \frac{v_{w+(2)}}{\beta_{p2}} - v_{in} \right) \quad (\text{กฎ3.6})$$

แทนค่า  $v_{w+(1)}$  จากสมการ (กฎ3.3) ลงในสมการ (กฎ3.6) แล้วจัดรูปใหม่จะได้

$$v_{w+(2)} = \frac{\alpha_2 \beta_{p2} g_{m2} v_{out}}{\beta_{p3} C_2 s} + \frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} \beta_{p2} g_{m1} g_{m2} v_{out}}{\beta_{n3} C_1 C_2 s^2} + \frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} \beta_{p2} g_{m1} g_{m2} v_{in}}{\beta_{n3} C_1 C_2 s^2} - \frac{\alpha_2 \beta_{p1} \beta_{p2} g_{m2} v_{in}}{C_2 s} + \beta_{p2} v_{in} \quad (\text{กฎ3.7})$$

พิจารณา VDBA ตัวที่ 3 จะได้

$$i_{z3} = \alpha_3 g_{m3} \left( \frac{v_{w-(3)}}{\beta_{n3}} - v_{w+(2)} \right) = \alpha_3 g_{m3} \left( \frac{-v_{out}}{\beta_{n3}} - v_{w+(2)} \right) \quad (\text{กฎ3.8})$$

เมื่อพิจารณากระแส  $i_{z3}$  ที่ขั้ว z ของ VDBA ตัวที่ 3 จะได้ว่า

$$i_{z3} = C_3 s (v_{z3} - v_{in}) = C_3 s \left( \frac{v_{out}}{\beta_{p3}} - v_{in} \right) \quad (3.9)$$

แทนกระแส  $i_{z3}$  จากสมการ (3.8) ลงในสมการข้างบนจะได้

$$\alpha_3 g_{m3} \left( \frac{-v_{out}}{\beta_{n3}} - v_{w+(2)} \right) = C_3 s \left( \frac{v_{out}}{\beta_{p3}} - v_{in} \right) \quad (3.10)$$

แทนค่า  $v_{w+(2)}$  จากสมการ (3.7) ลงในสมการ (3.10) แล้วจัดรูปใหม่จะได้

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\frac{-\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \beta_{p1} \beta_{p2} \beta_{p3} g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{\beta_{n3} C_1 C_2 C_3 s^3} + \frac{\alpha_2 \alpha_3 \beta_{p1} \beta_{p2} \beta_{p3} g_{m2} g_{m3}}{C_2 C_3 s^2} - \frac{\alpha_3 \beta_{p2} \beta_{p3} g_{m3}}{C_3 s} + \beta_{p3}}{\frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \beta_{p1} \beta_{p2} \beta_{p3} g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{\beta_{n3} C_1 C_2 C_3 s^3} + \frac{\alpha_2 \alpha_3 \beta_{p2} g_{m2} g_{m3}}{C_2 C_3 s^2} + \frac{\alpha_3 \beta_{p3} g_{m3}}{C_3 s} + 1} \quad (3.11)$$

จัดรูปสมการให้อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรผ่านทุกความถี่อันดับสามได้ดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\beta_{p3} s^3 - \frac{\alpha_3 \beta_{p2} \beta_{p3} g_{m3}}{C_3} s^2 + \frac{\alpha_2 \alpha_3 \beta_{p1} \beta_{p2} \beta_{p3} g_{m2} g_{m3}}{C_2 C_3} s - \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \beta_{p1} \beta_{p2} \beta_{p3} g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{\beta_{n3} C_1 C_2 C_3}}{s^3 + \frac{\alpha_3 \beta_{p2} g_{m3}}{C_3} s^2 + \frac{\alpha_2 \alpha_3 \beta_{p2} g_{m2} g_{m3}}{C_2 C_3} s + \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \beta_{p1} \beta_{p2} \beta_{p3} g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{\beta_{n3} C_1 C_2 C_3}} \quad (3.12)$$

#### กฎ 4 การวิเคราะห์หาค่าความไวของคุณสมบัติของวงจรรองสัญญาณกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรร VDBA

การวิเคราะห์หาค่าความไวของคุณสมบัติใดๆ ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ สามารถกระทำได้โดยอาศัยสมการต่อไปนี้

$$S_x^y = \frac{\partial(\ln y)}{\partial(\ln x)} = \frac{x}{y} \cdot \frac{\partial y}{\partial x} \quad (\text{กฎ 4.1})$$

โดยที่  $x$  คือ องค์ประกอบในวงจรที่เปลี่ยนแปลง  $y$  คือ คุณสมบัติของวงจรร ดังนั้น  $S_x^y$  คือ ค่าความไวของคุณสมบัติ  $y$  เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ  $x$  นั้นเอง

พิจารณาค่าความไวของกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรร VDBA ต่อวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอ นั้นสามารถพิจารณาได้จากสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\beta_{p3}s^3 - \frac{\alpha_3\beta_{p2}\beta_{p3}g_{m3}}{C_3}s^2 + \frac{\alpha_2\alpha_3\beta_{p1}\beta_{p2}\beta_{p3}g_{m2}g_{m3}}{C_2C_3}s - \frac{\alpha_1\alpha_2\alpha_3\beta_{p1}\beta_{p2}\beta_{p3}g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{\beta_{n3}C_1C_2C_3}}{s^3 + \frac{\alpha_3\beta_{p2}g_{m3}}{C_3}s^2 + \frac{\alpha_2\alpha_3\beta_{p2}g_{m2}g_{m3}}{C_2C_3}s + \frac{\alpha_1\alpha_2\alpha_3\beta_{p1}\beta_{p2}\beta_{p3}g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{\beta_{n3}C_1C_2C_3}} \quad (\text{กฎ 4.2})$$

โดยที่  $\alpha_i$  คือ ค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำระหว่างขั้ว  $p$  และขั้ว  $n$  ไปยังขั้ว  $z$   $\beta_{pi}$  และ  $\beta_{ni}$  คือ ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว  $z$  ไปยังขั้ว  $w+$  และขั้ว  $w-$  ของ VDBA ตัวที่  $i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) ตามลำดับ และเมื่อพิจารณาเทอมตัวส่วนของสมการ (กฎ 4.2) และทำการเทียบสัมประสิทธิ์  $b_0, b_1, b_2$  และ  $b_3$  ในสมการ (5.41) จะได้

$$b_0 = \frac{\alpha_1\alpha_2\alpha_3\beta_{p1}\beta_{p2}\beta_{p3}g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{\beta_{n3}C_1C_2C_3},$$

$$b_1 = \frac{\alpha_2\alpha_3\beta_{p2}g_{m2}g_{m3}}{C_2C_3},$$

$$b_2 = \frac{\alpha_3\beta_{p2}g_{m3}}{C_3},$$

และ

$$b_3 = 1$$

(กฎ 4.3)

จะพบว่าสัมประสิทธิ์  $b_3$  นั้น ไม่มีผลต่อค่าความไวของวงจรกรองสัญญาณ จึงทำการวิเคราะห์หาค่าความไวของสัมประสิทธิ์  $b_0$ ,  $b_1$  และ  $b_2$  ต่อการแปรค่า  $\alpha_i$ ,  $\beta_{pi}$  และ  $\beta_{ni}$

ดังนั้น ค่าความไวสัมประสิทธิ์  $b_0$  ต่อการแปรค่า  $\alpha_i$ ,  $\beta_{pi}$  และ  $\beta_{ni}$  ของวงจร VDBA ตัวที่  $i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3$  แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$S_{\alpha_1}^{b_0} = \frac{\alpha_1}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial \alpha_1} = 1, \quad S_{\alpha_2}^{b_0} = \frac{\alpha_2}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial \alpha_2} = 1, \quad S_{\alpha_3}^{b_0} = \frac{\alpha_3}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial \alpha_3} = 1 \quad (\text{ฎ}4.4)$$

$$S_{\beta_{p1}}^{b_0} = \frac{\beta_{p1}}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial \beta_{p1}} = 1, \quad S_{\beta_{p2}}^{b_0} = \frac{\beta_{p2}}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial \beta_{p2}} = 1, \quad S_{\beta_{p3}}^{b_0} = \frac{\beta_{p3}}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial \beta_{p3}} = 1 \quad (\text{ฎ}4.5)$$

$$S_{\beta_{n3}}^{b_0} = \frac{\beta_{n3}}{b_0} \cdot \frac{\partial b_0}{\partial \beta_{n3}} = -1 \quad (\text{ฎ}4.6)$$

ถัดมาเป็นค่าความไวสัมประสิทธิ์  $b_1$  ต่อการแปรค่า  $\alpha_i$ ,  $\beta_{pi}$  และ  $\beta_{ni}$  ของวงจร VDBA ตัวที่  $i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3$  แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$S_{\alpha_1}^{b_1} = \frac{\alpha_1}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial \alpha_1} = 0, \quad S_{\alpha_2}^{b_1} = \frac{\alpha_2}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial \alpha_2} = 1, \quad S_{\alpha_3}^{b_1} = \frac{\alpha_3}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial \alpha_3} = 1 \quad (\text{ฎ}4.7)$$

$$S_{\beta_{p1}}^{b_1} = \frac{\beta_{p1}}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial \beta_{p1}} = 0, \quad S_{\beta_{p2}}^{b_1} = \frac{\beta_{p2}}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial \beta_{p2}} = 1, \quad S_{\beta_{p3}}^{b_1} = \frac{\beta_{p3}}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial \beta_{p3}} = 1 \quad (\text{ฎ}4.8)$$

$$S_{\beta_{n3}}^{b_1} = \frac{\beta_{n3}}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial \beta_{n3}} = 0 \quad (\text{ฎ}4.9)$$

และค่าความไวสัมประสิทธิ์  $b_2$  ต่อการแปรค่า  $\alpha_i$ ,  $\beta_{pi}$  และ  $\beta_{ni}$  ของวงจร VDBA ตัวที่  $i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3$  แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$S_{\alpha_1}^{b_2} = \frac{\alpha_1}{b_2} \cdot \frac{\partial b_2}{\partial \alpha_1} = 0, \quad S_{\alpha_2}^{b_2} = \frac{\alpha_2}{b_2} \cdot \frac{\partial b_2}{\partial \alpha_2} = 0, \quad S_{\alpha_3}^{b_2} = \frac{\alpha_3}{b_2} \cdot \frac{\partial b_2}{\partial \alpha_3} = 1 \quad (\text{ฎ}4.10)$$

$$S_{\beta_{p1}}^{b_2} = \frac{\beta_{p1}}{b_2} \cdot \frac{\partial b_2}{\partial \beta_{p1}} = 0, \quad S_{\beta_{p2}}^{b_2} = \frac{\beta_{p2}}{b_2} \cdot \frac{\partial b_2}{\partial \beta_{p2}} = 0, \quad S_{\beta_{p3}}^{b_2} = \frac{\beta_{p3}}{b_1} \cdot \frac{\partial b_1}{\partial \beta_{p3}} = 1 \quad (\text{ฎ}4.11)$$

$$S_{\beta_{n3}}^{b_2} = \frac{\beta_{n3}}{b_2} \cdot \frac{\partial b_2}{\partial \beta_{n3}} = 0 \quad (\text{ฎ}4.12)$$

ต่อมาเป็นการวิเคราะห์หาค่าความไวของ  $\omega_0$  และ  $Q$  ต่อการแปรค่า  $\alpha_i$ ,  $\beta p_i$  และ  $\beta n_i$  ของวงจร VDBA ตัวที่  $i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3$  โดยอาศัยสมการต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} S_x^{\omega_0} \\ S_x^Q \\ S_x^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 \\ 1 & -2 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_x^{b_0} \\ S_x^{b_1} \\ S_x^{b_2} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

ดังนั้น จากสมการข้างต้น จึงสามารถหาค่าความไวของ  $\omega_0$  และ  $Q$  ต่อการแปรค่าแปรค่า  $\alpha_i$ ,  $\beta p_i$  และ  $\beta n_i$  ของวงจร VDBA เป็นดังนี้

กรณี  $\omega_0$  ต่อการเปลี่ยนแปลงของ  $\alpha_i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3$

$$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = S_{\alpha_1}^{b_1} - S_{\alpha_1}^{b_2} = 0 ,$$

$$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = S_{\alpha_2}^{b_1} - S_{\alpha_2}^{b_2} = 1 ,$$

และ

$$S_{\alpha_3}^{\omega_0} = S_{\alpha_3}^{b_1} - S_{\alpha_3}^{b_2} = 0 \quad (4.14)$$

กรณี  $\omega_0$  ต่อการเปลี่ยนแปลงของ  $\beta p_i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3$

$$S_{\beta p_1}^{\omega_0} = S_{\beta p_1}^{b_1} - S_{\beta p_1}^{b_2} = 0 ,$$

$$S_{\beta p_2}^{\omega_0} = S_{\beta p_2}^{b_1} - S_{\beta p_2}^{b_2} = 1 ,$$

และ

$$S_{\beta p_3}^{\omega_0} = S_{\beta p_3}^{b_1} - S_{\beta p_3}^{b_2} = -1 \quad (4.15)$$

กรณี  $Q$  ต่อการเปลี่ยนแปลงของ  $\alpha_i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3$

$$S_{\alpha_1}^Q = S_{\alpha_1}^{b_0} - S_{\alpha_1}^{b_1} - S_{\alpha_1}^{b_2} = 1 ,$$

$$S_{\alpha_2}^Q = S_{\alpha_2}^{b_0} - S_{\alpha_2}^{b_1} - S_{\alpha_2}^{b_2} = 0 ,$$

และ

$$S_{\alpha_3}^Q = S_{\alpha_3}^{b_0} - S_{\alpha_3}^{b_1} - S_{\alpha_3}^{b_2} = -1 \quad (4.16)$$

กรณี  $Q$  ต่อการเปลี่ยนแปลงของ  $\beta p_i$  และ  $\beta n_i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3$

$$S_{\beta p_1}^Q = S_{\beta p_1}^{b_0} - S_{\beta p_1}^{b_1} - S_{\beta p_1}^{b_2} = 1 ,$$

$$S_{\beta p_2}^Q = S_{\beta p_2}^{b_0} - S_{\beta p_2}^{b_1} - S_{\beta p_2}^{b_2} = 0 ,$$

$$S_{\beta p_3}^Q = S_{\beta p_3}^{b_0} - S_{\beta p_3}^{b_1} - S_{\beta p_3}^{b_2} = 0 ,$$

และ

$$S_{\beta n_3}^Q = S_{\beta n_3}^{b_0} - S_{\beta n_3}^{b_1} - S_{\beta n_3}^{b_2} = -1 \quad (4.17)$$

ภาคผนวก ฎ  
บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการทางด้านวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และการสื่อสารในระดับชาติ และระดับนานาชาติในวิทยานิพนธ์นี้มีจำนวน 5 บทความดังต่อไปนี้

- [1] W. Tangsrirat, O. Onjan and T. Pukkalanun, "SFG synthesis of general  $n^{\text{th}}$ -order allpole voltage transfer functions using VDBAs and grounded capacitors", Proceedings of the 4<sup>th</sup> IEEE Joint International Conference on Information and Communication Technology, Electronic and Electrical Engineering (JICTEE 2014), Chiang Rai, Thailand, pp.291-294, 2014.
- [2] W. Tangsrirat, O. Onjan, and T. Pukkalanun, "BiCMOS realization of voltage differencing buffered amplifier (VDBA) and its application", Proceedings of the 29<sup>th</sup> International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2014), Phuket, Thailand, 1-4 July, pp.1028-1031, 2014.
- [3] อุษณา อ่อนจันทร์, ทศยา ปุคคละนันท์ และ วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์, "วงจรรองสัญญาณอันดับสองแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจร VDBA", การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ 7, จ.ชลบุรี, หน้า 283-286, 2558.
- [4] O. Onjan, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, "SFG realization of general  $n^{\text{th}}$ -order allpass voltage transfer functions using VDBAs", Proceedings of the 12<sup>th</sup> IEEE International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2015), Hua Hin, Thailand, pp.1-6, 2015.
- [5] O. Onjan, S. Unhavanich, and W. Tangsrirat, "SFG actualization of general  $n^{\text{th}}$ -order voltage transfer functions using VDBAs", Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (IMECS 2016), Hong Kong, China, 16-18 March, pp.585-589, 2016.

# JICTEE 2014

The Forth Joint International Conference on Information and  
Communication Technology, Electronic and Electrical Engineering

March 5-8, 2014, Chiang Rai, Thailand



JICTEE  
2014

# SFG Synthesis of General $n^{\text{th}}$ -Order Allpole Voltage Transfer Functions Using VDBAs and Grounded Capacitors

Worapong Tangsrirat      Oosana Onjan      Tattaya Pukkalanun

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL),  
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand  
drworapong@yahoo.com, oosana.oj@gmail.com, tattap@yahoo.com

**Abstract**—This paper presents the synthesis procedure of using the signal flow graph (SFG) technique to realize general  $n^{\text{th}}$ -order allpole voltage transfer function employing voltage differencing buffered amplifiers (VDBAs) and grounded capacitors. The proposed methodology, in general, contains at most  $n$  VDBAs and  $n$  grounded capacitors, without needing external passive resistors. It has been also show that the design procedure given here is simple structure, convenient tenability, and suitable for integration. Furthermore, the circuit has low sensitivity and also provides high-input and low-output impedances suitable for voltage-mode operation. PSPICE simulation results which agree very well with the theoretical analysis are also included.

**Keywords**- Signal Flow Graph (SFG), Voltage Differencing Buffered Amplifier (VDBA), allpole lowpass filter

## I. INTRODUCTION

It is well-known that active elements are very important in the synthesis of analog signal processing/signal generation circuit solutions. Up to now, different kinds of high-performance active elements have been introduced [1]. One of them is VDBA (voltage differencing buffered amplifier) [2]-[3]. This element is introduced as an alternative to the existing CDBA (current differencing buffered amplifier) [4]. The difference between VDBA and CDBA is that the VDBA inputs are voltage as for the CDBA inputs are current. A number of analog signal processing circuits, such as active filters, sinusoidal oscillators and immittance function simulators etc., based on VDBA element have recently been developed. However, little work has been studied in the synthesis of general  $n^{\text{th}}$ -order allpole lowpass voltage transfer function. Although interesting circuit realizations of an  $n^{\text{th}}$ -order allpole lowpass transfer function synthesis can be found in [5]-[6]. The circuit in [5] has too many grounded resistors, i.e.  $n+1$  current conveyors,  $n$  grounded resistors and  $n$  grounded capacitors. In [6], the circuit operates in current-mode.

Therefore, this work largely focuses on presenting a general synthesis procedure for the realization of a general  $n^{\text{th}}$ -order allpole voltage transfer function. The proposed method is based on drawing a signal flow graph (SFG) directly from the given transfer function and then obtaining, from the graph, the active-C filter involving VDBAs as active elements. The resulting circuit uses a minimum number of  $n$  VDBAs and  $n$  grounded capacitors, which makes the circuit especially

suitable for monolithic implementation. It is also shown that the design procedure proposed here is general and simple. Design examples and simulation results obtained from PSPICE program illustrate the properties of the proposed design procedure.

## II. VOLTAGE DIFFERENCING BUFFERED AMPLIFIER (VDBA)

The symbolic representation of the VDBA is shown in Fig.1. Assuming the standard notation, the terminal defining relations of this device can be characterized by the following set of equations [2]-[3] :

$$i_p = i_n = 0, \quad i_z = g_m(v_p - v_n) \quad \text{and} \quad v_w = v_z \quad (1)$$

where  $g_m$  is the transconductance gain of the VDBA. According to eq.(1), the VDBA element is conceptually a combination of the transconductance amplifier as an input stage, and the unity-gain voltage buffer as an output stage. The differential input voltage between the terminals p and n ( $v_p - v_n$ ) is then converted to a current at the z-terminal ( $i_z$ ) by a  $g_m$ -parameter. The output voltage at the w-terminal ( $v_w$ ) follows the voltage across the z-terminal ( $v_z$ ). In general, the  $g_m$ -value is adjustable over several decades by a supplied bias current/voltage, which lends electronic controllability to design circuit parameters.

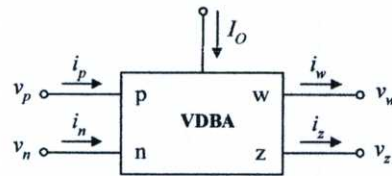


Figure 1. Electrical symbol of the VDBA.

The possible bipolar realization of the VDBA is shown in Fig.3. Its internal structure is mainly composed of a transconductance amplifier implemented by transistors  $Q_1$ - $Q_7$  and a unity-gain voltage buffer circuit  $Q_8$ - $Q_{11}$ . Using small-

signal analysis, the transconductance gain ( $g_m$ ) of the VDBA is directly proportional to the external bias current  $I_O$ , which is approximately equal to :

$$g_m = \frac{I_O}{2V_T} \tag{2}$$

and  $V_T \approx 26$  mV at  $27^\circ\text{C}$ . The differential input resistance looking between p and n terminals is found as :

$$r_{pn} \approx 2\beta_n r_{m} \tag{3}$$

where  $\beta_n$  and  $r_m$  denote and small-signal current gain and small-signal base resistance of the npn transistor, respectively. The input resistances at the terminals z and w are respectively given by

$$r_z = \frac{\beta_n \beta_p}{2g_{m0}} \tag{4}$$

and 
$$r_w = \frac{1}{2g_{m0}} \tag{5}$$

where  $\beta_p$  represents the small-signal current gain of the pnp transistor, and  $g_{m0} = I_Q/V_T$ . Using quiescent conditions, the offset voltage between z and w terminals is determined from

$$V_{OS} = V_z - V_w = V_T \ln \frac{I_{S(pnp)}}{I_{S(npn)}} \tag{6}$$

where  $I_{S(pnp)}$  and  $I_{S(npn)}$  are the saturation current of the pnp and npn transistors, respectively.

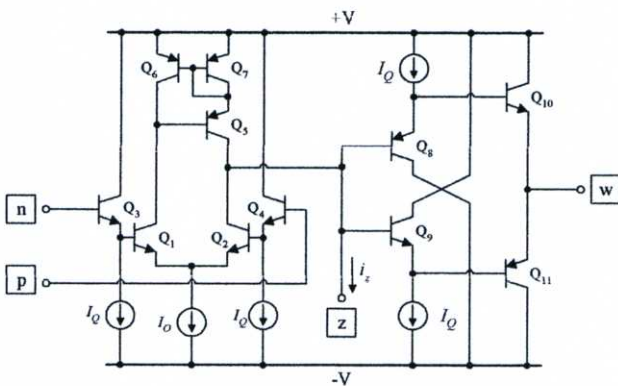


Figure 2. Possible implementation of the VDBA in bipolar technology.

### III. SFG-BASED REALIZATION PROCEDURE

In general, the  $n^{\text{th}}$ -order allpole lowpass voltage transfer function can be expressed in the following form.

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + 1} \tag{7}$$

This expression can be represented by the signal flow graph (SFG) as shown in Fig.3. It clearly seen that the graph consists of only basic operation, which is the voltage lossless integrator as redraw in Fig.4. Using the terminal relations of the VDBA given in equation (1), we can easily realize this sub-graph by using the VDBA-based sub-circuits as shown in the below figure. For the VDBA-based circuit realization, it can obtain by interconnecting the corresponding sub-circuit of Fig.4 according to the overall signal flow representation of Fig.3. Therefore, the VDBA-C circuit realizing general  $n^{\text{th}}$ -order allpole lowpass voltage transfer function is readily shown in Fig.5. Note that the resulting configuration contains  $n$  VDBAs as active elements and  $n$  capacitors as passive elements for any  $n^{\text{th}}$ -order transfer function. Also note that the circuit realization uses only grounded capacitor, which is suitable for integration point of view [7], and also provides high-impedance input and low-output impedance terminals that are desirable for cascading in voltage-mode operation.

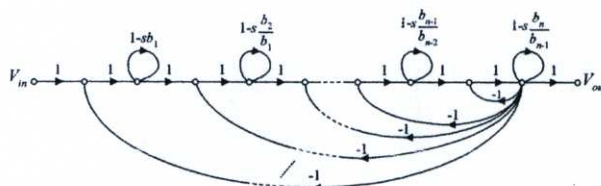


Figure 3. Signal flow graph representing equation (7).

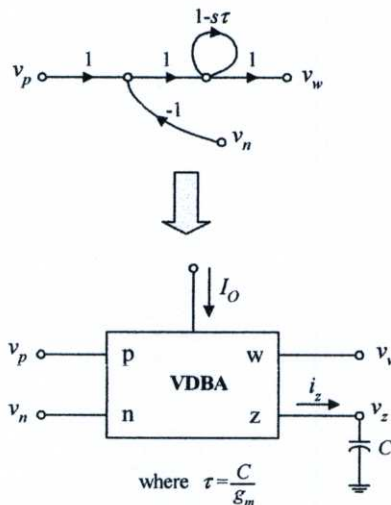


Figure 4. Sub-graph and its corresponding active-C sub-circuit.

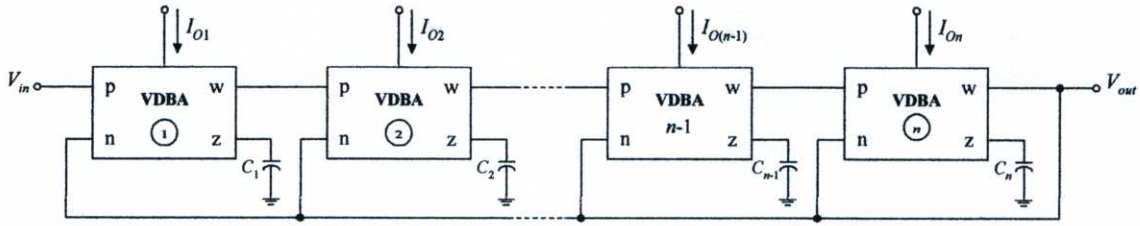


Figure 5. VDBA-based realization of  $n^{\text{th}}$ -order allpole voltage transfer function, corresponding to the SFG given in Fig.3.

IV. DESIGN EXAMPLE

To demonstrate the usefulness of the proposed design procedure, the 3<sup>rd</sup>-order allpole transfer function is considered. Generally, the voltage transfer function of the normalized 3<sup>rd</sup>-order Butterworth lowpass filter is defined as :

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + 1} = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1} \quad (8)$$

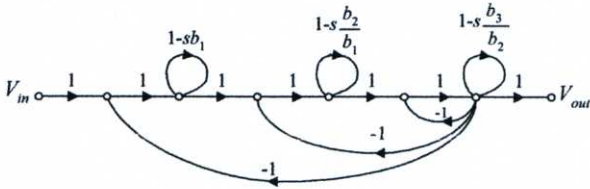
It can easily shown that this transfer function can be represented by the SFG shown in Fig.6(a), and the corresponding circuit realization of this graph is thus shown in Fig.6(b).

$$\frac{b_3}{b_2} = \frac{C_3}{g_{m3}} = \frac{1}{2} \quad (9)$$

$$\frac{b_2}{b_1} = \frac{C_2}{g_{m2}} = 1 \quad (10)$$

and 
$$b_1 = \frac{C_1}{g_{m1}} = 2 \quad (11)$$

Thus, the normalized component value are obtained as :  $C_1 = C_2 = C_3 = 1 \text{ F}$ ,  $g_{m1} = 1/2 \text{ A/V}$ ,  $g_{m2} = 1 \text{ A/V}$ , and  $g_{m3} = 2 \text{ A/V}$ . Circuit analysis yields the voltage transfer function of Fig.6(b) as :



$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3} \frac{1}{s^3 + \left(\frac{g_{m3}}{C_3}\right)s^2 + \left(\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_2C_3}\right)s + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3}\right)} \quad (12)$$

The active and passive sensitivities of the natural angular frequency ( $\omega_0$ ) and quality factor ( $Q$ ) are calculated using relations given in [8]. The results of active and passive sensitivity analysis of various parameters for the proposed filter are given in Table I. It is clearly seen that all the sensitivities are low and within unity in magnitude.

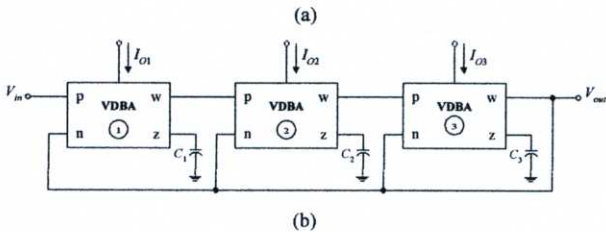


Figure 6. 3<sup>rd</sup>-order lowpass transfer function of equation (8)

(a) SFG representation (b) circuit realization.

TABLE I. SENSITIVITIES FOR THE CIRCUIT PARAMETERS IN FIG.6.

	$g_{m1}$	$g_{m2}$	$g_{m3}$	$C_1$	$C_2$	$C_3$
$b_0$	1	1	1	-1	-1	-1
$b_1$	1	1	0	-1	-1	0
$b_2$	1	0	0	-1	0	0
$\omega_0$	0	1	0	0	-1	0
$Q$	-1	0	1	1	0	-1

In this case, the design equations of the circuit are :

V. SIMULATION RESULTS

To verify the theoretical analysis, the proposed design structure was simulated with PSPICE program. In simulations, the VDBA given in Fig.2 has been used. The PNP and NPN transistors in VDBA implementation were simulated using the typical parameters of bipolar transistor model PR100N (PNP) and NP100N (NPN). The DC supply voltages and bias currents were respectively selected as : +V = -V = 1.5V and  $I_Q = 50 \mu A$ .

To demonstrate the tunable performance, Fig. 7 displays the tunable characteristic of the transconductance gain ( $g_m$ ) of the VDBA in Fig.2, when the external DC bias current ( $I_Q$ ) is adjusted from  $25 \mu A$ ,  $50 \mu A$ ,  $100 \mu A$  to  $150 \mu A$ . The simulated results show that the  $g_m$ -values are obtained as : 0.48 mA/V, 0.96 mA/V, 1.92 mA/V and 2.88 mA/V, respectively. It can also be measured that the -3dB bandwidth in a high frequency as nearly as 2 MHz is achieved. The AC voltage transfer characteristic from the port z to the port w ( $v_w/v_z$ ) is shown in Fig. 8. The simulated transfer characteristics prove that the circuit can exhibit an electronically tunable signal transfers over a wide current range.

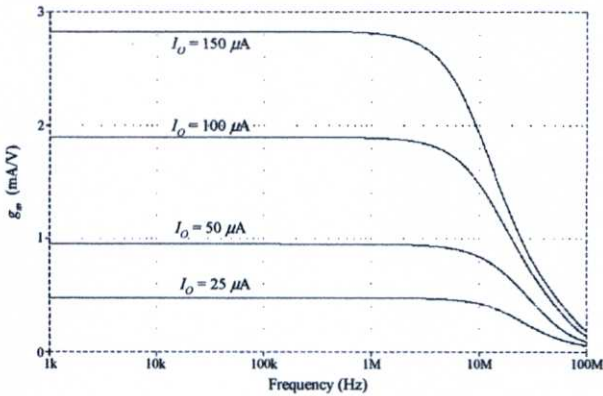


Figure 7. Simulated  $g_m$  frequency responses of the VDBA in Fig.2.

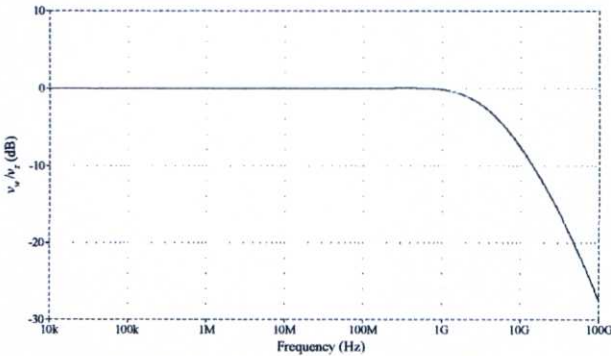


Figure 8. AC voltage transfer characteristic of  $v_w/v_z$ .

As an example, the illustrative voltage-mode 3<sup>rd</sup>-order allpole lowpass configuration of Fig.6(b) was designed with  $\omega_b = 10^6$  rad/sec. For this purpose, the de-normalized component value were chosen as :  $C_1 = C_2 = C_3 = 1$  nF, and  $g_{m1} = 2$  mA/V

( $I_{O1} \cong 104 \mu A$ ),  $g_{m2} = 1$  mA/V ( $I_{O2} \cong 52 \mu A$ ), and  $g_{m3} = 1/2$  mA/V ( $I_{O3} \cong 26 \mu A$ ). The simulated responses comparing with the theoretical values are shown in Fig.9. From the results, it can be observed that the simulation results agree very well with theoretical predictions.

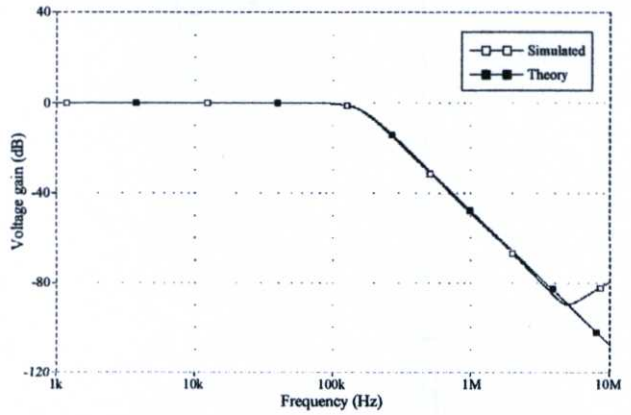


Figure 9. Ideal and simulated frequency responses of the circuit realization in Fig.6(b).

VI. CONCLUSION

This study presents a synthesis procedure for realizing the  $n^{\text{th}}$ -order allpole lowpass voltage transfer function by a resistor-less (active-C) circuit. By using the signal flow graph representation, any  $n^{\text{th}}$ -order lowpass function can be realized employing  $n$  VDBAs and  $n$  grounded capacitors. The resulting circuit obtained from the presented approach is a simple structure and especially suitable for integration. It has high-input and low-output impedances, and also convenient electronic controllability through the  $g_m$ -value of the VDBA.

REFERENCES

- [1] D. Biolek, R. Senani, V. Biolkova and Z. Kolka, "Active elements for analog signal processing : classification, review, and new proposals", *Radioengineering*, vol.17, no.4, pp. 15-32, 2008.
- [2] V. Biolkova, Z. Kolka and D. Biolek, "Fully balanced voltage differencing buffered amplifier and its applications", *Proc of The 52<sup>nd</sup> MWSCAS*, Cancun, Mexico, 2009.
- [3] F. Kacar, A. Yesil and A. Noori, "New CMOS realization of voltage differencing buffered amplifier and its biquad filter applications", *Radioengineering*, vol.21, no.1, pp.333-339, 2012.
- [4] W. Tangsrirat, W. Surakampontron and N. Fujii, "Realization of leapfrog filters using current differential buffered amplifiers", *IEICE Transactions on Fundamental of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol.E86-A, no.2, pp.318-326, 2003.
- [5] E. O. Gunes and F. Anday, "Realization of current-mode low pass filters using CFCCIs", *Electron. Lett.*, vol.31, no.25, pp.2161-2162, 1995.
- [6] W. Tangsrirat, "Active-C realization of  $n^{\text{th}}$ -order current-mode allpole lowpass filters using CFTAs", *Proc. of Int. MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2012 Vol II (IMECS 2012)*, Hong Kong, March 14-16, pp.983-986, 2012.
- [7] M. Bhusan, R.W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits", *Electron. Lett.*, vol.3, pp.148-149, 1967.
- [8] M. A. Soderstrand and S. K. Mitra, "Sensitivity analysis of third order filters", *Int. J. Electron.*, vol.30, pp.265-272, 1972.

**ITC-CSCC 2014**

The 29<sup>th</sup> International  
Technical Conference  
on Circuits/Systems,  
Computers and  
Communications  
(ITC-CSCC 2014)

**July 1-4, 2014**  
Phuket Graceland Resort and Spa  
Phuket, Thailand

**ITC-CSCC 2014**  
Phuket Thailand

# BiCMOS Realization of Voltage Differencing Buffered Amplifier (VDBA) and Its Application

Worapong Tangsirat      Oosana Onjan      Tattaya Pukkalanun  
*Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL),  
 Chalongkrung road, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand  
 ktworapo@kmitl.ac.th, oosana.oj@gmail.com, tattap@yahoo.com*

**Abstract**—The circuit realization of a voltage differencing buffered amplifier (VDBA) suitable for integration in BiCMOS technology has been presented in this paper. The circuit principle is based on the use of the differential-input transconductance amplifier as the front end, together with the unity-gain voltage amplifier as the rear-end. Simulation results using standard 0.35 $\mu$ m BiCMOS process model confirm the expected performance of the proposed circuit. As an application example, the proposed VDBA is employed to realize a resistorless first-order allpass filter.

**Keywords**— Voltage Differencing Buffered Amplifier (VDBA), BiCMOS technology.

## I. INTRODUCTION

Recently, the newly introduced active element called voltage differencing buffered amplifier (VDBA) is described [1], as an alternative to the existing current differencing buffered amplifier (CDBA) [2]. Many applications of VDBA in analog signal processing area have also been developed in the literature [3]-[5]. The circuit principle of the VDBA device is essentially composed of the differential-input transconductance amplifier at the input stage, and the voltage follower at the output stage. Possible VDBA implementations were introduced by various analog designers. In [3], VDBA designed using two commercially available integrated circuit OPA860 has been proposed. Lately, there is interest for VDBA integrated completely in CMOS technology [4]-[6]. However, the linear tunability of their transconductance cannot be achieved, due to non-linear drain current of the MOSFET differential pair architecture.

In recent integrated circuit technology, there are two basic technologies that are known as bipolar and CMOS technologies. For the bipolar transistor technology, it has higher transconductance gain ( $g_m$ ), low-noise performance and better high-frequency performance than their CMOS counterparts [7]. On the other hand, the advantage of the CMOS technology includes high-input impedance level, low power dissipation and small chip area. The circuit realized in BiCMOS technology will therefore provide the main advantages of both technologies.

In this work, a simplified BiCMOS structure of the VDBA is introduced. The proposed VDBA was implemented in standard 0.35 $\mu$ m BiCMOS technology. The circuit offers the main advantages of simple circuit structure, low power dissipation and low power supply. The performances of the

proposed VDBA were illustrated through PSPICE simulation results.

## II. BASIC CONCEPT OF THE VDBA

The electrical symbol of the VDBA is shown in Fig.1. The conception of the classical VDBA is based on the use of the transconductance amplifier and voltage follower. As shown from Fig.1, the VDBA device has high-impedance voltage differencing input terminals labeled as p and n, high-impedance current output terminal z, and low-impedance outputs of voltage buffer/inverter noted as w+ and w-. The corresponding circuit properties can be described by the following matrix :

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \\ i_z \\ v_{w+} \\ v_{w-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_z \\ i_{w+} \\ i_{w-} \end{bmatrix} \quad (1)$$

where  $g_m$  is the transconductance gain of the VDBA. In general, control of the  $g_m$ -value is usually possible by an external supplied voltage or current.

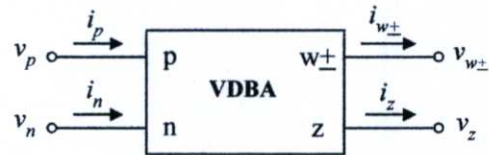


Fig.1. Circuit representation of the VDBA.

## III. PROPOSED BiCMOS VDBA REALIZATION

Fig.2 shows the complete circuit diagram of the proposed BiCMOS VDBA circuit. The input stage consists of input transistor  $M_1$ - $M_2$ ,  $Q_1$ - $Q_4$ , and current mirror transistor  $M_3$ ,  $Q_5$ ,  $Q_6$ . Transistors  $M_4$ - $M_5$  and  $M_6$ - $M_7$  represent the output stages, which provide w- and w+ terminals respectively.

The MOS input transistors  $M_1$  and  $M_2$  provide very high input impedance and very low bias currents. Because of their low transconductance, the bipolar input transistors  $Q_1$ - $Q_4$  are added to provide an extra gain stage. The current mirror  $M_3$ ,  $Q_5$ ,  $Q_6$  is an improved BiCMOS version of the mirror. The MOS transistor  $M_3$  reduces the effect of the base currents of the bipolar transistors in such a way that a very accurate current

mirror is realized. The small-signal effective transconductance ( $g_m$ ) of the VDBA derived from this stage can be calculated in a fashion similar to that for the all bipolar version [8], giving :

$$g_m = \frac{I_B}{V_T} \tag{2}$$

where  $V_T \cong 26$  mV at 27°C is the thermal voltage.

For the output stage, transistors  $M_4$ - $M_5$  and  $M_6$ - $M_7$  form the common-source amplifier with diode connected load. The small-signal effective voltage gain ( $v_{w-}/v_z$  and  $v_{w+}/v_z$ ) can be determined by using hybrid- $\pi$  model in which both the body effect and the output resistance of the two transistors have been included. Assume that all transistors operate in the active region. Therefore, the resulting voltage gains in Fig.2 are approximately found as :

$$\frac{v_{w-}}{v_z} \cong -\frac{g_{m4}}{g_{m5}} \tag{3}$$

and

$$\frac{v_{w+}}{v_z} \cong -\frac{g_{m4} g_{m6}}{g_{m5} g_{m7}} \tag{4}$$

where  $g_{mi}$  denotes the conductance of transistor  $M_i$ . Under the simplifying assumption that  $g_{m4} \cong g_{m5}$  and  $g_{m6} \cong g_{m7}$ , thus  $v_{w-} \cong -v_z$  and  $v_{w+} \cong v_z$  as expected.

IV. SIMULATION RESULTS

The performance of the proposed VDBA structure in Fig.2 was simulated on PSPICE program using standard 0.35- $\mu$ m BiCMOS process parameters. Transistor aspect ratios (W/L in  $\mu$ m/ $\mu$ m) were 14/0.7 and 28/0.7 for all the NMOS and PMOS

transistors respectively. The circuit was biased at  $I_A = 25 \mu$ A under  $\pm V = \pm 0.75$  V. The proposed circuit has 0.15-mW static power consumption.

Fig.3 shows simulated plots of the DC transfer characteristics of the current  $i_z$  versus  $v_p$  ( $v_n = 0$ ) for three different values of the bias current  $I_B$ , leading to three different transconductance values. Fig.4 also shows the graph of high-frequency responses of  $i_z/v_p$  ( $g_m$ ) under the same conditions. It can be measured from the results that the  $g_m$ -values are obtained as : 0.925 mA/V, 10808 mA/V and 3.457 mA/V for  $I_B = 25 \mu$ A, 50  $\mu$ A and 100  $\mu$ A, respectively. It can be observed that the bandwidth for different values of  $I_B$  has a constant value of about 10 MHz.

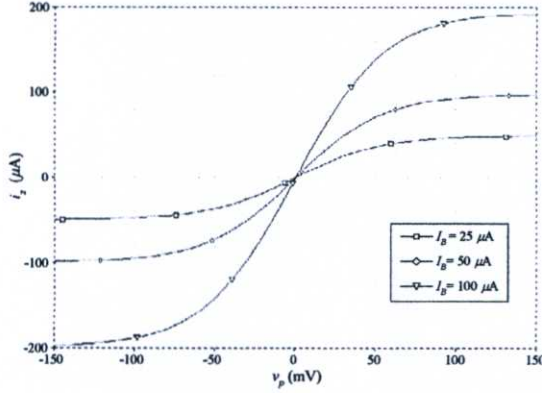


Fig.3. DC transfer characteristics of  $i_z$  versus  $v_p$  for different values of  $I_B$ .

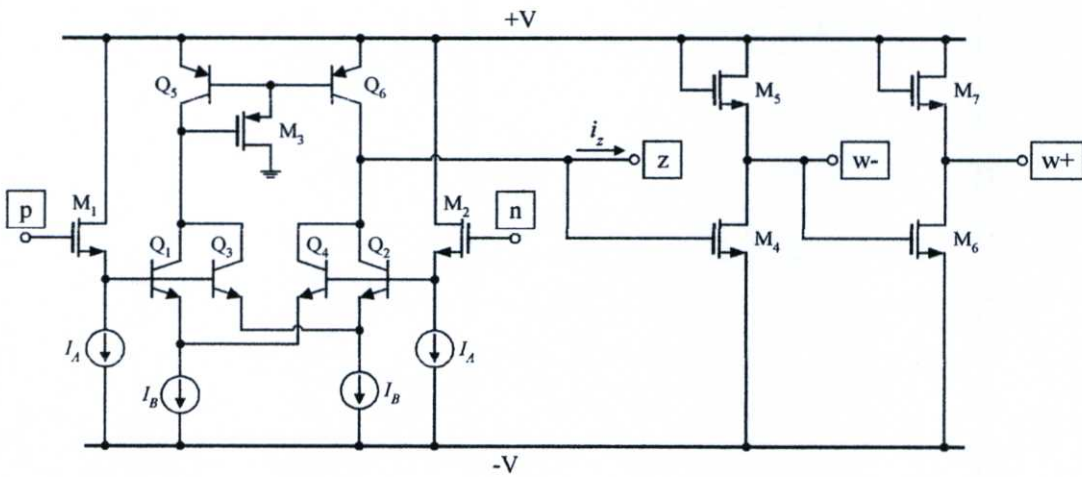


Fig.2. Proposed VDBA realization in BiCMOS technology

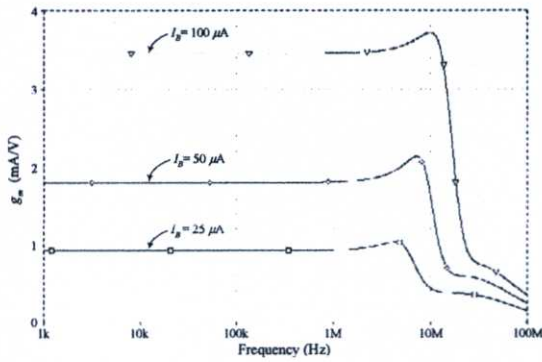


Fig.4. Frequency responses of  $i_z/v_p$ .

For the voltage buffer/inverter configuration, the DC transfer characteristics between  $v_{w\pm}$  and  $v_z$  of the VDBA are shown in Fig.5. As can be observed, for linear circuit operation, the large-signal voltage gain between terminals z and  $w\pm$  is about  $\pm 200$  mV. The AC transfer characteristics of  $v_{w\pm}/v_z$  are also illustrated in Fig.6. From the simulation results, the voltage gains  $v_{w+}/v_z$  and  $v_{w-}/v_z$  are approximated to 0.96 and 0.98, respectively, where by the bandwidths of both w+ and w- terminals are up to approximately 300 MHz.

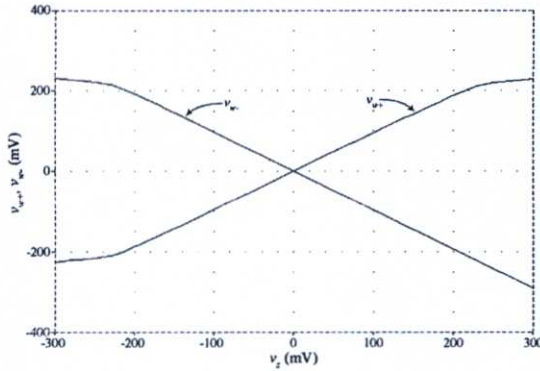


Fig.5. DC transfer characteristics of  $v_{w+}$  versus  $v_z$  and  $v_{w-}$  versus  $v_z$ .

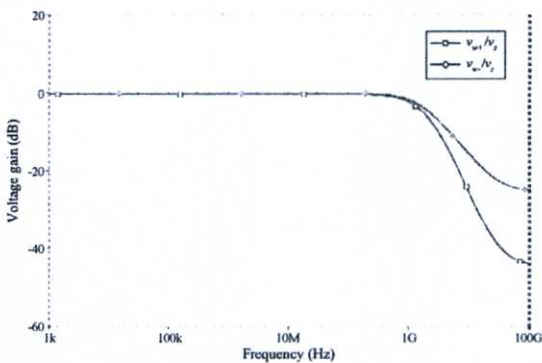


Fig.6. Frequency responses of  $v_{w+}/v_z$  and  $v_{w-}/v_z$ .

V. APPLICATION EXAMPLE

To demonstrate the workability of the proposed VDBA, the realization of the resistorless first-order voltage-mode allpass (AP) filter reported in [5] is used as an application example. As shown in Fig.7, the circuit is composed of only VDBA and one floating capacitor. The voltage transfer function of this filter can be derived as :

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{sC - g_m}{sC + g_m} \tag{5}$$

The circuit of Fig.7 performs the first-order voltage-mode AP filter with the following pole frequency ( $f_p$ ) and phase response ( $\phi$ ).

$$f_p = \frac{g_m}{2\pi C} = \frac{I_B}{2\pi V_T C} \tag{6}$$

and

$$\phi = \pi - 2 \tan^{-1} \left( \frac{2\pi f V_T C}{I_B} \right) \tag{7}$$

From eq.(7), the  $f_p$  can easily be adjusted by tuning the bias current  $I_B$  of the VDBA.

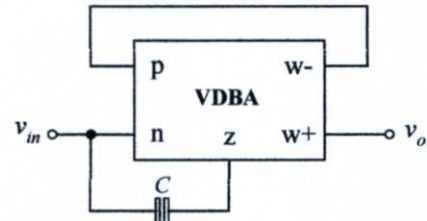


Fig.7. Resistorless first-order voltage-mode allpass filter using single VDBA.

The simulations are also performed to verify the functionality of the tunable resistorless AP filter realization in Fig.7. In simulations, the circuit was designed with the following active and passive components:  $I_B = 25 \mu A$  and  $C = 40$  pF, to obtain a first-order AP voltage response with the pole frequency of  $f_p = 3.82$  MHz. Fig.8 shows the simulated gain and phase responses of the filter, which is in conformity with the theory. The time domain responses are also shown in Fig.9.

Next, the electronic controllability of the proposed circuit is drawn in Fig.10, where the corresponding phase responses with respect to the bias current  $I_B$  are given. The pole frequency  $f_p$  is varied from 1.50 MHz, 2.95 MHz to 7.45 MHz for a variation of  $I_B$  from 10  $\mu A$ , 20  $\mu A$ , to 50  $\mu A$ , respectively.

REFERENCES

- [1] D. Biolek, R. Senani, V. Biolkova, Z. Kolka, "Active elements for analog signal processing: classification, review, and new proposals", *Radioengineering*, vol. 17 no. 4, pp.15-32, 2008.
- [2] C. Acar and S. Ozoguz, "A new versatile building block : current differencing buffered amplifier suitable for analog signal processing filters", *Microelectronics J.*, vol.30, pp.157-160, 1999.
- [3] V. Biolkova, Z. kolka, D. Biolek, "Fully balanced voltage differencing buffered amplifier and its applications", *Proc. 52<sup>nd</sup> MWSCAS*, Aug.2-5, Cancun, Mexico, pp.45-48, 2009.
- [4] F. Kacar, A. Yesil, A. Noori, "New CMOS realization of voltage differencing buffered amplifier and its biquad filter application", *Radioengineering*, vol. 21, no.1, pp. 333-339, 2012.
- [5] N. Herencsar, S. Minaei, J. Koton, E. Yuce, K. Vrba, "New resistorless and electronically tunable realization of dual-output VM all-pass filter using", *Analog Integr. Circ. Signal Process.*, vol.74, no.1, pp.141-154, 2013.
- [6] R. Sotner, J. Jerabek, N. Herencsar, "Voltage differencing buffered/inverted amplifiers and their applications for signal generation", *Radioengineering*, vol.22, no.2, pp.490-504, 2013.
- [7] M. Ismail, T. Fiez, *Analog VLSI Signal and Information Processing*, McGraw-Hill, Inc., 1994.
- [8] W. Tangsrirat, "Single-input three-output electronically tunable universal current-mode filter using current follower transconductance amplifiers", *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol.65, no.10, pp.783-787, 2011.

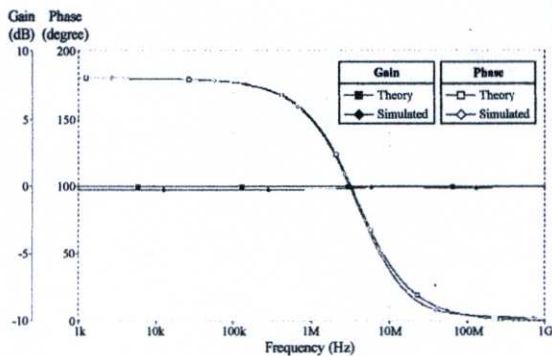


Fig.8. Ideal and simulated gain and phase responses of the AP filter in Fig.7 at  $f_p = 3.82$  MHz.

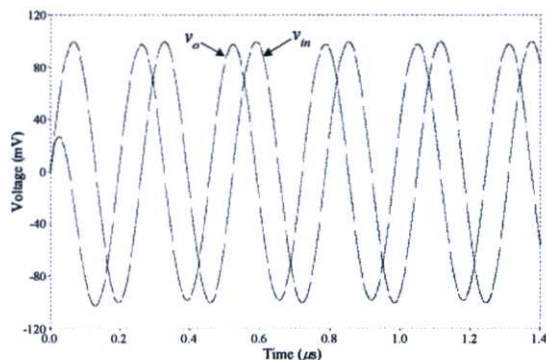


Fig.9. Time domain responses of the AP filter in Fig.7.

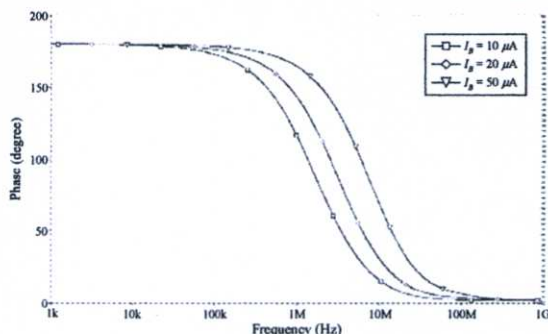


Fig.10. Electronic  $f_p$  tuning with  $I_B$ .

VI. CLOSING REMARKS

This work presents an integrable circuit technique for implementing a recently developed active element, called voltage differencing buffered amplifier (VDBA). Our major attention is focused on the simple realization of VDBA, which is suitable for fabricating in BiCMOS technology. The performance of the proposed VDBA is discussed and also verified by PSPICE simulations using standard 0.35- $\mu$ m BiCMOS process parameters.



การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 7

EENET2015





# EENET2015

*Creative Technology for Green Energy*

27-29 May 2015, A-one The Royal Cruise Hotel

## การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ 7

The 7<sup>th</sup> Conference of Electrical Engineering Network  
of Rajamangala University of Technology



Conference Topics

- ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
- ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
- ระบบควบคุมและการวัด (CT)

- การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
- พลังงานและการอนุรักษ์พลังงาน (ES)
- งานวิจัยอื่นที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)
- คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)
- นวัตกรรมและสิ่งประดิษฐ์ (IN)

คณะกรรมการจัดการประชุมวิชาการ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า วิศวกรรมควบคุม วิศวกรรมศาสตร์  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี  
2 ถนนบางเขนสี่แยก แขวงทุ่งนาคแยบ เขตสาทร กรุงเทพฯ 10120  
<http://www.eenet2015.org>

## บทความวิจัย

การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้ามหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ 7

Proceedings of the 7<sup>th</sup> Conference of Electrical Engineering Network of Rajamangala University of Technology 2015 (EENET 2015)

## วงจรรองสัญญาณอันดับสองแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจรวจร VDBA

## Triple-Input Single-Output Second-Order Filter Using VDBAs

อุษณา อ่อนจันทร์    ทัตตา ปุคคะนันท์    วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์

ภาควิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขที่ 1 ถนนฉลองกรุง แขวงลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 โทรศัพท์ 02-326-4205

E-mail: oosana.oj@gmail.com, tattap@yahoo.com, ktworapo@kmitl.ac.th

## บทคัดย่อ

บทความนี้ นำเสนอวงจรรองสัญญาณอันดับสอง อนุกรมสองขั้วโดยใช้วงจรวจร VDBA (voltage differencing buffered amplifier) ซึ่งอาศัยเทคนิคการฟีดแบ็คสัญญาณในการออกแบบวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอประกอบด้วยขั้วอินพุตสามขั้วและขั้วเอาต์พุตหนึ่งขั้ว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณอันดับสองมาตรฐานครบทั้งห้าฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ (LP) หักแถบความถี่ (BS) กรองผ่านความถี่สูง (HP) กรองผ่านแถบความถี่ (BP) และกรองผ่านทุกความถี่ (AP) โดยการเลือกขั้วอินพุตที่เหมาะสม คุณสมบัติการทำงานที่สำคัญของวงจรรองสัญญาณสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการแปรค่าอัตราขยายค่าความนำของวงจรวจร VDBA ความถูกต้องในการทำงานของวงจรรองสัญญาณจะแสดงผลการจำลองคอมพิวเตอร์

คำสำคัญ: วงจรวจร VDBA, วงจรรองสัญญาณอันดับสอง, วงจรทำงานโหมดแรงดัน

## Abstract

In this study, a novel second-order universal filter using VDBAs (voltage differencing buffered amplifiers) is described. The signal-flow-graph technique is utilized to synthesis the filter. The described filter having three inputs and one output terminals can generate all the five standard second-order filtering functions namely : lowpass (LP), bandstop (BS), highpass (HP), bandpass (BP) and allpass (AP) by selecting relevant input signal voltages. The important filter parameters can be tuned electronically through transconductance gains of the VDBAs. The validity of the proposed filter has been demonstrated by simulation results.

Keywords: Voltage Differencing Buffered Amplifier (VDBA), second-order filter, voltage-mode circuit

## 1. บทนำ

เมื่อราวปี ค.ศ. 2008 ได้มีการนำเสนอแนวคิดอุปกรณ์แอกทีฟชนิดใหม่ทีเรียกว่า วงจรวจร VDBA (voltage differencing buffered amplifier) ขึ้นเป็นครั้งแรก [1] หลังจากนั้นเป็นต้นมาจึงได้มีการนำวงจรวจร VDBA ไปประยุกต์ใช้ออกแบบและสังเคราะห์วงจรรวมผลสัญญาณแอนะล็อกต่างๆ มากมาย [1]-[6] โดยคุณสมบัติสำคัญของวงจรวจร VDBA นั้นประกอบด้วยวงจรรายในสองวงจรรวม คือ วงจรรายขยายค่าความนำ (transconductance amplifier) ทำหน้าที่เป็นวงจรรวมอินพุต และวงจรรวมแรงดัน (buffered voltage amplifier) ทำหน้าที่เป็นวงจรรวมเอาต์พุต ดังนั้นจึงนับว่าวงจรวจร VDBA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่มีความเหมาะสมอย่างมากกับการพัฒนาออกแบบวงจรรวมผลสัญญาณแอนะล็อกที่ทำงานในโหมดแรงดัน และสามารถควบคุมคุณสมบัติการทำงานของวงจรรองสัญญาณได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ดังที่ได้นำเสนอไว้ในเอกสารอ้างอิง [1]-[6] โดยเฉพาะอย่างยิ่งแนวทางการออกแบบวงจรรองสัญญาณโหมดแรงดัน

บทความนี้จึงได้นำเสนอแนวทางการออกแบบวงจรรองสัญญาณอันดับสองโหมดแรงดันแบบใช้วงจรวจร VDBA ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก ในที่นี้ได้นำเทคนิคการฟีดแบ็คสัญญาณมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอมีโครงสร้างแบบสามอินพุตและหนึ่งเอาต์พุต ประกอบไปด้วยวงจรวจร VDBA จำนวนสองตัวและตัวเก็บประจุไฟฟ้าจำนวนสองตัวเท่านั้น คุณสมบัติในการทำงานที่สำคัญของวงจรรองสัญญาณ เช่น ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency,  $\omega_0$ ) และช่วงแบนด์วิธ (bandwidth) สามารถแปรค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการควบคุมอัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain,  $g_m$ ) ของวงจรวจร VDBA ซึ่งกำหนดได้จากกระแสไบอัสจากภายนอก สุดท้ายได้ทำการจำลองด้วยโปรแกรม PSPICE ทำการตรวจสอบคุณสมบัติการทำงานของวงจรวจรที่มีความถูกต้องตามหลักการทางทฤษฎี

**บทความวิจัย**

การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้ามหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ 7

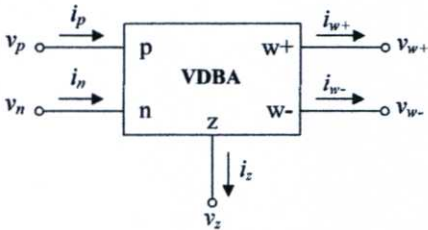
Proceedings of the 7<sup>th</sup> Conference of Electrical Engineering Network of Rajamangala University of Technology 2015 (EENET 2015)

**2. คุณสมบัติพื้นฐานของวงจร VDBA**

สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร VDBA แสดงได้ดังรูปที่ 1 โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของวงจร สามารถเขียนอธิบายได้ดังต่อไปนี้ [1]-[3]

$$i_z = g_m(v_p - v_n), \quad v_w = v_z \quad \text{และ} \quad v_w = -v_z \quad (1)$$

เมื่อ  $g_m$  คือ อัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain) ของวงจร VDBA



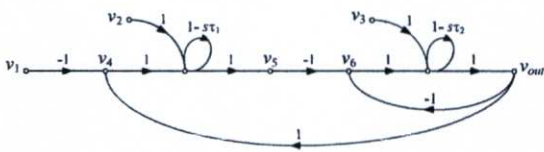
รูปที่ 1 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร VDBA

**3. ขั้นตอนการสังเคราะห์วงจร และวงจรกรองสัญญาณอันดับสองที่นำเสนอ**

พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของระบบอันดับสอง (second-order system) ซึ่งมีรูปแบบทั่วไปดังต่อไปนี้

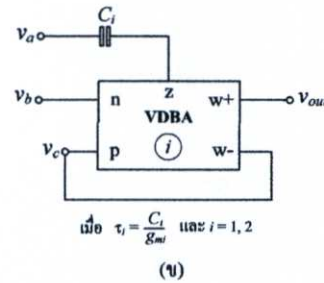
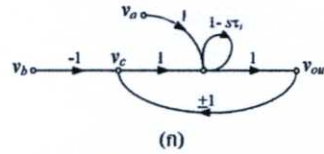
$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s^2 - 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2)$$

โดยที่  $\omega_n$  คือ ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ และ  $\zeta$  คือ อัตราหน่วง (damping ratio) ของระบบ หากนำสมการ (2) มาเขียนแสดงในรูปของกราฟการไหลสัญญาณที่มีโครงสร้างแบบสามสัญญาณอินพุต ( $v_1, v_2$  และ  $v_3$ ) และหนึ่งสัญญาณเอาต์พุต ( $v_{out}$ ) จะได้ดังรูปที่ 2 ซึ่งสังเกตได้ว่าประกอบด้วยกราฟย่อยทำหน้าที่เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ดังรูปที่ 3(ก) สองวงจรต่อкасцепกัน

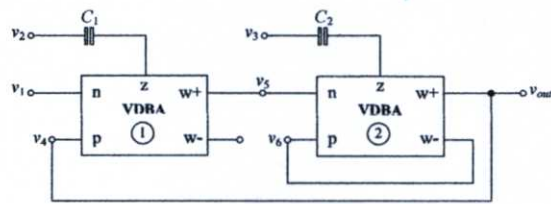


รูปที่ 2 กราฟการไหลสัญญาณของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอันดับสองมาตรฐานดังสมการ (2)

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจร VDBA ดังสมการ (1) จึงสามารถสังเคราะห์วงจรอินทิเกรเตอร์ดังรูปที่ 3(ก) ได้โดยใช้วงจร VDBA ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุซึ่งแสดงในรูปที่ 3(ข)



รูปที่ 3 กราฟย่อยซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ และการสังเคราะห์โดยใช้วงจร VDBA และตัวเก็บประจุไฟฟ้า



รูปที่ 4 การสังเคราะห์กราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 2 โดยใช้วงจร VDBA และตัวเก็บประจุไฟฟ้า เมื่อ  $\tau_1 = C_1/g_{m1}$  และ  $\tau_2 = C_2/g_{m2}$

ดังนั้นเมื่อทำการสังเคราะห์กราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 2 โดยอาศัยความสัมพันธ์ที่แสดงในรูปที่ 3 จะได้วงจรกรองสัญญาณอันดับสองโหมดแรงดันแบบสามอินพุตและหนึ่งเอาต์พุตที่นำเสนอ ดังรูปที่ 4 ซึ่งประกอบด้วยวงจร VDBA สองตัวและตัวเก็บประจุไฟฟ้าสองตัว จากนั้นทำการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 4 โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร VDBA ดังสมการ (1) ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตของวงจร ดังนี้

$$V_{out}(s) = \frac{s^2 Y_3 - \left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right) s V_2 + \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}\right) V_1}{s^2 + \left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right) s + \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}\right)} \quad (3)$$

โดยที่  $g_m$  คือ อัตราขยายค่าความนำของวงจร VDBA ตัวที่  $i$  ( $i = 1, 2$ ) ดังนั้นเมื่อพิจารณาสมการ (3) จะพบว่า วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 4 สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณอันดับสองมาตรฐานได้ครบทุกฟังก์ชัน ดังเงื่อนไขต่อไปนี้

## บทความวิจัย

การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้ามหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ 7

Proceedings of the 7<sup>th</sup> Conference of Electrical Engineering Network of Rajamangala University of Technology 2015 (EENET 2015)

1) เมื่อกำหนดให้  $V_2 = V_3 = 0$  และ  $V_1 = V_m$  จะได้คุณสมบัติวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass filter, LP)

2) เมื่อกำหนดให้  $V_1 = V_3 = 0$  และ  $V_2 = V_m$  จะได้คุณสมบัติวงจรกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass filter, BP)

3) เมื่อกำหนดให้  $V_1 = V_2 = 0$  และ  $V_3 = V_m$  จะได้คุณสมบัติวงจรกรองผ่านความถี่สูง (highpass filter, HP)

4) เมื่อกำหนดให้  $V_1 = V_3 = V_m$  และ  $V_2 = 0$  จะได้คุณสมบัติวงจรหยุดแถบความถี่ (bandstop filter, BS)

5) เมื่อกำหนดให้  $V_1 = V_2 = V_3 = V_m$  จะได้คุณสมบัติวงจรกรองผ่านทุกความถี่ (allpass filter, AP)

โดยมีคุณสมบัติสำคัญประจำตัววงจรเป็นดังต่อไปนี้

$$\omega_n = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (4)$$

$$Q = \frac{1}{2\zeta} = \sqrt{\frac{g_{m1}C_2}{g_{m2}C_1}} \quad (5)$$

และ

$$BW = \frac{\omega_n}{Q} = \frac{g_{m2}}{C_2} \quad (6)$$

เมื่อ  $Q$  คือ ตัวประกอบคุณภาพ (quality factor) และ  $BW$  คือ ช่วงความถี่แบนด์วิธ (bandwidth) ของวงจร สมการ (4) และ (6) แสดงให้เห็นว่า  $\omega_n$  นั้น สามารถแปรค่าได้ทั้งอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุม  $g_{m1}$  ของวงจร VDBA โดยไม่ส่งผลกระทบต่อ  $BW$  ของวงจร

สำหรับค่าความไวของคุณสมบัติ  $\omega_n$ ,  $Q$  และ  $BW$  คอการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอคทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟในวงจร มีค่าเท่ากับ

$$S_{g_{m1}, g_{m2}}^{S_{C_1, C_2}} = -S_{C_1, C_2}^{S_{g_{m1}, g_{m2}}} = \frac{1}{2} \quad (7)$$

$$S_{g_{m1}}^{S_{g_{m1}}} = -S_{g_{m2}}^{S_{g_{m2}}} = -S_{C_1}^{S_{C_1}} = S_{C_2}^{S_{C_2}} = \frac{1}{2} \quad (8)$$

และ

$$S_{g_{m1}}^{S_{C_1}} = S_{C_1}^{S_{g_{m1}}} = 0, \quad S_{g_{m2}}^{S_{C_2}} = -S_{C_2}^{S_{g_{m2}}} = 1 \quad (9)$$

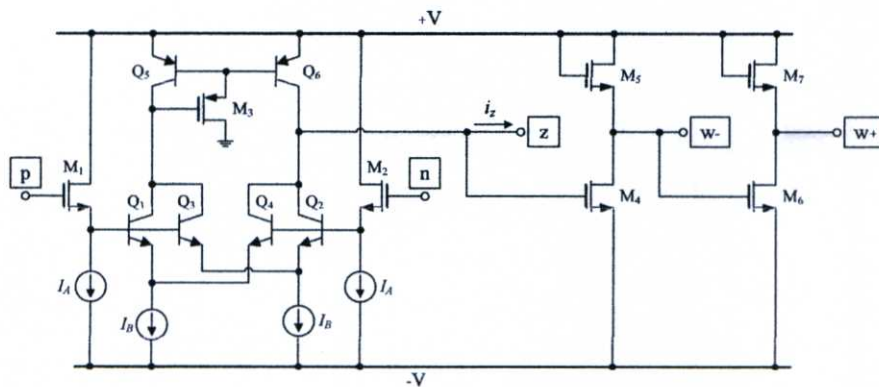
#### 4. ผลการจำลองการทำงานของวงจร

ในที่นี้ได้ใช้โปรแกรม PSPICE ทำการจำลองการทำงานของวงจรเพื่อตรวจสอบคุณสมบัติในการทำงานของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 4 โดยเลือกใช้วงจร VDBA แบบเทคโนโลยีไบโสมอส (BiCMOS) ดังแสดงในรูปที่ 5 [6] แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมีค่าเท่ากับ  $\pm 0.75V$  และ  $I_A = 25 \mu A$  จากคุณสมบัติการทำงานของวงจรดังกล่าวข้างต้น [6] จะได้อัตราขยายค่าความนำของวงจร VDBA ในกรณีนี้เท่ากับ

$$g_m = \frac{I_B}{V_T} \quad (10)$$

โดยที่  $V_T$  คือ แรงดันความร้อน (thermal voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 26 mV ที่อุณหภูมิ 27°C

และเมื่อทำการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP, HP, BS, BP และ AP ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ กำหนดให้  $I_{B1} = I_{B2} \cong 38 \mu A$  ( $g_{m1} = g_{m2} \cong 1.414 \text{ mA/V}$ ) และ  $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$  จากการเลือกใช้ค่าอุปกรณ์ดังกล่าวทำให้ได้คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีดังนี้  $f_n = \omega_n/2\pi = 225 \text{ kHz}$  และ  $Q = 1$  ในขณะที่ผลจากการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ในรูปที่ 6 พบว่าได้ค่า  $f_n$  ของวงจรกรองสัญญาณแบบ LP, HP และ BS ดังนี้  $f_n(\text{LP}) \cong 215.295 \text{ kHz}$ ,  $f_n(\text{HP}) \cong 219.919 \text{ kHz}$  และ  $f_n(\text{BS}) \cong 217.302 \text{ kHz}$  ซึ่งคิดเป็นค่าผิดพลาดประมาณ 4.33%, 3.28% และ 3.38% ตามลำดับ ส่วนรูปที่ 7 และ 8 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบ BP และแบบ AP ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าผลการจำลองมีความสอดคล้องกับผลตอบสนองทางทฤษฎีโดยได้ค่า  $f_n$  ดังนี้  $f_n(\text{BP}) \cong 213.979 \text{ kHz}$ ,  $f_n(\text{AP}) \cong 215.718 \text{ kHz}$  คิดเป็นค่าความผิดพลาดประมาณ 4.92%, 4.14% ตามลำดับ

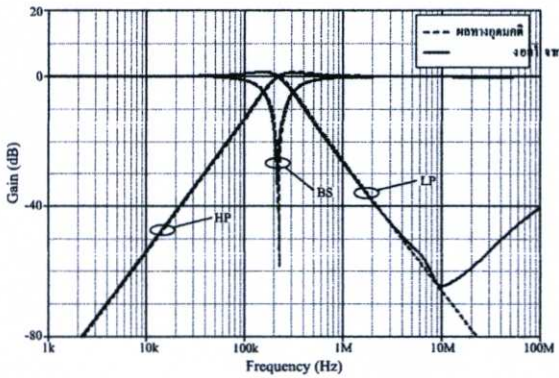


รูปที่ 5 วงจร VDBA โดยใช้เทคโนโลยีไบโสมอสที่นำเสนอใน [6]

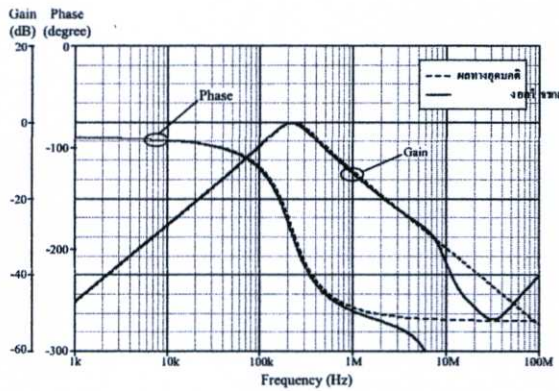
## บทความวิจัย

การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้ามหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ 7

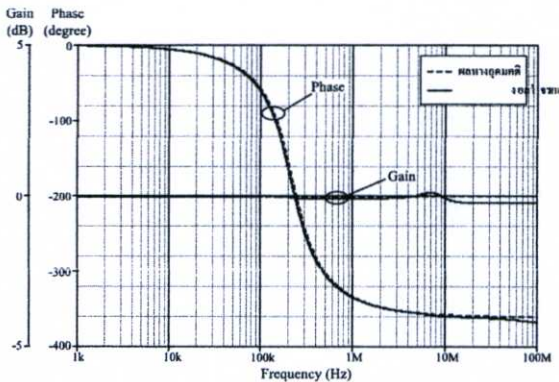
Proceedings of the 7<sup>th</sup> Conference of Electrical Engineering Network of Rajamangala University of Technology 2015 (EENET 2015)



รูปที่ 6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ LP, HP และ BS ที่นำเสนอในรูปที่ 4



รูปที่ 7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ BP ที่นำเสนอในรูปที่ 4



รูปที่ 8 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณอันดับสองแบบ AP ที่นำเสนอในรูปที่ 4

## 5. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณอันดับสองโหมดแรงดันแบบ สามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้เทคนิคกราฟการไหลสัญญาณ การสังเคราะห์วงจร ได้ใช้วงจร VDBA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักจำนวนเพียงสองตัว และตัวเก็บประจุไฟฟ้าเป็นอุปกรณ์พาสซีฟจำนวนสองตัวเท่านั้น วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณอันดับสองได้ครบทุกแบบ คือ LP, HP, BP, BS และ AP โดยปราศจากเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรและไม่ต้องปรับเปลี่ยนรูปแบบของวงจร ทั้งยังสามารถปรับค่า  $\omega_c$  และ  $BW$  ของวงจรได้อย่างอิสระด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอกของวงจร VDBA นอกจากนี้ความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์ในวงจรยังมีค่าที่ต่ำอีกด้วย

## 6. กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้ได้รับการสนับสนุนจาก คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

## เอกสารอ้างอิง

- [1] D. Birolek, R. Senani, V. Biolkova, Z. Kolka, "Active elements for analog signal processing: classification, review, and new proposals", *Radioengineering*, vol. 17 no. 4, pp.15-32, 2008.
- [2] F. Kacar, A. Yesil, A. Noori, "New CMOS realization of voltage differencing buffered amplifier and its biquad filter applications", *Radioengineering*, vol.21, no.1 , pp.333-339, 2012.
- [3] R. Sotner, J. Jerabek, N. Herencsar, "Voltage differencing buffered/inverted amplifiers and their applications for signal generation", *Radioengineering*, vol.22, no.2, pp.490-504, 2013.
- [4] N. Herencsar, S. Minaei, J. Koton, E. Yuce, K. Vrba, "New resistorless and electronically tunable realization of dual-output VM all-pass filter using VDIBA", *Analog Integr. Circ. Signal Process.*, vol.74, no.1, pp.141-154, 2013.
- [5] K. L. Pushkar, D. R. Bhaskar, D. Prasad, "Voltage-mode new universal biquad filter configuration using a single VDIBA", *Circuits Syst. Signal Process.*, vol.33, no.1, pp.275-285, 2014.
- [6] W. Tangsrirat, O. Onjan, T. Pukkalanun, "BiCMOS realization of voltage differencing buffered amplifier (VDBA) and its application", *Proc. ITC-CSCC-2014*, Phuket, Thailand, 1-4 July, pp.1028-1031, 2014.



# SFG Realization of General $n^{\text{th}}$ -Order Allpass Voltage Transfer Functions Using VDABs

Oosana Onjan

Tattaya Pukkalanun

Worapong Tangsrirat

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

oosana.oj@gmail.com, tattap@yahoo.com, drworapong@yahoo.com

**Abstract**—A synthesis procedure of general  $n^{\text{th}}$ -order allpass voltage transfer functions using solely voltage differencing buffered amplifiers (VDABs) and capacitors with the signal-flow-graph design method is described. It has been shown that the proposed structure employs  $n$  VDABs and  $n$  capacitors for the realization of any  $n^{\text{th}}$ -order voltage transfer function. As an illustrative example, the third-order voltage-mode allpass filter has been designed and simulated using PSPICE.

**Keywords**— Signal Flow Graph (SFG); Voltage Differencing Buffered Amplifier (VDAB); allpass filter

## I. INTRODUCTION

Recently, new circuit ideas of analog active building blocks for providing the potentiality in a class of analog signal processing are reviewed and introduced in [1]. Up to now, lots of high-performance active building blocks have been designed and developed [1]-[7]. One of them is the newly defined active circuit building block, named voltage differencing buffered/inverted amplifier (VDAB/VDIBA) [6]-[7]. A number of active networks for analog signal processing based on VDABs/VDIBAs have recently been proposed [6]-[10]. However, only synthesis method for realizing the general  $n^{\text{th}}$ -order all-pole lowpass voltage transfer functions can be obtained from these works [10]. Although the works in [2], [11]-[15] have demonstrated the success of the active circuit realizations of an  $n^{\text{th}}$ -order voltage transfer function synthesis based on the signal-flow-graph approach, they require a lot of active and passive elements, at least  $n$  active devices,  $n$  resistors and  $n$  capacitors.

The purpose of this paper is to present a generalized approach based on signal-flow-graph design method for synthesizing  $n^{\text{th}}$ -order allpass voltage transfer function with only VDABs and capacitors. From the proposed procedure, the  $n^{\text{th}}$ -order voltage transfer function requires only  $n$  VDABs and  $n$  capacitors, which uses less active and passive elements with respect to the previous ones [2], [11]-[15]. To illustrate the synthesis methods, the third-order voltage-mode allpass filter is derived out from the proposed general voltage transfer function structure. PSPICE simulations are given to demonstrate the results.

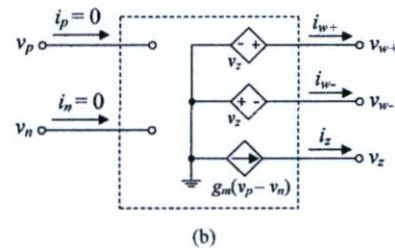
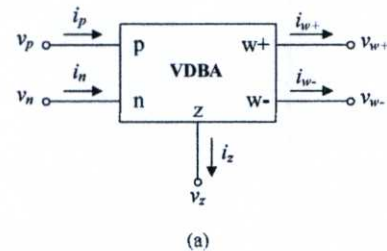


Fig. 1. VDAB (a) circuit symbol (b) equivalent circuit.

## II. BASIC PRINCIPLE OF VOLTAGE DIFFERENCING BUFFERED AMPLIFIER (VDAB)

Fig.1 shows the circuit symbol and equivalent circuit of the VDAB. The VDAB conception is based on the use of the transconductance amplifier as an input stage and the voltage follower as an output stage. From Fig.1, the VDAB device has high-impedance voltage differencing input terminals labeled as  $p$  and  $n$ , high-impedance current output terminal  $z$ , and low-impedance outputs of voltage buffer/inverter noted as  $w+$  and  $w-$ . The corresponding circuit properties can be expressed by the following matrix [7]:

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \\ i_z \\ v_{w+} \\ v_{w-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_z \\ i_{w+} \\ i_{w-} \end{bmatrix} \quad (1)$$

where  $g_m$  is the transconductance gain of the VDBA. According to eq.(1), the differential input voltage between the terminals p and n ( $v_p - v_n$ ) is then converted to a current at the z-terminal ( $i_z$ ) by a  $g_m$ -parameter. The output voltages of terminals w+ ( $v_{w+}$ ) and w- ( $v_{w-}$ ) follow the voltage across the z-terminal ( $v_z$ ). The voltages  $v_{w+}$  and  $v_{w-}$  will be of equal magnitude but different phases.

III. SIGNAL FLOW GRAPHS AND SYNTHESIS PROCEDURES

Any  $n^{\text{th}}$ -order voltage allpass transfer function is generally expressed by the following form :

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = (-1)^n \left[ \frac{(-1)^n b_n s^n + (-1)^{n-1} b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_2 s^2 - b_1 s + 1}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_2 s^2 + b_1 s + 1} \right] \tag{2}$$

where  $V_{in}$  and  $V_{out}$  are the input and output voltages, respectively. The signal flow graph representation for realizing the above transfer function is shown in Fig.2. This graph can be easily verified by using the well-known Mason gain formula [16].

It can be easily shown that the signal flow graph of Fig.2 is composed of only the sub-graph of Fig.3(a). It is evident that Fig.3(a) includes the lossless integrator and its corresponding active-C sub-circuit involving VDBA is easy to realize as shown in Fig.3(b). As a result, the completed circuit deduced from the graph of Fig.2 with the aid of Fig.3 is successfully realized as shown in Fig.4. From Fig.4, the realization contains only  $n$  VDBAs as active components and  $n$  capacitors as passive components for general  $n^{\text{th}}$ -order function.

By comparing Fig.4 with Fig.2, the design equations which give element values can be obtained as follows :

$$b_1 = \frac{C_1}{g_{m1}}$$

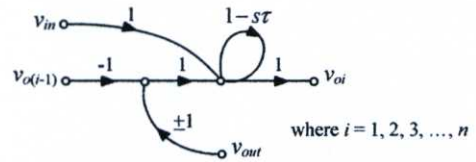
$$\frac{b_2}{b_1} = \frac{C_2}{g_{m2}}$$

⋮

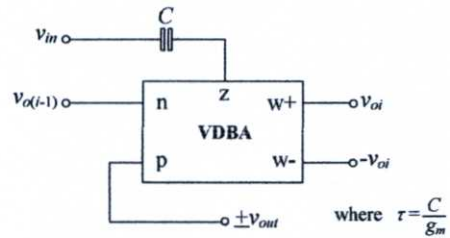
$$\frac{b_{n-1}}{b_{n-2}} = \frac{C_{n-1}}{g_{m(n-1)}}$$

$$\frac{b_n}{b_{n-1}} = \frac{C_n}{g_{m(n)}} \tag{3}$$

and



(a)



(b)

Fig.3 Sub-graph and its corresponding VDBA-C sub-circuit realization.

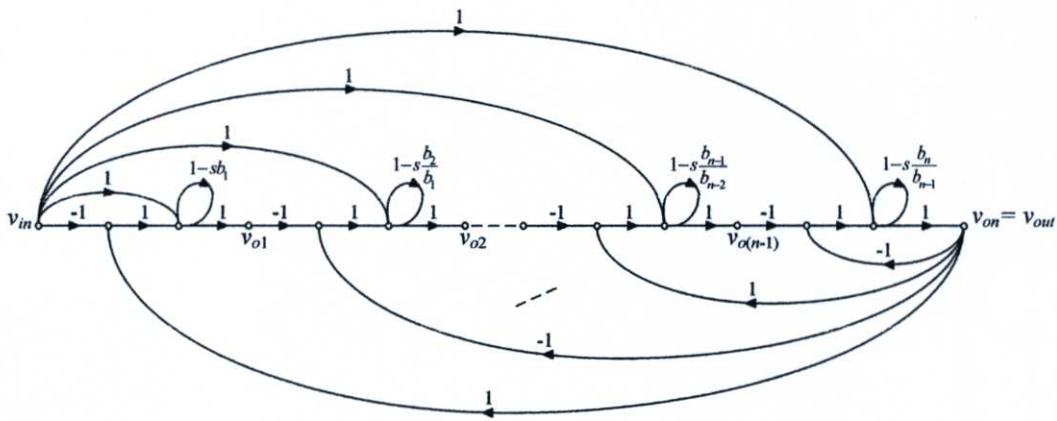


Fig.2 Signal flow graph representing eq.(2).

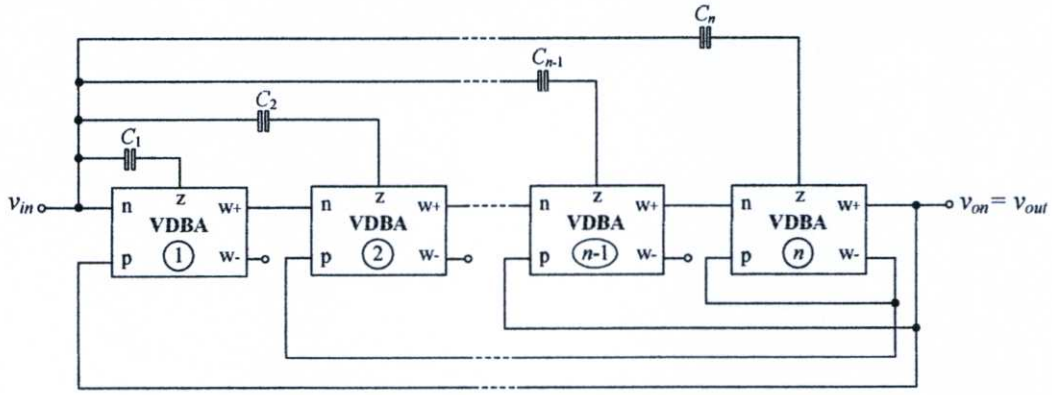


Fig. 4 VDBA-C realization of any  $n^{\text{th}}$ -order allpass voltage transfer function, corresponding to the SFG given in Fig.2.

#### IV. ILLUSTRATIVE EXAMPLE

To illustrate the given design method, the third-order allpass voltage transfer function is designed as an illustrative example. Generally, the transfer function of the normalized third-order allpass characteristic is defined as :

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

or

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \left( \frac{s^3 - 2s^2 + 2s - 1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1} \right) \quad (4)$$

This transfer function can be simply represented by the signal flow graph in Fig.5(a), and its corresponding circuit realization obtained by using the above procedure can be shown in Fig.5(b). From eq.(3), the design equations for the circuit of Fig.5 are as follows :

$$b_1 = \frac{C_1}{g_{m1}} = 2$$

$$\frac{b_2}{b_1} = \frac{C_2}{g_{m2}} = 1$$

and

$$\frac{b_3}{b_2} = \frac{C_3}{g_{m3}} = \frac{1}{2} \quad (5)$$

According to eq.(5), the normalized element values are calculated as :  $C_1 = C_2 = C_3 = 1$  F,  $g_{m1} = 1/2$  A/V,  $g_{m2} = 1$  A/V, and  $g_{m3} = 2$  A/V. Routine analysis of Fig.5(b) yields the following transfer function :

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s^3 - \left(\frac{g_{m3}}{C_3}\right)s^2 + \left(\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_2C_3}\right)s - \left(\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3}\right)}{s^3 + \left(\frac{g_{m3}}{C_3}\right)s^2 + \left(\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_2C_3}\right)s + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3}\right)} \quad (6)$$

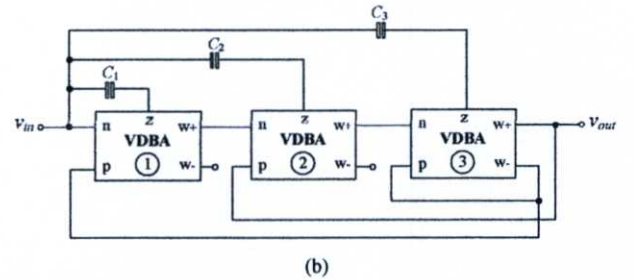
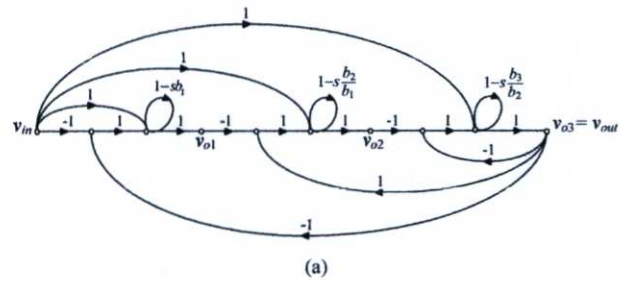


Fig.5 Normalized third-order allpass characteristic of eq.(4).

(a) SFG representation (b) VDBA-based circuit realization.

The active and passive sensitivities of the natural angular frequency ( $\omega_0$ ) and quality factor ( $Q$ ) are calculated using relations given in [17]. The results of active and passive sensitivity analysis of various parameters for the proposed filter are given in Table I. It is clearly seen that all the sensitivities are low and within unity in magnitude.

TABLE I. CIRCUIT SENSITIVITIES OF FIG.5(B).

	$g_{m1}$	$g_{m2}$	$g_{m3}$	$C_1$	$C_2$	$C_3$
$b_0$	1	1	1	-1	-1	-1
$b_1$	0	1	1	0	-1	-1
$b_2$	0	0	1	0	0	-1
$a_b$	0	1	0	0	-1	0
$Q$	1	0	-1	-1	0	1

Considering the non-idealities of the VDBA, the terminal relations in eq.(1) can be rewritten as :

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \\ i_z \\ v_{w+} \\ v_{w-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha g_m & -\alpha g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta_p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\beta_n & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_z \\ i_{w+} \\ i_{w-} \end{bmatrix} \quad (7)$$

where  $\alpha = 1 - \varepsilon_{gm}$ ,  $\beta_p = 1 - \varepsilon_p$ , and  $\beta_n = 1 - \varepsilon_n$ . Also,  $|\varepsilon_{gm}| \ll 1$  denotes the transconductance error, and  $|\varepsilon_p| \ll 1$  and  $|\varepsilon_n| \ll 1$  denote the voltage tracking errors from terminal z to terminals w+ and w-, respectively.

Taking into account the VDBA non-idealities, the non-ideal transfer function of the circuit in Fig.5(b) can be modified as :

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{s^3}{\alpha_3 \beta_{p2}} - \left(\frac{g_{m3}}{C_3}\right) s^2 + \left(\frac{\alpha_2 \beta_{p1} g_{m2} g_{m3}}{C_2 C_3}\right) s - \left(\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3}\right)}{\frac{s^3}{\alpha_3 \beta_{p2} \beta_{p3}} + \left(\frac{\beta_{n3} g_{m3}}{\beta_{p2} C_3}\right) s^2 + \left(\frac{\alpha_2 \beta_{p3} g_{m2} g_{m3}}{C_2 C_3}\right) s + \left(\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} \beta_{p3} g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3}\right)} \quad (8)$$

where  $\alpha_i$ ,  $\beta_{pi}$  and  $\beta_{ni}$  are the parameters  $\alpha$ ,  $\beta_p$  and  $\beta_n$  of the  $i$ -th VDBA ( $i = 1, 2, 3$ ), respectively. It is observed that the non-ideal gains have slightly effect to realize the transfer function.

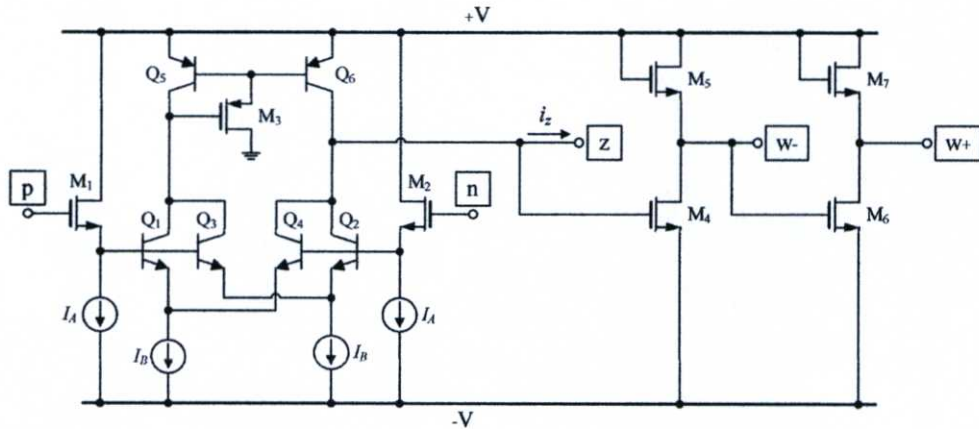


Fig.6 BiCMOS implementation of VDBA used in simulations [18].

However, these small deviations can be compensated by properly adjusting the transconductance gains ( $g_{mi}$ ) of the VDBAs.

## V. DESIGN AND SIMULATION

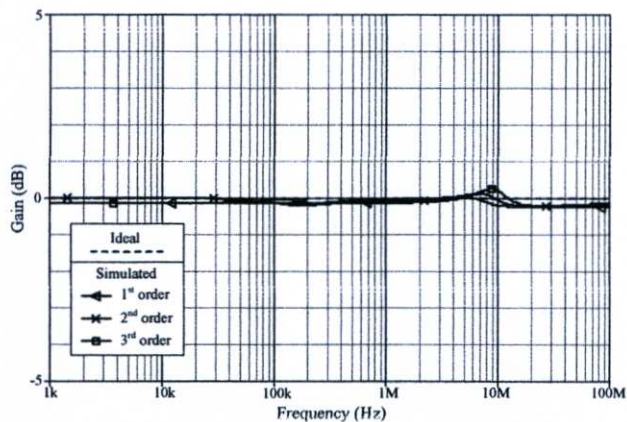
In this section, PSPICE simulations have been carried out to verify the analysis of the proposed synthesis method. The BiCMOS implementation of the VDBA used in simulations is shown in Fig.6 [18]. The device model parameters used for the PSPICE simulations are the standard 0.35- $\mu$ m BiCMOS process technology. The transistor sizes of the VDBA were 14/0.7 and 28/0.7 for all the NMOS and PMOS transistors, respectively. The supply voltages were  $+V = -V = 0.75$  V, and the biasing currents were  $I_A = 25$   $\mu$ A. In this structure, the small-signal effective transconductance ( $g_m$ ) which is directly proportional to the external bias current ( $I_B$ ), can be given by :

$$g_m = \frac{I_B}{V_T} \quad (9)$$

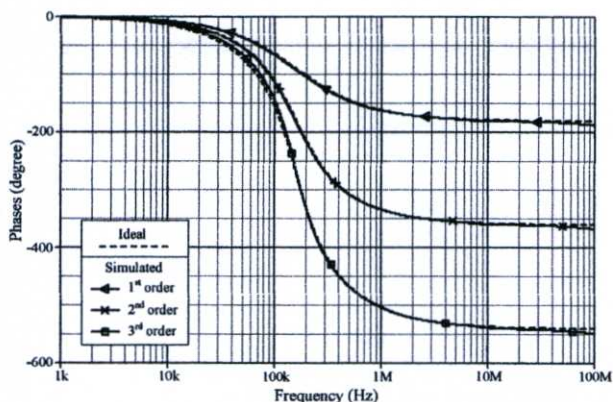
where  $V_T \cong 26$  mV at 27°C is the thermal voltage.

As an illustrative example, the third-order voltage-mode allpass filter of Fig.5(b) was designed with  $f_o = \omega/2\pi \cong 159$  kHz. In our design, for simplicity, all the capacitor values were chosen as :  $C_1 = C_2 = C_3 = 1$  nF. Consequently, the denormalized component value were obtained as :  $g_{m1} \cong 0.58$  mA/V ( $I_{B1} = 15$   $\mu$ A),  $g_{m2} \cong 1.08$  mA/V ( $I_{B2} = 28$   $\mu$ A) and  $g_{m3} \cong 2.15$  mA/V ( $I_{B3} = 56$   $\mu$ A). The simulated frequency characteristics of the circuit of Fig.5(b) comparing with the theoretical values are shown in Fig.7. In the same figure, the frequency responses of the circuit for  $n = 1$  and 2 are also depicted. It can be observed that the simulation results have verified the graphical analysis and theoretical assumptions.

As a result of circuit simulations, input and output sinusoidal waveforms for the circuit of Fig.5(b) are shown in Fig.8. The circuit was inputted with a sinusoidal signal of 20 mV (peak) at a frequency of 159 kHz, and the output voltage with the phase difference of  $262^\circ$  was obtained. The total harmonic distortion (THD) variation of the output voltage for varying input signal amplitude at  $f = 159$  kHz was also investigated, and the results are plotted in Fig.9. These variations are found within 2.4% at the range of input voltage  $v_{in} \leq 100$  mV (peak-to-peak).



(a)



(b)

Fig.7 Frequency responses of the allpass filter in Fig.5(b).

(a) gain characteristics (b) phase characteristics.

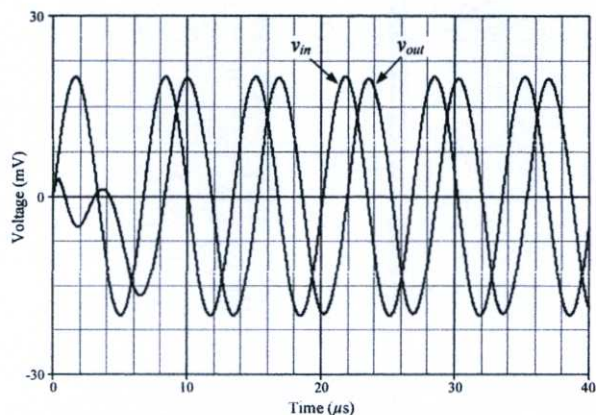


Fig.8 Input and output transient responses of the allpass filter in Fig.5(b).

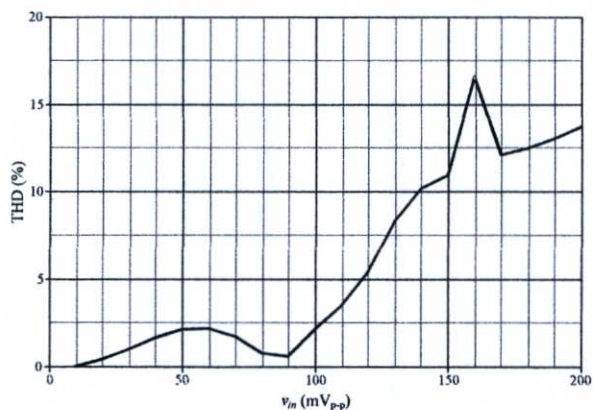


Fig.9 THD variation of the output voltage with the input signal amplitude at  $f = 159$  kHz.

## VI. CONCLUSIONS

A simple synthesis procedure is presented for the realization of general  $n^{\text{th}}$ -order allpass voltage transfer function. The synthesis technique is based on the use of the signal flow graph. For  $n^{\text{th}}$ -order system realization, the resulting active circuit needs only  $n$  VDBAs and  $n$  capacitors. The attractive features of the proposed structures realized by this design method are a simple structure, a minimum number of active and passive components and the ability of electronic tuning. The simulation results from PSPICE are in excellent agreement with theoretical assumptions.

## ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL).

## REFERENCES

- [1] D. Biolek, R. Senani, V. Biolkova, Z. Kolka, "Active elements for analog signal processing: classification, review, and new proposals", *Radioengineering*, vol. 17, no. 4, pp.15-32, 2008.
- [2] C. Acar, S. Ozoguz, "A new versatile building block : current differencing buffered amplifier suitable for analog signal processing filters", *Microelectron. J.*, vol.30, pp.157-160, 1999.
- [3] V. Biolkova, Z. Kolka, D. Biolek, "Fully balanced voltage differencing buffered amplifier and its applications", *Proc of The 52<sup>nd</sup> MWSCAS*, Cancun, Mexico, 2009.
- [4] N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba, I. Lattenberg, "Current follower transconductance amplifiers (CFTA)- A useful building block for analog signal processing", *J. Active Passive Electron. Devices*, vol.6, no.3-4, pp.217-229, 2011.
- [5] A. Yesil, F. Kacar, H. Kuntman, "New simple CMOS realization of voltage differencing transconductance amplifier and its RF filter application", *Radioengineering*, vol. 20 no.3, pp. 632-637, 2011.
- [6] F. Kacar, A. Yesil, A. Noori, "New CMOS realization of voltage differencing buffered amplifier and its biquad filter applications", *Radioengineering*, vol.21, no.1 , pp.333-339, 2012.
- [7] R. Sotner, J. Jerabek, N. Herencsar, "Voltage differencing buffered/inverted amplifiers and their applications for signal generation", *Radioengineering*, vol.22, no.2, pp.490-504, 2013.
- [8] N. Herencsar, S. Minaei, J. Koton, E. Yuce, K. Vrba, "New resistorless and electronically tunable realization of dual-output VM all-pass filter using VDIBA", *Analog Integr. Circ. Signal Process.*, vol.74, no.1, pp.141-154, 2013.
- [9] K. L. Pushkar, D. R. Bhaskar, D. Prasad, "Voltage-mode new universal biquad filter configuration using a single VDIBA", *Circuits Syst. Signal Process.*, vol.33, no.1, pp.275-285, 2014.
- [10] W. Tangsrirat, O. Onjan, T. Pukkalanun, "SFG synthesis of general  $n^{\text{th}}$ -order allpole voltage transfer functions using VDBAs and grounded capacitors", *Proc. The 4th JICTEE-2014*, Chiang Rai, Thailand, 5-8 March, pp.291-294, 2014..
- [11] C. Acar, " $N^{\text{th}}$ -order allpass voltage transfer function synthesis using CCII+s : signal-flow graph approach", *Electron. Lett.*, vol.32, no.8, pp.727-729, 1996.
- [12] C. Acar, " $N^{\text{th}}$ -order voltage transfer function synthesis using a commercially available active component: signal-flow graph approach", *Electron. Lett.*, vol.32, no.21, pp.1933-1934, 1996.
- [13] E. O. Gunes, F. Anday, "An  $n^{\text{th}}$ -order allpass voltage transfer function synthesis using commercially available active components", *Microelectron. J.*, vol.30, pp.895-898, 1999.
- [14] D. Biolek, J. Cajka, K. Vrba, V. Zeman, " $N^{\text{th}}$ -order allpass filters using current conveyors", *J. Electr. Eng.*, vol.53, no.1-2, pp.50-53, 2002.
- [15] C. M. Chang, A. M. Soliman, M. N. Swamy, "Analytical synthesis of low-sensitivity high-order voltage-mode DDCC and FDCCII-grounded R and C all-pass filter structures", *IEEE Trans.Circuits Syst. I : Regular Papers*, vol.54, no.7, pp.1430-1443, 2007.
- [16] K. Ogata, *Modern Control Engineering, Fourth-Edition*, Prentice-Hall International, Inc., Upper Saddle River, New Jersey 07458, 2002.
- [17] M. A. Soderstrand and S. K. Mitra, "Sensitivity analysis of third order filters", *Int. J. Electron.*, vol.30, pp.265-272, 1971.
- [18] W. Tangsrirat, O. Onjan, T. Pukkalanun, "BiCMOS realization of voltage differencing buffered amplifier (VDBA) and its application", *Proc. ITC-CSCC-2014*, Phuket, Thailand, 1-4 July, pp.1028-1031, 2014.

**Lecture Notes in Engineering and Computer Science**

**IMECS 2016**

International MultiConference of  
**Engineers and Computer  
Scientists 2016**

Volume II

**Hong Kong  
16-18 March, 2016**

S. I. Ao  
Oscar Castillo  
Craig Douglas  
David Dagan Feng  
A. M. Korsunsky (Eds.)

**IA ENG**

International Association of Engineers

ISBN: 978-988-14047-6-3  
ISSN: 2078-0958

# SFG Actualization of General $n^{\text{th}}$ -Order Voltage Transfer Functions Using VDABs

Oosana Onjan, Sumalee Unhavanich, and Worapong Tangsirat, *Member, IAENG*

**Abstract**—This work presents the synthesis of general  $n^{\text{th}}$ -order voltage transfer functions with voltage differencing buffered amplifiers (VDABs) using signal flow graph (SFG) technique. Without the employment of external passive resistors, the designed procedure requires only  $n$  VDABs and  $n$  capacitors for  $n^{\text{th}}$ -order transfer function realization. As application examples, the first-order allpass and standard biquadratic function realizations are demonstrated. The simulation results by PSPICE have also been provided, which verify the usefulness of the presented technique.

**Keywords** — Signal Flow Graph (SFG), Voltage Differencing Buffered Amplifier (VDAB), universal filter

## I. INTRODUCTION

RECENTLY, analog active building blocks were developed and invented continuously. Among these, the voltage differencing buffered amplifier (VDAB) is the newly defined active circuit building block [1]. This device is slightly modified from the conventional current differencing buffered amplifier (CDBA) by replacing the current differencing unit with a transconductance amplifier [2]. The difference between VDAB and CDBA is that the VDAB inputs are voltages as for the CDBA inputs are currents. Many applications based on the use of the VDABs as active elements in analog signal processing area have also been developed in the literature [3]-[7]. In addition, the works of [8]-[17] have proposed the actively circuit realizations of an  $n^{\text{th}}$ -order voltage transfer function synthesis based on the signal-flow-graph (SFG) approach employing various active elements. However, all the available SFG circuit realizations employ an excessive number of active and passive elements, at least  $n$  active devices,  $n$  resistors and  $n$  capacitors.

Considering this fact, the work described in this paper mainly focuses on presenting a general synthesis procedure for realizing general  $n^{\text{th}}$ -order voltage transfer functions. The proposed method is based on drawing a SFG directly from the given transfer function and then obtaining, from the graph, the active-C circuit configurations involving VDABs. The resulting circuit uses only  $n$  VDABs and  $n$  capacitors without needing any external passive resistors for  $n^{\text{th}}$ -order transfer function realization. It has been shown that the design procedure proposed here is a canonical number of

active and passive elements. Two illustrative examples together with PSPICE simulation results illustrate the usefulness of the proposed design procedure.

## II. VOLTAGE DIFFERENCING BUFFERED AMPLIFIER (VDAB)

The VDAB symbol is shown in Fig. 1. The relative characteristic between current and voltage of this device can be described by the following matrix [18]:

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \\ i_z \\ v_{w+} \\ v_{w-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_z \\ i_{w+} \\ i_{w-} \end{bmatrix} \quad (1)$$

where  $g_m$  is the transconductance gain of the VDAB. According to eq.(1), the differential input voltage between the terminals p and n ( $v_p - v_n$ ) is then converted to a current at the z-terminal ( $i_z$ ) by a  $g_m$ -parameter. The output voltages at terminals w+ ( $v_{w+}$ ) and w- ( $v_{w-}$ ) follow the voltage across the z-terminal ( $v_z$ ). The voltages  $v_{w+}$  and  $v_{w-}$  will be of equal magnitude but different phases.

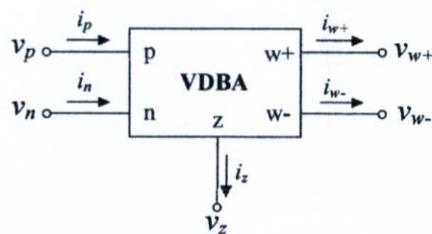


Fig. 1. Circuit symbol of the VDAB.

## III. SFG ACTUALIZATION PROCEDURE

The general form of an  $n^{\text{th}}$ -order voltage transfer function can be expressed by the following equation:

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{b_n s^n \pm b_{n-1} s^{n-1} \pm \dots \pm b_2 s^2 \pm b_1 s + 1}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_2 s^2 + b_1 s + 1} \quad (2)$$

where  $V_{in}$  and  $V_{out}$  are the input and the output voltages, respectively. The above equation can be represented by the SFG of Fig. 2. It can be observed that the graph is mainly

Manuscript received November 17, 2015; revised January 19, 2016.

O. Onjan, S. Unhavanich, and W. Tangsirat are with the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Chalokkrung road, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand (e-mail : oosana.oj@gmail.com, suv@kmutnb.ac.th, and worapong.ta@kmitl.ac.th).

composed of the cascading connection of the sub-graph shown in Fig. 3(a). Each sub-graph performs the lossless integrator, and its corresponding active-C sub-circuit involving VDBA is shown in Fig. 3(b). Therefore, according to Fig. 2 and 3, the resulting VDBA-based circuit can be realized in Fig. 4. It is important to note that the proposed technique requires only  $n$  VDBAs and  $n$  capacitors for realizing  $n^{\text{th}}$ -order transfer function.

$$\begin{aligned}
 b_1 &= \frac{C_1}{g_{m1}} \\
 \frac{b_2}{b_1} &= \frac{C_2}{g_{m2}} \\
 &\vdots \\
 \frac{b_{n-1}}{b_{n-2}} &= \frac{C_{n-1}}{g_{m(n-1)}} \\
 \text{and} \quad \frac{b_n}{b_{n-1}} &= \frac{C_n}{g_{m(n)}}
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

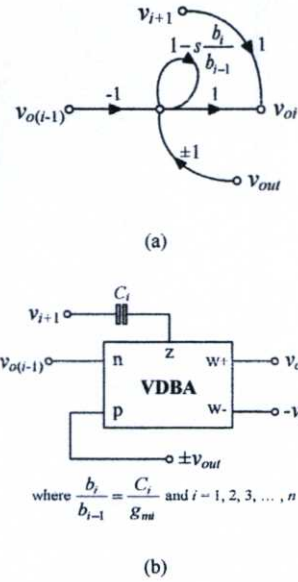


Fig. 3. Sub-graph of Fig. 2 and its corresponding VDBA-based circuit.

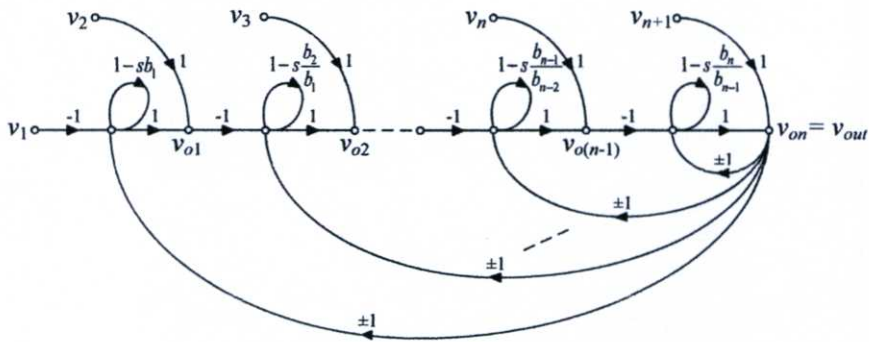


Fig. 2. Signal flow graph representation of eq. (2).

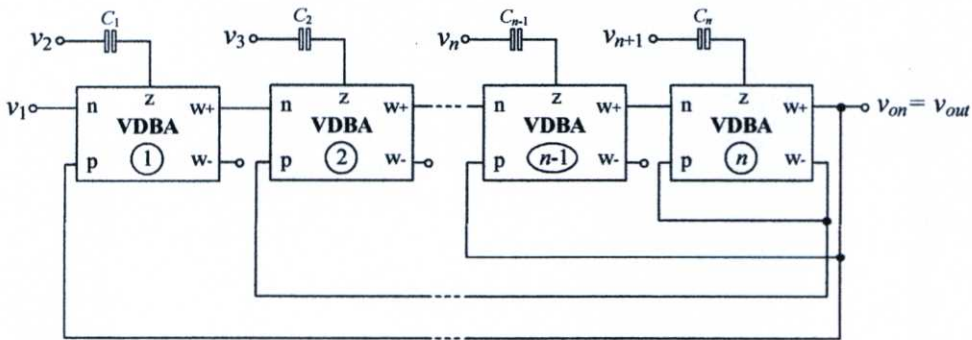


Fig. 4. The realization of  $n^{\text{th}}$ -order universal voltage transfer functions of eq. (2) using VDBAs.

IV. ILLUSTRATIVE EXAMPLES

The utility of the proposed procedure will be demonstrated by the two following examples:

A. First-order allpass realization

The transfer function of the first-order allpass filtering function can be defined by the following equation:

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{sb_1 - 1}{sb_1 + 1} \tag{4}$$

where  $b_1 = C_1/g_{m1}$ .

The SFG representation of eq. (4) can be given in Fig. 5(a), and its corresponding VDBA-C circuit realization can then be obtained as Fig. 5(b). As can be observed, the realized circuit consists of only one VDBA and one capacitor. In this case, the pole frequency ( $\omega_p$ ) and phase shift ( $\phi$ ) of the circuit are obtained as:

$$\omega_p = 2\pi f_p = \frac{g_{m1}}{C_1} \tag{5}$$

and 
$$\phi = \pi - 2 \tan^{-1} \left( \frac{\omega C_1}{g_{m1}} \right). \tag{6}$$

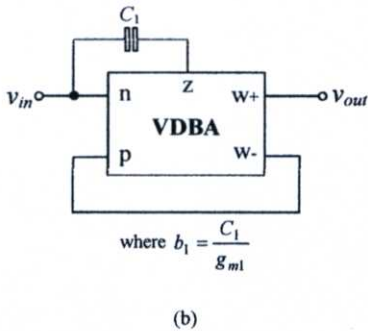
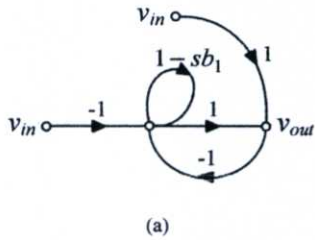


Fig. 5. SFG realization of the first-order allpass function.

B. Second-order universal functions

The general form of the standard second-order voltage transfer functions can be given by the following expression:

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{b_2s^2 - b_1s + 1}{b_2s^2 + b_1s + 1} \tag{7}$$

The above expression can be represented by SFG diagram as shown in Fig. 6(a), and its realization involving VDBA-C can be shown in Fig. 6(b). In this case, two VDBAs and two capacitors are required. As a result of eq. (7), the voltage transfer function of Fig. 6(b) in term of the circuit component values can be written as:

$$V_{out}(s) = \frac{s^2V_3 - \left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right)sV_2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)V_1}{s^2 + \left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right)s + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)} \tag{8}$$

where  $g_{mi}$  are the transconductance gain of the  $i$ -th VDBA ( $i = 1, 2$ ). According to eq. (8), the standard second-order voltage transfer functions can be realized by the following conditions.

- 1) The lowpass (LP) function is realized, if  $V_1 = V_{in}$  and  $V_2 = V_3 = 0$ .
- 2) The highpass (HP) function is realized, if  $V_3 = V_{in}$  and  $V_1 = V_2 = 0$ .
- 3) The bandpass (BP) function is realized, if  $V_2 = V_{in}$  and  $V_1 = V_3 = 0$ .
- 4) The bandstop (BS) function is realized, if  $V_2 = 0$  and  $V_1 = V_3 = V_{in}$ .
- 5) The allpass (AP) function is realized, if  $V_1 = V_2 = V_3 = V_{in}$ .

Also from eq. (8), the pole frequency ( $\omega_p$ ), and the quality factor ( $Q$ ) of circuit can be given by:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{9}$$

and

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1}C_2}{g_{m2}C_1}} \tag{10}$$

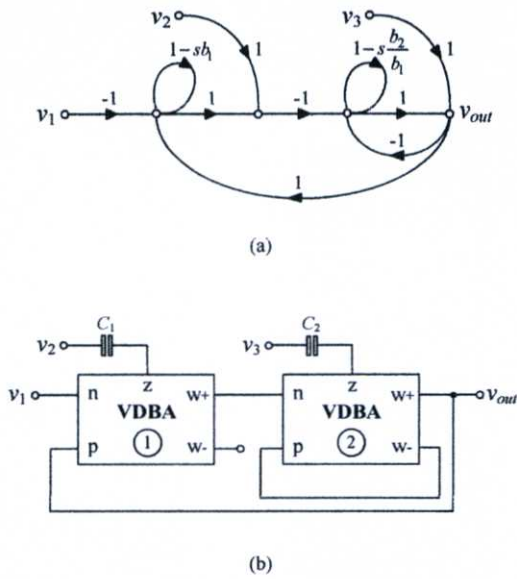


Fig. 6. Realization of the second-order universal filtering functions using SFG. (a) SFG representation (b) circuit realization

V. SIMULATION RESULTS

To verify the feasibility of the designed procedure, the realized circuits have been simulated with PSPICE program. In simulations, the BiCMOS VDDBA shown in Fig. 7 has been performed with the standard 0.35- $\mu\text{m}$  BiCMOS technology [18]. The transistors sizes were chosen as: 14/0.7 and 28/0.7 for all NMOS and PMOS transistors, respectively. The supply voltages were  $V = \pm 0.75\text{ V}$ , and biasing currents were  $I_A = 25\ \mu\text{A}$ . The small-signal effective transconductance ( $g_m$ ) of the VDDBA in Fig. 7 is given by:

$$g_m = \frac{I_B}{V_T} \tag{11}$$

where  $V_T \cong 26\text{ mV}$  at  $27^\circ\text{C}$  is the thermal voltage, and  $I_B$  is the external DC bias current.

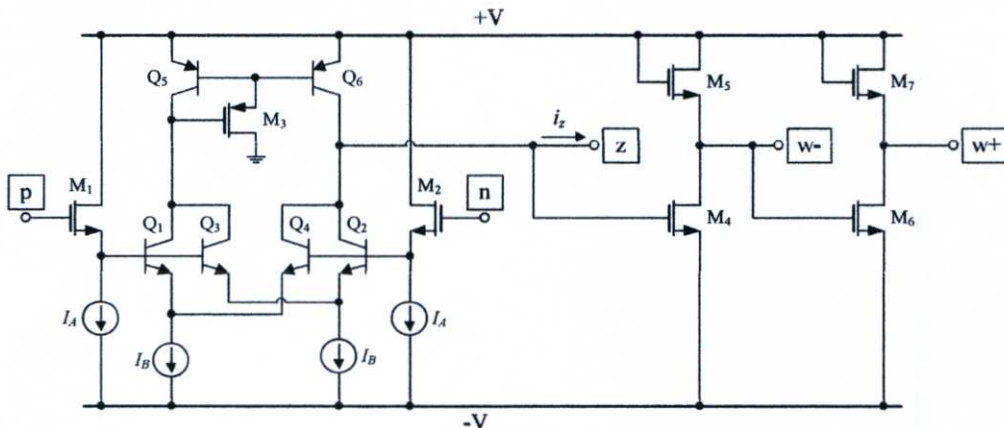


Fig. 7. BiCMOS realization of the VDDBA.

To obtain the first-order allpass voltage response with the pole frequency of  $f_p \cong 766\text{ kHz}$ . The circuit was designed with the following active and passive components:  $I_{B1} = 25\ \mu\text{A}$  ( $g_{m1} \cong 0.96\text{ mA/V}$ ) and  $C_1 = 0.2\text{ nF}$ . Fig. 8 shows the ideal and simulated frequency characteristics of the first-order allpass filter realization of Fig. 5. The time domain responses are also shown in Fig.9, where the phase shift is recorded to be  $84^\circ$ .

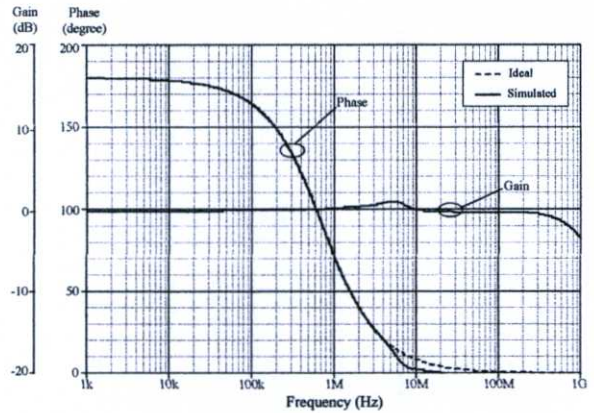


Fig. 8. Frequency response of the first-order allpass filter in Fig.5.

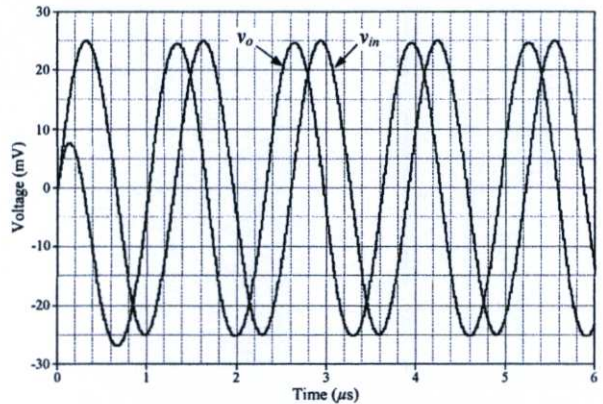


Fig. 9. Time domain responses of the first-order allpass filter in Fig. 5

The ideal and simulated frequency responses of the second-order universal biquadratic filter in Fig. 6(b) are shown in Figs. 10 and 11. The results are obtained with  $I_{B1} = I_{B2} = 38 \mu A$  ( $g_{m1} = g_{m2} \cong 1.414 \text{ mA/V}$ ) and  $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$ . This results in  $f_p = 255 \text{ kHz}$  and  $Q = 1$ . From the results, the locations of the simulated  $f_p$  are about: 215.29 kHz, 219.92 kHz, 217.30 kHz, and 213.98 kHz for LP, HP, BS, and BP responses, which correspond to the following absolute errors: 4.33%, 3.28%, 3.38%, and 4.92%, respectively.

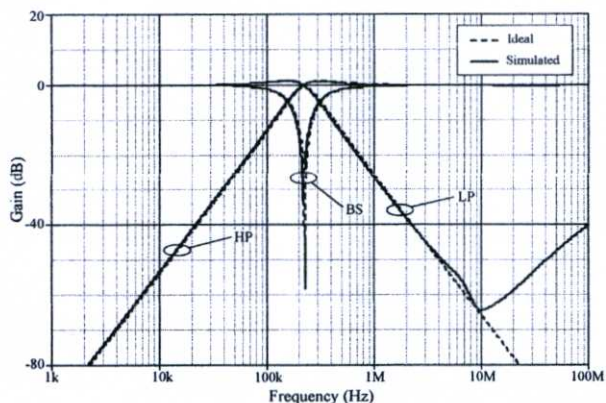


Fig. 10. Frequency characteristics for the LP, HP, and BS responses of Fig. 6(b).

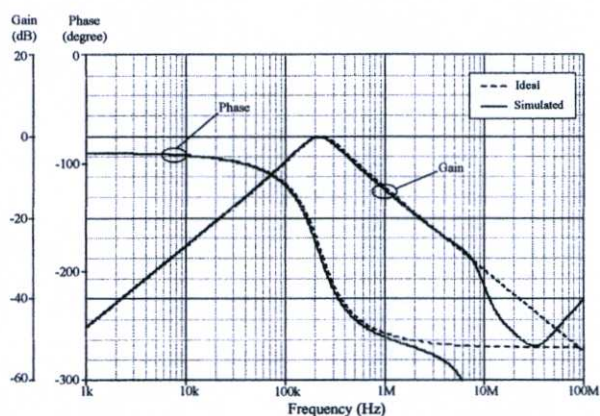


Fig. 11. BP frequency response of Fig. 6(b).

## VI. CONCLUSION

This work has been presented the SFG actualization of  $n^{\text{th}}$ -order general voltage transfer functions using  $n$  VDBAs and  $n$  capacitors. The proposed circuit is canonic in a number of active and passive components and enjoys the ability of electronic tuning. Applications on the first- and second-order filtering function realizations have been provided, which verify the utility of the proposed procedure.

## REFERENCES

- [1] D. Biolk, R. Senani, V. Biolkova, and Z. Kolka, "Active elements for analog signal processing : classification, review, and new proposals," *Radioengineering*, vol. 17, no. 4, pp. 15-32, 2008.
- [2] C. Acar and S. Ozoguz, "A new versatile building block: current differencing buffered amplifier suitable for analog signal-processing filters," *Microelectron. J.*, vol. 30, pp. 157-60, 1999.
- [3] V. Biolkova, Z. Kolka, and D. Biolk, "Fully balanced voltage differencing buffered amplifier and its applications," *Proc. MWSCAS-2009*, Cancun, Mexico, 2-5 August, pp. 45-48, 2009.
- [4] N. Khatib and D. Biolk, "New voltage mode universal filter based on promising structure of voltage differencing buffered amplifier," *Proc. RADIOELEKTRONIKA-2013*, Pardubice, Czech Republic, 16-17 April, pp. 177-181, 2013.
- [5] A. Yesil, F. Kacar, and K. Gurkan, "Lossless grounded inductance simulator employing single VDBA and its experimental band-pass filter application," *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol. 68, pp. 143-150, 2014.
- [6] J. Bajer, D. Biolk, V. Biolkova, and Z. Kolka, "Voltage-mode balanced-outputs quadrature oscillator using FB-VDBAs," *Proc. ICM-2010*, Cairo, Egypt, 19-22 December, pp. 491-494, 2010.
- [7] R. Sotner, J. Jerabek, and N. Herencsar, "Voltage differencing buffered/inverted amplifiers and their applications for signal generation," *Radioengineering*, vol. 22, no. 2, pp. 490-504, 2013.
- [8] F. Anday, "Active realization of nth-order low-pass transfer functions," *IEEE Transactions Circuits and Systems*, vol. CAS-24, no. 12, pp. 745-746, 1977.
- [9] C. Acar, "Realisation of nth-order lowpass voltage transfer function by active R circuit: signal-flow-graph approach," *Electron. Lett.*, vol. 14, no. 23, pp. 729-730, 1978.
- [10] C. Acar, "Nth-order lowpass voltage transfer function synthesis using CCII+: signal flow graph approach," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 3, pp. 159-160, 1996.
- [11] E. O. Gunes and F. Anday, "CFA based fully integrated nth-order lowpass filter," *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 7, pp. 571-573, 1997.
- [12] C. Acar, "Nth-order allpass voltage transfer function synthesis using CCII+: signal-flow graph approach," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 8, pp. 727-728, 1996.
- [13] E. O. Gunes and F. Anday, "An nth-order allpass voltage transfer function synthesis using commercially available active components," *Microelectron. J.*, vol. 30, pp. 895-898, 1999.
- [14] C. Acar, "Nth-order voltage transfer function synthesis using commercially available active component: signal-flow graph," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 21, pp. 1933-1934, 1996.
- [15] E. O. Gunes and F. Anday, "Realisation of nth-order voltage transfer function using CCII+," *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 7, pp. 571-573, 1997.
- [16] C. Acar and S. Ozoguz, "A new versatile building block: current differencing buffered amplifier suitable for analog signal-processing filters," *Microelectronics J.*, vol. 30, pp. 157-160, 1999.
- [17] M. Koksall and M. Sagbas, "A versatile signal flow graph realization of a general transfer function by using CDBA," *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol. 61, pp. 35-42, 2007.
- [18] W. Tangsrirat, O. Onjan, and T. Pukkalanun, "BiCMOS realization of voltage differencing buffered amplifier (VDBA) and its application," *Proc. ITC-CSCC-2014*, Phuket, Thailand, 1-4 July, pp. 1028-1031, 2014.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นางสาวอุษณา อ่อนจันทร์
วัน-เดือน-ปีเกิด	วันที่ 31 มีนาคม พ.ศ. 2534
ที่อยู่	87 หมู่ 9 ตำบลนิคมสร้างตนเอง อำเภอเมืองลพบุรี จังหวัดลพบุรี 15000
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2555 และได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2556