การออกแบบวงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้วงจร VDTA

DESIGN OF ANALOG FILTER CIRCUITS USING VDTAs

เจษฎาพร สถานทรัพย์
JETSDAPORN SATANSUP

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2561

KMITL-2018-EN-D-018-044

การออกแบบวงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้วงจร VDTA

DESIGN OF ANALOG FILTER CIRCUITS USING VDTAs

เจษฎาพร สถานทรัพย์
JETSDAPORN SATANSUP

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2561

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

KMITL–2018–EN–D–018–044

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN OF ANALOG FILTER CIRCUITS USING VDTAs

JETSDAPORN SATANSUP

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT’S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2018

KMITL–2018–EN–D–018–044

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COPYRIGHT 2018
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบวงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้วงจร VDTA
Thesis Title Design of Analog Filter Circuits Using VDTAs
นักศึกษา นายเจษฎาพร สถานทรัพย์
รหัสประจำตัว 53610135
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ศ.ดร.วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2018-EN-D-018-044

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.อรพิน	ชาญนำสิน	
ศ.ดร.วันชัย	ริ้วรุจา	
ผศ.ดร.ทัตยา	ปุคคละนันทน์	
ผศ.ดร.วรรณดี	เพชรมณีล้ำค่า	
ศ.ดร.วรพงศ์	ตั้งศรีรัตน์	

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ วันศุกร์ที่ 13 กรกฎาคม พ.ศ. 2561 เวลา 10.00-12.00 น.
สถานที่สอบ ณ ห้อง HM-304 อาคารเฉลิมพระเกียรติ

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 13 กรกฎาคม พ.ศ. 2561

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้วงจร VDTA
นักศึกษา	นายเจษฎาพร สถานทรัพย์
รหัสประจำตัว	53610135
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2561
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ศ.ดร. วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้วงจร VDTA (voltage differencing transconductance amplifier) เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ ปราศจากตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถแปรค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_o) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัสของวงจร VDTA โดยแบ่งการนำเสนอออกเป็นสองส่วน คือ วงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกทำงานโหมดกระแส และทำงานโหมดแรงดัน ส่วนแรกที่นำเสนอ คือ วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต และแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต วงจรทั้งสองออกแบบโดยใช้วงจร VDTA จำนวนหนึ่งตัวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวนสองตัวเท่านั้น ซึ่งวงจรกรองสัญญาณแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุตสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้พร้อมกันทั้งสามฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง และฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ส่วนวงจรกรองสัญญาณแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุตนั้นสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ทุกฟังก์ชันจากการเลือกป้อนกระแสอินพุตของวงจรที่เหมาะสม นอกจากนี้ยังนำเสนอการพัฒนาวงจรกรองสัญญาณแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุตให้มีความยืดหยุ่นในการประยุกต์ใช้งานโดยเพิ่มวงจร VDTA อีกหนึ่งตัว ส่วนที่สองที่นำเสนอ คือ วงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบหนึ่งอินพุต ห้าเอาต์พุตและแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยวงจรกรองสัญญาณแบบหนึ่งอินพุต ห้าเอาต์พุตประกอบด้วยวงจร VDTA สองตัวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัวและตัวต้านทานแอคทีฟเทียบกราวด์จำนวนสองตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้พร้อมกันทั้งห้าฟังก์ชันโดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างวงจร ส่วนวงจรกรองสัญญาณแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุตประกอบด้วยวงจร VDTA เพียงตัวเดียวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุอีกจำนวนสองตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ทุกฟังก์ชันจากการเลือกป้อนกระแสอินพุตของวงจรที่เหมาะสม วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอทุกวงจรมีค่าความไวต่อการแปรค่าของอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟในวงจรที่ต่ำ สมรรถนะในการทำงานของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีและผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Design of Analog Filter Circuits using VDTAs
Student	Mr. Jetsdaporn Satansup
Student ID.	53610135
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2018
Thesis Advisor	Prof. Dr. Worapong Tangsrirat

ABSTRACT

This thesis presents the design and synthesis of analog filter circuits using VDTAs (voltage differencing transconductance amplifiers) as active elements and capacitors as passive elements without needing any external passive resistors. The biquadratic filter configurations operated in current-mode (CM) and voltage-mode (VM) are presented. The natural angular frequency (ω_0) and the quality factor (Q) of all the proposed filter circuits are tunable electronically through the transconductance gains of the VDTAs. For the first proposed CM configuration, the single-input three-output (SITO)-type filter and the three-input single-output (TISO)-type filter are realized with only single VDTA and two grounded capacitors. In case of SITO-type CM filter, it can simultaneously generate the lowpass (LP), bandpass (BP) and highpass (HP) filtering responses from the same topology. By appropriately selecting the relevant input signals, the TISO-type CM filter can simultaneously realize all the five standard biquadratic filter functions, i.e., LP, BP, HP, bandstop (BS) and allpass (AP). Furthermore, by slightly modifying its configuration, the TISO-type CM filter with orthogonal tuning of ω_0 and Q can easily be obtained. For the second proposed VM configuration, the filters with single input and five output (SIFO) terminals, and three input and single output (TISO) terminals are presented. The SIFO-type VM filter uses two VDTAs, two grounded capacitors, and two grounded electronic resistors, while the TISO-type VM filter contains a single VDTA and two capacitors. Both the proposed VM filter configurations are capable of realizing all the five basic biquadratic filtering functions. All the proposed circuits exhibit low active and passive sensitivity performance. To support the theoretical analysis, the workability of the designed filters has been verified by PSPICE simulation results.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยความช่วยเหลือจากอาจารย์และบุคคลหลายท่านดังนี้

ศาสตราจารย์ ดร. วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์และผู้ช่วยศาสตราจารย์ ทัตยา ปุคคละนันทน์ผู้ร่วมทำวิจัยที่ได้กรุณาให้คำปรึกษา ชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆ อย่างเต็มที่ และฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำงานวิจัยและพัฒนาได้อย่างมีประสิทธิภาพ ตลอดจนการอบรมสั่งสอนให้แนวความคิดต่างๆในการดำเนินชีวิต รวมทั้งยังเป็นแบบอย่างที่ดีให้กับผู้เขียนให้สามารถเป็นนักวิจัยที่ดี ผู้เขียนจึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้

ขอขอบคุณสำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษาและมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนโกสินทร์ที่ได้ให้การสนับสนุนทุนการศึกษา ภายใต้โครงการส่งเสริมการวิจัยในอุดมศึกษา (University Staff Development under Higher Education Research Promotion, USD-HERP) ตลอดหลักสูตร

ขอขอบคุณกองทุนวิจัยสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้เงินสนับสนุนการวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ภายใต้เลขที่สัญญา KREF 116001

ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการวิจัยประมวลผลสัญญาณรวม (Mixed Signal Processing Laboratory, MSP Lab) ที่ให้การสนับสนุนสถานที่ในการทำวิจัย ตลอดจนเครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และขอขอบคุณ พี่ เพื่อน และน้อง ในห้องปฏิบัติการ MSP Lab ทุกคน ที่ได้ให้คำปรึกษาช่วยเหลือในการแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นตลอดระยะเวลาของการศึกษา

ขอขอบคุณเพื่อนอาจารย์สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนโกสินทร์ ที่เป็นกำลังใจและช่วยแบ่งเบาภาระงานในหลายด้าน ทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ และครอบครัวที่รักยิ่งของผู้เขียน ที่ให้ความห่วงใย ให้การสนับสนุน ให้คำปรึกษา และให้กำลังใจแก่ผู้เขียนอย่างใกล้ชิดตลอดมา

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณ บุคคลทุกคนที่มิได้เอ่ยนามมา ณ ที่นี้ ที่ได้ให้การสนับสนุน และเป็นกำลังใจแก่ผู้เขียนตลอดมา

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

เจษฎาพร สถานทรัพย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 2
1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์ 3
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์ 4
1.5 เอกสารอ้างอิงบทที่ 1 6

บทที่ 2 อุปกรณ์แอคทีฟสำหรับการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก 22
2.1 กล่าวนำ 22
2.2 วงจร OA 22
2.3 วงจร OTA 26
2.4 วงจร CC 29
2.5 วงจร CDBA 33
2.6 วงจร CDTA 35
2.7 วงจร VDTA 37
2.8 สรุป 38
2.9 เอกสารอ้างอิงบทที่ 2 38

บทที่ 3 วงจร VDTA 47
3.1 กล่าวนำ 47
3.2 หลักการทำงานพื้นฐานของวงจร VDTA 47
3.2.1 คุณสมบัติของวงจร VDTA ในทางอุดมคติ 48
3.2.2 คุณสมบัติของวงจร VDTA ในทางปฏิบัติ 49
3.3 การสังเคราะห์วงจร VDTA โดยใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบมอส 50
3.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร VDTA 54
3.5 สรุป 60
3.6 เอกสารอ้างอิงบทที่ 3 61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

บทที่ 4 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสโดยใช้วงจร VDTA 63
4.1 กล่าวนำ 63
4.2 วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ SIMO โดยใช้ VDTA ตัวเดียว 64
4.2.1 วงจรกรองสัญญาณ SIMO โหมดกระแสที่นำเสนอ 64
4.2.2 ความไม่เป็นอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณ SIMO โหมดกระแสที่นำเสนอ 66
4.2.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจร 67
4.3 วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ MISO โดยใช้ VDTA 73
4.3.1 วงจรกรองสัญญาณ MISO โหมดกระแสที่นำเสนอ 73
4.3.2 ความไม่เป็นอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณ MISO โหมดกระแสที่นำเสนอ 77
4.3.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจร 79
4.4 สรุป 85
4.5 เอกสารอ้างอิงบทที่ 4 86

บทที่ 5 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดแรงดันโดยใช้วงจร VDTA 90
5.1 กล่าวนำ 90
5.2 วงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบ SIMO โดยใช้ VDTA 91
5.2.1 วงจรกรองสัญญาณ SIMO โหมดแรงดันที่นำเสนอ 91
5.2.2 ความไม่เป็นอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณ SIMO โหมดแรงดันที่นำเสนอ 94
5.2.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจร 96
5.3 วงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบ MISO โดยใช้ VDTA 101
5.3.1 วงจรกรองสัญญาณ MISO โหมดแรงดันที่นำเสนอ 101
5.3.2 ความไม่เป็นอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณ MISO โหมดแรงดันที่นำเสนอ 103
5.3.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจร 104
5.4 สรุป 109
5.5 เอกสารอ้างอิงบทที่ 5 109

บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัยต่อ 113
6.1 บทสรุป 113
6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ 114
6.3 เอกสารอ้างอิงบทที่ 6 115

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

ภาคผนวก 116

ภาคผนวก ก การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจร VDTA 117

ภาคผนวก ข การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแส แบบ SIMO โดยใช้วงจร VDTA 126

ภาคผนวก ค การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแส แบบ MISO โดยใช้วงจร VDTA 136

ภาคผนวก ง การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดัน แบบ SIMO โดยใช้วงจร VDTA 153

ภาคผนวก จ การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดัน แบบ MISO โดยใช้วงจร VDTA 167

ภาคผนวก ฉ บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ 175

ประวัติผู้เขียน 217

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า
2.1 ตัวอย่างการสังเคราะห์วงจรแอนะล็อกฟังก์ชันพื้นฐานโดยใช้วงจร OTA 28
6.1 ความกว้าง (W) และความยาว (L) ของช่องนำกระแสของทรานซิสเตอร์
ที่ใช้ในวงจร VDTA ดังรูปที่ 3.5 54

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

2.1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร VFOA 23
2.2 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CFOA 23
2.3 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของอุปกรณ์แอคทีฟที่พัฒนามาจากวงจร VFOA 24
2.4 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของอุปกรณ์แอคทีฟที่พัฒนามาจากวงจร CFOA 25
2.5 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร TCOA 26
2.6 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร OTA 27
2.7 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร MO-OTA 27
2.8 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร OTA 27
2.9 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCI 29
2.10 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCII 30
2.11 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCII 31
2.12 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCIII 31
2.13 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร DVCC และ ICCII 32
2.14 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร DDCC และ DDCCC 32
2.15 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร DCC และ MDCC 33
2.16 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CDBA 34
2.17 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCDBA 35
2.18 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร DC-CDBA 35
2.19 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CDBA 36
2.20 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCDTA 37
2.21 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร VDTA 37
3.1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร VDTA ในทางอุดมคติ 48
3.2 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร VDTA 48
3.3 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร VDTA ในทางปฏิบัติ 49
3.4 โครงสร้างภายในของวงจร VDTA ที่ Abdullah Yesil และคณะนำเสนอ 50
3.5 โครงสร้างภายในของวงจร VDTA ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ 52
3.6 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน 52
(ก) ชนิดบวก (ข) ชนิดลบ
3.7 วงจร VDTA ที่ใช้จำลองการทำงานโดยโปรแกรม PSPICE 55
(ก) โครงสร้างภายใน (ข) บล็อกวงจร VDTA ที่สร้างขึ้นเพื่อใช้ในการจำลอง
3.8 คุณสมบัติไฟฟ้ากระแสตรงระหว่าง I_{z+} และ I_{z-} เทียบกับ V_{in} ของวงจร VDTA 56
3.9 ผลการจำลองอัตราขยายค่าความนำของวงจร VDTA เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส I_{BF} 56
3.10 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าอิมพิแดนซ์อินพุตที่ขั้ว p และ n 57
3.11 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าอิมพิแดนซ์เอาต์พุตที่ขั้ว z+ และ z- 57
3.12 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าอิมพิแดนซ์เอาต์พุตที่ขั้ว z+ เมื่อแปรค่า I_{BF} 58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

3.13 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าอิมพิแดนซ์เอาต์พุตที่ขั้ว z- เมื่อแปรค่า I_{BF}..... 59

3.14 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าอิมพิแดนซ์เอาต์พุตที่ขั้ว x+ และ x- 59

3.15 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายค่าความนำของวงจร VDTA................ 60

4.1 วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ SIMO ที่นำเสนอ.. 65

4.2 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP, HP และ BP ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ................ 68

4.3 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP เมื่อแปรค่า I_B 68

4.4 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP เมื่อแปรค่า Q 69

4.5 ผลตอบสนองทางเวลาเมื่อป้อนอินพุตขนาด 20 μA (peak) ที่ความถี่ 3.03 MHz 70

4.6 THD ของผลตอบสนองแบบ BP ของวงจรที่นำเสนอ 70

4.7 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ของวงจรกรองสัญญาณแบบ BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล กรณีอัตราขยายค่าความนำ มีค่าเบี่ยงเบนไป 5%
(ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง 71

4.8 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ของวงจรกรองสัญญาณแบบ BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล กรณี C_1 และ C_2 มีค่าเบี่ยงเบนไป 5%
(ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง 72

4.9 ผลวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ MISO ที่นำเสนอ... 74

4.10 วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ MISO โดยใช้วงจร VDTA สองตัว................................ 75

4.11 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP, HP, BP และ BS ของวงจรกรองสัญญาณรูปที่ 4.9........... 80

4.12 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเฟสแบบ AP ของวงจรรูปที่ 4.9..................... 80

4.13 ผลตอบสนองทางเวลาเมื่อป้อนอินพุตขนาด 20 μA (peak) ที่ความถี่ 3.03 MHz 81

4.14 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP ของวงจรรูปที่ 4.10 เมื่อแปรค่า I_B.................................. 81

4.15 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP ของวงจรรูปที่ 4.10 เมื่อแปรค่า I_{BF1} 82

4.16 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ของวงจรรูปที่ 4.9 ด้วยวิธีมอนติคาร์โล กรณีอัตราขยายค่าความนำ มีค่าเบี่ยงเบนไป 5%
(ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง 83

4.17 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ของวงจรรูปที่ 4.9 ด้วยวิธีมอนติคาร์โล กรณี C_1 และ C_2 มีค่าเบี่ยงเบนไป 5%
(ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง 84

4.18 เปรียบเทียบค่า THD ของผลตอบสนองแบบ BP ของสองวงจรที่นำเสนอ 85

5.1 วงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบ SIMO ที่นำเสนอ.. 92

5.2 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP, HP, BP และ BS ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ......... 96

5.3 ผลตอบสนองทางความถี่และทางเฟสแบบ AP ของวงจรรูปที่ 5.1 97

5.4 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP เมื่อแปรค่า I_{B2}.. 97

5.5 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP เมื่อแปรค่า I_{BS1} 98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.6 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ของวงจรกรองสัญญาณแบบ BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล กรณีอัตราขยายค่าความนำ มีค่าเบี่ยงเบนไป 5%
(ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง 99

5.7 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ของวงจรกรองสัญญาณแบบ BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล กรณี C_1 และ C_2 มีค่าเบี่ยงเบนไป 5%
(ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง 100

5.8 วงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบ MISO ที่นำเสนอ 102

5.9 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP, HP, BP และ BS ของวงจรกรองสัญญาณรูปที่ 5.8 104

5.10 ผลตอบสนองทางความถี่และทางเฟสแบบ AP ของวงจรรูปที่ 5.8 105

5.11 ผลผลตอบสนองทางเวลาแบบ BP เมื่อป้อนอินพุตขนาด 100 mV (peak) ที่ f_0 = 3.03 MHz 105

5.12 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP เมื่อแปรค่า I_B 106

5.13 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ของวงจรกรองสัญญาณแบบ BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล กรณีอัตราขยายค่าความนำ มีค่าเบี่ยงเบนไป 5%
(ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง 107

5.14 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ของวงจรกรองสัญญาณแบบ BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล กรณี C_1 และ C_2 มีค่าเบี่ยงเบนไป 5%
(ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง 108

ก.1 วงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัววงจรที่หนึ่งในรูปที่ 3.4 118

ก.2 วงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัววงจรที่สองในรูปที่ 3.4 120

ก.3 วงจรสมมูลของวงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัวในรูปที่ ก1 122

ก.4 วงจรสมมูลของวงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัวเมื่อพิจารณาเฉพาะทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 123

ก.5 วงจรสมมูลของวงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัวในรูปที่ ก2 124

ก.6 วงจรสมมูลของวงจรสะท้อนกระแสที่ 3.6 (ก) 124

ข.1 วงจรวงจรกรองสัญญาณ SIMO โหมดกระแสในรูปที่ 4.1 127

ค.1 วงจรกรองสัญญาณ MISO โหมดกระแสในรูปที่ 4.9 137

ค.2 วงจรกรองสัญญาณ MISO โหมดกระแสในรูปที่ 4.10 141

ง.1 วงจรกรองสัญญาณ SIMO โหมดแรงดันในรูปที่ 5.1 154

จ.1 วงจรกรองสัญญาณ MISO โหมดแรงดันในรูปที่ 5.8 168

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ช่วงทศวรรษที่ผ่านมาการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกได้รับความนิยมอย่างกว้างขวาง ทั้งนี้เนื่องจากวงจรกรองสัญญาณเป็นส่วนสำคัญในงานด้านการประมวลผลสัญญาณและการสื่อสารข้อมูลในภาคแอนะล็อก [1]-[4] เช่น การปรับแต่งสัญญาณภาคอินพุตก่อนส่งผ่านไปยังส่วนที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลในวงจรกรองสัญญาณภาพ (video filters) [5] ระบบควบคุมความถี่โดยใช้วิธีเปรียบเทียบเฟส หรือ เฟสล็อกลูป (phase-locked loop) หรือจะเป็นวงจรโครงข่ายแยกช่วงความถี่ (crossover network) ในระบบลำโพงเครื่องเสียงสามทิศทาง (three-way loudspeaker) [6] เป็นต้น โดยแนวทางวิจัยและพัฒนาการออกแบบวงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกที่ได้รับความสนใจอย่างกว้างขวางก็คือ หลักการออกแบบโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟ (active circuit building block) ที่มีสมรรถนะในการทำงานสูง ยกตัวอย่างเช่น วงจร OA (operational amplifier) [7]-[12] วงจร OTA (operational transconductance amplifier) [13]-[39] และ วงจร CC (current conveyor) [40]-[78] เป็นต้น

ในปี ค.ศ.1999 นักวิจัยชื่อ Cevdet Acar และ Serdar Ozoguz ได้นำเสนออุปกรณ์แอคทีฟชื่อว่า วงจร CDBA (current differencing buffered amplifier) ขึ้นเป็นครั้งแรก [79] เพื่อประยุกต์ใช้ในการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแส (current-mode) และโหมดแรงดัน (voltage-mode) โดยวงจร CDBA ประกอบด้วยวงจรย่อยที่สำคัญสองส่วน คือ วงจรผลต่างกระแส (current differencing circuit) และวงจรตามแรงดัน (voltage follower) โดยมีคุณสมบัติเด่นหลายประการ เช่น มีอัตราสลูสูง (high slew rate) มีช่วงแบนด์วิทกว้าง (wide bandwidth) และมีรูปแบบวงจรที่ไม่ซับซ้อน จึงทำให้มีนักวิจัยจำนวนมากนำวงจร CDBA มาสังเคราะห์เป็นวงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกกันอย่างมากมาย [80]-[101] อย่างไรก็ตามหากพิจารณาคุณสมบัติในการทำงานของวงจร CDBA จะพบว่าการป้อนสัญญาณแรงดันเอาต์พุตกลับมายังกระแสอินพุตของวงจรจำเป็นต้องใช้อิมพิแดนซ์ (impedance) จากภายนอกเป็นองค์ประกอบที่สำคัญ นอกจากนี้หากพิจารณาในเรื่องของการปรับแต่งคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณแล้ว จะพบว่าการออกแบบวงจรกรองสัญญาณโดยใช้วงจร CDBA นั้นไม่สามารถทำการปรับแต่งคุณสมบัติของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ (electronically tunable) เหมือนกับการออกแบบโดยใช้วงจร OTA

ต่อมาในปี ค.ศ. 2003 นักวิจัยชื่อ Dalibor Biolek ได้นำเสนออุปกรณ์แอคทีฟที่มีชื่อว่าวงจร CDTA (current differencing transconductance amplifier) ขึ้นเป็นครั้งแรก [102] โดยประกอบด้วยวงจรผลต่างกระแสเป็นภาคอินพุต และวงจร OTA เป็นภาคเอาต์พุตของวงจร เมื่อพิจารณาคุณสมบัติของวงจร CDTA จะเห็นว่าในส่วนภาคอินพุตของวงจรนั้น มีคุณสมบัติการทำงานเหมือนกับวงจร CDBA ทุกประการ แต่ในส่วนภาคเอาต์พุตจะใช้วงจร OTA มาทำหน้าที่แทนวงจรตามแรงดัน ดังนั้นวงจรกรองสัญญาณที่ออกแบบโดยใช้วงจร CDTA จึงสามารถทำการปรับแต่งคุณสมบัติของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ รวมทั้งยังสามารถสังเคราะห์วงจรโดยไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานจากภายนอกอีกด้วย ทำให้ได้รับความนิยมนำมาสังเคราะห์เป็นวงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกเป็นจำนวนมาก [102]-[122]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในปี 2008 Dalibor Biolek ได้รวบรวมและนำเสนออุปกรณ์แอคทีฟที่มีศักยภาพในงานด้านการออกแบบวงจรแอนะล็อกขึ้น [123] ซึ่งหนึ่งในนั้นคือวงจร VDTA (voltage differencing transconductance amplifier) โดยคุณสมบัติการทำงานของวงจร VDTA สามารถเปรียบเทียบได้กับวงจร CDTA ที่ทำงานในโหมดกระแสซึ่งนำเสนอขึ้นก่อนหน้า กล่าวคือภาคอินพุตของวงจร CDTA มีคุณสมบัติเป็นวงจรผลต่างกระแส ส่วนภาคอินพุตของวงจร VDTA จะมีคุณสมบัติเป็นวงจรผลต่างแรงดัน ซึ่งหมายความว่าวงจร VDTA จะประกอบด้วยวงจรที่มีคุณสมบัติเป็นแหล่งจ่ายกระแสควบคุมด้วยผลต่างของแรงดันต่อร่วมกับวงจร OTA แบบหลายเอาต์พุต ดังนั้นด้วยศักยภาพในการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์จึงทำให้เหมาะสมในการนำวงจร VDTA ไปสังเคราะห์เป็นวงจรที่อาศัยการปรับค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งโครงสร้างของวงจร VDTA มีความกะทัดรัด (compact structure) จึงเป็นข้อได้เปรียบที่น่าสนใจและนำไปประยุกต์ใช้ในการสังเคราะห์วงจรต่างๆอย่างแพร่หลาย [124]-[135] ด้วยศักยภาพที่ดีดังกล่าว ทำให้วงจร VDTA เป็นทางเลือกที่ดีในการนำมาสังเคราะห์เป็นวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกทั้งโหมดกระแสและโหมดแรงดัน

จากเหตุผลที่ได้กล่าวมาข้างต้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมุ่งเน้นในการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณที่ทำงานในโหมดกระแสและโหมดแรงดัน โดยมีรูปแบบเป็นฟังก์ชันไบควอดราทิก (biquadratic function) มีโครงสร้างของวงจรที่เป็นทั้งแบบหนึ่งอินพุตหลายเอาต์พุต (single input multiple output, SIMO) และแบบหลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุต (multiple input single output, MISO) จุดเด่นของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือ การใช้อุปกรณ์แอคทีฟหลักเพียงชนิดเดียวคือวงจร VDTA ซึ่งจะทำให้วงจรมีความไม่ยุ่งยากซับซ้อน และสามารถปรับอัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain) ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอก ทำให้เกิดความคล่องตัวและยืดหยุ่นต่อการปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรกรองสัญญาณ นอกจากนี้ยังต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อย ซึ่งการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อยนั้น ทำให้พื้นที่ของวงจรมีขนาดเล็กและสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าต่ำ รวมถึงทำให้ต้นทุนในการผลิตวงจรมีค่าต่ำอีกด้วย ซึ่งเหมาะสมกับแนวทางการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม (integrated circuit, IC)

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราทิกที่ทำงานในโหมดกระแสและโหมดแรงดันโดยใช้วงจร VDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ซึ่งแบ่งการนำเสนอการออกแบบโดยพิจารณาตามโหมดการทำงานและจำนวนขั้วสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจร คือ

1) วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA จำนวนหนึ่งตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัว [131]

2) วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA จำนวนหนึ่งตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัว [132] และวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA จำนวนสองตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัว [133]

3) วงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบหนึ่งอินพุตห้าเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA จำนวนสองตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทานจำนวนสองตัว และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัว [134]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) วงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA จำนวนหนึ่งตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุจำนวนสองตัว [135]

โดยมีวัตถุประสงค์ในการทำวิจัย คือ เพื่อศึกษาถึงคุณสมบัติและหลักเกณฑ์ในการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราทิกโดยใช้วงจร VDTA ที่มีโครงสร้างกะทัดรัด เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก มุ่งเน้นการใช้อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟจำนวนน้อย วงจรที่ออกแบบมีโครงสร้างที่ไม่ยุ่งยากซับซ้อน และสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์

หลักการใหม่ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้สามารถแยกเป็นประเด็นต่างๆได้ดังต่อไปนี้คือ

1) การออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA จำนวนหนึ่งตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้พร้อมกันทั้งสามฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass, LP) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) และฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass, BP) โดยวงจรที่นำเสนอไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจรในการสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบต่างๆ รวมถึงไม่จำเป็นต้องอาศัยตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์วงจร สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจร คือ ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency, ω_0) ค่าตัวประกอบคุณภาพ (quality factor, Q) และแบนด์วิท (bandwitdh, BW) ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ จากการติดตามงานวิจัยหรือสิ่งพิมพ์ที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต [112], [113], [117] และ [136]-[141] พบว่างานวิจัยที่นำเสนอขึ้นโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟเพียงตัวเดียว จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร

2) การออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA จำนวนหนึ่งตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ทุกฟังก์ชัน คือ LP, HP, BP รวมถึง ฟังก์ชันตัดแถบความถี่ (bandstop, BS) และ ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (allpass, AP) ซึ่งวงจรที่นำเสนอไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจรในการสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบต่างๆ ทั้งยังปราศจากตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์วงจร สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้สามารถปรับปรุงให้วงจรมีความยืดหยุ่นในการใช้งาน โดยการเพิ่มวงจร VDTA อีกเพียงหนึ่งตัว เพื่อทำให้วงจรมีคุณสมบัติในการปรับค่า ω_0 และ Q เป็นอิสระต่อกัน เมื่อทบทวนงานวิจัยที่นำเสนอขึ้นในรูปแบบวงจรสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟเพียงตัวเดียว [142]-[156] พบว่างานวิจัยบางชิ้นจำเป็นต้องใช้การปรับเปลี่ยนอุปกรณ์พาสซีฟของวงจรในการสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบต่างๆ รวมถึงไม่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้ถึงแม้จะมีการนำเสนองานวิจัยในลักษณะดังกล่าวที่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่วงจรทั้งหมดยังต้องอาศัยตัวความต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการออกแบบและสังเคราะห์วงจร

3) การออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบหนึ่งอินพุตห้าเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA จำนวนสองตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทานจำนวนสองตัว และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนสองตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้พร้อมกันทุกฟังก์ชัน โดยปรับค่า ω_0 และ Q เป็นอิสระต่อกันด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ รวมถึงมีค่าความต้านทานอินพุตสูง (high input impedance) ซึ่งจากการติดตามงานวิจัยหรือสิ่งพิมพ์ที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบหนึ่งอินพุตห้าเอาต์พุต [71], [74], [76] และ [157]-[172] พบว่างานวิจัยที่นำเสนอขึ้นออกแบบวงจรโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟจำนวนมาก รวมถึงสังเคราะห์วงจรโดยใช้ตัวต้านทานพาสซีฟแบบลอยตัว (floating resistor) ซึ่งไม่เหมาะสมในการนำไปออกแบบสร้างเป็นวงจรรวม บางวงจรไม่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ บางวงจรไม่สามารถปรับค่า ω_0 และ Q เป็นอิสระต่อกันได้ หรือบางวงจรมีค่าความต้านทานอินพุตไม่สูง

4) การออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA จำนวนหนึ่งตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุจำนวนสองตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ทุกฟังก์ชัน และปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ปราศจากตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์วงจร นอกจากนี้เมื่อทบทวนงานวิจัยที่นำเสนอขึ้นในรูปแบบวงจรสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต [24], [85], [108], [139], [144], [165] และ [173]-[181] พบว่า บางงานวิจัยออกแบบโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟมากกว่าหนึ่งตัว บางงานวิจัยไม่สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชัน หรือบางงานวิจัยต้องอาศัยตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการออกแบบและสังเคราะห์วงจร

ดังนั้นจากประเด็นที่กล่าวไว้ข้างต้น สามารถสรุปหลักการใหม่ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ คือ สังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองสัญญาณโดยใช้วงจร VDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอทั้งหมด สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ มีค่าความไวต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟต่ำ อย่างไรก็ตามแม้จะมีการนำเสนองานวิจัยในลักษณะเดียวกันมาบ้างแล้ว แต่งานวิจัยทั้งหมดที่ได้กล่าวไว้ข้างต้นยังมีข้อด้อยอยู่หลายประการเมื่อเทียบกับงานวิจัยที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท และภาคผนวกอีก 5 ภาค โดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ ซึ่งจะเป็นการกล่าวนำถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา หลักการใหม่ที่นำเสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงคุณสมบัติและหลักการทำงานพื้นฐานของอุปกรณ์แอคทีฟสำหรับการประมวลสัญญาณแอนะล็อกแบบต่างๆ ที่วิวัฒนาการมาจากอดีตถึงปัจจุบัน ประกอบด้วย วงจร OA วงจร OTA วงจร CC วงจร CDBA วงจร CDTA จนกลายมาเป็นวงจร VDTA ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการทำงานและการวิเคราะห์วงจรภายในของวงจร VDTA รวมถึงการทดสอบสมรรถนะของวงจร VDTA โดยใช้โปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง

บทที่ 4 นำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสทั้งในรูปแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต และแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA จำนวนหนึ่งตัว และพัฒนาปรับปรุงรูปแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA จำนวนสองตัว โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรทั้งหมดต่อร่วมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัว ซึ่งได้ทำการยืนยันผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

บทที่ 5 นำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดแรงดันทั้งในรูปแบบหนึ่งอินพุต ห้าเอาต์พุต ที่ใช้วงจร VDTA จำนวนสองตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทานจำนวนสองตัวและตัวเก็บประจุแบบเทียบกราวด์จำนวนสองตัว และแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA จำนวนหนึ่งตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุจำนวนสองตัว โดยทำการยืนยันผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

บทที่ 6 สรุปผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะในการทำวิจัยและการพัฒนาต่อ

ส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์จะเป็นภาคผนวก ซึ่งแสดงการวิเคราะห์คุณสมบัติและสมการที่ใช้ภายในแต่ละบท ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

ภาคผนวก ก การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจร VDTA

ภาคผนวก ข การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ SIMO โดยใช้วงจร VDTA

ภาคผนวก ค การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ MISO โดยใช้วงจร VDTA

ภาคผนวก ง การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบ SIMO โดยใช้วงจร VDTA

ภาคผนวก จ การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบ MISO โดยใช้วงจร VDTA

ภาคผนวก ฉ บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 เอกสารอ้างอิงบทที่ 1

[1] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. **การออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกและวงจรออสซิลเลเตอร์**. คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2554.

[2] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. **ออปแอมป์และลิเนียร์ไอซี: ทฤษฎีและการประยุกต์ใช้งาน**. คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2552.

[3] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. **ออปแอมป์และการประมวลผลสัญญาณอนาลอก**. บริษัท ว.เพ็ชรสกุล จำกัด. 2545.

[4] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. **ทฤษฎีโครงข่ายไฟฟ้า (Network Theory)**. คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2544.

[5] A. Uygur and H. Kuntman, "Seventh-order elliptic video filter with 0.1 dB pass band ripple employing CMOS CDTAs", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 61, no. 5, pp. 320-328, 2007.

[6] M. A. Ibrahim, S. Minaei and H. Kuntman, "A 22.5 MHz current-mode KHN-biquad using differential voltage current conveyor and grounded passive elements", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 59, no. 5, pp. 311-318, 2005.

[7] K. Matsukawa, Y. Mitani, M. Takayama, K. Obata, S. Dosho and A. Matsuzawa, "A fifth-order continuous-time delta-sigma modulator with single-opamp resonator", **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, vol. 45, pp. 697-706, 2010.

[8] R. Raut, M. N. S. Swamy and N. Tian, "Current-mode filters using voltage amplifiers", **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 26, no. 5, pp. 773-792, 2007.

[9] N. A. Shah and S. Z. Iqbal, "Versatile voltage mode universal biquad filter using the operational amplifier pole", **International Journal of Electronics**, vol. 94, no. 1, pp. 75-79, 2007.

[10] R. Raut, M. N. S. Swamy and N. Tian, "On the realization of current transfer function using voltage amplifiers", **International Journal of Circuit Theory and Applications**, vol. 34, no. 5, pp. 583-589, 2006.

[11] S. Koziel and S. Szczepanski, "General active-RC filter model for computer aided design", **Bulletin of the Polish Academy of Sciences**, vol. 54, no. 1, pp. 89-99, 2006.

[12] N. A. Shah, S. Z. Iqbal and B. Parveen, "Lowpass and bandpass transadmittance filter using operational amplifier pole", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 59, no. 7, pp. 410-412, 2005.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[13] Y. Ozcelep, A. Kuntman and H. Kuntman, “On the degradation of OTA-C based CMOS low-power filter circuits for biomedical instrumentation”, **Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences**, vol. 20, no. 2, pp. 1359-1368, 2012.

[14] C. N. Lee, “High-order multiple-mode and transadmittance-mode OTA-C universal filters”, **Journal of Circuits, Systems, and Computers**, vol. 21, no. 5, pp. 1250048 (21 page), 2012.

[15] A. Pirmohammadi and M. H. Zarifi, “A low power tunable Gm-C filter based on double CMOS inverters in 0.35 m”, **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 71, no. 3, pp. 473-479, 2012.

[16] S. V. Thyagarajan, S. Pavan and P. Sankar, “Active-RC filters using the Gm-assisted OTA-RC technique”, **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, vol. 46, no. 7, pp. 1522-1533, 2011.

[17] F. Rezaei and S. J. Azhari, “Ultra low voltage, high performance operational transconductance amplifier and its application in a tunable Gm-C filter”, **Microelectronics Journal**, vol. 42, no. 6, pp. 827-836, 2011.

[18] A. K. Singh, R. Senani, D. R. Bhaskar and R. K. Sharma, “A new electronically-tunable active-only universal biquad”, **Journal of Circuits, Systems, and Computers**, vol. 20, no. 3, pp. 549-555, 2011.

[19] P. Prommee and T. Pattanatadapong, “Realization of tunable pole-Q current-mode OTA-C universal filter”, **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 29, no. 5, pp. 913-924, 2010.

[20] M. Kumngern, B. Knobnob and K. Dejhan, “Electronically tunable high-input impedance voltage-mode universal biquadratic filter based on simple CMOS OTAs”, **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 64, no. 10, pp. 934-939, 2010.

[21] D. V. Kamat, P. V. Ananda Mohan and K. G. Prabhu, “Novel first-order and second-order current-mode filters using multiple-output operational trans-conductance amplifiers”, **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 29, no. 3, pp. 553-576, 2010.

[22] R. Sotner, J. Jerabek, T. Dostal and K. Vrba, “Multifunctional adjustable current mode biquads based on distributed feedback voltage mode prototype with OTAs”, **International Journal of Electronics**, vol. 97, no. 7, pp. 797-809, 2010.

[23] Y. Sun, X. Zhu and J. Moritz, “Explicit design formulas for current-mode leap-frog OTA-C filters and 300 MHz CMOS seventh-order linear phase filter”, **International Journal of Circuit Theory and Applications**, vol. 38, no. 4, pp. 367-382, 2010.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[24] C. N. Lee, "Multiple-mode OTA-C universal biquad filters", **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 29, no. 3, pp. 553-576, 2010.

[25] B. Metin, K. Pal, S. Minaei and O. Cicekoglu, "Trade-offs in the OTA-based analog filter design", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 60, no. 3, pp. 205-213, 2009.

[26] R. Sotner, J. Petrzela and J. Slezak, "Current-controlled current-mode universal biquad employing multi-output transconductors", **Radioengineering**, vol. 18, no. 3, pp. 285-294, 2009.

[27] 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.

[28] H. P. Chen, Y. Z. Liao and W. T. Lee, "Tunable mixed-mode OTA-C universal filter", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 58, no. 2, pp. 135-141, 2009.

[29] C. N. Lee and C. M. Chang, "A new OTA-C current-mode biquad filter with single input and multiple outputs", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 62, no. 3, pp. 232-234, 2008.

[30] T. Tsukutani, Y. Sumi and Y. Fukui, "Novel current-mode biquad filter using OTAs and DO-CCII", **International Journal of Electronics**, vol. 94, no. 2, pp. 99-105, 2007.

[31] T. Tsukutani, S. Edasaki, Y. Sumi and Y. Fukui, "Current-mode universal biquad filter using OTAs and DO-CCII", **Frequenz**, vol. 60, pp. 237-340, 2006.

[32] R. F. Ahmed, I. A. Awad and A. N. Soliman, "Transformation method from voltage-mode op-amp-RC circuits to current-mode Gm-C circuits", **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 25, no. 4, pp. 609-626, 2006.

[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] K. Kumar, K. Pal and G. K. Gupta, "Realization of multi-function biquad filter using operational transconductance amplifier", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 44, no. 1, pp. 71-74, 2006.

[35] S. N. Ahmad, M. R. Khan and Moinuddin, "Operational transconductance amplifier based voltage-mode universal filter", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 43, no. 9, pp. 714-719, 2005.

[36] N. A. Shah and M. A. Malik, "High impedance voltage- and current-mode multifunction filters", **International Journal Electronics and communications (AEU)**, vol. 59, no. 5, pp. 262-266, 2005.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[37] D. R. Bhaskar, A. K. Singh, R. K. Sharma and R. Senani "New OTA-C universal current-mode/trans-admittance biquads", **IEICE Electronics Express**, vol. 2, no. 1, pp. 8-13, 2005.

[38] 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.

[39] E. S. Erdogan, R. O. Topaloglu, H. Kuntman, and O. Cicekoglu, "New current-mode special function continuous-time active filters employing only OTAs and OPAMPs", **International Journal of Electronics**, vol. 91, no. 6, pp. 345-359, 2004.

[40] H. Alzaher, N. Tasadduq and O. Al-Ees, "Implementation of reconfigurable *n*th-order filter based on CCII", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 75, no. 3, pp. 539-545, 2013.

[41] W. Tangsrirat, "Cascadable current-mode first-order allpass filter using current controlled conveyors", **Przeglad Elektrotechniczny**, vol. 89, no 1a, pp. 187-190, 2013.

[42] J. W. Horng, "Analytical synthesis of general high-order voltage/current transfer functions using CCIIs", **Microelectronics Journal**, vol. 43, no. 8, pp. 546-554, 2012.

[43] J. W. Horng, C. L. Hou, Y. S. Guo, C. H. Hsu, D. Y. Yang and M. J. Ho, "Low input and high output impedances current-mode first-order allpass filter employing grounded passive components", **Circuits and Systems**, vol. 3, no. 2, pp. 176-179, 2012.

[44] B. Metin, K. Pal and O. Cicekoglu, "A new approach for high-input impedance in voltage mode filters using first-generation current conveyor in place of second-generation current conveyor", **International Journal of Electronics,** vol. 99, no. 1, pp. 131-139, 2012.

[45] J. W. Horng, C. L. Hou, C. Y. Tseng, R. C. Dun and D. Y. Yang, "Cascadable current-mode first-order and second-order multifunction filters employing grounded capacitors", **Active and Passive Electronic Components,** vol. 2012, Article ID 261075, 6 pages, 2012.

[46] J. W. Horng, "High output impedance current-mode universal biquadratic filters with five inputs using multi-output CCIIs", **Microelectronics Journal**, vol. 42, no. 5, pp. 693-700, 2011.

[47] C. Wang, J. Xu, A. U. Keskin, S. Du and Q. Zhang, "A new current-mode current-controlled SIMO-type universal filter", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 65, no. 3, pp. 231-234, 2011.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[48] W. Tangsrirat and O. Channumsin, “Minimum-component current-mode universal filter”, **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 49, no. 2, pp.137-141, 2011.

[49] J. W. Horng, Z. R. Wang and C. C. Liu, “Voltage-mode lowpass, bandpass and notch filters using three plus-type CCIIs”, **Circuits and Systems**, vol. 2, no. 1, pp. 34-37, 2011.

[50] A. Ranjan and S. K. Paul, “Voltage Mode Universal Biquad Using CCCII”, **Active and Passive Electronic Components**, vol. 2011, Article ID 439052, 5 pages, 2011.

[51] J. W. Horng, “Current-mode and transimpedance-mode universal biquadratic filter using multiple outputs CCIIs”, **Indian Journal of Engineering & Materials Sciences**, vol. 17, no. 3, pp. 169-174, 2010.

[52] J. Zhao, J. G. Jiang and J. N. Liu, “Design of tunable biquadratic filters employing CCCIIs: state variable block diagram approach”, **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 62, no. 3, pp. 397-406, 2010.

[53] H. P. Chen, “Single CCII-based voltage-mode universal filter”, **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 62, no. 2, pp. 259-262, 2010.

[54] R. Sotner, J. Slezak, T. Dostal and J. Petrzela, “Universal tunable current-mode biquad employing distributed feedback structure with MO–CCCII”, **Journal of Electrical Engineering**, vol. 61, no. 1, pp. 52-56, 2010.

[55] E. Yuce, “Current-mode electronically tunable biquadratic filters consisting of only CCCIIs and grounded capacitors”, **Microelectronics Journal**, vol. 40, no. 12, pp. 1719-1725, 2009.

[56] C. Wang, H. Liu and Y. Zhao, “Universal current-mode filter with multiple inputs and one output using MOCCII and MO-CCCA”, **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 63, no. 6, pp. 448-453, 2009.

[57] C. Wang, Y. Zhao, O. Zhang and S. Du, “A new current mode SIMO-type universal biquad employing multi-output current conveyors (MOCCIIs)”, **Radioengineering**, vol. 18, no. 1, pp. 83-88, 2009.

[58] J. Jiang and Y. He, “Tunable frequency versatile filters implementation using minimum number of passive elements”, **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 59, no. 1, pp. 53-64, 2009.

[59] S. Minaei and E. Yuce, “All grounded passive elements current-mode all-pass filter”, **Journal of Circuits, Systems and Computers**, vol. 18, no. 1, pp. 31-43, 2009.

[60] M. Siripruchyanun and W. Jaikla, “Cascadable current-mode biquad filter and quadrature oscillator using DO-CCCIIs and OTA”, **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 28, no. 1, pp. 99-110, 2009.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[61] N. Pandey, S. K. Paul and S. B. Jain, "A new electronically tunable current mode universal filter using MO-CCCII", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 58, no. 2, pp. 171-178, 2009.

[62] C. Wang, H. Liu and Y. Zhao, "A new current-mode current-controlled universal filter based on CCCII (±)", **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 27, no. 5, pp. 673-682, 2008.

[63] E. Yuce and S. Minaei, "On the realization of high-order current-mode filter employing current controlled conveyors", **Computers and Electrical Engineering**, vol. 34, no. 3, pp. 165-172, 2008.

[64] M. Koksal and M. Sagbas, "A versatile signal flow graph realization of a general current transfer function", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 62, no. 1, pp. 33-40, 2008.

[65] W. Tangsrirat, "Current-tunable current-mode multifunction filter based on dual-output current-controlled conveyors", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 61, no. 8, pp. 528-533, 2007.

[66] S. Maheshwari, "Grounded capacitor CM-APS with high output impedance", **Journal of Circuits, Systems, and Computers**, vol. 16, no. 4, pp. 567-576, 2007.

[67] S. Minaei and E. Yuce, "Current-mode active-C filter employing reduced number of CCCII+s", **Journal of Circuits, Systems, and Computers**, vol. 16, no. 4, pp. 507-516, 2007.

[68] S. Maheshwari, "A new current-mode current controlled all-pass section", **Journal of Circuits, Systems, and Computers**, vol. 16, no. 2, pp. 181-189, 2007.

[69] W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "High output impedance current-mode universal filter employing dual output current controlled conveyors and grounded capacitors", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 61, no. 2, pp. 127-131, 2007.

[70] M. Siripruchyanun and W. Jaikla, "Three-input single-output electronically controllable dual-mode universal biquad filter using DO-CCCIIs", **Active and Passive Electronic Components**, vol. 2007, Article ID 36849, 6 pages, 2007.

[71] J. W. Horng, C. L. Hou, C. M. Chang, H. P. Chou and C.T. Lin, "High input impedance voltage-mode universal biquadratic filter with one input and five outputs using current conveyors", **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 25, no. 6, pp. 767-777, 2006.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[72] W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, “Electronically tunable current-mode universal filter employing only plus-type current-controlled conveyors and grounded capacitors”, **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 25, no. 6, pp. 701-713, 2006.

[73] P. Kumar, K. Pal and G. K. Gupta, “High input impedance all-pass and notch filter configuration”, **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 44, no. 5, pp. 398-401, 2006.

[74] J. W. Horng, C. L. Hou, C. M. Chang and W. Y. Chung, “Voltage mode universal biquadratic filters with one input and five outputs”, **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 47, no. 1, pp. 73-83, 2006.

[75] E. Yuce, S. Minaei and O. Cicekoglu, “Universal current-mode active-C filter employing minimum number of passive elements”, **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 46, no. 2, pp. 169-171, 2006.

[76] J. W. Horng, C. L. Hou, C. M. Chang, W. Y. Chung and H. Y. Wei, “Voltage-mode universal biquadratic filter with one input and five outputs using MOCCIIs”, **Computers and Electrical Engineering**, vol. 31, no. 3, 190-202, 2005.

[77] V. K. Singh, A. K. Singh and R. Senani, “Dual function capability of recently proposed four-current conveyor-based VM biquad”, **Journal of Circuits, Systems, and Computers**, vol. 14, no. 1, pp. 51-56, 2005.

[78] S. Minaei and S. Turkoz, “Current-mode electronically tunable universal filter using only plus-type current controlled conveyors and grounded capacitors”, **ETRI Journal**, vol. 26, no. 4, pp. 292-296, 2004.

[79] 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.

[80] R. Nandi, P. Venkateswaran and S. Das, “Selective filters and tunable sinusoid oscillator using a CDBA”, **Circuits and Systems**, vol. 4, no. 2, pp. 227-232, 2013.

[81] J. K. Pathak, A. K. Singh, and Raj Senani, “New Voltage Mode Universal Filters Using Only Two CDBAs”, **ISRN Electronics**, vol. 2013, Article ID 987867, 6 pages, 2013.

[82] S. Bashir and N. Shah, “Voltage mode universal filter using current differencing buffered amplifier as an active device”, **Circuits and Systems**, vol. 3, no. 3, pp. 278-281, 2012.

[83] M. Sagbas, “Design of CDBA based active polyphase filter for low-IF receiver applications”, **Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences**, vol. 19, no. 4, pp. 565-574, 2011.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[84] C. Cakir, S. Minaei and O. Cicekoglu, "Low voltage low power CMOS current differencing buffered amplifier", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 62, no. 2, pp. 237-244, 2010.

[85] W. Tangsrirat, T. Pukkalanun and W. Surakampontorn, "CDBA-based universal biquad filter and quadrature oscillator", **Active and Passive Electronic Components**, vol. 2008, Article ID 247171, 6 pages, 2008.

[86] 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.

[87] W. Tangsrirat, K. Klahan, T. Dumawipata and W. Surakampontorn, "Low-voltage NMOS-based current differencing buffered amplifier and its application to current-mode ladder filter design", **International Journal of Electronics**, vol. 93, no. 11, pp. 777-791, 2006.

[88] W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "Cascadable multipleinput single-output current-mode universal filter based on current differencing buffered amplifiers", **Frequenz**, vol. 60, no. 7-8, pp. 152-154, 2006.

[89] A. U. Keskin, "Multi-function biquad using single CDBA", **Electrical Engineering**, vol. 88, no. 5, pp. 353-356, 2006.

[90] A. U. Keskin and E. Hancioglu, "Current mode multifunction filter using two CDBAs", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 59, no. 8, pp. 495-498, 2005.

[91] 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.

[92] W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "Realization of multiple-output biquadratic filters using current differencing buffered amplifiers", **International Journal of Electronics**, vol. 92, no. 6, pp. 313-325, 2005.

[93] S. Maheshwari and I. A. Khan, "Novel voltage-mode universal filter using only two CDBAs", **Journal of Circuits, Systems, and Computers**, vol. 14, no. 1, pp. 159-164, 2005.

[94] U. Cam, "A novel current-mode second-order notch filter configuration employing single CDBA and reduced number of passive components", **Computers and Electrical Engineering**, vol. 30, no. 2, pp. 147-151, 2004.

[95] W. Tangsrirat, K. Klahan, K. Kaewdang and W. Surakampontorn, "Low-voltage wide-band NMOS-based current differencing buffered amplifier", **ECTI Transactions on Electrical Engineering, Electronics, and Communications**, vol. 2, no. 1, pp. 15-22, 2004.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[96] C. Acar and H. Sedef, "Realization of nth-order current transfer function using current-differencing buffered amplifiers", **International Journal of Electronics**, vol. 90, no. 4, pp. 277-283, 2003.

[97] S. Ozcan, H. Kuntman and O. Cicekoglu, "Cascadable current mode multipurpose filters employing current differencing buffered amplifier (CDBA)", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 56, no. 2, pp. 67-72, 2002.

[98] A. Toker, S. Ozoguz, O. Cicekoglu, and C. Acar, "Current-mode all-pass filters using current differencing buffered amplifier and a new high-Q bandpass filter configuration", **IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing**, vol. 47, no. 9, pp. 949-954, 2000.

[99] K. N. Salama and A. M. Soliman, "Voltage mode Kerwin- Huelsman-Newcomb circuit using CDBAs", **Frequenz**, vol. 54, no. 3-4, pp. 90-93, 2000.

[100] A. Toker, S. Ozoguz and C. Acar, "Current-mode KHN-equivalent biquad using CDBAs", **Electronics Letters**, vol. 35, no. 20, pp. 1682-1683, 1999.

[101] S. Ozoguz, A. Toker and C. Acar, "Current-mode continuoustime fully-integrated universal filter using CDBAs", **Electronics Letters**, vol. 35, no. 2, pp. 97-98, 1999.

[102] D. Biolek, "CDTA-building block for current-mode analog signal processing", **Proceedings of the 16th IEEE European Conference on Circuits Theory and Design (ECCTD 2003)**, Krakow, Poland, vol. 3, pp. 397-400, 2003.

[103] Y. Li, "A modified CDTA (MCDTA) and its applications: designing current-mode sixth-order elliptic band-pass filter", **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 30, no. 6, pp. 1383-1390, 2011.

[104] N. Pandey and S. K. Paul, "Single CDTA-based current mode all-pass filter and its applications", **Journal of Electrical and Computer Engineering**, vol. 2011, Article ID 897631, 5 pages, 2011.

[105] F. Kacar and H. Kuntman, "A new, improved CMOS realization of CDTA and its filter applications", **Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences**, vol. 19, no. 4, pp. 631-642, 2011.

[106] W. Tangsrirat and T. Pukkalanun, "Structural generation of two integrator loop filters using CDTAs and grounded capacitors", **International Journal of Circuit Theory and Applications**, vol. 39, no. 1, pp. 31-45, 2011.

[107] W. Tangsrirat, T. Pukkalanun and W. Surakampontorn, "Resistorless realization of current-mode first-order allpass filter using current differencing transconductance amplifiers", **Microelectronics Journal**, vol. 41, no. 2-3, pp. 178-183, 2010.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[108] D. Prasad, D. R. Bhaskar and A. K. Singh, "Multi-function biquad using single current differencing transconductance amplifier", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 61, no. 3, pp. 309-313, 2009.

[109] M. Siripruchyanun and W. Jaikla, "Current-controlled current differencing trans-conductance amplifier and applications in continuous-time signal processing circuits", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 61, no. 3, pp. 247-257, 2009.

[110] W. Tangsrirat, "Cascadable current-controlled current-mode universal filters using CDTAs and grounded capacitors", **Journal of Active and Passive Electronic Devices**, vol. 4, no. 1-2, pp. 135-145, 2009.

[111] A. Lahiri and A. Chowdhury, "A novel first-order current-mode all-pass filter using CDTA", **Radioengineering**, vol. 18, no. 3, pp. 300-305, 2009.

[112] D. Biolek, V. Biolkova and Z. Kolka, "Current-mode biquad employing single CDTA", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 47, no. 7, pp. 535-537, 2009.

[113] D. Prasad, D. R. Bhaskar and A. K. Singh, "Universal current-mode biquad filter using dual output current differencing transconductance amplifier", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, Vol. 63, No. 6, pp. 497-501, 2009.

[114] D. Biolek, V. Biolkova and Z. Kolka, "Single-CDTA (current differencing transconductance amplifier) current-mode biquad revisited", **WSEAS Transactions on Electronics**, vol. 5, no. 6, pp. 250-256, 2008.

[115] N. A. Shah, M. Quadri, and S. Z. Iqbal, "CDTA based transimpedance type first-order all-pass filter", **WSEAS Transactions on Electronics**, vol. 5, no. 6, pp. 280-284, 2008.

[116] M. Siripruchyanun and W. Jaikla, "CMOS current-controlled current differencing transconductance amplifier and applications to analog signal processing", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 62, no. 4, pp. 277-287, 2008.

[117] N. A. Shah, M. Quadri, and S. Z. Iqbal, "Realization of CDTA based current-mode universal filter", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 46, no. 4, pp. 283-285, 2008.

[118] M. Siripruchyanun and W. Jaikla, "Electronically controllable current-mode universal biquad filter using single DO-CCCDTA", **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 27, no. 1, pp. 113-122, 2008.

[119] N. A. Shah, M. Quadri, and S. Z. Iqbal, "Current-mode multifunction filter using current differencing transconductance amplifier", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 45, no. 9, pp. 767-769, 2007.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[120] N. A. Shah, M. Quadri and S.Z. Iqbal, "CDTA based universal transadmittance filter", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, Vol. 52, no. 1-2, pp. 65-69, 2007.

[121] W. Tangsrirat, T. Dumawipata, and W. Surakampontorn, "Multiple-input single-output current-mode multifunction filter using current differencing trans-conductance amplifiers", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 61, no. 4, pp. 209-214, 2007.

[122] A. U. Keskin, D. Biolek, E. Hancioglu and V. Biolkova, "Current-mode KHN filter employing current differencing transconductance amplifiers", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 60, no. 6, pp. 443-446, 2006.

[123] 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.

[124] N. Herencsar, R. Sotner, J. Koton, J. Misurec and K. Vrba, "New compact VM four-phase oscillator employing only single Z-copy VDTA and all grounded passive elements", **Elektronika ir Elektrotechnika**, vol. 19, no. 10, pp. 87-90, 2013.

[125] D. Prasad, M. Srivastava and D. Bhaskar, "Electronically controllable fully-uncoupled explicit current-mode quadrature oscillator using VDTAs and grounded capacitors", **Circuits and Systems**, vol. 4, no. 2, pp. 169-172, 2013.

[126] D. Prasad, D. Bhaskar and M. Srivastava, "Universal current-mode biquad filter using a VDTA", **Circuits and Systems**, vol. 4, no. 1, pp. 29-33, 2013.

[127] D. Prasad and D. Bhaskar, "Grounded and floating inductance simulation circuits using VDTAs", **Circuits and Systems**, vol. 3, no. 4, pp. 342-347, 2012.

[128] D. Biolek, M. Shaktour, V. Biolkova and Z. Kolka, "Current-input current-output universal biquad employing two bulk-driven VDTAs", **Proceedings of the 4th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems (ICUMT 2012)**, St. Petersburg, Russia, pp. 484-489, 2012.

[129] D. Prasad and D.R. Bhaskar, "Electronically Controllable Explicit Current Output Sinusoidal Oscillator Employing Single VDTA", **ISRN Electronics**, vol. 2012, Article ID 382560, 5 pages, 2012.

[130] A. Yesil, F. Kacar and 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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[131] J. Satansup and W. Tangsrirat, "Single VDTA-based current-mode electronically tunable multifunction filter", **Proceedings of the 4th International Science, Social Science, Engineering and Energy Conference 2012 (I-SEEC 2012)**, Petchburi, Thailand, 2012.

[132] J. Satansup and W. Tangsrirat, "Compact VDTA-Based Current-Mode Electronically Tunable Universal Filters Using Grounded Capacitors", **Microelectronics Journal**, vol. 45, no. 6, pp. 613-618, 2014.

[133] J. Satansup, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, "Electronically tunable current-mode universal filter using VDTAs and grounded capacitors", **Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2013 (IMECS 2013)**, Hong Kong, vol. 2, pp. 647-650, 2013.

[134] J. Satansup, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, "Electronically tunable single-input five-Output voltage-mode universal filter using VDTAs and grounded passive elements", **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 32, no. 3, pp. 945-957, 2013.

[135] J. Satansup and W. Tangsrirat, "Single VDTA-based voltage-mode electronically tunable universal filter", **Proceedings of the 27th International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications 2012 (ITC-CSCC 2012),** Sapporo, Japan, 2012.

[136] J. Horng, C. Hou, W. Huang and D. Yang, "Voltage/Current-Mode Multifunction Filters Using One Current Feedback Amplifier and Grounded Capacitors", **Circuits and Systems**, vol. 2, no. 2, pp. 60-64, 2011.

[137] M. Sagbas, U. E. Ayten and H. Sedef, "Current and voltage transfer function filters using a single active device", **IET Circuits, Devices & Systems**, vol. 4, no. 1, pp. 78-86, 2010.

[138] W. Tangsrirat, "Novel current-mode and voltage-mode universal biquad filters using single CFTA", **Indian Journal of Engineering & Materials Sciences,** vol.17, no. 2, pp. 99-104, 2010.

[139] N. Herencsar, J. Koton and K. Vrba, "Single CCTA–based universal biquadratic filters employing minimum components", **International Journal of Computer and Electrical Engineering**, vol. 1, no. 3, pp. 309-312, 2009.

[140] N. Herencsar, J. Koton and K. Vrba and O. Cicekoglu O. "Single UCC-N1B 0520 device as a modified CFOA and its application to voltage- and current-mode universal filters", **Proceedings of the International Conference on Applied Electronics 2009 (AE 2009)**, Pilsen, Czech Republic, pp. 127-130, 2009.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[141] S. Ozcan, H. Kuntman and O. Cicekoglu, "Cascadable current-mode multi-purpose filters employing current differencing buffered amplifier (CDBA)", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 56, no. 2, pp. 56-67, 2002.

[142] W. Tangsrirat and K. Bunruang, "Current-mode universal filter topology with electronic tuning property using single current follower", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 50, no. 2, pp. 133-137, 2012.

[143] H. P. Chen, S. F. Wang, P. H. Li, N. H. Chou and C. H. Chang, "Single FDCCII-based current-mode universal biquadratic filter", **Proceedings of 2nd International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks 2012 (CECNet 2012),** Yichang, China, pp. 2076-2079, 2012.

[144] N. Pandey and S. K. Paul, "VM and CM universal filters based on single DVCCTA". **Active and Passive Electronic Components**, vol. 2011, Article ID 929507, 7 pages, 2011.

[145] R. Senani, K. K. Abdalla and D. R. Bhaskar, "A state variable method for the realization of universal current-mode biquads", **Circuits and Systems,** vol. 2, no. 4, pp. 286-292, 2011.

[146] C. M. Chang, F. C. Chen, C. L. Hou, J. W. Horng, "Universal current-mode biquad filter using single inverting second-generation current conveyor", **Proceedings of 10th WSEAS International Conference on Instrumentation, Measurement, Circuits and Systems 2011 (IMCAS 2011**), Venice, Italy, pp. 35-41, 2011.

[147] J. Sirirat, D. Prasertsom and W. Tangsrirat, "High-output-impedance current-mode electronically tunable universal filter using single CFTA", **Proceedings of the 10th International Symposium on Communications and Information Technologies 2010 (ISCIT 2010)**, Tokyo, Japan, pp. 200-203, 2010.

[148] M. Koksal, S. E. Oner and M. Sagbas, "A new second-order multi-mode multi-function filter using a single CDBA", **Proceedings of the 19th IEEE European Conference on Circuits Theory and Design 2009 (ECCTD 2009)**, Antalya, Turkey, pp. 699-702, 2009.

[149] C. M. Chang, T. H. Huang, S. H. Tu, C. L. Hou and J. W. Horng, "Universal active current filter using single second-generation current controlled conveyor", **International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing**, vol. 1, no. 2, pp. 194-198, 2007.

[150] R. K. Sharma and R. Senani, "Universal current-mode biquad using a single CFOA", **International Journal of Electronics**, vol. 91, no. 3, pp. 175-183, 2004.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[151] R. K. Sharma and R. Senani, “On the realization of universal current mode biquads using a single CFOA”, **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 41, no. 1, pp. 65-78, 2004.

[152] R. K. Sharma and R. Senani, “Multifunction CM/VM biquads realized with a single CFOA and grounded capacitors”, **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 57, no. 5, pp. 301-308, 2003.

[153] S. Ozcan, O. Cicekoglu and H. Kuntman, “Multi-input single-output filter with reduced number of passive elements employing single current conveyor”, **Computers and Electrical Engineering**, vol. 29, no. 1, pp. 45-53, 2003.

[154] M. T. Abuelma’Atti, “Universal current-mode filter using single four-terminal floating nullor”, **Microelectronics Journal**, vol. 31, no. 2, pp. 123-127, 2000.

[155] S. Ozcan, H. Kuntman and O. Cicekoglu, “A novel multi-input single-output filter with reduced number of passive elements using single current conveyor”, **Proceedings of the 43rd IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems 2000, (MWSCAS 2000)**, Michigan, USA, vol. 3, pp. 1030-1032, 2000.

[156] S. I. Liu and C. S. Hwang, “Realization of current-mode filters using single FTFN”, **International Journal of Electronics**, vol. 82, no. 5, pp. 499-502, 1997.

[157] W. Y. Chiu and J. W. Horng, “Voltage-mode biquadratic filters with one input and five outputs using DDCCs”, **Indian Journal of Engineering & Materials Sciences**, vol. 18, no. 2, pp. 97-101, 2011.

[158] W. Y. Chiu, J. W. Horng, Y. S. Guo and C. Y. Tseng, “DDCC based voltage-mode one input five outputs biquadratic filter with high-input impedance”, **Proceedings of the 13th International Symposium on Integrated Circuits 2011 (ISIC 2011)**, Singapore, pp. 39-42, 2011.

[159] S. Minaei and E. Yuce, “All-grounded passive elements voltage-mode DVCC-based universal filters”, **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 29, no. 2, pp. 295-309, 2010.

[160] J. W. Horng, “Lossless inductance simulation and voltage-mode universal biquadratic filter with one input and five outputs using DVCCs”, **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 62, no. 3, pp. 407-413, 2010.

[161] W. Y. Chiu, J. W. Horng, H. Lee and C. C. Huang, “DVCC-based voltage-mode biquadratic filter with high-input impedance”, **Proceedings of the 5th IEEE International Symposium on Electronic Design, Test & Applications 2010 (DELTA 2010),** Ho Chi Minh City, Vietnam, pp. 121-125, 2010.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[162] C. N. Lee and C. M. Chang, "Single FDCCII-based mixed-mode biquad filter with eight outputs", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 63, no. 9, pp. 736-742, 2009.

[163] K. Kumar and K. Pal, "Voltage-mode universal biquadratic filter using FTFN and OTA", **Journal of Electrical & Electronics Engineering**, Vol. 9, no. 2, pp. 1083-1087, 2009.

[164] H. P. Chen, "Versatile universal voltage-mode filter employing DDCCs", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 63, no. 1, pp. 78-82, 2009.

[165] H. P. Chen, "Voltage-mode FDCCII-based universal filters", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 62, no. 3, pp. 320-323, 2008.

[166] W. Y. Chiu, J. W. Horng and S. T. Cheng, "Universal filter with one input and five outputs using DDCCs", **Proceedings of the International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems 2008 (ISPACS 2008)**, Bangkok, Thailand, 2008.

[167] W. Y. Chiu, J. W. Horng, S. S. Yang, High-input impedance voltage-mode universal biquadratic filter with one input and five outputs using DDCCs, **Proceedings of the 4th IEEE International Symposium on Electronic Design, Test & Applications 2008 (DELTA 2008),** Hongkong, pp. 346-350, 2008.

[168] H. P. Chen and S. S. Shen, "A versatile universal capacitor-grounded voltage-mode filter using DVCCs", **ETRI Journal**, vol. 29, no. 4, pp. 470-476, 2007.

[169] H. P. Chen, "Universal voltage-mode filter using only plus-type DDCCs", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 50, no. 2, pp. 137-139, 2007.

[170] S. S. Gupta and R. Senani, "New voltage-mode/current-mode universal biquad filter using unity-gain cells", **International Journal of Electronics**, vol. 93, no. 11, pp. 769-775, 2006.

[171] 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.

[172] M. T. Abuelma'Atti and H. A. Al-Zaher, "New universal filter with one input and five outputs using current-feedback amplifiers", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 16, no. 3, pp. 239-244, 1998.

[173] W. Tangsrirat and O. Channumsin, "Voltage-mode multifunctional biquadratic filter using single DVCC and minimum number of passive elements", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 49, no. 10, pp. 703-707, 2011.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[174] E. Yuce, "Fully integrable mixed-mode universal biquad with specific application of the CFOA", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 64, no. 4, pp. 304-309, 2010.

[175] N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba, and I. Lattenberg, "New voltage-mode universal filter and sinusoidal oscillator using only single DBTA", **International Journal of Electronics**, vol. 97, no. 4, pp. 365-379, 2010.

[176] J. Sirirat, W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "Voltage-mode electronically tunable universal filter employing single CFTA", **Proceedings of the International Conference on Electrical Engineering/Electronics Computer Telecommunications and Information Technology 2010 (ECTI-CON 2010)**, Chiang Mai, Thailand, pp. 759-763, 2010.

[177] W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "Single-resistance-controlled quadrature oscillator and universal biquad filter using CFOAs", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 63, no. 12, pp. 1080-1086, 2009.

[178] W. Tangsrirat, "Novel minimum-component universal filter and quadrature oscillator with electronic tuning property based on CCCDBAs", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 47, no. 11, pp. 815-822, 2009.

[179] T. Parveen, M. T. Ahmed and I. A. Khan, "Low component voltage mode universal biquadratic filter using low voltage DOCCII", **Proceedings of the International Conference on Multimedia, Signal Processing and Communication Technologies 2009 (IMPACT'09)**, Aligarh, India, pp. 78-80, 2009.

[180] S. Maheshwari, "High performance voltage-mode multifunction filter with minimum component count", **WSEAS Transactions on Electronics**, vol. 5, no. 6, pp. 244-249, 2008.

[181] C. M. Chang and H. P. Chen, "Universal capacitor-grounded voltage-mode filter with three inputs and a single output", **International Journal of Electronics**, vol. 90, no. 6, pp. 401-406, 2003.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
อุปกรณ์แอคทีฟสำหรับการประมวลสัญญาณแอนะล็อก

2.1 กล่าวนำ

จากอดีตจนถึงปัจจุบันการออกแบบวงจรทางด้านการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก (analog signal processing) ถูกพัฒนาขึ้นจากการใช้หลอดสุญญากาศ (vacuum tube) มาเป็นเทคโนโลยีสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ (semiconductor device) จนกระทั่งมาอยู่ในรูปแบบของวงจรรวม (integrated circuit, IC) จึงทำให้การสังเคราะห์ฟังก์ชันแอนะล็อกในรูปแบบวงจรรวม หรืออุปกรณ์แอคทีฟ (active circuit building block) เข้ามามีบทบาทสำคัญและเป็นที่นิยมอย่างกว้างขวางในการนำมาออกแบบและสังเคราะห์เป็นวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก [1] โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรกรองสัญญาณแอนะล็อก จากการติดตามงานวิจัยที่ผ่านมาพบว่าแนวทางการวิจัยและพัฒนาออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟที่มีสมรรถนะในการทำงานสูงถูกพัฒนาขึ้นจากอุปกรณ์แอคทีฟพื้นฐานที่มีการใช้งานอย่างแพร่หลายอยู่แล้ว เช่น วงจร OA, วงจร OTA และวงจร CC ให้มีประสิทธิภาพและเกิดความยืดหยุ่นในการนำไปประยุกต์ใช้ในงานด้านต่างๆมากยิ่งขึ้น รวมถึงลดข้อจำกัดต่างๆในการทำงานของวงจรแบบเดิมลง นอกจากนี้ยังพบว่ารูปแบบการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ (electronically tunable) เป็นคุณสมบัติที่สำคัญอีกประการหนึ่งที่นิยมนำมาใช้เป็นแนวทางการพัฒนาอุปกรณ์แอคทีฟชนิดใหม่ให้มีความคล่องตัวมากยิ่งขึ้นด้วย

ดังนั้นในบทนี้จะได้กล่าวถึงวิวัฒนาการของอุปกรณ์แอคทีฟชนิดต่างๆ ที่ได้มีการพัฒนาและนำเสนอที่ผ่านมา โดยมุ่งเน้นคุณสมบัติและหลักการทำงานพื้นฐานของอุปกรณ์แอคทีฟที่สำคัญในการนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับการออกแบบและสังเคราะห์วงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกแบบต่างๆ ซึ่งอุปกรณ์แอคทีฟที่จะกล่าวถึงในบทนี้ ได้แก่

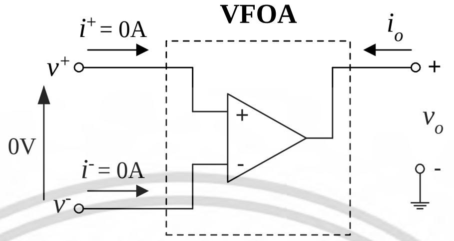
- วงจร OA (operational amplifier)
- วงจร OTA (operational transconductance Amplifier)
- วงจร CC (current conveyor)
- วงจร CDBA (current differencing buffered amplifier)
- วงจร CDTA (current differencing transconductance amplifier)
- วงจร VDTA (voltage differencing transconductance amplifier)

2.2 วงจร OA

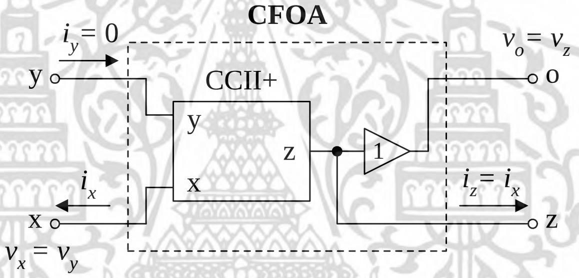
วงจร OA หรือ ออปแอมป์ (operational amplifier) เป็นอุปกรณ์แอคทีฟพื้นฐานที่สำคัญที่สุดวงจรหนึ่งเนื่องจากเป็นอุปกรณ์แอคทีฟยุคแรกที่นำมาใช้ออกแบบและสังเคราะห์เป็นวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก นอกจากนี้ยังมีการนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างแพร่หลายในงานด้านอื่นๆอีกมากมาย เช่น ระบบการวัดและควบคุมกระบวนการ รวมถึงระบบสื่อสาร เป็นต้น [2]–[4] ในทางอุดมคติคุณสมบัติทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจร OA จะประกอบด้วยแรงดันออฟเซต (offset voltage) และกระแสอินพุตต้องมีค่าเท่ากับศูนย์หรือมีค่าอิมพิแดนซ์อินพุต (input

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

impedance) เป็นอนันต์ ขณะที่แรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตต่างแปรค่าได้อย่างอิสระ (arbitrary) และอัตราขยายสัญญาณของวงจรมีค่าเป็นอนันต์ (infinite signal gain) โดยวงจร OA สามารถจำแนกตามรูปแบบการทำงานได้เป็นสองชนิด คือวงจร VFOA (voltage feedback operational amplifier) และวงจร CFOA (current feedback operational amplifier) ซึ่งคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร VFOA และวงจร CFOA แสดงได้ดังรูปที่ 2.1 และ 2.2 ตามลำดับ



รูปที่ 2.1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร VFOA

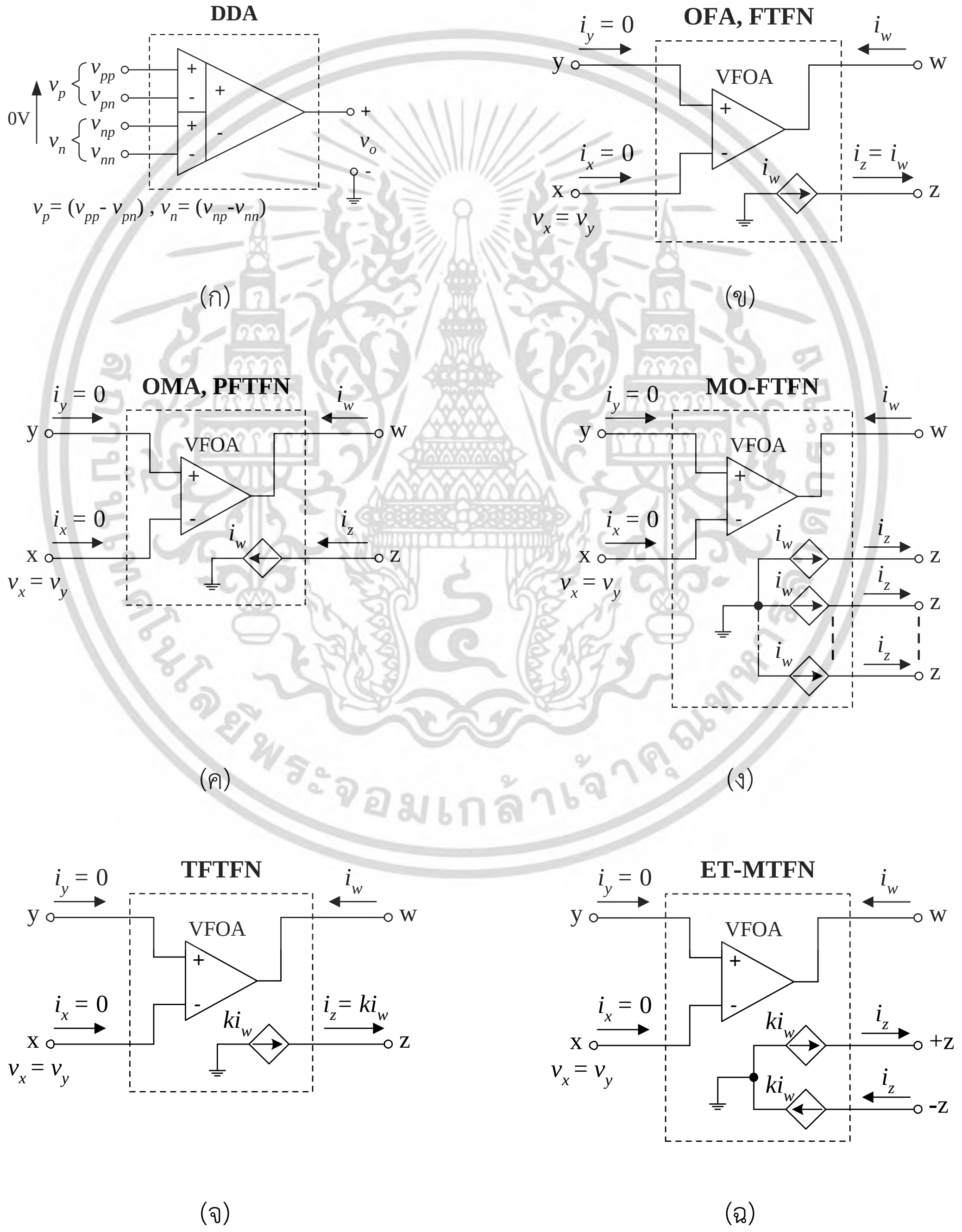


รูปที่ 2.2 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CFOA

วงจร OA ถูกพัฒนาและปรับปรุงเป็นอุปกรณ์แอคทีฟต่างๆเป็นจำนวนมาก ทั้งในรูปแบบที่พัฒนาจากวงจร VFOA และวงจร CFOA โดยอุปกรณ์แอคทีฟที่ได้รับการพัฒนาต่อยอดมาจากวงจร VFOA ยกตัวอย่างเช่น วงจร DDA (differential difference amplifier) [5] ซึ่งมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ก) จะมีคุณสมบัติต่างจากวงจร VFOA พื้นฐานตรงที่ประกอบด้วยขั้วแรงดันอินพุตผลต่างสองชุดคือ (v_{pp}-v_{pn})-(v_{np}-v_{nn}) วงจร FTFN (four terminal floating nullor) [6]-[8] หรือวงจร OFA (operational floating amplifier) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ข) [9] ที่มีคุณสมบัติต่างจากวงจร VFOA ตรงที่มีขั้วเอาต์พุตสองขั้วและกระแสเอาต์พุตที่ไหลผ่านขั้วทั้งสองขั้วจะมีขนาดเท่ากันแต่มีทิศทางตรงข้ามกัน ในทางกลับกันหากกระแสเอาต์พุตทั้งสองมีทิศทางเดียวกันแล้วจะเรียกอุปกรณ์แอคทีฟนี้ว่าวงจร OMA (operational mirrored amplifier) [10]-[11] หรือวงจร PFTFN (positive FTFN) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ค) [12] วงจร MO-FTFN (multi-output FTFN) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ง) [12]-[13] ที่พัฒนาจากวงจร FTFN ให้มีขั้วเอาต์พุต z หลายขั้ว โดยมีวัตถุประสงค์หลักเพื่อให้เกิดความสะดวกและเพิ่มความคล่องตัวในการออกแบบวงจรให้มากขึ้น วงจร TFTFN (tunable FTFN) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (จ) [15] และวงจร ET-MTFN (electronically tunable multi-terminal floating nullor) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ฉ) [16] ต่างก็พัฒนามาจากวงจร

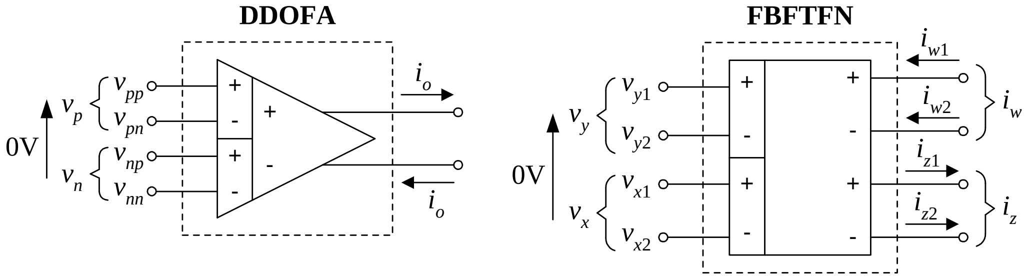
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FTFN โดยการปรับปรุงให้คุณสมบัติของวงจรสามารถปรับค่าอัตราการส่งผ่านกระแสระหว่างขั้ว w กับขั้ว z ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุมอัตราส่วนกระแสไบอัสจากภายนอก สำหรับวงจร DDOFA (differential difference OFA) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ช) นั้น [17] ที่เกิดจากการนำเอาคุณสมบัติทางด้านอินพุตแบบผลต่างบริบูรณ์ของวงจร DDA และคุณสมบัติทางด้านเอาต์พุตของวงจร OFA เข้าไว้ด้วยกัน ในขณะที่วงจร FBFTFN (fully balanced FTFN) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ซ) [18] จะประกอบด้วยขั้วแรงดันอินพุตจำนวนสี่ขั้วและขั้วกระแสเอาต์พุตจำนวนสี่ขั้ว โดยมีความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของวงจรเช่นเดียวกับวงจร FTFN พื้นฐาน แต่สัญญาณทั้งหมดจะอยู่ในรูปของสัญญาณแบบผลต่างบริบูรณ์



รูปที่ 2.3 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของอุปกรณ์แอคทีฟที่พัฒนามาจากวงจร VFOA

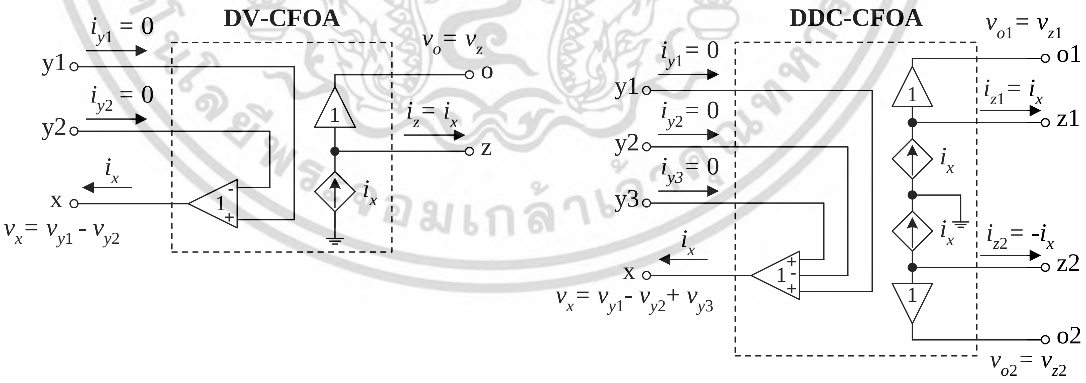
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ช) (ซ)

รูปที่ 2.3 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของอุปกรณ์แอคทีฟที่พัฒนามาจากวงจร VFOA (ต่อ)

ส่วนวงจร CFOA หรือวงจร TOA (transimpedance operational amplifier) [19] มีโครงสร้างภายในของวงจรประกอบด้วยวงจรสายพานกระแสแบบบวก (CCII+) ต่อร่วมกับวงจรตามแรงดัน (voltage follower) ราวปี ค.ศ. 1990 บริษัท Analog Devices ได้ทำการผลิตวงจร CFOA ในรูปไอซีเบอร์ AD844 ออกมาจำหน่ายในท้องตลาด [20] ส่งผลให้ในช่วงที่ผ่านจนถึงปัจจุบันวงจร CFOA ได้รับความนิยมนำไปสังเคราะห์วงจรด้านต่างๆเป็นอย่างมาก [21] นอกจากนี้ขั้วเอาต์พุต z ของวงจรสายพานกระแสภายในวงจร CFOA ที่มีการต่อออกมาใช้งานภายนอก ยังเอื้ออำนวยให้การต่อวงจรประยุกต์ใช้งานมีความยืดหยุ่นและหลากหลายมากยิ่งขึ้น [22]-[23] หลังจากนั้นได้มีการนำเอาวงจร CFOA ไปปรับปรุงคุณสมบัติการทำงานจนกลายเป็นวงจร DV-CFOA (differential voltage CFOA) [24] และวงจร DDC-CFOA (differential difference complementary CFOA) [25] ตามลำดับ ซึ่งคุณสมบัติทางไฟฟ้าของทั้งสองวงจรดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 2.4 (ก) และ 2.4 (ข) ตามลำดับ



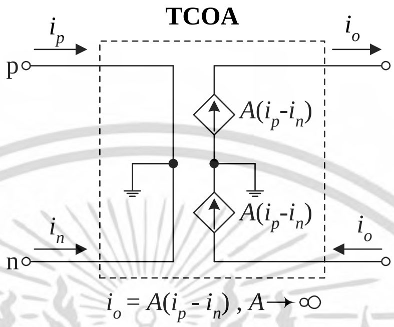
(ก) (ข)

รูปที่ 2.4 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของอุปกรณ์แอคทีฟที่พัฒนามาจากวงจร CFOA

วงจร OA อีกตัวหนึ่งที่ถูกออกแบบขึ้นสำหรับวัตถุประสงค์ในการประมวลผลสัญญาณโหมดกระแสโดยเฉพาะก็คือวงจร TCOA (true current operational amplifier) [26]-[27] กล่าวได้ว่าคุณสมบัติในการทำงานของวงจร TCOA นั้น เทียบเคียงได้กับวงจร VFOA แต่สัญญาณทั้งหมดจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประมวลผลในรูปกระแสไม่ใช่แรงดันเหมือนกับวงจร VFOA โดยวงจร TCOA จะประกอบไปด้วยขั้วกระแสอินพุตที่มีอิมพิแดนซ์ต่ำมากสองขั้ว คือ i_p และ i_n ซึ่งผลต่างของกระแสอินพุตทั้งสองจะถูกส่งผ่านไปเป็นกระแสเอาต์พุต i_o ของวงจรด้วยอัตราขยายกระแส A หรือ $i_o = A(i_p - i_n)$ เมื่อ A มีค่าเป็นอนันต์ในทางอุดมคติ และเช่นเดียวกับวงจร VFOA หากมีการป้อนกลับสัญญาณแบบลบแล้ว จะทำให้กระแสออฟเซตอินพุตของวงจร TCOA มีค่าประมาณศูนย์ ($i_p - i_n \cong 0$) โดยคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร TCOA แสดงได้ดังรูปที่ 2.5



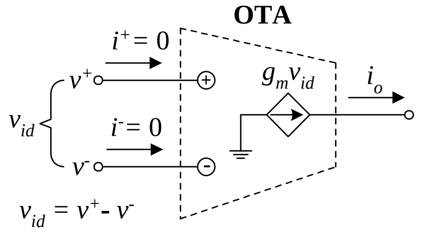
รูปที่ 2.5 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร TCOA

จากวิวัฒนาการในการนำวงจร OA ทั้งสองรูปแบบไม่ว่าจะเป็นวงจร VFOA หรือวงจร CFOA ไปประยุกต์ต่อยอดเป็นอุปกรณ์แอคทีฟต่างๆ มากมาย สามารถสรุปในแง่โครงสร้างที่สำคัญได้คือ อุปกรณ์แอคทีฟที่มีโครงสร้างอินพุตเป็นแบบวงจร VFOA จะมีลักษณะเป็นวงจรผลต่างแรงดัน ซึ่งมีข้อดีคือ สามารถประมวลผลสัญญาณแรงดันที่อยู่ในรูปแบบผลรวมทางคณิตศาสตร์ได้ง่าย รวมถึงสามารถนำไปประยุกต์ต่อยอดเป็นวงจรที่ทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายกระแสควบคุมด้วยแรงดัน อย่างเช่น วงจร OTA ที่จะกล่าวในหัวข้อต่อไปเป็นต้น และอุปกรณ์แอคทีฟที่มีโครงสร้างเอาต์พุตเป็นกระแสแบบวงจร CFOA จะมีข้อดีคือ สามารถประมวลผลสัญญาณโดยอาศัยการส่งผ่านค่าอิมพิแดนซ์ไปยังขั้วเอาต์พุตอื่นๆได้ ซึ่งสร้างความยืดหยุ่นและหลากหลายมากยิ่งขึ้นในการประยุกต์ใช้งานดังที่จะกล่าวในหัวข้อต่อๆไป

2.3 วงจร OTA

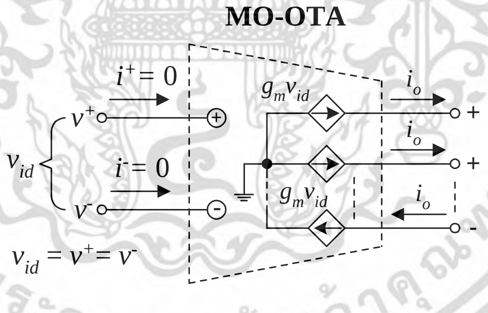
วงจรขยายค่าความนำ (operational transconductance amplifier) หรือวงจร OTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟที่สำคัญอีกชนิดหนึ่งที่ได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายสำหรับนำมาออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกทั้งในโหมดแรงดันและโหมดกระแส [28] ซึ่งโดยทั่วไปวงจร OTA จะมีช่วงการปฏิบัติงาน (bandwidth) สูงกว่าวงจร OA พื้นฐาน และสามารถแปรค่าอัตราขยายค่าความนำของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยที่การปรับค่าดังกล่าวยังสามารถกระทำได้ในช่วงกว้างอีกด้วย นอกจากนี้วงจร OTA ยังเป็นอุปกรณ์แอคทีฟที่ไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานในการสังเคราะห์วงจร ทำให้เหมาะสมอย่างมากสำหรับกับแนวทางการนำไปออกแบบสร้างเป็นวงจรรวม [29]-[30] โดยคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร OTA แสดงได้ดังรูปที่ 2.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

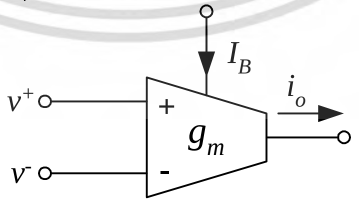


รูปที่ 2.6 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร OTA

จากรูปที่ 2.6 แสดงให้เห็นว่าวงจร OTA ทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายกระแสควบคุมด้วยแรงดัน (voltage-controlled current source) หรือเป็นวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันให้กลายเป็นกระแส (voltage-to-current conveyor, V-I) ประเภทหนึ่ง ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตผลต่าง (v_{id}) กับกระแสเอาต์พุต (i_o) ของวงจรจะอยู่ในรูปของอัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain) หรือ g_m ซึ่งทั่วไปสามารถแปรค่าได้ด้วยการควบคุมแรงดันไบอัสหรือกระแสไบอัสจากภายนอก ดังนั้นจึงทำให้มีผู้นิยมนำเอาวงจร OTA ไปสังเคราะห์เป็นฟังก์ชันแอนะล็อกต่างๆ ที่มีคุณสมบัติเด่นที่น่าสนใจ คือ วงจรที่สังเคราะห์ขึ้นสามารถปรับค่าคุณสมบัติของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ รวมทั้งไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์วงจร นอกจากนี้หากออกแบบวงจร OTA ให้มีหลายเอาต์พุต ก็จะเอื้ออำนวยต่อการต่อวงจรในรูปแบบป้อนกลับและช่วยให้การสังเคราะห์วงจรกระทำได้ง่ายขึ้นอีกด้วย วงจร OTA ในลักษณะนี้จะเรียกว่าวงจร MO-OTA (multi-output OTA) [31]-[32] ซึ่งคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร MO-OTA



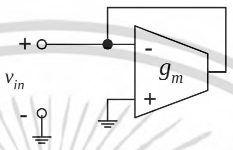
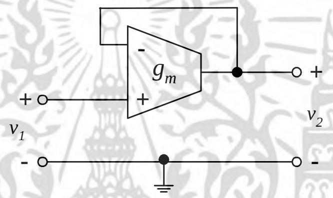
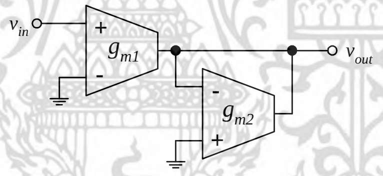
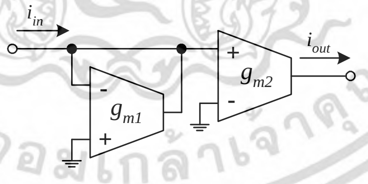
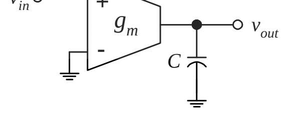
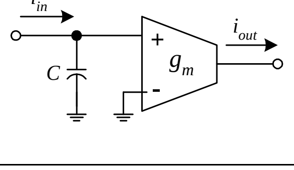
รูปที่ 2.8 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร OTA

รูปที่ 2.8 แสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร OTA พื้นฐาน โดยที่ตัวอย่างการสังเคราะห์วงจรแอนะล็อกฟังก์ชันพื้นฐานโดยใช้วงจร OTA แสดงได้ดังตารางที่ 2.1 ซึ่งเมื่อพิจารณาจากตารางดังกล่าวจะสามารถยืนยันได้ว่าการออกแบบวงจรโดยใช้วงจร OTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักนั้น จะใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร OTA กับตัวเก็บประจุเท่านั้น ปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก จึงทำให้จำนวนอุปกรณ์พาสซีฟที่ใช้ในวงจรลดน้อยลงและมีรูปแบบวงจรที่ง่ายไม่ซับซ้อนมากนัก จึงมีความเหมาะสมกับการนำไปออกแบบสร้างเป็นวงจรรวม รวมทั้งยังลดขนาดพื้นที่ของวงจรลงอีกด้วย

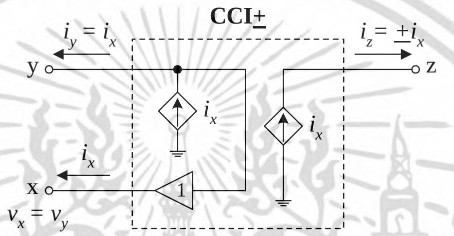
ตารางที่ 2.1 ตัวอย่างการสังเคราะห์วงจรแอนะล็อกฟังก์ชันพื้นฐานโดยใช้วงจร OTA

ฟังก์ชัน	รายละเอียดวงจร	สมการความสัมพันธ์
วงจรเลียนแบบตัวต้านทาน (แบบเทียบกราวด์)		$R=\left(\frac{1}{g_m}\right)$
วงจรเลียนแบบตัวต้านทาน (แบบลอยตัว)		$R=\left(\frac{1}{g_m}\right)$
วงจรขยายแรงดัน		$v_{out}=\left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}}\right).v_{in}$
วงจรขยายกระแส		$i_{out}=\left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}}\right).i_{in}$
วงจรอินทิเกรเตอร์ โหมดแรงดัน		$v_{out}=\left(\frac{g_m}{sC}\right).v_{in}$
วงจรอินทิเกรเตอร์ โหมดกระแส		$I_{out}=\left(\frac{g_m}{sC}\right).I_{in}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 วงจร CC

วงจรสายพานกระแสหรือวงจร CC พัฒนาขึ้นและนำเสนอเป็นครั้งแรกโดย K. C. Smith และ A. S. Sedra ในปี ค.ศ. 1968 [33] โดยในยุคแรกจะมีชื่อว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (first generation current conveyor) หรือวงจร CCI ซึ่งคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCI แสดงดังรูปที่ 2.9 ซึ่งสามารถอธิบายหลักการทำงานของวงจร CCI ได้คือ หากมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมทางด้านอินพุตที่พอร์ต y แล้ว จะปรากฏแรงดันไฟฟ้าค่าเท่ากันที่พอร์ต x ด้วย และในขณะเดียวกันถ้ามีกระแสไฟฟ้า (i_x) ไหลผ่านอินพุตที่พอร์ต x ก็จะปรากฏกระแสไฟฟ้าค่าเท่ากันไหลที่พอร์ต y ด้วย และกระแสค่าเดียวกันนี้จะถูกส่งผ่านไปเป็นกระแสที่พอร์ต z ด้วยเช่นกัน นอกจากนี้ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ปรากฏขึ้นที่พอร์ต x จะไม่ขึ้นกับค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านพอร์ต x และค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านพอร์ต y นั้นก็จะไม่ขึ้นกับค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมที่พอร์ต y เช่นเดียวกัน



รูปที่ 2.9 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCI

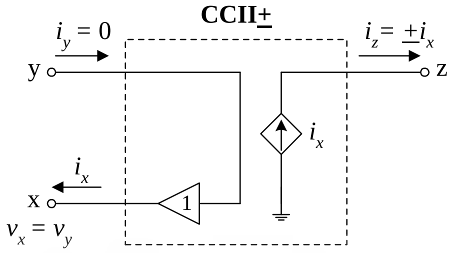
คุณสมบัติการทำงานพื้นฐานของวงจร CCI สามารถเขียนอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของวงจรได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

จากที่กล่าวมาเบื้องต้นแล้วว่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านพอร์ต y ของวงจร CCI นั้น จะขึ้นกับกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านพอร์ต x ทำให้เป็นข้อจำกัดในการออกแบบวงจรประยุกต์ใช้งานบางวงจร ดังนั้นอีกสองปีถัดมาคณะผู้วิจัยชุดเดิมได้พัฒนาและนำเสนอวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (second generation current conveyor) หรือวงจร CCII ขึ้น [34] โดยทำการปรับปรุงหลักการของวงจร CC ให้เกิดความคล่องตัวและหลากหลายในการประยุกต์ใช้งานมากขึ้น แนวคิดการพัฒนามาเป็นวงจร CCII เกิดจากการรวมเอาคุณสมบัติของวงจรตามแรงดันกับวงจรตามกระแส (current follower) เข้าไว้ด้วยกัน โดยการปรับเปลี่ยนความต้านทานอินพุตที่พอร์ต y จากเดิมที่มีค่าต่ำมากให้มีค่าสูงมาก กล่าวได้ว่าการทำงานของวงจร CCII จะไม่มีกระแสไหลเข้าพอร์ต y ในขณะที่แรงดันพอร์ต y จะถูกส่งผ่านไปยังพอร์ต x ซึ่งเป็นคุณสมบัติของวงจรตามแรงดัน ส่วนกระแสที่ไหลผ่านพอร์ต x จะถูกส่งผ่านไปยังพอร์ต z ซึ่งเป็นคุณสมบัติของวงจรตามกระแส กรณีที่ทิศทางการไหลของกระแสที่พอร์ต z มีทิศทางเดียวกันกับกระแสพอร์ต x จะเรียกว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบบวก (positive CCII) หรือวงจร CCII+ ในทางกลับกันในกรณีที่กระแสที่พอร์ต z มีทิศตรงกันข้ามกับกระแสพอร์ต x

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเรียกว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบลบ (negative CCII) หรือวงจร CCII- โดยคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCII แสดงดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCII

คุณสมบัติการทำงานพื้นฐานของวงจร CCII สามารถเขียนอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของวงจรได้ดังนี้

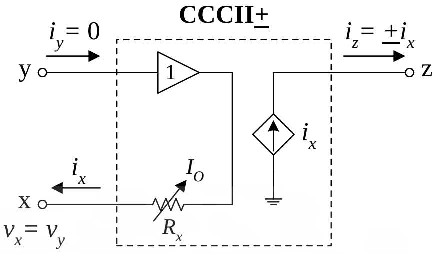
$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

เมื่อเปรียบเทียบระหว่างวงจร CCII กับวงจร VFOA จะพบว่าแนวคิดของวงจร CCII มีข้อดีเหนือกว่าวงจร VFOA หลายประการเช่น มีความยืดหยุ่นและหลายหลายในการออกแบบวงจรมากกว่า เนื่องจากเหมาะสมที่จะนำไปออกแบบวงจรทั้งโหมดแรงดันและโหมดกระแส มีช่วงการปฏิบัติงานของวงจรที่ความถี่สูงกว่าเนื่องจากประกอบด้วยวงจรภายในที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง อีกทั้งสามารถนำไปต่อประยุกต์ใช้งานแบบวงเปิด (open loop application) โดยไม่ต้องจำกัดอยู่ที่การต่อวงจรป้อนกับแบบลบเหมือนกับวงจร VFOA นอกจากนี้ยังสามารถลดจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรลงได้อีกด้วย [35] ด้วยเหตุผลข้างต้นจึงทำให้วงจร CCII ได้รับความนิยมจากนักออกแบบและพัฒนาวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกอย่างแพร่หลายมาจนถึงปัจจุบัน

จากแนวคิดและหลักการดังกล่าวข้างต้นได้มีผู้วิจัยนำวงจร CCII ไปพัฒนาและปรับปรุงโครงสร้างภายในเพื่อให้มีประสิทธิภาพการทำงานที่สูงขึ้นจำนวนมาก [36]-[45] โดยในราวปี ค.ศ. 1995 A. Fabre และคณะได้ทำการพัฒนาโครงสร้างของวงจร CCII โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจรทรานส์ลิเนียร์ (translinear) [46] และตั้งชื่อวงจรที่พัฒนาขึ้นว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองควบคุมด้วยกระแส (second generation current controlled conveyor) หรือวงจร CCCII [47] โดยวงจร CCCII ที่พัฒนาขึ้นจะอาศัยหลักการของวงจรทรานส์ลิเนียร์เพื่อทำการปรับหรือกำหนดตัวต้านทานแฝงที่พอร์ต x (parasitic resistance, R_x) ได้ด้วยกระแสไบอัสจากภายนอก จึงทำให้สามารถนำไปออกแบบสังเคราะห์วงจรแอนะล็อกได้โดยไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก อีกทั้งยังสามารถควบคุมสมรรถนะการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบขึ้นด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร CCCII จะมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าของพอร์ตต่างๆเช่นเดียวกับวงจร CCII แต่สำหรับวงจร CCCII จะปรากฏค่าความต้านทานแฝงทางด้านพอร์ต x ซึ่งสามารถควบคุมด้วยกระแสไบอัสดังนั้นคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCII จึงเขียนได้ดังรูปที่ 2.11

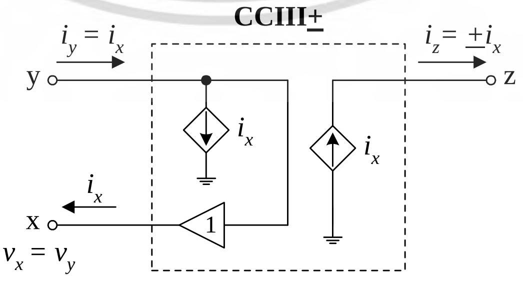


รูปที่ 2.11 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCCII

จากรูปที่ 2.11 จะเห็นได้ว่าคุณสมบัติที่แตกต่างกันอย่างชัดเจนระหว่างวงจร CCCII กับวงจร CCII แบบเดิมคือ วงจร CCCII จำเป็นต้องคำนึงถึงค่าความต้านทางแฝง R_x ด้วย โดยที่ค่าความต้านทานดังกล่าวจะมีค่าขึ้นอยู่กับกระแสไบอัส (I_O) ของวงจร จากคุณสมบัติที่ได้กล่าวมาข้างต้นสามารถเขียนอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของวงจร CCCII ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

เครื่องหมาย ± ของวงจร CCCII จะมีลักษณะเดียวกันกับวงจร CCII ที่กล่าวมาข้างต้นก่อนหน้า คือ มีทั้งแบบวงจร CCCII ที่เป็นแบบบวก หรือวงจร CCCII+ และวงจร CCCII ที่เป็นแบบลบหรือวงจร CCCII- นอกจากนี้ในปีเดียวกัน A. Fabre ยังได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สาม (third generation current conveyor) หรือวงจร CCIII ขึ้นอีกด้วย [48]-[49] ซึ่งคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCIII แสดงดังรูปที่ 2.12 โดยวงจร CCIII จะทำงานเหมือนกับวงจร CCI แต่แตกต่างกันตรงที่กระแสที่ไหลผ่านพอร์ต x และ y จะไหลในทิศทางตรงกันข้ามกัน



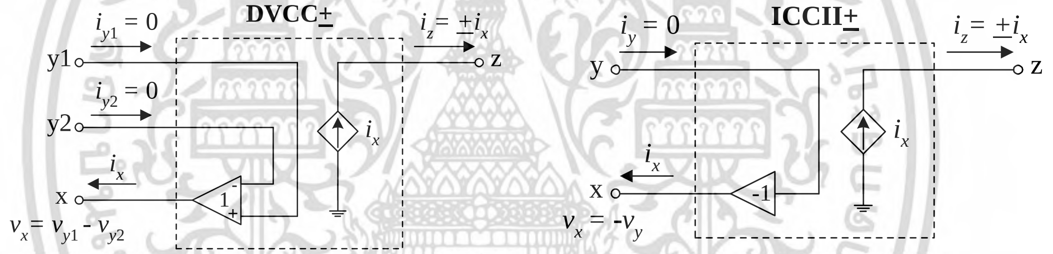
รูปที่ 2.12 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCIII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

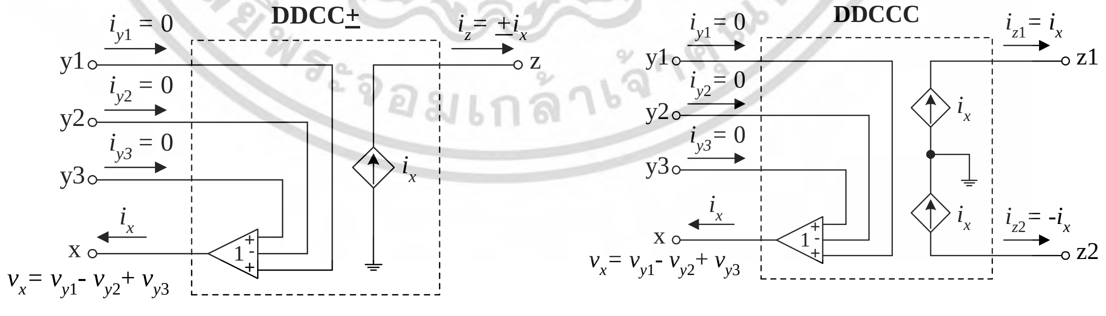
จากคุณสมบัติการทำงานพื้นฐานของวงจร CCIII สามารถเขียนอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของวงจรได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

วงจร CC อีกชนิดหนึ่งที่เรียกว่าวงจร DVCC (Differential Voltage Current Conveyor) ซึ่งพัฒนาขึ้นโดย H. O. Elwan และ A. M. Soliman [50] ซึ่งทำการเปลี่ยนแปลงขั้วอินพุต y จากเดิมให้กลายเป็นสองขั้ว คือ ขั้วอินพุต y1 และ y2 ในขณะที่แรงดันที่ขั้ว x จะมีค่าเป็นผลต่างระหว่างแรงดันอินพุตที่ขั้ว y1 กับ y2 ($v_x = v_{y1} - v_{y2}$) ทำให้มีความยืดหยุ่นในการออกแบบวงจรประยุกต์ใช้งานทั้งโหมดแรงดันและโหมดผสม จากนั้นไม่นานวงจร DVCC ก็ถูกปรับปรุงคุณสมบัติอีกครั้งโดยการต่อขั้วอินพุต y1 ลงกราวด์ (v_{y1} = 0 V) เพื่อทำให้ $v_x = -v_y$ จะได้คุณสมบัติการทำงานของวงจร CC กรณีนี้ที่เรียกว่า วงจร ICCII (inverting CCII) [51]-[52] ซึ่งคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร DVCC และวงจร ICCII แสดงดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร DVCC และ ICCII



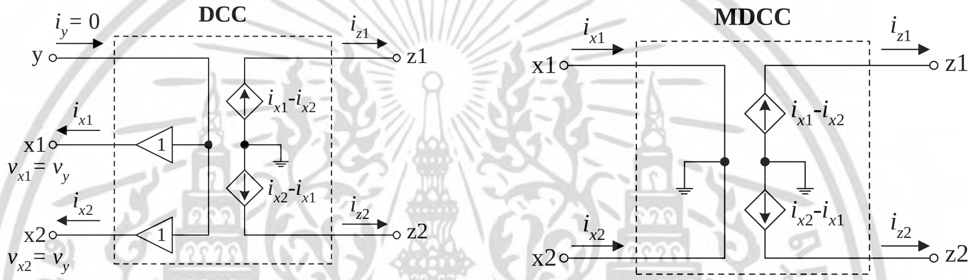
รูปที่ 2.14 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร DDCC และ DDCCC

เช่นเดียวกันจากคุณสมบัติของวงจร DVCC หากเพิ่มขั้วอินพุต y3 เข้าไปและกำหนดให้แรงดันที่ขั้ว x มีค่าเท่ากับผลรวมสัญญาณของแรงดันอินพุตทั้งสาม ($v_x = v_{y1} - v_{y2} + v_{y3}$) ก็จะได้วงจรสายพานกระแสอีกรูปแบบหนึ่งที่ชื่อว่าวงจร DDCC (differential difference current conveyor) [53]-[54] และหากทำการเพิ่มขั้วเอาต์พุต z ของวงจร DDCC ให้กลายเป็นสองขั้วคือ ขั้ว z1 และ z2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยมีการทำงานสมมาตรกันแต่มีทิศทางกระแสที่ไหลผ่านตรงกันข้ามกัน จะทำให้ได้วงจร DDCCC (differential difference complementary current conveyor) [55] ซึ่งคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร DDCC และวงจร DDCCC แสดงดังรูปที่ 2.14

ในปี ค.ศ.1996 H. O. Elwan และ A. M. Soliman เริ่มนำเอาหลักการของผลต่างกระแส (current differencing technique) มาประยุกต์ใช้ในการพัฒนาวงจรสายพานกระแส โดยเริ่มจากการสังเคราะห์และนำเสนอวงจร DCC (differential current conveyor) [56] ซึ่งกระทำโดยการเปลี่ยนแปลงขั้วอินพุต x ให้เป็นสองชุด (x1 และ x2) และกำหนดให้กระแสที่ขั้ว z ของวงจรเป็นผลต่างระหว่างกระแสอินพุตที่ขั้วอินพุต x1 กับ x2 ($i_z = i_{x1} - i_{x2}$) ดังรูปที่ 2.15 (ก) ในบทความเดียวกันผู้วิจัยยังได้นำเสนอแนวคิดในการสังเคราะห์วงจร MDCC (modified differential current conveyor) ซึ่งได้พัฒนาจากวงจร DCC โดยการดัดแปลงคุณสมบัติของวงจรให้แรงดันที่ขั้วอินพุต y มีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร MDCC แสดงดังรูปที่ 2.15 (ข)



รูปที่ 2.15 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร DCC และ MDCC

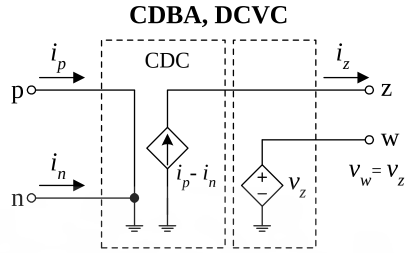
เมื่อพิจารณาคุณสมบัติการทำงานของวงจร MDCC ในรูปที่ 2.15 จะเห็นได้ว่า หากไม่มีขั้ว z2 แล้ว กระแสเอาต์พุตที่ขั้ว z1 (i_{z1}) ของวงจร MDCC จะมีค่าเป็นผลต่างระหว่างกระแสอินพุตที่ขั้ว x1 และ x2 ($i_{z1} = i_{x1} - i_{x2}$) หรือกล่าวได้ว่ากรณีนี้วงจร MDCC ทำหน้าที่เสมือนวงจรผลต่างกระแส (current differencing circuit) หรือวงจร CDC และจากคุณสมบัติการทำงานของวงจรในรูปกระแส [57] รวมทั้งปราศจากปัญหาเรื่องผลกระทบของค่าความจุไฟฟ้าแฝง (stray capacitance) ภายในวงจร [58]-[59] จึงทำให้กลุ่มนักวิจัยนิยมนำวงจรผลต่างกระแสไปใช้ทำหน้าที่เป็นวงจรส่วนหน้าในการออกแบบอุปกรณ์แอคทีฟแนวใหม่มากขึ้นอย่างต่อเนื่องซึ่งจะกล่าวในหัวข้อต่อๆไป

2.5 วงจร CDBA

จากที่ได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อก่อนหน้านี้ว่ากรณีที่วงจร MDCC ไม่มีขั้ว z2 จะทำให้วงจร MDCC ทำหน้าที่เสมือนวงจร CDC และในปี ค.ศ. 1999 C. Acar และ S. Ozoguz ได้นำเสนอแนวคิดเกี่ยวกับวงจร CDBA (current differencing buffered amplifier) [60] หรือวงจร DCVC (differential current voltage conveyor) [61] ขึ้น เพื่อประยุกต์ใช้ในการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสและโหมดแรงดัน ภายใต้หลักการออกแบบวงจรโดยใช้กราฟการไหลสัญญาณ (signal flow graph) [62] และนับจากนั้นเป็นต้นมาก็ได้มีผู้วิจัยหลายกลุ่มนำเอาวงจร CDBA ไปใช้เป็นบล็อกอุปกรณ์แอคทีฟในการออกแบบและสังเคราะห์วงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกอีกมากมาย [63]-[78]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร CDBA จัดเป็นอุปกรณ์แอคทีฟแบบสี่ขั้วซึ่งคุณสมบัติทางไฟฟ้าแสดงได้ดังรูปที่ 2.16 โดยวงจร CDBA ประกอบด้วยขั้ว p และขั้ว n คืออินพุต และขั้ว z และขั้ว w เป็นขั้วเอาต์พุตของวงจรตามลำดับ



รูปที่ 2.16 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CDBA

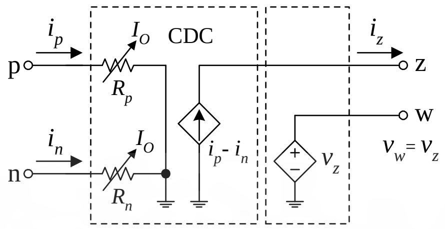
จากรูปที่ 2.16 จะเห็นได้ว่าวงจร CDBA ประกอบไปด้วยวงจรย่อยสำคัญสองวงจรคือ วงจรผลต่างกระแสและวงจรตามแรงดัน ซึ่งต่างเป็นกลุ่มวงจรขยายสัญญาณที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง ดังนั้นทำให้วงจร CDBA จึงเหมาะกับการประยุกต์ใช้งานด้านประมวลผลสัญญาณความถี่สูง [79] โดยกระแสที่ไหลผ่านขั้ว z จะมีค่าเท่ากับผลต่างของกระแสอินพุตที่ไหลเข้าขั้ว p กับขั้ว n ($i_z = i_p - i_n$) ดังนั้นในที่นี้ขั้ว z จึงถูกเรียกว่าขั้วเอาต์พุตแบบผลต่างกระแส (current differencing output) ในขณะที่ขั้ว p และขั้ว n เรียกว่าขั้วอินพุตไม่กลับเฟส (non-inverting input) และขั้วอินพุตกลับเฟส (inverting input) ตามลำดับ นอกจากนี้แรงดันตกคร่อมที่ขั้ว z (v_z) ซึ่งเกิดจากค่าอิมพิแดนซ์จากภายนอกที่ต่ออยู่ จะถูกส่งผ่านไปปรากฏเป็นแรงดันเอาต์พุตที่ขั้ว w ($v_w = v_z$) โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจร CDBA สามารถเขียนอธิบายได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} i_z \\ v_w \\ v_p \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ i_w \\ i_p \\ i_n \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

จากที่กล่าวมาข้างต้นแล้วว่าแรงดันตกคร่อมที่ขั้ว z ของวงจร CDBA จะเกิดจากค่าอิมพิแดนซ์จากภายนอกที่ต่ออยู่และจะส่งผ่านไปปรากฏเป็นแรงดันเอาต์พุตที่ขั้ว w ดังนั้นการป้อนสัญญาณแรงดันเอาต์พุตกลับมายังกระแสอินพุตของวงจร CDBA จึงจำเป็นต้องใช้อิมพิแดนซ์จากภายนอกเป็นองค์ประกอบสำคัญ นอกจากนี้หากพิจารณาในแง่ของการปรับแต่งคุณสมบัติของวงจรแล้ว จะพบว่าการออกแบบวงจรฟังก์ชันแอนะล็อกโดยใช้วงจร CDBA นั้นไม่สามารถกระทำการปรับแต่งคุณสมบัติของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ เหมือนกับการออกแบบวงจรโดยใช้วงจร OTA หรือวงจร CCCII จากปัญหาดังกล่าวทำให้มีกลุ่มนักวิจัยได้พยายามปรับปรุงรูปแบบการทำงานของวงจร CDBA ขึ้นใหม่ เช่น ทำการปรับเปลี่ยนโครงสร้างภายในวงจร CDBA โดยใช้วงจรทรานส์ลิเนียร์มาทำหน้าที่เป็นวงจร CDC เพื่อนำคุณสมบัติค่าความต้านทานแฝงภายในขั้วอินพุตมาใช้ประโยชน์ [57] วงจร CDBA ที่ใช้แนวทางนี้คือ วงจร CCCDBA (current-controlled CDBA) [80] ซึ่งมีคุณสมบัติค่าความต้านทานแฝงภายในขั้วอินพุต p และ n (R_p และ R_n) สามารถแปรค่าได้โดยการควบคุมกระแสไบอัส

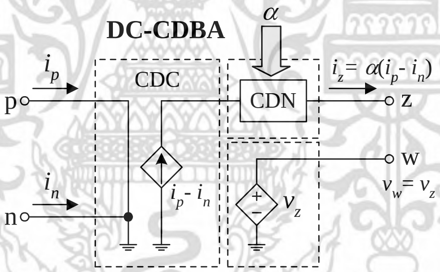
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภายนอก ซึ่งคุณสมบัติทางไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 2.17 อย่างไรก็ตามในกรณีนี้ทำให้ขั้วอินพุต p และ n ของวงจร กลับมามีคุณสมบัติเป็นขั้วอินพุตแรงดัน ($v_p = i_p r_p$ และ $v_n = i_n r_n$) นั่นหมายความว่าวงจร CCCDBA จึงมีการทำงานอยู่ในโหมดแรงดัน



รูปที่ 2.17 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCDBA

อีกหนึ่งแนวทางที่ปรับปรุงรูปแบบการทำงานของวงจร CDBA ขึ้นใหม่คือวงจร DC-CDBA (digitally controlled CDBA) [81] กรณีนี้กระแสเอาต์พุตจากวงจร CDC จะถูกส่งผ่านให้กับวงจร CDN (current division network) เพื่อให้กระแสเอาต์พุตที่ขั้ว z ของวงจร สามารถควบคุมได้ด้วยสัญญาณดิจิตอลจากภายนอก (α) ดังแสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้าได้ในรูปที่ 2.18



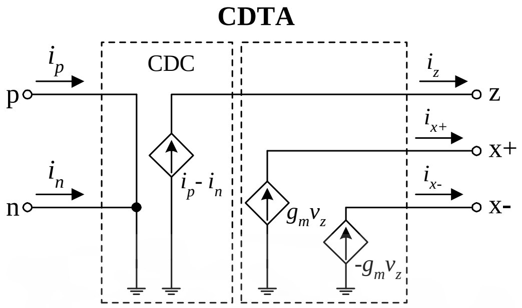
รูปที่ 2.18 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร DC-CDBA

2.6 วงจร CDTA

หลังจากวงจร CDBA ได้ถูกนำเสนอขึ้นและได้รับความนิยมนำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบและสังเคราะห์วงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกอย่างกว้างขวาง ต่อมาในราวปี ค.ศ. 2003 อุปกรณ์แอคทีฟภายใต้เทคนิคผลต่างกระแสอีกตัวหนึ่งที่มีชื่อว่าวงจร CDTA (current differencing transconductance amplifier) ก็ถูกนำเสนอขึ้นโดย D. Biolek [82] เป็นครั้งแรก โดยมีเหตุผลที่ว่าวงจร CDBA นั้นประกอบด้วยวงจรผลต่างกระแสและวงจรตามแรงดันซึ่งมีอัตราขยายคงที่เท่ากับหนึ่ง จึงไม่สามารถแปรค่าการส่งผ่านกระแสและแรงดันได้ และยังคงประกอบด้วยวงจรทำงานในโหมดแรงดัน ทำให้การประยุกต์ใช้งานในโหมดกระแสบางประเภทจำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานจากภายนอกเพื่อทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันให้เป็นกระแส ส่งผลให้อุปกรณ์พาสซีฟในวงจรมีจำนวนมาก ดังนั้นวงจร CDTA จึงถูกพัฒนาขึ้นจากการดัดแปลงหลักการของวงจร CDBA โดยใช้วงจร MO-OTA แทนวงจรตามแรงดัน ซึ่งคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CDTA แสดงได้ดังรูปที่ 2.19 กล่าวได้ว่าวงจร CDTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประกอบด้วยวงจรย่อยสำคัญสองส่วน คือ วงจร CDC ในส่วนภาคอินพุตต่อร่วมกับวงจร MO-OTA ในส่วนภาคเอาต์พุต ซึ่งสามารถแปรค่าอัตราขยายค่าความนำ g_m ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์



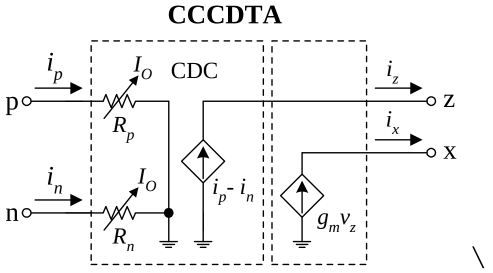
รูปที่ 2.19 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CDTA

จากแนวคิดดังกล่าวข้างต้นทำให้วงจร CDTA ประกอบไปด้วยขั้วอินพุต (i_p และ i_n) และขั้วเอาต์พุต (i_z และ i_x) ทำงานในรูปกระแสทั้งหมด นอกจากนี้หากเราออกแบบวงจรโดยกำหนดแรงดันที่ขั้ว z (v_z) ให้มีค่าต่ำมากๆแล้ว การทำงานของวงจรก็จะมีคุณสมบัติเป็นไปตามการทำงานในโหมดกระแสทางอุดมคติ ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าวงจร CDTA คือ อุปกรณ์แอคทีฟที่มีการทำงานโหมดกระแสเต็มรูปแบบ โดยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจร CDTA สามารถเขียนอธิบายได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_z \\ i_{x+} \\ i_{x-} \\ v_p \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ g_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -g_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ v_{x+} \\ v_{x-} \\ i_p \\ i_n \end{bmatrix} \tag{2.6}$$

จากเหตุผลที่ว่าการประยุกต์ใช้วงจร CDTA เพื่อสังเคราะห์เป็นวงจรแอนะล็อกไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก จึงทำให้สามารถลดจำนวนตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกลง รวมถึงโครงสร้างของวงจรที่ออกแบบจะมีความกะทัดรัดมากยิ่งขึ้น [83] จึงเป็นแรงจูงใจให้มีการพัฒนาออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกโหมดกระแสโดยใช้วงจร CDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักกันอย่างแพร่หลายมากขึ้นเป็นลำดับ [84]-[91] และเมื่อไม่นานมานี้เองการออกแบบวงจร CDTA ด้วยทรานซิสเตอร์แบบมอสในรูปของวงจรรวมตัวแรกก็ถูกสร้างขึ้นภายใต้เทคโนโลยี EUROPRATICE [92] นอกจากนี้ผู้วิจัยยังได้พยายามออกแบบและพัฒนาปรับปรุงวงจร CDTA โดยอาศัยเทคนิคเช่นเดียวกับที่ใช้ในวงจร CCCDBA และเรียกชื่อวงจรที่ออกแบบขึ้นว่าวงจร CCCDTA (current-controlled CDTA) [93] โดยผู้วิจัยได้พยายามเพิ่มคุณสมบัติที่ขั้วอินพุต p และ n ของวงจรให้สามารถแปรค่าความต้านทานแฝง (R_p และ R_n) ได้ด้วยกระแสไบอัสควบคุมจากภายนอก แม้การเพิ่มคุณสมบัติดังกล่าวจะเพิ่มช่องทางการปรับแต่งค่าให้กับวงจร CCCDTA แต่ก็ทำให้ขั้วอินพุตของวงจรในกรณีนี้อยู่ในรูปขั้วอินพุตแรงดันและส่งผลให้วงจร CCCDTA กลับเข้าสู่การทำงานในโหมดแรงดันเช่นกัน

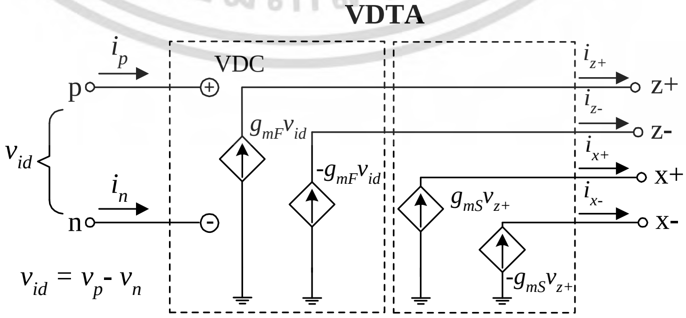
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร CCDTA

2.7 วงจร VDTA

ในปี ค.ศ. 2008 Dalibor Biolek ได้รวบรวมและนำเสนออุปกรณ์แอคทีฟที่มีศักยภาพในงานด้านการออกแบบวงจรแอนะล็อกขึ้น [94] ซึ่งหนึ่งในนั้นคือวงจร VDTA (voltage differencing transconductance amplifier) โดยคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร VDTA แสดงได้ดังรูปที่ 2.21 จากรูปจะเห็นได้ว่าคุณสมบัติการทำงานของวงจร VDTA สามารถเปรียบเทียบได้กับวงจร CDTA ที่ทำงานในโหมดกระแส กล่าวคือภาคอินพุตของวงจร CDTA มีคุณสมบัติเป็นวงจรผลต่างกระแส ส่วนภาคอินพุตของวงจร VDTA จะมีคุณสมบัติเป็นวงจรผลต่างแรงดัน (voltage differencing circuit) ซึ่งหมายความว่าวงจร VDTA จะประกอบด้วยวงจรที่มีคุณสมบัติเป็นแหล่งจ่ายกระแสควบคุมด้วยผลต่างของแรงดันต่อร่วมกับวงจร OTA แบบหลายเอาต์พุต ดังนั้นด้วยศักยภาพในการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ จึงทำให้มีความเหมาะสมในการนำวงจร VDTA ไปสังเคราะห์เป็นวงจรแอนะล็อกต่างๆที่อาศัยการปรับค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้ในปี ค.ศ. 2011 Abdullah Yesil และคณะได้นำเสนอวงจร VDTA โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ [95] ซึ่งจากวงจรที่นำเสนอดังกล่าวจะเห็นได้ว่าเป็นวงจรที่ออกแบบขึ้นมีความกะทัดรัดและมีความยืดหยุ่นสำหรับการทำงานทั้งโหมดแรงดันและโหมดกระแส จึงเป็นข้อได้เปรียบที่น่าสนใจในการนำไปประยุกต์ใช้ในงานต่างๆเป็นอย่างมาก [96]-[102] โดยรายละเอียดของหลักการทำงานและการวิเคราะห์วงจรภายในของวงจร VDTA รวมถึงการทดสอบสมรรถนะของวงจร VDTA จะนำเสนอให้บทต่อไป



รูปที่ 2.21 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร VDTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 สรุป

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงวิวัฒนาการของอุปกรณ์แอคทีฟชนิดต่างๆที่ได้มีการพัฒนามาอย่างต่อเนื่องจนกลายมาเป็นอุปกรณ์แอคทีฟแนวใหม่ในปัจจุบัน ซึ่งนำมาใช้ในออกแบบและสังเคราะห์เป็นวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกชนิดต่างๆ โดยอุปกรณ์แอคทีฟแนวใหม่ที่ถูกพัฒนาขึ้นจะอาศัยการปรับปรุงและพัฒนาอุปกรณ์แอคทีฟพื้นฐานที่มีการใช้งานอย่างแพร่หลายอยู่แล้วให้มีประสิทธิภาพในการทำงานมากยิ่งขึ้น รวมถึงพยายามลดข้อบกพร่องและข้อจำกัดต่างๆ ในการทำงานของวงจรแบบเดิมลงและพยายามมุ่งเน้นให้เกิดความยืดหยุ่นและความคล่องตัวสูงในการนำไปประยุกต์ใช้งาน ในขณะเดียวกันก็ยังคงไว้ซึ่งคุณสมบัติการทำงานของวงจรให้มีช่วงปฏิบัติงานทางความถี่สูง สามารถทำงานได้ที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยงต่ำและใช้กำลังงานไฟฟ้าต่ำอีกด้วย

2.9 เอกสารอ้างอิงบทที่ 2

[1] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. การออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกและวงจรออสซิลเลเตอร์. คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2554.

[2] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. ออปแอมป์และลิเนียร์ไอซี: ทฤษฎีและการประยุกต์ใช้งาน. คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2552.

[3] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. ออปแอมป์และการประมวลผลสัญญาณอนาลอก. บริษัท ว.เพ็ชรสกุล จำกัด. 2545.

[4] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. ทฤษฎีโครงข่ายไฟฟ้า (Network Theory). คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2544.

[5] E. Sackinger and W. Guggenbuhl, “A versatile building block : The CMOS differential difference amplifier”, **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, vol. SC-22, no.2, pp.287-294, 1987.

[6] J. H. Huijsing and J. De Krote, “Monolithic Nullor - A universal active network element”, **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, vol. SC-12, no. 1, pp.59-64, 1977.

[7] E. H. Nordholt, “Extending op-amp capabilities by using current-source power supply”, **IEEE Transaction on Circuits and Systems**, vol. CAS-29, no.6, pp.411-414, 1982.

[8] R. Senani, “A novel application of four-terminal floating nullors”, **Proceedings of the IEEE**, vol.75, no.11, pp.1544-1546, 1987.

[9] J. H. Huijsing, “Operational floating amplifier”, **IEE Proceedings**, Pt. G, vol. 137, no.2, pp.131-136, 1990.

[10] J. H. Huijsing and C. J. Veelenturf, “Monolithic class AB operational mirrored amplifier”, **Electronics Letters**, vol.17, no. 3, pp.119-120, 1981.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[11] W. Tangsrirat, S. Unhavanich, T. Dumawipata and W. Surakampontorn "Single-input and three-output current-mode biquadratic filters using multiple-output OMAs", **Proceedings of the 2002 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS 2002)**, October 28-31, Indonesia, pp. 399-404, 2002.

[12] D. R. Bhaskar, "Grounded-capacitor SRCO using only one PFTFN", **Electronics Letters**, vol.38, no.20, pp.1156-1157, 2002.

[13] W. Tangsrirat, S. Unhavanich, T. Dumawipata and W. Surakampontorn "A realization of current-mode biquadratic filter using multiple-output FTFN", **Proceedings of the 2000 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS 2000)**, December 4-6, China, pp.571-574, 2000.

[14] A. Jiraseri-amornkun, B. Chipipop and W. Surakampontorn, "Novel translinear-based multi-output FTFN, **Proceedings of the 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2001)**, vol.1, May 6-9, Australia, pp. 180-183, 2001.

[15] W. Tangsrirat, S. Unhavanich, T. Dumawipata and W. Surakampontorn "FTFN with variable current gain", **Proceedings of IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology 2001 (TENCON 2001)**, August 19-22, Singapore, pp.209-212, 2001.

[16] W. Tangsrirat, "Electronically tunable multi-terminal floating nullor and its applications", **Radioengineering**, vol.17, no.4, pp.3-7, 2008.

[17] S. A. Mahmoud and A. M. Soliman, "The differential difference operational floating amplifier : A new block for analog signal processing in MOS technology", **IEEE Transaction on Circuits and Systems-II : Analog and Digital Signal Processing**, vol.45, no.1, pp.148-158, 1998.

[18] H. Alzaher and M. Ismail, "A CMOS fully balanced four-terminal floating nullor", **IEEE Transaction on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications**, vol.49, no.4, pp.413-424, 2002.

[19] E. W. Greeneich, **Analog Integrated Circuits**, International Thomson Publishing, New York, 1997.

[20] Analog Devices, **Linear Products Data Book**. Norwood, MA: Artech House, 1990.

[21] J. A. Svoboda, L. McGory, and S. Webb, "Applications of a commercially available current conveyor", **International Journal of Electronics**, vol.70, no.1, pp.159-164, 1991.

[22] A. M. Soliman, "Applications of the current feedback amplifier", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol.11, no.3, pp.265-302, 1996.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[23] R. Senani, "Realization of a class of analog signal processing/signal generation circuits : novel configurations using current feedback op-amps", **Frquenz**, vol.52, no.9-10, pp.196-206, 1998.

[24] E. O. Gunes and A. Toker, "On the realization of oscillators using state equations", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.56, no.5, pp.317-326, 2002.

[25] S. S. Gupta and R. Senani, "Grounded-capacitor SRCOs using a single differential difference complementary current feedback amplifier", **IEE Proceedings-Circuits, Devices and Systems**, vol.152, pp.38-48, 2005.

[26] T. Kaulgerg, "A CMOS current-mode operational amplifier", **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, vol. 28, no.7, pp.849-852, 1993.

[27] I. Mucha, "Towards a true current operational amplifier", **Proceedings of the 1994 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 94)**, vol.5, May 30- June 2, England, pp. 389-392, 1994.

[28] R. L. Geiger and E. Sanchez-Sinencio, "Active filter design using operational transconductance amplifiers : A tutorial", **IEEE Circuits and Devices Magazine**, pp.20-32, 1985.

[29] T. Deliyannis, Y. Sun and J. K. Fidler, **Continuous-Time Active Filter Design**, CRC Press LLC, Florida, 1999.

[30] J. Wu, "Current-mode high-order OTA-C filters", **International Journal of Electronics,** vol. 76, no. 6, pp. 1115-1120, 1994.

[31] C. C. Hsu and W. S. Feng, "Structural generation of current-mode filters using tunable multiple-output OTAs and grounded capacitors", **IEICE Transactions on Fundamental of Electronics, Communications and Computer Sciences**, vol. E83-A, no.9, pp.1778-1785, 2000.

[32] C. M. Chang and S. K. Pai, "Universal current-mode OTA-C biquad with the minimum components", **IEEE Transaction on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications**, vol.47, no.8, pp.1235-1238, 2000.

[33] K. C. Smith and A. S. Sedra, "The current conveyor : a new circuit building block", **Proceedings of IEEE**, vol.56, no.3, pp.1368-1369, 1968.

[34] A. S. Sedra and K. C. Smith, "A second generation current conveyor and its applications"**, IEEE Transactions on Circuit Theory**, vol.CT-17, pp.132-134, 1970.

[35] A. S. Sedra, G. W. Roberts and F. Gohh, "The current conveyor: history, progress and new results", **Proceedings of the IEE, Part G**, vol. 137, no. 2, pp.78-84, 1990.

[36] A. M. Ismail and A. M. Soliman, "Wideband CMOS current conveyor", **Electronics Letters**, vol. 34, no. 25, pp. 2368-2369, 1998.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[37] D. C. Wadsworth, "Accurate current conveyor integrated circuit", **Electronics Letters**, vol. 25, no. 18, pp. 1251-1252, 1989.

[38] W. Surakampontorn, V. Riewruja and F. Cheevasuvit, "Integrable CMOS-based realization of current conveyors", **International Journal of Electronics**, vol. 71, no. 5, pp. 793-798, 1991.

[39] W. Surakampontorn, V. Riewruja, K. Kumwachara and K. Dejhan, "Accurate CMOS-based current conveyors", **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, vol. 40, no. 4, pp. 669-702, 1991.

[40] M. C. H. Cheng and C. Toumazou, "3V CMOS current conveyor cell for VLSI technology", **Electronics Letters**, vol. 29, no. 3, pp. 317-318, 1993.

[41] O. Oliaei and J. Porte, "Compound current conveyor (CCII+ and CCII-)", **Electronics Letters**, vol. 33, no. 4, pp. 253-254, 1997.

[42] A. Arbel, "Towards a perfect CMOS CCII", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 12, no. 2, pp. 119-132, 1997.

[43] A. M. Ismail and A. M. Soliman, "Low-power CMOS current conveyor", **Electronics Letters**, vol. 36, no. 1, pp. 7-8, 2000.

[44] U. Yodprasit, "High-precision CMOS current conveyor", **Electronics Letters**, vol. 36, no. 7, pp. 609-610, 2000.

[45] G. Ferri and N. C. Guerrini. **Low-voltage low-power CMOS current conveyor**. Boston, MA: Kluwer Academic Publishers. 2002.

[46] B. Gilbert, "Translinear circuits: A proposed classification", **Electronics Letters**, vol. 11, no. 1, pp. 14-16, 1975.

[47] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron, "Current controlled bandpass filter based on translinear conveyors", **Electronics Letters**, vol. 31, no. 20, pp. 1727-1728, 1995.

[48] A. Fabre, "Third generation current conveyor : A new helpful active element", **Electronics Letters**, vol.31, no.5, pp.338-339, 1995.

[49] A. Piovaccari, "CMOS integrated third generation current conveyor", **Electronics Letters**, vol.31, no.15, pp.1228-1229, 1995.

[50] H. O. Elwan and A. M. Soliman, "Novel CMOS differential voltage current conveyor", **IEE Proceedings-Circuits, Devices and Systems**, vol.144, no.3, pp.195-200, 1997.

[51] I. A. Awad and A. M. Soliman, "Inverting-second current conveyors : the missing building blocks, CMOS realizations and applications", **International Journal of Electronics**, vol.86, no.4, pp.413-412, 1999.

[52] A. M. Soliman, "The inverting second current conveyors as universal building blocks", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.62, no.2, pp.114-121, 2008.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[53] W. Chiu, S. I. Liu, H. W. Tsao and J. J. Chen, "CMOS differential difference current conveyors and their applications", **IEE Proceedings-Circuits, Devices and Systems**, vol.143, no.2, pp.91-96, 1996.

[54] W. Y. Chiu and J. W. Horng, "High-input and low-output impedance voltage-mode universal biquadratic filters using DDCCs", **IEEE Transaction on Circuits and Systems II : Express Briefs**, vol.54, pp.649-652, 2007.

[55] S. S. Gupta and R. Senani, Comments on "CMOS differential difference current conveyors and their applications", **IEE Proceedings-Circuits, Devices and Systems**, vol.148, pp.335-336, 2001.

[56] H. O. Elwan and A. M. Soliman, "CMOS differential current conveyors and applications for analog VLSI", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol.11, pp.35-45, 1996.

[57] C. Toumazou, F. J. Lidgey and D. G. Haigh, **Analog IC Design : The Current Mode Approach**, Peter Peregrinus Ltd., London, 1990.

[58] J. J. Chen, H. W. Tsao, S. I. Liu and W. Chiu, "Parasitic-capacitance-insensitive current-mode filters using operational transresistance amplifiers", **IEE Proceedings-Circuits, Devices and Systems**, vol.142, no.3, pp.186-192, 1995.

[59] K. N. Salama, H. O. Elwan and A. M. Soliman, "Parasitic-capacitance-insensitive voltage-mode MOSFET-C filters using differential current voltage conveyor", **Circuits, Systems and Signal Processing**, vol.20, no.1, pp.11-26, 2001.

[60] C. Acar and 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.

[61] K. N. Salama, H. O. Elwan and A. M. Soliman, "Parasitic-capacitance-insensitive voltage-mode MOSFET-C filters using differential current voltage conveyor", **Circuits, Systems and Signal Processing**, vol.20, no.1, pp.11-26, 2001.

[62] C. Acar and S. Ozoguz, "n^{th}-order current transfer function synthesis using current differencing buffered amplifier : signal-flow graph approach". **Microelectronics Journal**, vol.31, pp.49-53, 2000.

[63] S. Ozoguz, A. Toker and C. Acar, "Current-mode continuous-time fully-integrated universal filter using CDBAs", **Electronics Letters**, vol.35, no.2, pp.97-98, 1999.

[64] K. N. Salama, A. M. Soliman, "Voltage mode Kerwin Huelman-Newcomb circuit using CDBAs", **Frequenz**, vol.54, no.7-8, pp.90-93, 2000.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[65] A. Toker, S. Ozoguz, O. Cicekoglu, and C. Acar, "Current-mode all-pass filters using current differencing buffered amplifier and a new high-Q bandpass filter configuration", **IEEE Transaction on Circuits and Systems-II : Analog and Digital Signal Processing**, vol.47, no.9, pp.949-954, 2000.

[66] S. Ozoguz, A. Toker, C. Acar, H. Kuntman and O. Cicekoglu, "Single resistance-controlled sinusoidal oscillators employing current differencing buffered amplifier", **Microelectronics Journal**, vol. 31, pp.169-174, 2000.

[67] J. W. Horng, "Current differential buffered amplifiers based single resistance controlled quadrature oscillator employing grounded capacitors", **IEICE Transactions on Fundamental of Electronics, Communications and Computer Sciences,** vol.E85-A, no.6, pp.1416-1419, 2002.

[68] C. Acar and H. Sedef, "Realization of nth-order current transfer function using current differential buffered amplifiers", **International Journal of Electronics**, vol.90, no.4, pp.277-283, 2002.

[69] 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.

[70] U. Cam, "A novel current-mode second-order notch filter configuration employing single CDBA and reduced number of passive components", **Computers and Electrical Engineering**, vol.30, pp.147-151, 2004.

[71] S. Maheshwari, I. A. Khan, "Novel voltage-mode universal filter using only two CDBAs", **Journal of Circuits, Systems, and Computers**, vol.14, no.1 pp.159-164, 2005.

[72] W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "Realization of multiple-output biquadratic filters using current differencing buffered amplifiers", **International Journal of Electronics**, vol.92, no.6, pp.313-325, 2005.

[73] 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.

[74] W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "Cascadable multiple-input single-output current-mode universal filter based on current differencing buffered amplifiers", **Frequenz**, vol.60, no.7-8, pp.152-154, 2006.

[75] A. U. Keskin, "Multi-function biquad using single CDBA", **Electrical Engineering**, vol.88, pp.353-356, 2006.

[76] W. Tangsrirat and S. Pisitchalermpong, "CDBA-based quadrature sinusoidal oscillator", **Frequenz**, vol.61, no.3-4, pp.102-104, 2007.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[77] W. Tangsrirat, T. Pukkalanun and W. Surakampontorn, "CDBA-based universal biquad filter and quadrature oscillator", **Active and Passive Electronic Components**, vol. 2008, Article ID 247171, 6 pages, 2008. doi:10.1155/2008/247171.

[78] W. Tangsrirat, D. Prasertsom, T. Piyatat and W. Surakampontorn, "Single-resistance-controlled quadrature oscillator using current differencing buffered amplifiers", **International Journal of Electronics**, vol.95, no.11, pp.1119-1126, 2008.

[79] 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.

[80] W. Tangsrirat, D. Prasertsom and W. Surakampontorn, "Low-voltage digitally controlled current differencing buffered amplifier and its application", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.63, pp.249-258, 2009.

[81] S. Maheshwari and I. A. Khan, "Current-controlled current differencing buffered amplifier : Implementation and applications", **Active and Passive Electronic Components**, vol.27, no.4, pp.219-227, 2004.

[82] D. Biolek, "CDTA–Building block for current-mode analog signal processing", **Proceedings of ECCTD 2003**, Poland, pp.397-400, 2003.

[83] A. U. Keskin, D. Biolek, E. Hancioglu and V. Biolkova, "Current-mode KHN filter employing current differencing transconductance amplifiers", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.60, pp.443-446, 2006.

[84] N. A. Shah, S. Z. Iqbal and M. Quadri, "Current-mode first-order allpass filter using CDTA". **Electronics World Magazine**, pp. 48, 2005.

[85] W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "Systematic realization of cascadable current-mode filters using current differencing transconductance amplifiers", **Frequenz**, vol.60, no.11-12, pp.241-245, 2006.

[86] A. U. Keskin and D. Biolek, "Current-mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers (CDTA)", **IEE Proceedings-Circuits, Devices and Systems**, vol.153, pp.214–218, 2006.

[87] W. Tangsrirat, T. Dumawipata and W. Surakampontorn, "Multiple-input single-output current-mode multifunction filter using current differencing transconductance amplifiers", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.61, pp.209-214, 2007.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[88] N. A. Shah, M. Quadri and S. Z. Iqbal, "CDTA based universal transadmittance filter", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol.52, pp.65-69, 2007.

[89] W. Tangsrirat, T. Pukkalanun and W. Surakampontorn, "Synthesis of current differencing transconductance amplifier-based current limiters and its applications", **Journal of Circuits, Systems and Computers**, vol.20, no.2, pp.185-206, 2011.

[90] D. Biolek, E. Hancioglu and A. U. Keskin, "High-performance current differencing transconductance amplifier and its application in precision current-mode rectification", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.62, pp.92-96, 2008.

[91] W. Tangsrirat, and W. Tanjareon, "Current-mode multiphase sinusoidal oscillator using current differencing transconductance amplifiers", **Circuits, Systems and Signal Processing**, vol.27, pp.81-93, 2008.

[92] R. Prokop and V. Musil, "New modular current devices for true current mode signal processing", **Electronics**, vol.16, no.4, pp.36-42, 2007.

[93] M. Siripruchayanun and W. Jikla, "CMOS current-controlled current differencing transconductance amplifier and applications to analog signal processing", **International Journal of Electronics and Communications (AEU),** vol.62, pp.277-287, 2008.

[94] 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, p. 15-32, December, 2008.

[95] 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, p. 632-637, September, 2011.

[96] N. Herencsar, R. Sotner, J. Koton, J. Misurec and K. Vrba, "New compact VM four-phase oscillator employing only single Z-copy VDTA and all grounded passive elements", **Elektronika ir Elektrotechnika**, vol. 19, no. 10, pp. 87-90, 2013.

[97] D. Prasad, M. Srivastava and D. Bhaskar, "Electronically controllable fully-uncoupled explicit current-mode quadrature oscillator using VDTAs and grounded capacitors", **Circuits and Systems**, vol. 4, no. 2, pp. 169-172, 2013.

[99] D. Prasad, D. Bhaskar and M. Srivastava, "Universal current-mode biquad filter using a VDTA", **Circuits and Systems**, vol. 4, no. 1, pp. 29-33, 2013.

[100] D. Prasad and D. Bhaskar, "Grounded and floating inductance simulation circuits using VDTAs", **Circuits and Systems**, vol. 3, no. 4, pp. 342-347, 2012.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[101] D. Biolek, M. Shaktour, V. Biolkova and Z. Kolka, “Current-input current-output universal biquad employing two bulk-driven VDTAs”, **Proceedings of the 4th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems (ICUMT 2012)**, St. Petersburg, Russia, pp. 484-489, 2012.

[102] D. Prasad and D.R. Bhaskar, “Electronically Controllable Explicit Current Output Sinusoidal Oscillator Employing Single VDTA”, **ISRN Electronics**, vol. 2012, Article ID 382560, 5 pages, 2012.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
วงจร VDTA

3.1 กล่าวนำ

ในปี ค.ศ. 2008 Dalibor Biolek ได้รวบรวมและนำเสนออุปกรณ์แอคทีฟที่มีศักยภาพในงานด้านการออกแบบวงจรแอนะล็อกขึ้น [1] ซึ่งหนึ่งในนั้นคือวงจร VDTA (voltage differencing transconductance amplifier) โดยคุณสมบัติการทำงานของวงจร VDTA สามารถเปรียบเทียบได้กับวงจร CDTA ที่ทำงานในโหมดกระแสซึ่งนำเสนอขึ้นก่อนหน้า กล่าวคือภาคอินพุตของวงจร CDTA มีคุณสมบัติเป็นวงจรผลต่างกระแส ส่วนภาคอินพุตของวงจร VDTA จะมีคุณสมบัติเป็นวงจรผลต่างแรงดัน ซึ่งหมายความว่าวงจร VDTA จะประกอบด้วยวงจรที่มีคุณสมบัติเป็นแหล่งจ่ายกระแสควบคุมด้วยผลต่างของแรงดันต่อร่วมกับวงจร OTA แบบหลายเอาต์พุต ดังนั้นด้วยศักยภาพในการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์จึงทำให้เหมาะสมในการนำวงจร VDTA ไปสังเคราะห์เป็นวงจรที่อาศัยการปรับค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งโครงสร้างของวงจร VDTA มีความกะทัดรัด (compact structure) จึงเป็นข้อได้เปรียบที่น่าสนใจและนำไปประยุกต์ใช้ในการสังเคราะห์วงจรต่างๆอย่างแพร่หลาย [2]-[13] ด้วยศักยภาพที่ดีดังกล่าว ทำให้วงจร VDTA เป็นทางเลือกที่ดีในการนำมาสังเคราะห์เป็นวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกทั้งโหมดกระแสและโหมดแรงดัน

เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีวัตถุประสงค์ในการทำวิจัย คือ ศึกษาถึงคุณสมบัติและหลักเกณฑ์ในการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณโดยใช้วงจร VDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ดังนั้นในบทนี้จึงขอกล่าวถึงรายละเอียดโครงสร้างและคุณสมบัติการทำงานของวงจร VDTA ทั้งในทางอุดมคติและทางปฏิบัติ ยืนยันผลการทำงานในทางอุดมคติด้วยการจำลองการทำงานของวงจร VDTA ผ่านโปรแกรม PSPICE ภายใต้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ 0.35 μm ของบริษัท Taiwan semiconductor manufacturing company

3.2 หลักการทำงานพื้นฐานของวงจร VDTA

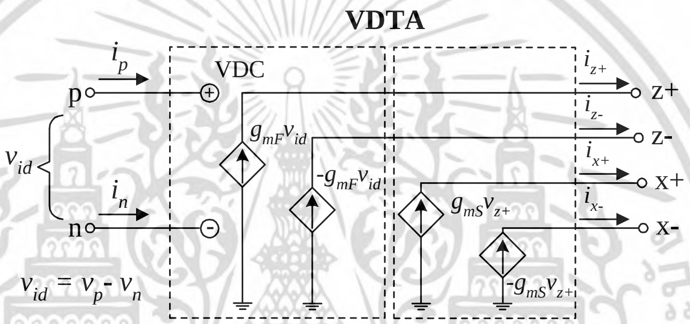
วงจร VDTA ประกอบด้วยวงจรที่มีคุณสมบัติเป็นแหล่งจ่ายกระแสควบคุมด้วยผลต่างของแรงดัน (voltage differencing circuit) ต่อร่วมกับวงจร OTA แบบหลายเอาต์พุต (multi-output operational transconductance amplifier) ด้วยศักยภาพในการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์รวมถึงมีความกะทัดรัดและมีความยืดหยุ่นสำหรับการทำงานทั้งโหมดแรงดันและโหมดกระแส จึงเป็นข้อได้เปรียบที่น่าสนใจในการนำไปประยุกต์ใช้ในงานต่างๆ ที่อาศัยการปรับค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ มากมายดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อก่อนหน้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

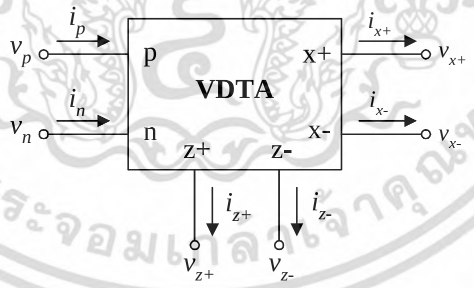
3.2.1 คุณสมบัติของวงจร VDTA ในทางอุดมคติ

วงจร VDTA ในทางอุดมคติ สามารถเขียนแสดงคุณสมบัติและสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 3.1 และ 3.2 ตามลำดับ โดยมีความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสของวงจรสามารถเขียนอธิบายได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \\ i_{z+} \\ i_{z-} \\ i_{x+} \\ i_{x-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +g_{mF} & -g_{mF} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -g_{mF} & +g_{mF} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & +g_{mS} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -g_{mS} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_{z+} \\ v_{z-} \\ v_{x+} \\ v_{x-} \end{bmatrix} \tag{3.1}$$



รูปที่ 3.1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร VDTA ในทางอุดมคติ



รูปที่ 3.2 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร VDTA

จากรูปที่ 3.1 และ 3.2 จะเห็นว่าวงจร VDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟที่ประกอบด้วยขั้ว p และขั้ว n เป็นขั้วแรงดันอินพุตที่มีค่าอิมพิแดนซ์ที่สูง และขั้ว z+, z-, x+ และ x- เป็นขั้วกระแสเอาต์พุตที่มีค่าอิมพิแดนซ์สูงเช่นกัน ผลต่างของแรงดันที่ขั้วอินพุต (v_p-v_n) จะถูกเปลี่ยนเป็นกระแสเอาต์พุตที่ขั้ว z+ (i_{z+}) และ z- (i_{z-}) ด้วยอัตราขยายค่าความนำตัวที่หนึ่ง (first transconductance gain) ซึ่งเขียนแทนด้วย g_{mF} และแรงดันตกคร่อมที่ขั้ว z+ (v_{z+}) จะถูกเปลี่ยนเป็นกระแสเอาต์พุตที่ขั้ว x+ (i_{x+}) และขั้ว x- (i_{x-}) ด้วยอัตราขยายค่าความนำตัวที่สอง (second transconductance gain) ซึ่งเขียนแทนด้วย g_{mS}

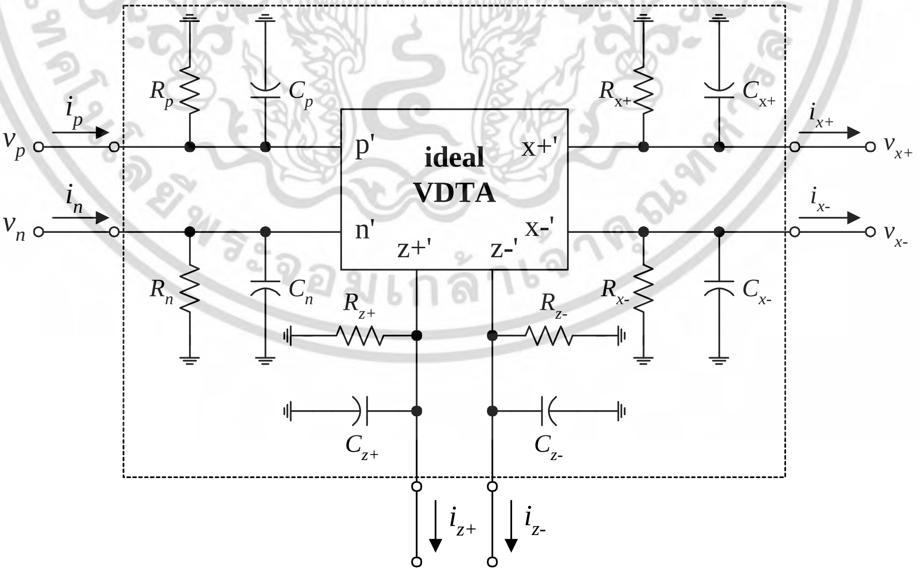
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 คุณสมบัติของวงจร VDTA ในทางปฏิบัติ

เมื่อพิจารณาคุณสมบัติการทำงานของวงจร VDTA ในทางปฏิบัติที่ไม่เป็นไปตามอุดมคตินั้น จะสามารถเขียนอธิบายได้ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งพบว่า ผลของความไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร VDTA ในทางปฏิบัติเกิดจากค่าอิมพิแดนซ์แฝงภายในขั้วต่างๆ ซึ่งจะเห็นว่าประกอบด้วยอิมพิแดนซ์แฝงที่ขั้วอินพุต p ($r_p//C_p$) และขั้วอินพุต n ($r_n//C_n$) อิมพิแดนซ์แฝงที่ขั้วเอาต์พุต z ($r_{z+}//C_{z+}$) ขั้วเอาต์พุต z- ($r_{z-}//C_{z-}$) ขั้วเอาต์พุต x+ ($r_{x+}//C_{x+}$) และขั้วเอาต์พุต x- ($r_{x-}//C_{x-}$) ตามลำดับ ดังนั้นในกรณีนี้จึงสามารถเขียนอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสของของ VDTA ในทางปฏิบัติได้เป็น

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \\ i_{z+} \\ i_{z-} \\ i_{x+} \\ i_{x-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +\beta_F g_{mF} & -\beta_F g_{mF} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\beta_F g_{mF} & +\beta_F g_{mF} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & +\beta_S g_{mS} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\beta_S g_{mS} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_{z+} \\ v_{z-} \\ v_{x+} \\ v_{x-} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

เมื่อ $\beta_F = 1 - \varepsilon_{gmF}$ และ ε_{gmF} ($\varepsilon_{gmF} << 1$) คือ ค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำ (transconductance tracking error) ระหว่างขั้วอินพุตผลต่างไปยังขั้ว z+ และ z- ในขณะที่ $\beta_S = 1 - \varepsilon_{gmS}$ และ ε_{gmS} ($\varepsilon_{gmS} << 1$) คือ ค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำจากขั้ว z+ ไปยังขั้ว x+ และขั้ว x- ตามลำดับ

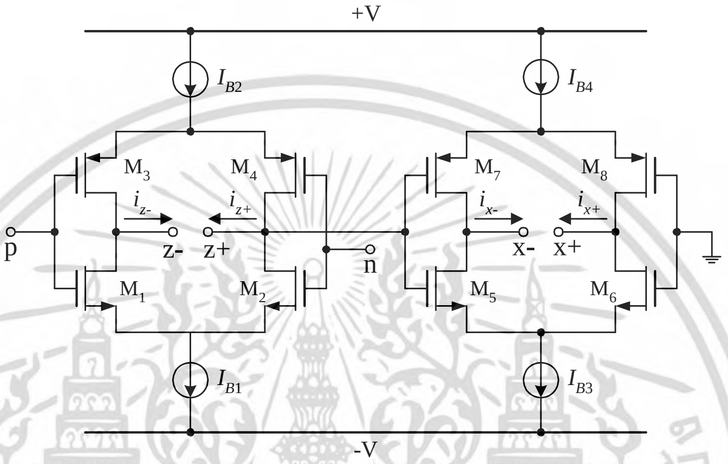


รูปที่ 3.3 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร VDTA ในทางปฏิบัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การสังเคราะห์วงจร VDTA โดยใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบมอส

ในปี ค.ศ. 2011 Abdullah Yesil และคณะ ได้นำเสนอวงจร VDTA พื้นฐาน โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ [8] ซึ่งโครงสร้างภายในของวงจร VDTA ที่นำเสนอดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 3.4 เมื่อพิจารณาจากวงจร VDTA ดังกล่าวจะพบว่า ประกอบด้วยวงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัว (floating current source) หรือ วงจรขยายค่าความนำ Arbel–Goldminz [14] สองวงจรต่อแบบคาสเคดกัน เมื่อกำหนดให้วงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัวทั้งสองวงจรมีความสมพงษ์กันทุกประการ สามารถวิเคราะห์หาค่ากระแสเอาต์พุตของวงจร VDTA ได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.4 โครงสร้างภายในของวงจร VDTA ที่ Abdullah Yesil และคณะนำเสนอ

เมื่อพิจารณาวงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัววงจรแรกที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ M_1-M_2 และ M_3-M_4 ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันผลต่างอินพุต (differential input voltage, $V_{in} = V_p - V_n$) ให้เป็นกระแสเอาต์พุตที่ขั้ว z+ (I_{z+}) และ z- (I_{z-}) จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันไฟตรงกรณีทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในช่วงอิ่มตัวคือ [ภาคผนวก ก1]

$$I_{D1} = \left(\frac{\mu C_{OX}}{2}\right)\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS1} - V_{TH})^2 \tag{3.3}$$

และ

$$I_{D2} = \left(\frac{\mu C_{OX}}{2}\right)\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS2} - V_{TH})^2 \tag{3.4}$$

จากสมการ (3.3) และ (3.4) หากกำหนดให้ $I_{B1} = I_{B2} = I_{BF}$ จะได้กระแสเอาต์พุต $I_{z+} = I_{z-} = I_z$ มีค่าเท่ากับ

$$I_z = \frac{\mu C_{OX}}{2}\left(\frac{W}{L}\right)V_{in}\sqrt{\frac{4I_{BF}}{(\mu C_{OX})(W/L)} - V_{in}^2} \tag{3.5}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ I_{BF} คือ กระแสไบอัสจากภายนอก (DC bias current) μ คือ ค่าความคล่องตัวที่ผิวของพาหะในช่องทางเดินกระแส (effective carrier mobility) C_{OX} คือ ค่าความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ (gate oxide capacitance per unit area) W คือ ความกว้างประสิทธิผลของช่องนำกระแส (effective channel width) และ L คือ ความยาวประสิทธิผลของช่องนำกระแส (effective channel length) ตามลำดับ

ในทำนองเดียวกันเมื่อพิจารณาวงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัววงจรที่สองที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ M_5-M_6 และ M_7-M_8 ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันตกคร่อมที่ขั้ว z+ (V_{z+})ให้เป็นกระแสเอาต์พุตที่ขั้ว x+ และ x- กรณีทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในช่วงอิ่มตัวจะได้ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันไฟตรงดังนี้

$$I_{D5} = \left(\frac{\mu C_{OX}}{2}\right)\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS5} - V_{TH})^2 \tag{3.6}$$

และ

$$I_{D6} = \left(\frac{\mu C_{OX}}{2}\right)\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS6} - V_{TH})^2 \tag{3.7}$$

จากสมการ (3.6) และ (3.7) หากกำหนดให้ $I_{B3} = I_{B4} = I_{BS}$ จะได้กระแสเอาต์พุต $I_{x+} = I_{x-} = I_x$ เท่ากับ

$$I_x = \frac{\mu C_{OX}}{2}\left(\frac{W}{L}\right)V_{z+}\sqrt{\frac{4I_{BS}}{(\mu C_{OX})(W/L)} - V_{z+}^{\ 2}} \tag{3.8}$$

กรณีนี้สามารถหาอัตราขยายค่าความนำ (g_m) ของวงจร VDTA ในรูปที่ 3.4 ได้คือ [ภาคผนวก ก2]

$$g_{mF} = \frac{g_1 g_2}{g_1 + g_2} + \frac{g_3 g_4}{g_3 + g_4} \cong (g_{1,2} + g_{3,4})/2 \tag{3.9}$$

และ

$$g_{mS} = \frac{g_5 g_6}{g_5 + g_6} + \frac{g_7 g_8}{g_7 + g_8} \cong (g_{5,6} + g_{7,8})/2 \tag{3.10}$$

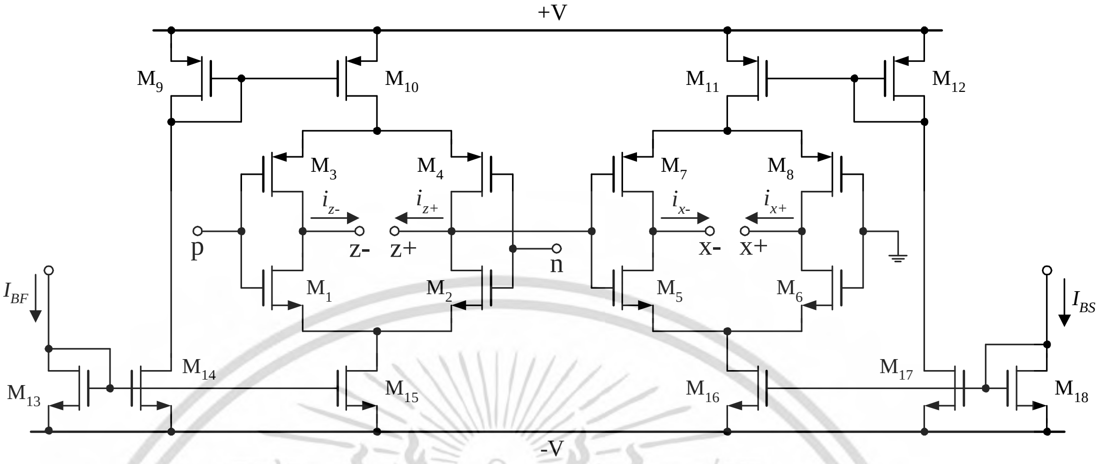
โดยที่ g_i คือ อัตราขยายค่าความนำของทรานซิสเตอร์แต่ละตัว (i= 1,2,3,...n) ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$g_i = \sqrt{I_{Bi}\mu C_{ox}\frac{W}{L}} \tag{3.11}$$

รูปที่ 3.5 แสดงโครงสร้างของวงจร VDTA โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบมอส ซึ่งเป็นโครงสร้างที่จะนำไปใช้ในการออกแบบและสังเคราะห์เป็นวงจรกรองสัญญาณในบทต่อๆไปของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยรายละเอียดโครงสร้างของวงจร VDTA ดังกล่าวจะประกอบไปด้วยวงจรภายในที่สำคัญคือ วงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัวหรือวงจรขยายค่าความนำ Arbel–Goldminz จำนวนสองวงจรต่อคาสเคดกันดังที่กล่าวไปแล้วเบื้องต้น และส่วนของวงจรสะท้อนกระแส (M_9–M_{18}) ที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่าย

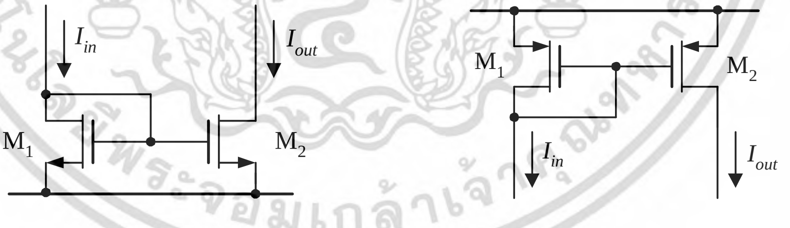
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสแบบคงที่ (constant current source) โดยคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสในทางอุดมคติ นั้นจะมีค่ากระแสเอาต์พุตเท่ากับกระแสอินพุต รวมถึงมีค่าอิมพิแดนซ์อินพุตที่ต่ำและอิมพิแดนซ์เอาต์พุตที่สูงอีกด้วย



รูปที่ 3.5 โครงสร้างภายในของวงจร VDTA ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

เมื่อพิจารณาโครงสร้างของวงจร VDTA จากรูปที่ 3.5 จะพบว่าประกอบด้วยวงจรสะท้อนกระแสชนิดที่เป็นแบบบวก (M_{13}–M_{18}) และวงจรสะท้อนกระแสชนิดที่เป็นแบบลบ (M_9–M_{12}) โดยวงจรสะท้อนกระแสที่ออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบมอสดังแสดงในรูปที่ 3.6 สามารถทำงานได้โดยอาศัยแรงดันไบอัสซึ่งมีค่าเท่ากัน เป็นผลทำให้กระแสเอาต์พุตที่ขั้วเดรนจะมีค่าเท่ากันด้วย [15]-[18]



(ก) (ข)

รูปที่ 3.6 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน
(ก) ชนิดบวก (ข) ชนิดลบ

จากรูปที่ 3.6 เมื่อกำหนดให้ I_{in} เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ และ I_{out} เป็นกระแสเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแส จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้ [19]-[21]

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \left(\frac{W_2L_1}{W_1L_2}\right)\left(\frac{V_{GS2}-V_{TH2}}{V_{GS1}-V_{TH1}}\right)^2\left(\frac{1+\lambda_2V_{DS2}}{1+\lambda_1V_{DS1}}\right)\left(\frac{\mu C_{OX2}}{\mu C_{OX1}}\right) \quad (3.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ λ_i คือค่ามอดูเลตความยาวของช่องนำกระแส (channel length modulation) ของทรานซิสเตอร์แบบมอสตัวที่ i เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 มีความสมพงษ์กันทุกประการ (match) จะได้อัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 3.6 เท่ากับ

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \left(\frac{W_2 L_1}{W_1 L_2}\right) \tag{3.13}$$

สมการ (3.13) แสดงให้เห็นว่าอัตราส่วนระหว่าง I_{out} กับ I_{in} ขึ้นอยู่กับค่าความกว้างและความยาวของช่องนำกระแส ซึ่งในกรณีนี้ทรานซิสเตอร์ M_2 ทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายกระแสคงที่ในช่วงอิ่มตัว ซึ่งค่าแรงดันต่ำสุดของวงจรที่สามารถทำงานได้อย่างเหมาะสมคือ

$$V_{DS2} = V_{GS} - V_{TH} \tag{3.14}$$

ในกรณีที่กระแสเดรนของ M_1 และ M_2 มีค่าเท่ากันจึงทำให้ $V_{DS2} = V_{GS}$ กล่าวคือ V_{DS2} มีค่าเพิ่มมากขึ้น กระแส I_{out} ก็จะมีค่าเพิ่มมากขึ้นด้วย

เมื่อพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสในกรณีสัญญาณขนาดเล็กจะทำให้ได้อัตราขยายกระแสมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ก3]

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}}\left[\frac{1}{1+\dfrac{s(C_{gs1}+C_{gs2})}{g_{m1}}}\right] \tag{3.15}$$

จากสมการ (3.15) หากพิจารณาในกรณีความถี่ต่ำ ($s \rightarrow 0$) อัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสจะเท่ากับ

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \tag{3.16}$$

ดังนั้นเมื่อพิจารณาโครงสร้างภายในของ VDTA ดังรูปที่ 3.5 จะพบว่ากระแสไบอัส I_{BF} และ I_{BS} จะมีค่าเท่ากับ I_{in} ของวงจรสะท้อนกระแสชนิดที่เป็นแบบบวก (M_{13}–M_{18}) และกระแสเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสชนิดที่เป็นแบบบวกจะถูกส่งผ่านไปเป็นกระแส I_{in} ของวงจรสะท้อนกระแสชนิดที่เป็นแบบลบ (M_9–M_{12}) และเมื่อแทนสมการ (3.11) ลงในสมการ (3.9) และ (3.10) โดยกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการและยกเว้นการพิจารณาความแตกต่างของชนิดทรานซิสเตอร์ จะได้อัตราขยายค่าความนำของวงจร VDTA คือ

$$g_{mF} = \sqrt{K'\left(\frac{W}{L}\right)I_{BF}} \tag{3.17}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$g_{mS} = \sqrt{K'\left(\frac{W}{L}\right)I_{BS}} \tag{3.18}$$

โดยที่ $K' = \mu C_{OX}$ สมการ (3.16) และ (3.17) แสดงให้เห็นว่าอัตราขยายค่าความนำ g_{mF} และ g_{mS} ของวงจร VDTA สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_{BF} และ I_{BS} ตามลำดับ

3.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร VDTA

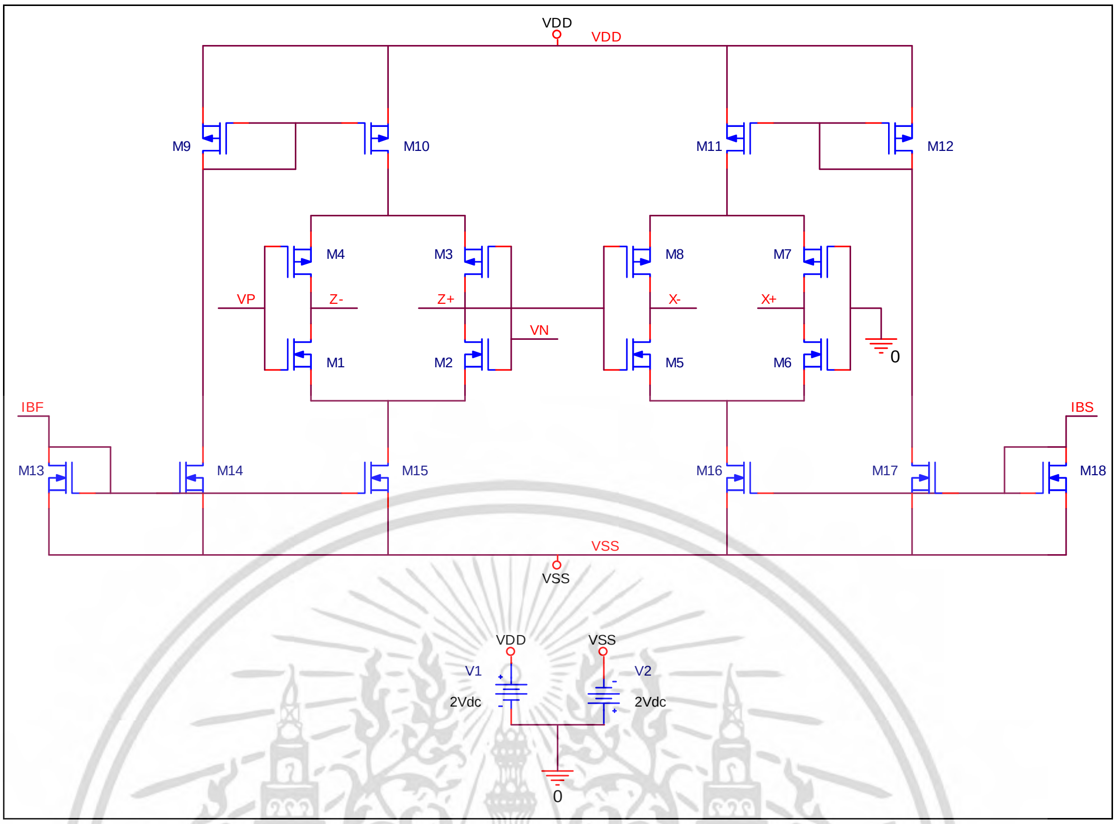
เพื่อเป็นการยืนยันคุณสมบัติในการทำงานทางทฤษฎีของวงจร VDTA ที่ได้กล่าวถึงในบทนี้ ในหัวข้อนี้จึงทำการทดสอบคุณสมบัติของวงจร VDTA ที่นำเสนอในรูปที่ 3.5 โดยจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ใช้ทรานซิสเตอร์แบบมอสภายใต้เทคโนโลยี TSMC 0.35-μm ของบริษัท Taiwan Semiconductor Manufacturing Company รายละเอียดของความกว้าง (W) และความยาว (L) ของช่องนำกระแสของทรานซิสเตอร์ กำหนดดังตารางที่ 3.1 และเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมีค่าเท่ากับ +V = -V = 2 V

ตารางที่ 3.1 ความกว้างและความยาวของช่องนำกระแสของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจร VDTA ดังรูปที่ 3.5

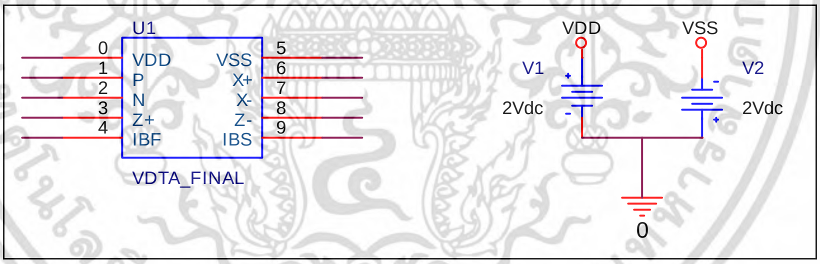
Transistors	W (μm)	L (μm)
$M_1 – M_2, M_5 – M_6$	16.1	0.7
$M_3 – M_4, M_7 – M_8$	28	0.7
$M_9 – M_{12}$	21	0.7
M_{13}, M_{18}	7	0.7
$M_{14}–M_{17}$	8.5	0.7

รูปที่ 3.7 (ก) แสดงโครงสร้างภายในของวงจร VDTA ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน ผลการจำลองการทำงานพบว่า กรณีที่ $I_{BF} = I_{BS} = 40$ μA ($g_{mF} = g_{mS}$ =381 μA/V) วงจรที่นำเสนอจะสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้า (power consumption) ประมาณ 1 mW และรูปที่ 3.7 (ข) แสดงวงจร VDTA เมื่อทำการยุบรวมวงจรโดยวิธีการสร้างเป็นบล็อกวงจร (create block) เพื่อความสะดวกในการนำไปจำลองการทำงานในกรณีที่ต้องใช้วงจร VDTA มากกว่าหนึ่งตัว บล็อกวงจรที่ออกแบบประกอบด้วยขั้วแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร VDD และ VSS ขั้วอินพุต p และ n ขั้วเอาต์พุต z+, z-, x+ และ x- ตามลำดับ รวมถึงขั้วกระแสไบอัสจากภายนอกวงจรเพื่อใช้ในการปรับอัตราขยายค่าความนำคือขั้ว I_{BF} และ I_{BS}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

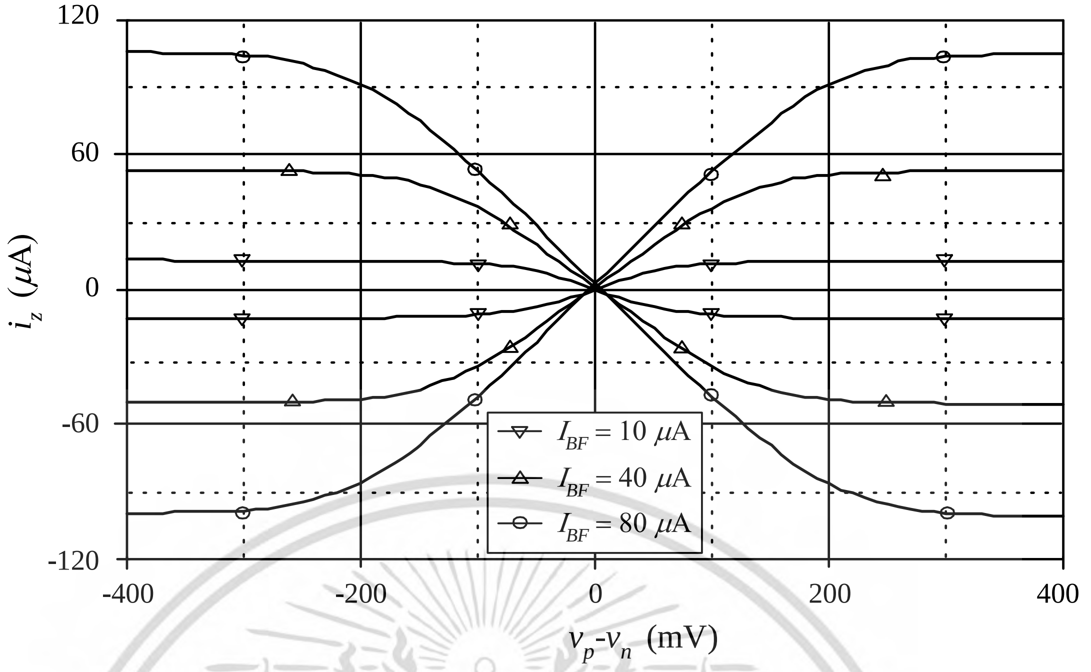


(ข)

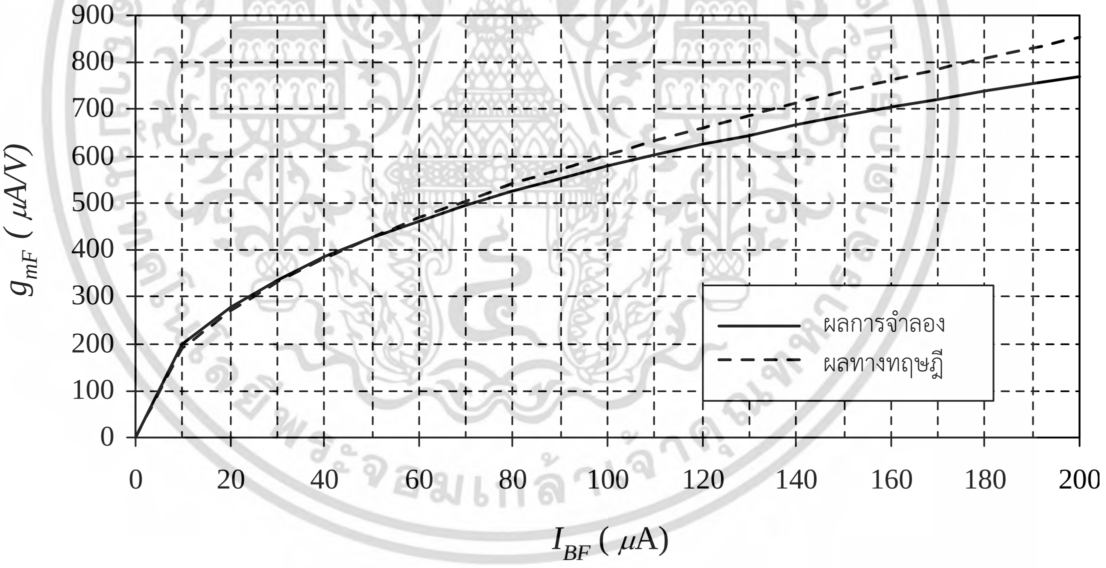
รูปที่ 3.7 วงจร VDTA ที่ใช้จำลองการทำงานโดยโปรแกรม PSPICE
(ก) โครงสร้างภายใน (ข) บล็อกวงจร VDTA ที่สร้างขึ้นเพื่อใช้ในการจำลอง

รูปที่ 3.8 แสดงผลการจำลองการทดสอบคุณสมบัติไฟฟ้ากระแสตรง (DC transfer characteristics) ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_{z+} และ I_{z-} เทียบกับแรงดันผลต่างอินพุต $(V_p - V_n)$ ที่แปรค่าระหว่าง -400 mV จนถึง 400 mV โดยทำการแปรค่ากระแสไบอัส I_{BF} เท่ากับ 10 μA, 40 μA และ 80 μA ตามลำดับ จากรูปจะเห็นได้ว่าอัตราขยายค่าความนำ g_{mF} จะมีค่าความเป็นเชิงเส้นเมื่อเทียบกับแรงดันผลต่างอินพุตที่เพิ่มมากขึ้นก็ต่อเมื่อกระแสไบอัส I_{BF} มีค่าเพิ่มมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 คุณสมบัติไฟฟ้ากระแสตรงระหว่าง I_{z+} และ I_{z-} เทียบกับ V_{in} ของวงจร VDTA

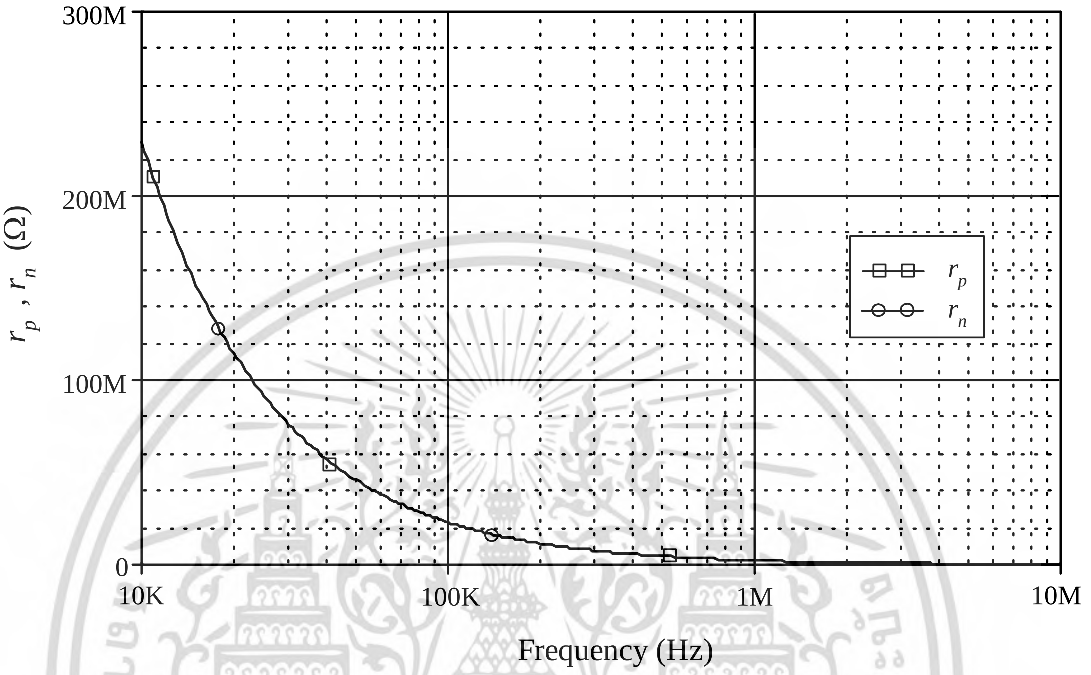


รูปที่ 3.9 ผลการจำลองอัตราขยายค่าความนำของวงจร VDTA เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส I_{BF}

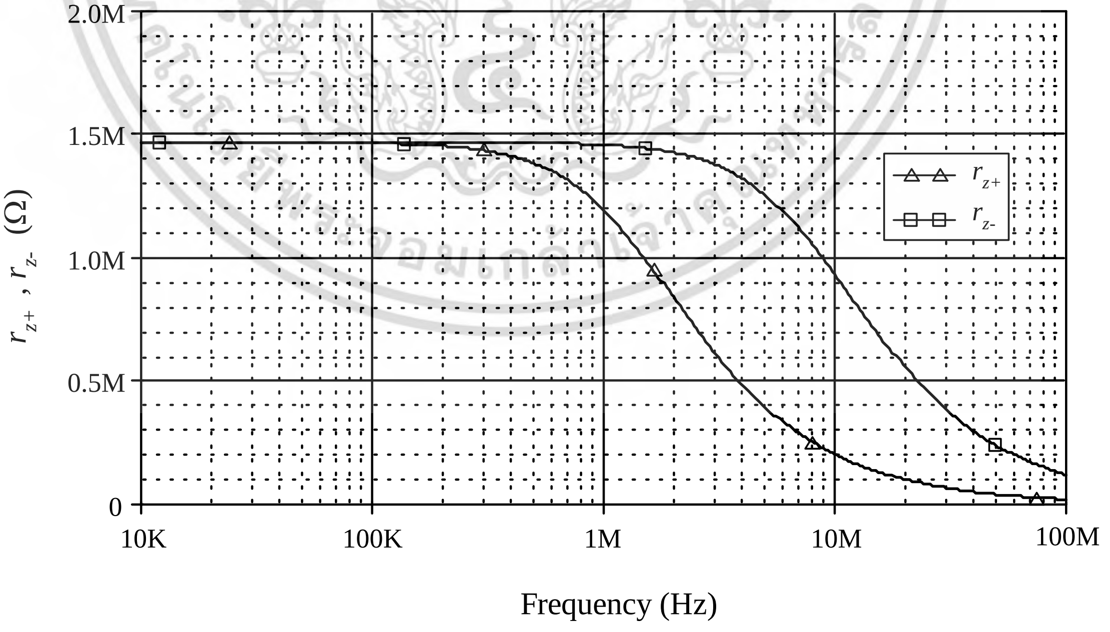
รูปที่ 3.9 แสดงผลการจำลองอัตราขยายค่าความนำ g_{mF} ของวงจร VDTA เทียบกับกระแสไบอัสจากภายนอก โดยการแปรค่า I_{BF} ให้มีค่าตั้งแต่ 10 μA จนถึง 200 μA เมื่อทำการเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎีดังสมการที่สมการ (3.9) จะพบว่าอัตราขยายค่าความนำ g_{mF} มีค่าใกล้เคียงกับทฤษฎีในช่วงกระแสไบอัส I_{BF} ประมาณ 10 μA ถึง 60 μA และหลังจาก 60 μA ขึ้นไปจะพบว่าอัตราขยายค่าความนำ g_{mF} จะมีค่าความผิดพลาดเพิ่มมากขึ้นตามลำดับ อย่างไรก็ตามค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นสามารถชดเชยได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัส I_{BF}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.10 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าอิมพิแดนซ์อินพุตที่ขั้ว p (r_p) และขั้ว n (r_n) ของวงจร VDTA จากผลการจำลองการทำงานพบว่าที่ความถี่ 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz และ 10 MHz อิมพิแดนซ์ที่ขั้ว p และขั้ว n มีค่าประมาณ 229.39 M**Ω**, 22.94 M**Ω**, 2.29 M**Ω**, และ 0.23 M**Ω** ตามลำดับ



รูปที่ 3.10 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าอิมพิแดนซ์อินพุตที่ขั้ว p และ n

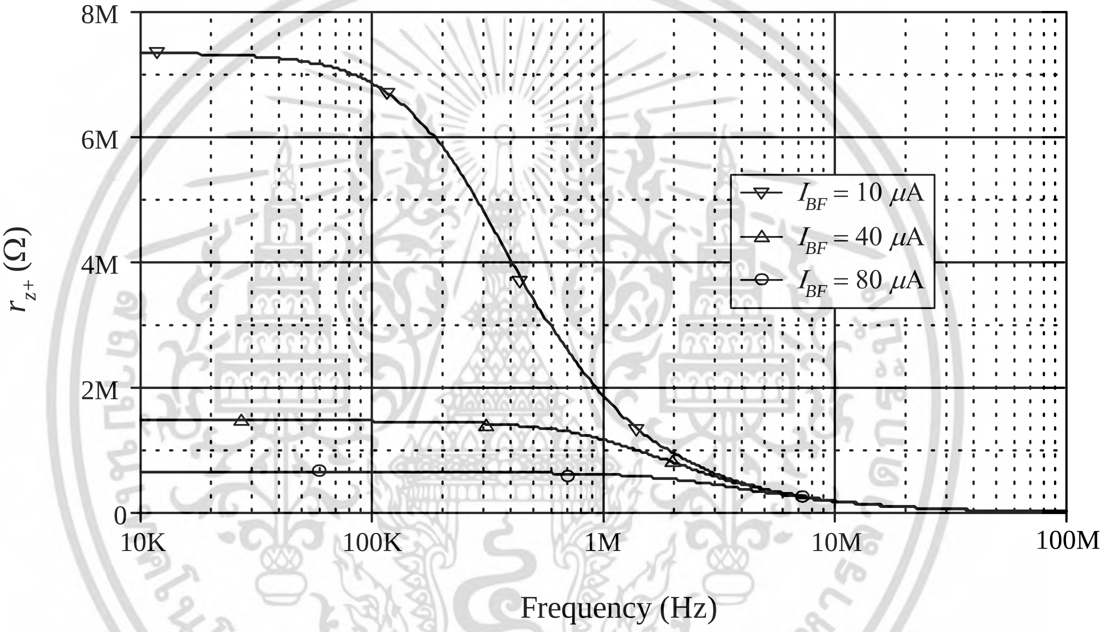


รูปที่ 3.11 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าอิมพิแดนซ์เอาต์พุตที่ขั้ว z+ และ z-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.11 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของอิมพิแดนซ์เอาต์พุตที่ขั้ว z+ และ z- (r_{z+} และ r_{z-}) เมื่อกำหนดให้กระแสไบอัส I_{BF} มีค่าเท่ากับ 40 μA จากผลการจำลองการทำงานพบว่าที่ความถี่ 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz และ 10 MHz อิมพิแดนซ์เอาต์พุตที่ขั้ว z+ (r_{z+}) มีค่าประมาณ 1.47 MΩ, 1.47 MΩ, 1.19 MΩ, และ 0.20 MΩ ตามลำดับ เช่นเดียวกันกับอิมพิแดนซ์เอาต์พุตที่ขั้ว z- (r_{z-}) ที่ความถี่ 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz และ 10 MHz จะมีค่าประมาณ 1.47 MΩ, 1.47 MΩ, 1.46 MΩ, และ 0.93 MΩ ตามลำดับ

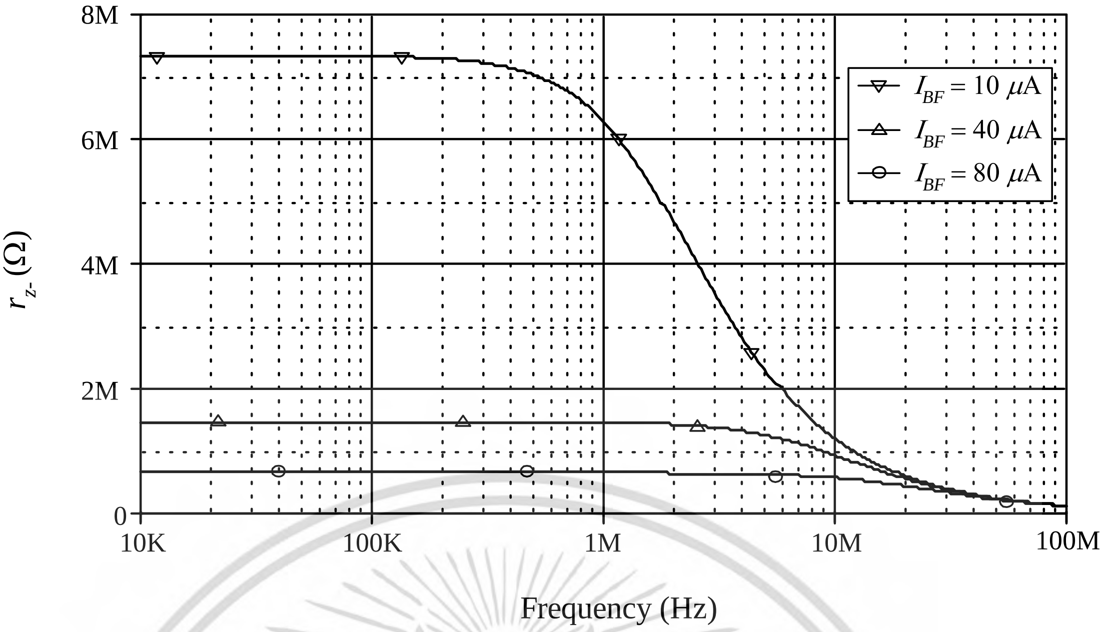
รูปที่ 3.12 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของอิมพิแดนซ์เอาต์พุตที่ขั้ว z+ (r_{z+}) เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส I_{BF} เป็น 10 μA, 40 μA และ 80 μA ตามลำดับ จากผลที่ได้จากการจำลองการทำงานพบว่าค่า r_{z+} มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสไบอัส I_{BF} กรณีที่ความถี่มีค่าเท่ากับ 1 MHz ค่า r_{z+} จะมีค่าประมาณ 1.87 MΩ, 1.17 MΩ, และ 0.62 MΩ ตามลำดับ



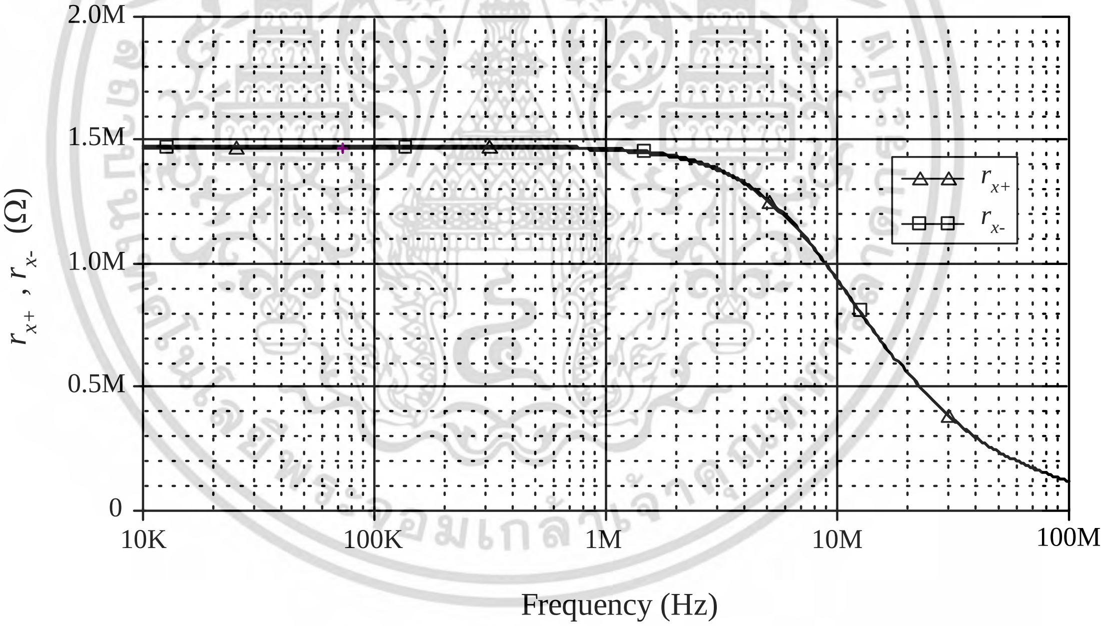
รูปที่ 3.12 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าอิมพิแดนซ์เอาต์พุตที่ขั้ว z+ เมื่อแปรค่า I_{BF}

รูปที่ 3.13 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของอิมพิแดนซ์เอาต์พุตที่ขั้ว z- (r_{z-}) เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส I_{BF} เป็น 10 μA, 40 μA และ 80 μA ตามลำดับ จากผลที่ได้จากการจำลองการทำงานพบว่าค่า r_{z-} มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสไบอัส I_{BF} กรณีที่ความถี่มีค่าเท่ากับ 1 MHz ค่า r_{z-} จะมีค่าประมาณ 6.28 MΩ, 1.46 MΩ, และ 0.65 MΩ ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าอิมพิแดนซ์เอาต์พุตที่ขั้ว z- เมื่อแปรค่า I_{BF}

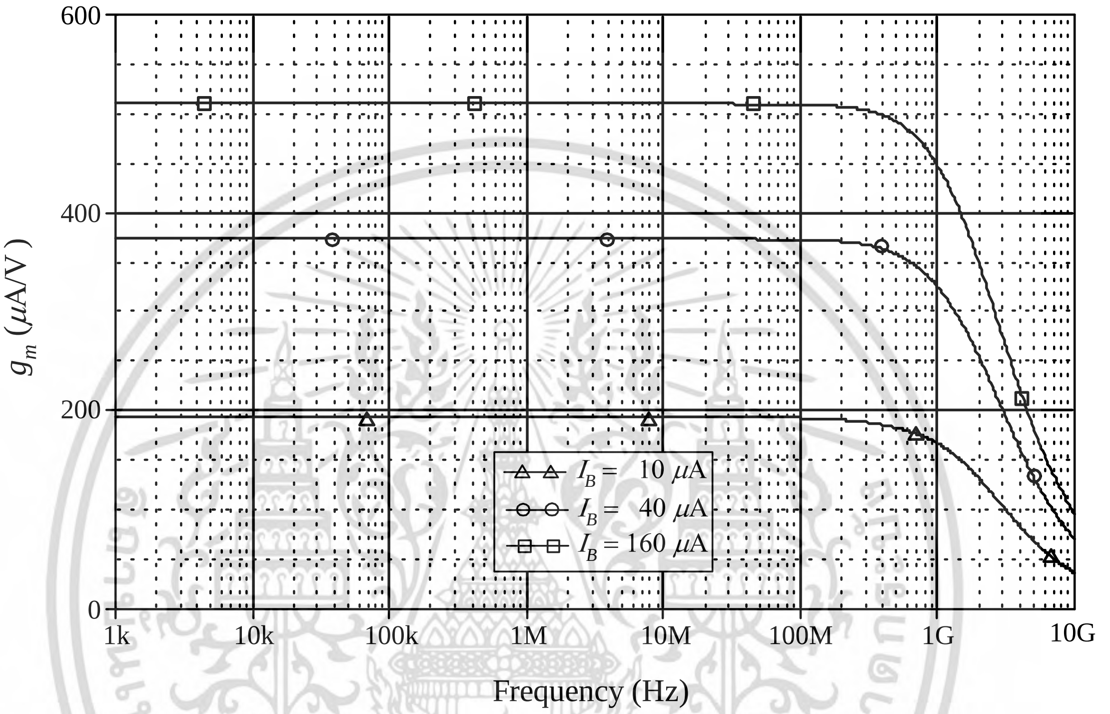


รูปที่ 3.14 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าอิมพิแดนซ์เอาต์พุตที่ขั้ว x+ และ x-

รูปที่ 3.14 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของอิมพิแดนซ์เอาต์พุตที่ขั้ว x+ และ x- (r_{x+} และ r_{x-}) เมื่อกำหนดให้กระแสไบอัส I_{BS} มีค่าเท่ากับ 40 μA จากผลการจำลองการทำงานพบว่าที่ความถี่ 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz และ 10 MHz อิมพิแดนซ์เอาต์พุตที่ขั้ว x+ และ x- (r_{x+} และ r_{x-}) มีค่าประมาณเท่ากันคือ 1.48 MΩ, 1.48 MΩ, 1.47 MΩ, และ 0.94 MΩ ตามลำดับ และเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 3.10 และ 3.12 ประกอบกับรูปที่ 3.13 จะพบว่าค่า r_{x+} และ r_{x-} จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสไบอัส I_{BS} เช่นเดียวกันกับค่า r_{z-} ที่แปรค่าตามกระแสไบอัส I_{BF}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.15 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายค่าความนำของวงจร VDTA เมื่อกำหนดให้ $I_B = I_{BF} = I_{BS}$ ($g_m = g_{mF} = g_{mS}$) แปรค่าเป็น 10 μA, 40 μA และ 160 μA จะทำให้ได้ค่า g_m ที่ได้จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 190 μA/V, 381 μA/V และ 763 μA/V ตามลำดับ ซึ่ง g_m ที่ได้จากผลการจำลองการทำงานมีค่าประมาณ 195 μA/V, 377 μA μA/V และ 694 μA/V ตามลำดับ จากการทดสอบพบว่าอัตราขยายค่าความนำของวงจร VDTA สามารถแปรค่าได้ผ่านการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอก



รูปที่ 3.15 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายค่าความนำของวงจร VDTA

3.5 สรุป

บทนี้ได้กล่าวถึงหลักการทำงานพื้นฐานและการสังเคราะห์วงจร VDTA ที่ออกแบบโครงสร้างภายในภายใต้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ โดยประกอบด้วยวงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัวสองวงจรต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสทั้งแบบบวกและแบบลบ ด้วยโครงสร้างของวงจร VDTA ที่มีความกะทัดรัดและศักยภาพในการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้วงจร VDTA เป็นทางเลือกที่ดีในการนำมาสังเคราะห์เป็นวงจรกรองสัญญาณแบบแอนะล็อกทั้งโหมดกระแสและโหมดแรงดันซึ่งจะกล่าวในบทต่อๆไป จากผลการจำลองการทำงานของวงจร VDTA โดยใช้โปรแกรมจำลองการทำงาน PSPICE พบว่าคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอมีความสอดคล้องกับหลักการทางทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 เอกสารอ้างอิงบทที่ 3

[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] N. Herencsar, R. Sotner, J. Koton, J. Misurec and K. Vrba, “New compact VM four-phase oscillator employing only single Z-copy VDTA and all grounded passive elements”, **Elektronika ir Elektrotechnika**, vol. 19, no. 10, pp. 87-90, 2013.

[3] D. Prasad, M. Srivastava and D. Bhaskar, “Electronically controllable fully-uncoupled explicit current-mode quadrature oscillator using VDTAs and grounded capacitors”, **Circuits and Systems**, vol. 4, no. 2, pp. 169-172, 2013.

[4] D. Prasad, D. Bhaskar and M. Srivastava, “Universal current-mode biquad filter using a VDTA”, **Circuits and Systems**, vol. 4, no. 1, pp. 29-33, 2013.

[5] D. Prasad and D. Bhaskar, “Grounded and floating inductance simulation circuits using VDTAs”, **Circuits and Systems**, vol. 3, no. 4, pp. 342-347, 2012.

[6] D. Biolek, M. Shaktour, V. Biolkova and Z. Kolka, “Current-input current-output universal biquad employing two bulk-driven VDTAs”, **Proceedings of the 4th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems (ICUMT 2012)**, St. Petersburg, Russia, pp. 484-489, 2012.

[7] D. Prasad and D.R. Bhaskar, “Electronically Controllable Explicit Current Output Sinusoidal Oscillator Employing Single VDTA”, **ISRN Electronics**, vol. 2012, Article ID 382560, 5 pages, 2012.

[8] A. Yesil, F. Kacar and 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.

[9] J. Satansup and W. Tangsrirat, “Single VDTA-based current-mode electronically tunable multifunction filter”, **Proceedings of the 4th International Science, Social Science, Engineering and Energy Conference 2012 (I-SEEC 2012)**, Petchburi, Thailand, 2012.

[10] J. Satansup and W. Tangsrirat, “Compact VDTA-Based Current-Mode Electronically Tunable Universal Filters Using Grounded Capacitors”, **Microelectronics Journal**, vol. 45, no. 6, pp. 613-618, 2014.

[11] J. Satansup, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, “Electronically tunable current-mode universal filter using VDTAs and grounded capacitors”, **Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2013 (IMECS 2013)**, Hong Kong, vol. 2, pp. 647-650, 2013.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[12] J. Satansup, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, “Electronically tunable single-input five-Output voltage-mode universal filter using VDTAs and grounded passive elements”, **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 32, no. 3, pp. 945-957, 2013.

[13] J. Satansup and W. Tangsrirat, “Single VDTA-based voltage-mode electronically tunable universal filter”, **Proceedings of the 27th International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications 2012 (ITC-CSCC 2012),** Sapporo, Japan, 2012.

[14] A. F. Arbel and L. Goldminz, “Output stage for current-mode feedback amplifiers, theory and applications”, **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 2, pp. 243-255, 1992.

[15] S. Lee, H. Lee, J. K. Woo, S. Kim, “Low-voltage bandgap reference with output-regulated current mirror in 90 nm CMOS”, **Electronics Letters**, vol. 46, no. 14, pp. 976-977, 2010.

[16] K. Tanno, O. Ishizuka, Z. Tang, “Low voltage and low frequency current mirror using a two-MOS subthreshold op amp”, **Electronics Letters**, vol. 32, no. 7, pp. 605-606, 1996.

[17] A. Garimella, L. Garimella, J. Ramirez-Angulo, A. J. Lopez-Martin, R. G. Carvajal, “Low-voltage high performance compact all cascode CMOS current mirror”, **Electronics Letters**, vol. 41, no. 25, pp. 1359-1360, 2005.

[18] S. S. Rajput, S. S. Jamuar, “Low voltage, low power, high performance current mirror for portable analogue and mixed mode applications”, **IEEE Proceedings on Circuits, Devices and Systems**, vol. 148, no. 5, pp. 273-278, 2001.

[19] P. R. Gray, and R. G. Meyer, “**Analysis and design of analog integrated circuits**”, *Third Edition*. John Wiley & Sons, Inc, 1993.

[20] D. A. John, K. Martin, “**Analog integrated circuit design**”, John Wiley & Sons, Inc, 1997.

[21] B. Razavi, “**Design of analog CMOS integrated circuits**”, The McGraw-Hill Companies, Inc, 2001.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
วงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสโดยใช้วงจร VDTA

4.1 กล่าวนำ

การออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกที่ทำงานในโหมดกระแส (current-mode) ได้รับการพัฒนาจากผู้วิจัยตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันอย่างต่อเนื่องเพิ่มมากขึ้น [1]-[42] เนื่องจากวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสมีคุณสมบัติที่เด่นกว่าการทำงานในโหมดแรงดัน (voltage-mode) หลายประการ อาทิเช่น มีช่วงการปฏิบัติงานที่กว้าง (wide bandwidth) ให้ผลตอบสนองทางความถี่สูง (high frequency response) ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ (low-voltage operation) และในการประมวลผลสัญญาณเชิงคณิตศาสตร์ เช่น การรวมหรือการลบสัญญาณกระแสจะสามารถออกแบบวงจรได้ง่าย เป็นผลทำให้สามารถออกแบบโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟจำนวนน้อยได้ ซึ่งจะทำให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรมีค่าน้อยลงเหมาะกับการนำไปสร้างวงจรรวม

เมื่อพิจารณาโครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสที่ถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่องดังกล่าวเบื้องต้นจะพบว่า สามารถจำแนกตามจำนวนขั้วอินพุตและขั้วเอาต์พุตได้สี่รูปแบบคือ แบบหนึ่งอินพุตหนึ่งเอาต์พุต (single-input single-output, SISO) แบบหนึ่งอินพุต หลายเอาต์พุต (single-input multiple-output, SIMO) แบบหลายอินพุต หนึ่งเอาต์พุต (multiple-input single-output, MISO) และแบบหลายอินพุต หลายเอาต์พุต (multiple-input multiple -output, MIMO) แต่หากพิจารณาในแง่ของความนิยมในการพัฒนาวงจรและรูปแบบในการนำไปใช้ประโยชน์ของวงจรกรองสัญญาณจะพบว่ามีเพียงสองรูปแบบเท่านั้น ที่ได้รับความสนใจจากนักวิจัยเพื่อพัฒนาออกแบบวงจรกรองสัญญาณมาอย่างต่อเนื่องคือ แบบ SIMO และแบบ MISO

ดังนั้นในบทนี้จึงนำเสนอวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจร VDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอจะแบ่งหัวข้อออกเป็นสองหัวข้อหลักๆ คือ วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสที่เป็นแบบ SIMO และวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสที่เป็นแบบ MISO ซึ่งวงจรทั้งสองรูปแบบจะออกแบบและสังเคราะห์โดยใช้วงจร VDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักจำนวนหนึ่งตัวต่อรวมกับตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวนสองตัวเท่านั้น ปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก สามารถปรับคุณสมบัติของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์จากการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร VDTA ซึ่งจากข้อดีดังกล่าวข้างต้นเหมาะสมอย่างมากกับแนวทางการออกแบบวงจรรวม (integrated circuit, IC) นอกจากนี้ยังนำเสนอการพัฒนาวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ MISO ให้มีความยืดหยุ่นในการประยุกต์ใช้งานโดยการเพิ่มวงจร VDTA เพียงหนึ่งตัวเท่านั้นในการออกแบบและสังเคราะห์วงจร โดยยืนยันผลการทำงานในทางอุดมคติด้วยการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอผ่านโปรแกรม PSPICE ภายใต้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ 0.35 μm ของบริษัท Taiwan semiconductor manufacturing company

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ SIMO โดยใช้ VDTA ตัวเดียว

หัวข้อนี้จะนำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA จำนวนหนึ่งตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้พร้อมกันทั้งสามฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass, LP) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) และฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass, BP) โดยวงจรที่นำเสนอไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจรในการสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบต่างๆ รวมถึงไม่จำเป็นต้องอาศัยตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์วงจร สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจร คือ ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency, ω_0) ค่าตัวประกอบคุณภาพ (quality factor, Q) และแบนด์วิท (bandwitdh, BW) ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก นอกจากนี้การใช้ตัวเก็บประจุแบบเทียบกราวด์และปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกเหมาะสำหรับการนำไปสร้างวงจรรวม รวมถึงวงจรที่นำเสนอยังมีค่าความไวต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีพของวงจรที่ต่ำอีกด้วย จากการติดตามงานวิจัยหรือสิ่งพิมพ์ที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต [2]-[10] พบว่างานวิจัยที่นำเสนอขึ้นโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟเพียงตัวเดียว จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร

4.2.1 วงจรกรองสัญญาณ SIMO โหมดกระแสที่นำเสนอ

รูปที่ 4.1 แสดงวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุตที่นำเสนอ ซึ่งประกอบด้วยวงจร VDTA เพียงตัวเดียวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัว จะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอใช้อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟจำนวนน้อยและปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์วงจร จากการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 3.1 โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร VDTA ดังสมการ (3.1) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส (current transfer function) ของวงจร ดังนี้ [ภาคผนวก ข1]

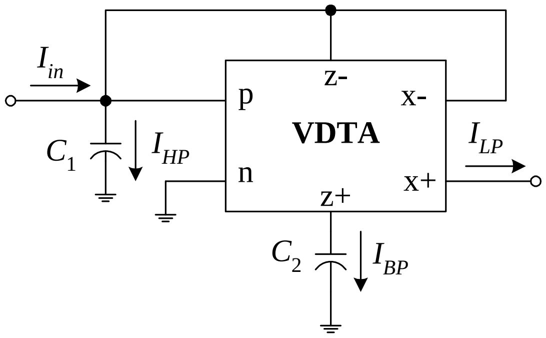
$$LP(s)=\frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)}=\frac{\left(\frac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}\right)}{s^2+\left(\frac{g_{mF}}{C_1}\right)s+\left(\frac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}\right)} \tag{4.1}$$

$$BP(s)=\frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)}=\frac{\left(\frac{g_{mF}}{C_1}\right)s}{s^2+\left(\frac{g_{mF}}{C_1}\right)s+\left(\frac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}\right)} \tag{4.2}$$

และ

$$HP(s)=\frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)}=\frac{s^2}{s^2+\left(\frac{g_{mF}}{C_1}\right)s+\left(\frac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}\right)} \tag{4.3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ SIMO ที่นำเสนอ

สมการที่ (4.1) ถึง (4.3) แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสได้พร้อมกันทั้งสามฟังก์ชัน โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบวงจร นอกจากนี้พบว่าค่า ω_0 , Q และ BW ของวงจรที่นำเสนอ มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}} \tag{4.4}$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{mS}C_1}{g_{mF}C_2}} \tag{4.5}$$

และ

$$BW = \frac{g_{mF}}{C_1} \tag{4.6}$$

จากสมการ (4.4) ถึง (4.6) พบว่า ω_0 และ Q ของวงจรที่นำเสนอ สามารถแปรค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่าขยายค่าความนำ g_{mS} ซึ่งควบคุมได้จากค่ากระแสไบอัส I_{BS} จากภายนอก โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่า BW

สำหรับค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_0 , Q และ BW ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟในวงจร สามารถเขียนได้ดังนี้ [ภาคผนวก ข2]

$$S_{g_{mF}}^{\omega_o} = S_{g_{ms}}^{\omega_o} = -S_{C_1}^{\omega_o} = -S_{C_2}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \tag{4.7}$$

$$S_{g_{mS}}^{Q} = -S_{g_{mF}}^{Q} = S_{C_1}^{Q} = -S_{C_2}^{Q} = \frac{1}{2} \tag{4.8}$$

$$S_{g_{mF}}^{BW} = -S_{C_1}^{BW} = 1 \tag{4.9}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $$S_{g_{mS}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = 0 \tag{4.10}$$

จากสมการ (4.7) ถึง (4.10) แสดงให้เห็นว่าค่าความไวของวงจรต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีพทั้งหมดนั้นมีค่าที่ต่ำไม่เกินหนึ่ง

4.2.2 ความไม่เป็นอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณ SIMO โหมดกระแสที่นำเสนอ

เมื่อทำการวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 4.1 อีกครั้งโดยคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร VDTA ดังสมการ (3.2) พบว่าฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข3]

$$LP(s) = \frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{\left(\dfrac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right)}{s^2 + \left(\dfrac{\beta_F g_{mF}}{C_1}\right)s + \left(\dfrac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right)} \tag{4.11}$$

$$BP(s) = \frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{\left(\dfrac{\beta_F g_{mF}}{C_1}\right)s}{s^2 + \left(\dfrac{\beta_F g_{mF}}{C_1}\right)s + \left(\dfrac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right)} \tag{4.12}$$

และ $$HP(s) = \frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s^2}{s^2 + \left(\dfrac{\beta_F g_{mF}}{C_1}\right)s + \left(\dfrac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right)} \tag{4.13}$$

สำหรับกรณีที่ไม่เป็นอุดมคตินี้ จะได้ค่าพารามิเตอร์ ω_0, Q และ BW เท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}} \tag{4.14}$$

$$Q = \sqrt{\frac{\beta_S g_{mS} C_1}{\beta_F g_{mF} C_2}} \tag{4.15}$$

และ $$BW = \frac{\beta_F g_{mF}}{C_1} \tag{4.16}$$

สำหรับค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_0, Q และ BW ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติสามารถเขียนได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{\beta_F}^{\omega_o} = S_{\beta_S}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \tag{4.17}$$

$$S_{\beta_S}^{Q} = -S_{\beta_F}^{Q} = \frac{1}{2} \tag{4.18}$$

$$S_{\beta_F}^{BW} = 1 \tag{4.19}$$

และ

$$S_{\beta_S}^{BW} = 0 \tag{4.20}$$

จากสมการ (4.17) ถึง (4.20) แสดงให้เห็นว่าค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำทั้งหมดนั้นมีค่าที่ต่ำหรือไม่เกินหนึ่ง

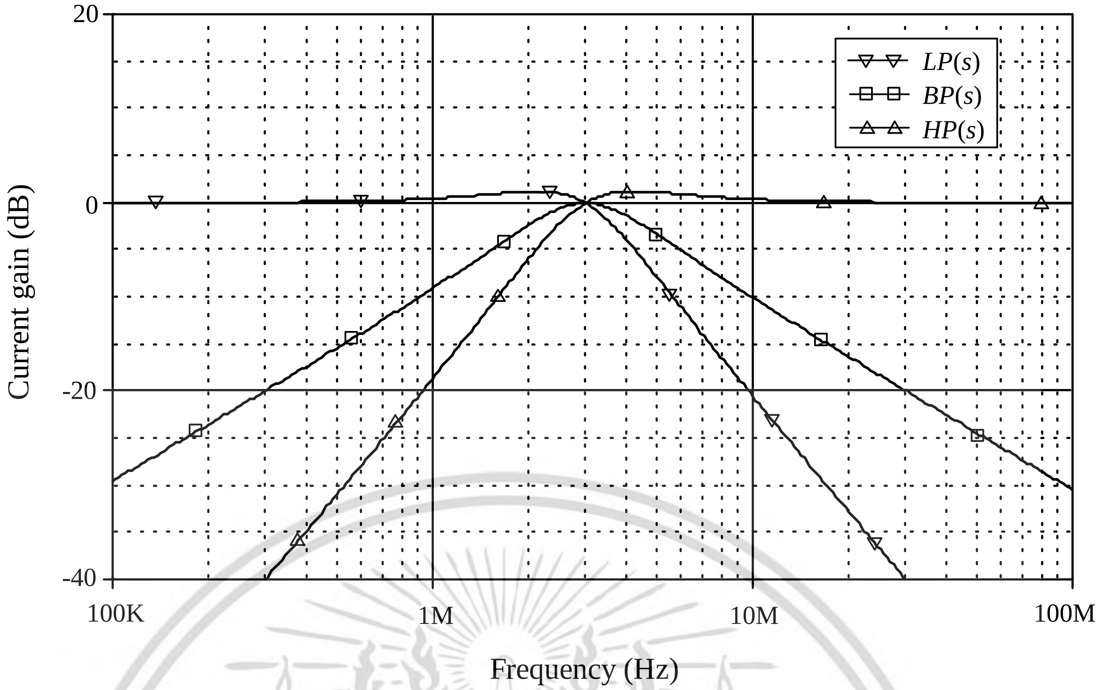
4.2.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

สำหรับการตรวจสอบคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 4.1 นั้น อาศัยผลการจำลองการทำงานจากโปรแกรม PSPICE โดยใช้วงจร VDTA ที่มีโครงสร้างภายในแสดงดังรูปที่ 3.5 ภายใต้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ TSMC 0.35-μm ของบริษัท Taiwan Semiconductor Manufacturing Company เป็นโครงสร้างภายในของวงจร ซึ่งรายละเอียดของความกว้าง (W) และความยาว (L) ของช่องนำกระแสของทรานซิสเตอร์ แสดงดังตารางที่ 3.1 และเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมีค่าเท่ากับ +V = -V = 2 V

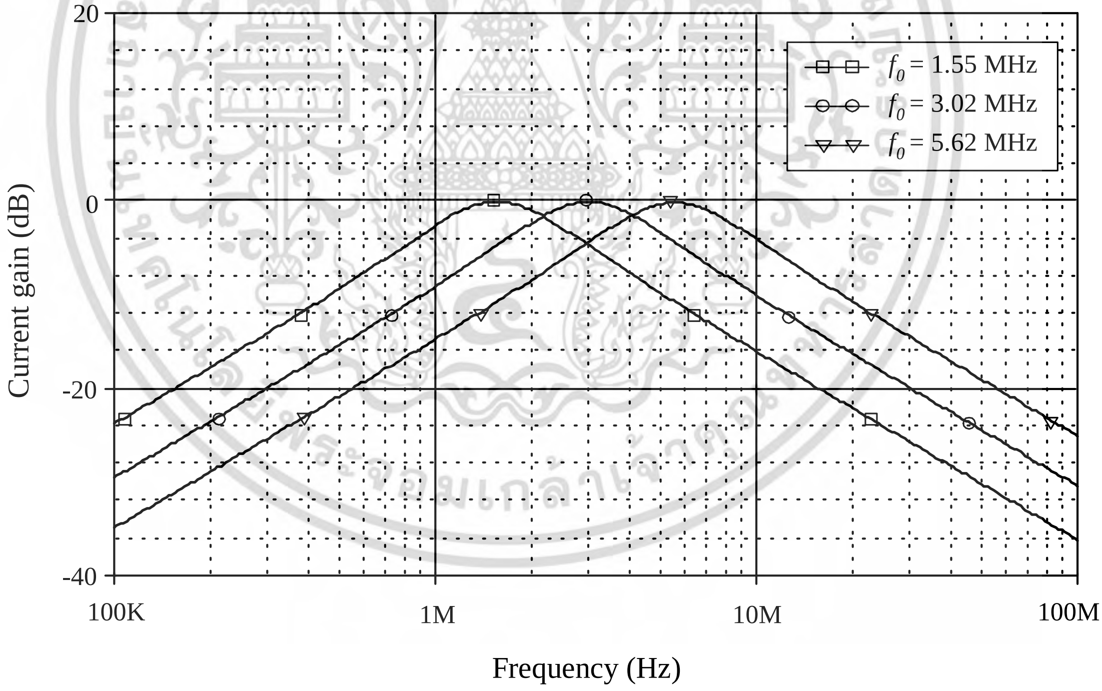
จากรูปที่ 4.1 เมื่อกำหนดให้ I_{BF} = I_{BS} 40 μA (g_{mF} = g_{mS} =381 μA/V) และ C_1 = C_2 = 20 pF จากเงื่อนไขข้างต้นทำให้ได้คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี คือ $f_0 = \omega_0/2\pi \cong$ 3.03 MHz และ Q = 1 และรูปที่ 4.2 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแบบ LP, BP และ HP ซึ่งความถี่ f_0 ที่ได้จากผลการจำลองมีค่าเท่ากับ 3.02 MHz คิดเป็นค่าความคลาดเคลื่อนเท่ากับ 0.33 % โดยในกรณีนี้จะสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าประมาณ 1 mW

รูปที่ 4.3 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแบบ BP เมื่อกำหนดให้ I_B = I_{BF} = I_{BS} และแปรค่าให้มีค่าเท่ากับ 10 μA (g_m = 190 μA/V), 40 μA (g_m = 381 μA/V), และ 160 μA (g_m = 763 μA/V) ตามลำดับ โดยที่ C_1 = C_2 = 20 pF จากกรณีนี้จะทำให้ได้ค่า Q = 1 และความถี่ f_0 ในทางทฤษฎีมีค่าเท่ากับ 1.51 kHz, 3.03 MHz และ 6.07 MHz ตามลำดับ ซึ่งจากผลการจำลองกรณีนี้จะได้ความถี่ f_0 มีค่าเท่ากับ 1.54 kHz, 3.02 MHz และ 5.62 MHz ตามลำดับ คิดเป็นค่าความคลาดเคลื่อนเท่ากับ -2.65%, 0.33% และ 7.41% ตามลำดับ โดยที่ค่าความคลาดเคลื่อนของ f_0 ที่เกิดขึ้นนั้น สามารถควบคุมให้มีค่าลดน้อยลงได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสชดเชยนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

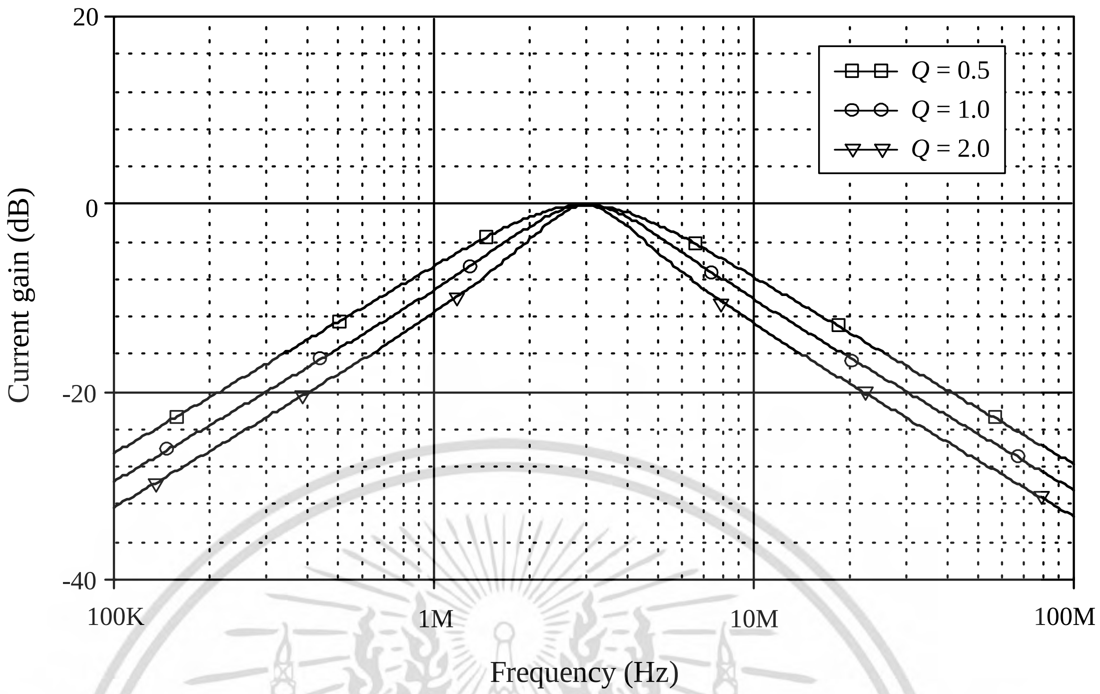


รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP, HP และ BP ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ



รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP เมื่อแปรค่า I_B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



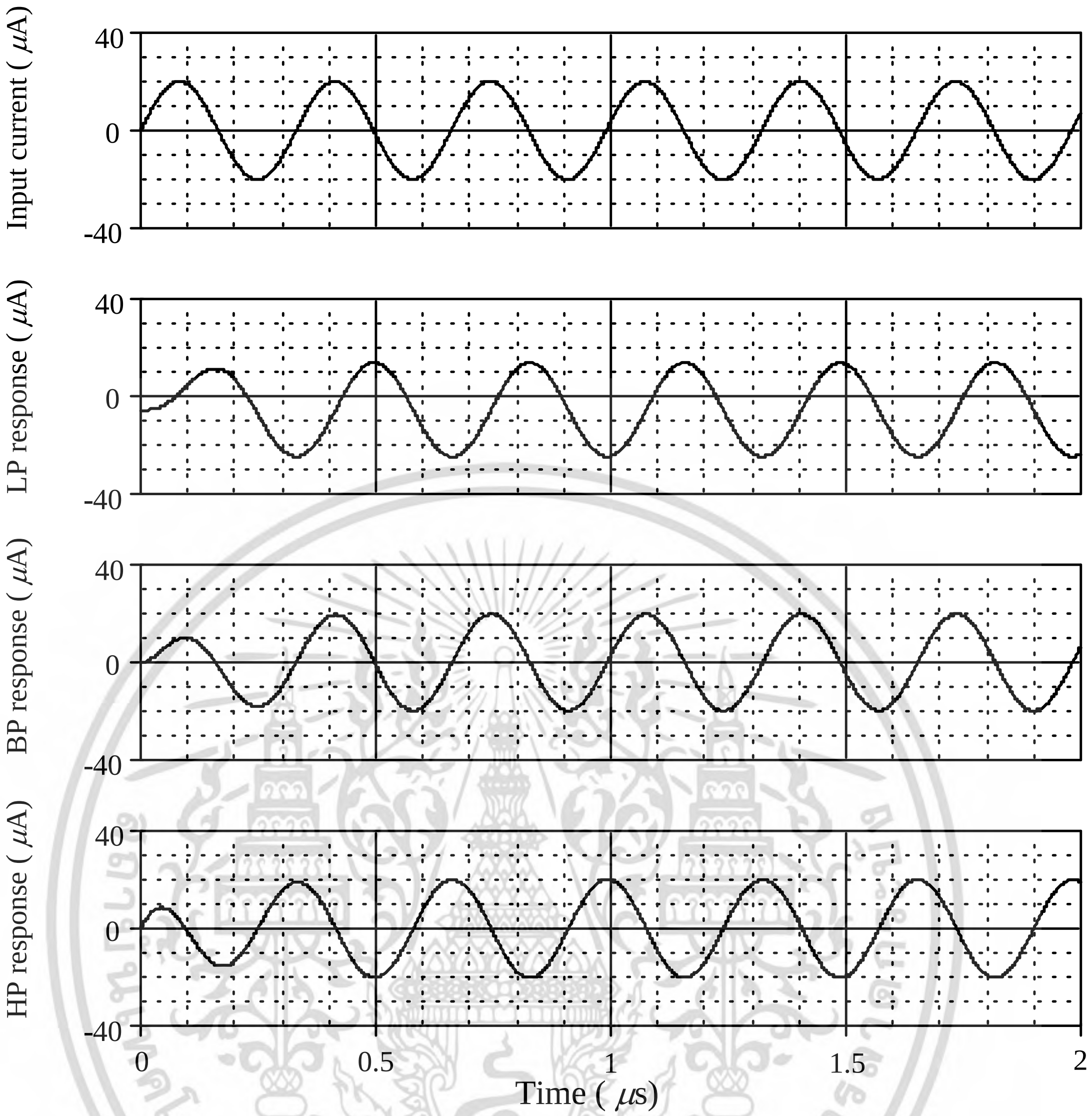
รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP เมื่อแปรค่า Q

รูปที่ 4.4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแบบ BP เมื่อแปรค่า Q ให้มีค่าเป็น 0.5, 1 และ 2 ตามลำดับ ที่ความถี่ f_0 = 3.03 MHz โดยกำหนดเงื่อนไขให้อัตราส่วนระหว่าง I_{BS} / I_{BF} (g_{mS}/g_{mF}) มีค่าเท่ากับ 0.25 เท่า (I_{BS} =20 μA, I_{BF} =80 μA), 1 เท่า (I_{BS} =40 μA, I_{BF} =40 μA), และ 4 เท่า (I_{BS} =80 μA, I_{BF} =20 μA), ตามลำดับ จากรูปจะเห็นได้ว่าค่า Q และ BW ของวงจรสามารถแปรค่าได้โดยไม่ส่งผลกระทบกับ ω_0 จากการกำหนดเงื่อนไขอัตราส่วนระหว่าง I_{BS} และ I_{BF}

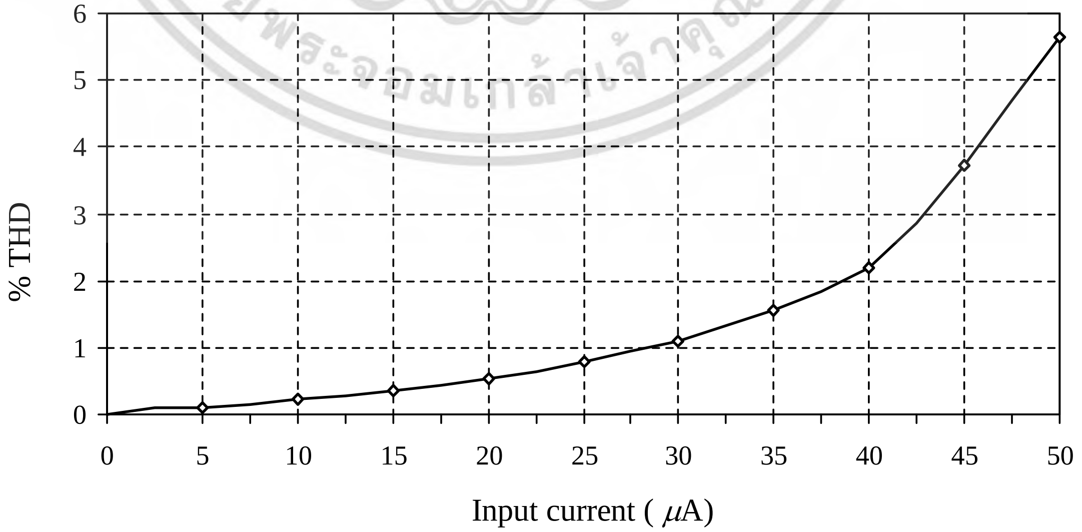
รูปที่ 4.5 แสดงผลตอบสนองทางเวลาแบบ HP, BP, LP ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตรูปคลื่นซายน์ขนาด 20 μA (peak) ที่ความถี่ 3.03 MHz และเมื่อทำการตรวจสอบเปอร์เซ็นต์ค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณฮาร์มอนิกส์ (total harmonic distortion THD) ในกรณีนี้ จะพบว่า THD จะมีค่าประมาณ 0.5 % นอกจากนี้เมื่อทำการแปรค่ากระแสอินพุตรูปคลื่นซายน์ขนาดตั้งแต่ 0 ถึง 50 μA (peak) ดังรูปที่ 4.6 จะพบว่าค่า THD จะมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ แต่ไม่เกิน 6 % ที่กระแสอินพุต 50 μA (peak)

เมื่อทำการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ในเชิงสถิติเพื่อทำนายแนวโน้มผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรด้วยวิธีมอนติคาร์โล (monte-carlo analysis) ซึ่งเป็นวิธีการที่จะใช้ทำนายพฤติกรรมของวงจรในกรณีที่อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟภายในวงจรเมื่อเกิดความเบี่ยงเบน (deviation) ไปจากพฤติกรรมปกติ โดยรูปที่ 4.7 และ 4.8 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการทดสอบกรณีที่อัตราขยายค่าความนำ (g_{mF} และ g_{mS}), C_1 และ C_2 ของวงจรมีค่าความเบี่ยงเบนเท่ากัน คือ 5% ซึ่งทำการทดสอบเป็นจำนวน 100 ครั้ง และใช้การแจกแจงแบบเกาส์เซียน (gaussian distribution)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

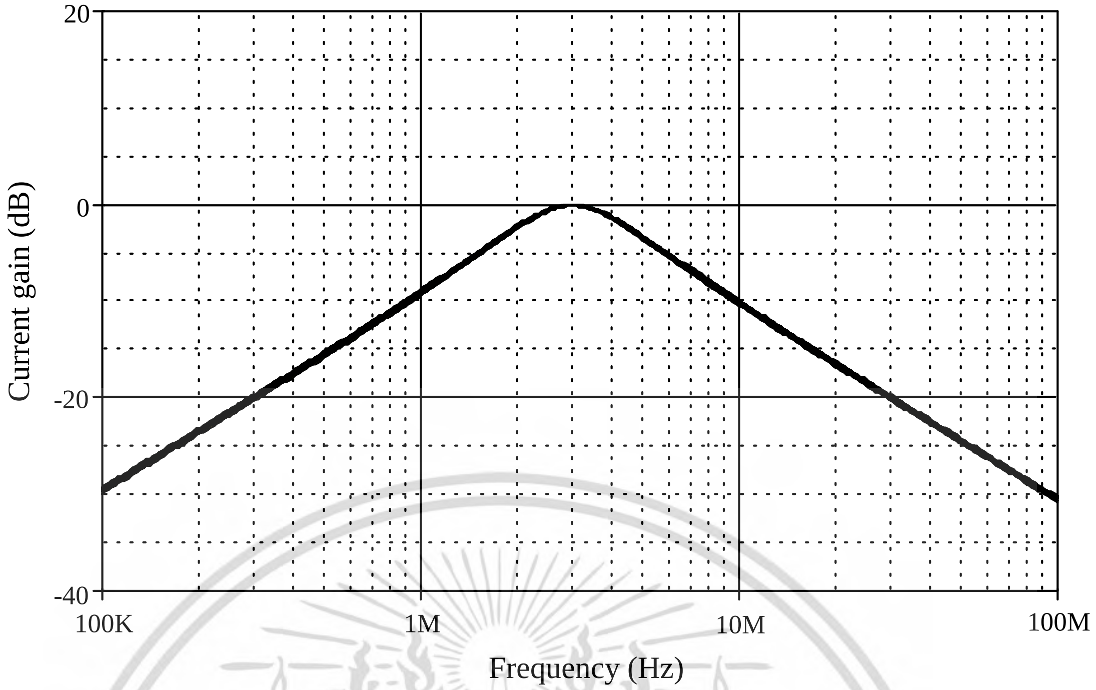


รูปที่ 4.5 ผลตอบสนองทางเวลาเมื่อป้อนอินพุตขนาด 20 μA (peak) ที่ความถี่ 3.03 MHz

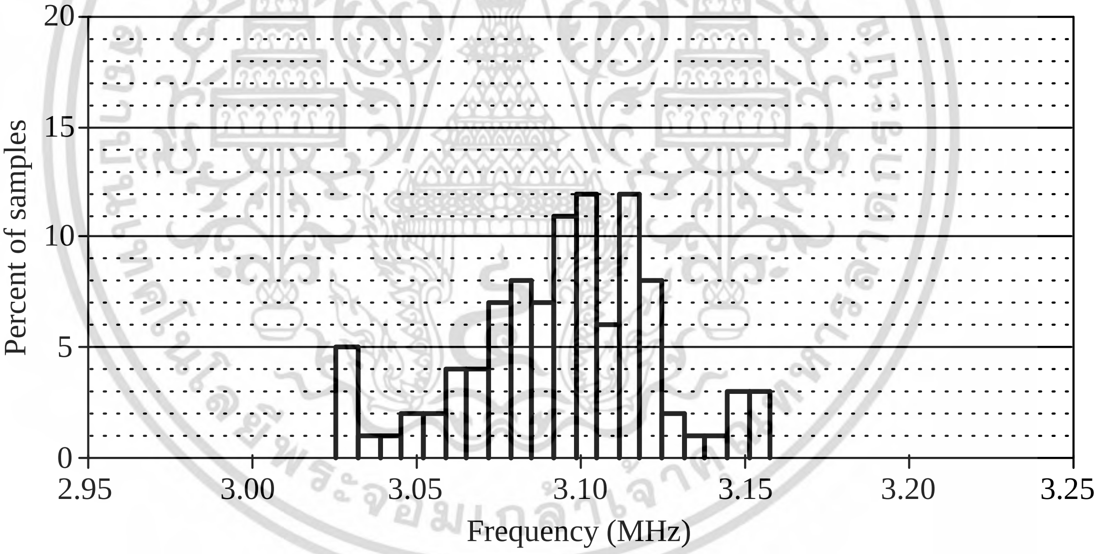


รูปที่ 4.6 THD ของผลตอบสนองแบบ BP ของวงจรที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

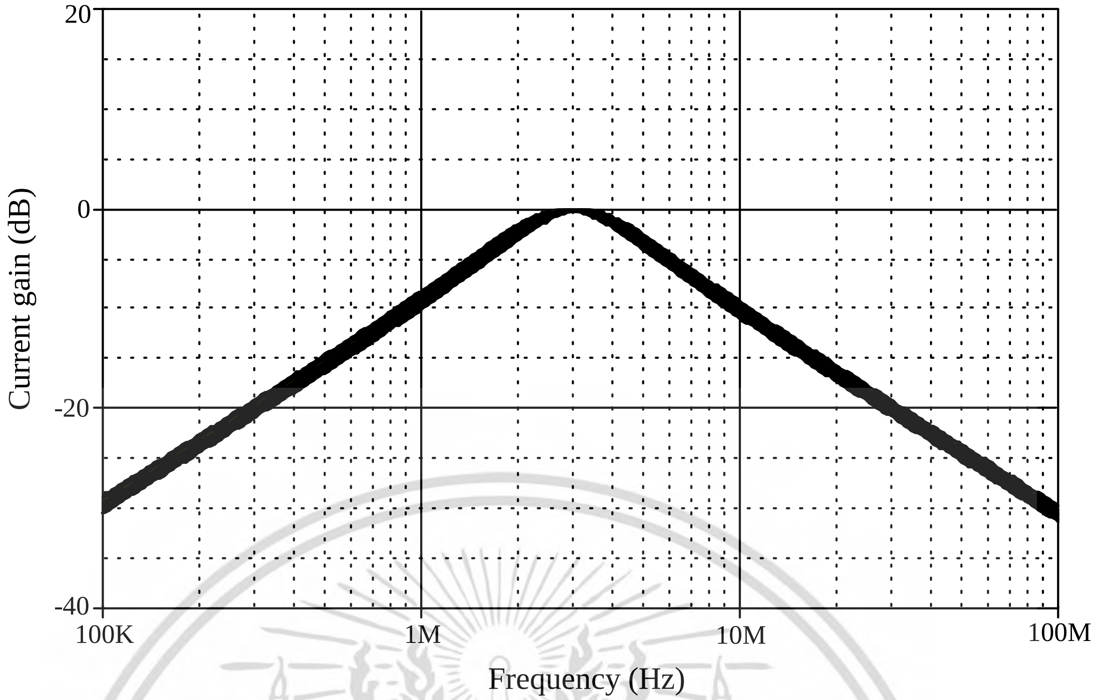



```
n samples   = 100              10th %ile = 3.05632e+006
n divisions= 20                median    = 3.09755e+006
mean        = 3.09481e+0066   90th %ile = 3.12605e+006
sigma       = 29244.6          maximum   = 3.15777e+006
minimum     = 3.02561e+006
```

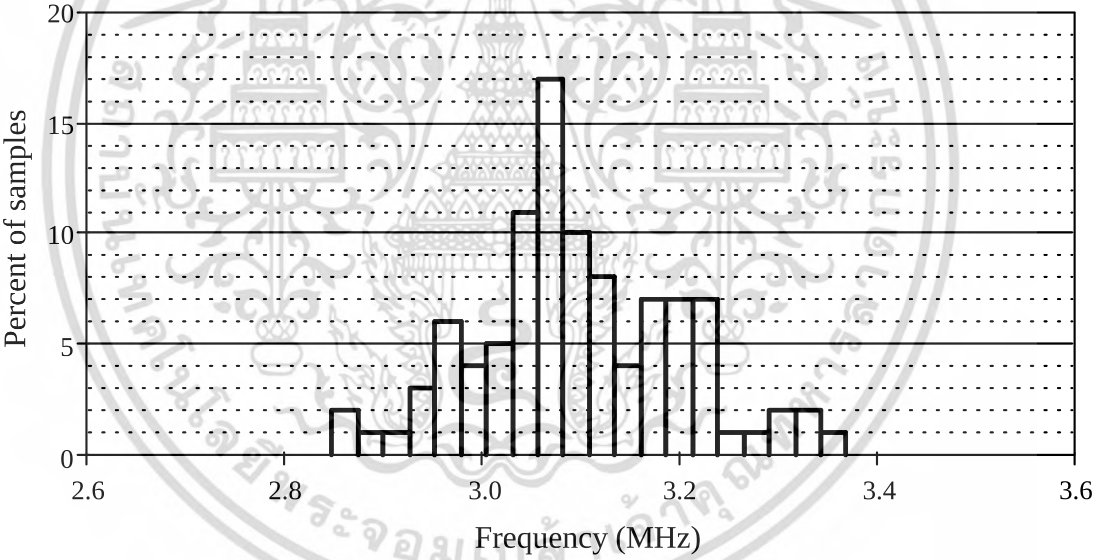
(ข)

รูปที่ 4.7 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ของวงจรกรองสัญญาณแบบ BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล กรณีอัตราขยายค่าความนำ มีค่าเบี่ยงเบนไป 5% (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)




```
n samples   = 100              10th %ile = 2.9719e+006
n divisions= 20                median    = 3.08473e+006
mean        = 3.09842e+006     90th %ile = 3.22658e+006
sigma       = 103618           maximum   = 3.36921e+006
minimum     = 2.84874e+006
```

(ข)

รูปที่ 4.8 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ของวงจรกรองสัญญาณแบบ BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล กรณี C_1 และ C_2 มีค่าเบี่ยงเบนไป 5% (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ MISO โดยใช้ VDTA

หัวข้อนี้จะนำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณอเนกประสงค์ (universal filter) โหมดกระแสแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA จำนวนหนึ่งตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ทุกฟังก์ชัน คือ LP, HP, BP รวมถึง ฟังก์ชันตัดแถบความถี่ (bandstop, BS) และ ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (allpass, AP) ซึ่งวงจรที่นำเสนอไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจรในการสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบต่างๆ ทั้งยังปราศจากตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์วงจร สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้สามารถปรับปรุงให้วงจรมีความยืดหยุ่นในการใช้งาน โดยการเพิ่มวงจร VDTA อีกเพียงหนึ่งตัว เพื่อทำให้วงจรมีคุณสมบัติในการปรับค่า ω_0 และ Q เป็นอิสระต่อกัน เมื่อทบทวนงานวิจัยที่นำเสนอขึ้นในรูปแบบวงจรสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟเพียงตัวเดียว [11]-[26] พบว่างานวิจัยบางชิ้นจำเป็นต้องใช้การปรับเปลี่ยนอุปกรณ์พาสซีฟของวงจรในการสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบต่างๆ รวมถึงไม่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้ถึงแม้จะมีการนำเสนองานวิจัยในลักษณะดังกล่าวที่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่วงจรทั้งหมดต้องอาศัยตัวความต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการออกแบบและสังเคราะห์วงจร

4.3.1 วงจรกรองสัญญาณ MISO โหมดกระแสที่นำเสนอ

รูปที่ 4.9 แสดงวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุตที่นำเสนอ ซึ่งประกอบด้วยวงจร VDTA เพียงตัวเดียวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัว จะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอใช้อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟจำนวนน้อยและปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์วงจร จากการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 3.1 โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร VDTA ดังสมการ (3.1) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส (current transfer function) ของวงจร ดังนี้ [ภาคผนวก ค1]

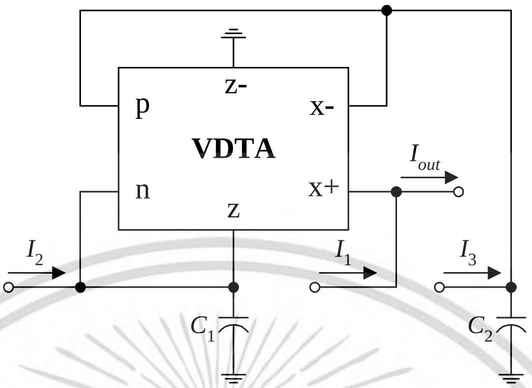
$$I_{out} = \frac{D(s)I_1 + \left(\frac{g_{mS}}{C_1}\right)sI_2 + \left(\frac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}\right)I_3}{s^2 + \left(\frac{g_{mF}}{C_1}\right)s + \left(\frac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}\right)} \tag{4.21}$$

เมื่อพิจารณาสมการ (4.21) จะพบว่าหากเลือกป้อนกระแสอินพุต I_1, I_2 และ I_3 ให้เหมาะสม จะทำให้วงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดราทิกได้ครบทุกฟังก์ชัน ดังเงื่อนไขต่อไปนี้

1) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ LP เมื่อกำหนดให้ $I_3 = I_{in}$, $I_1 = I_2 = 0$ โดยมีอัตราขยายสัญญาณแถบผ่าน (passband gain) เท่ากับหนึ่ง
2) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BP เมื่อกำหนดให้ $I_2 = I_{in}$, $I_1 = I_3 = 0$ โดยมีอัตราขยายสัญญาณแถบผ่านเท่ากับ g_{mS}/g_{mF}
3) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ HP เมื่อกำหนดให้ $I_1 =- I_2 = -I_3 = I_{in}$ และ $g_{mF} = g_{mS}$ โดยมีอัตราขยายสัญญาณแถบผ่านเท่ากับหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BS เมื่อกำหนดให้ I_1 =- I_2 = I_{in} , I_3 = 0 และ g_{mF} = g_{mS} โดยมีอัตราขยายสัญญาณแถบผ่านเท่ากับหนึ่ง
5) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ AP เมื่อกำหนดให้ I_1 =- $I_2/2$ = I_{in} , I_3 = 0 และ g_{mF} = g_{mS} โดยมีอัตราขยายสัญญาณแถบผ่านเท่ากับหนึ่ง



รูปที่ 4.9 วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ MISO ที่นำเสนอ

สมการ (4.21) แสดงให้เห็นว่า ค่า ω_0 , Q และ BW ของวงจรที่นำเสนอ มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}} \tag{4.22}$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{mS} C_1}{g_{mF} C_2}} \tag{4.23}$$

และ

$$BW = \frac{g_{mF}}{C_1} \tag{4.24}$$

จากสมการ (4.22) ถึง (4.24) พบว่า ω_0 และ Q ของวงจรที่นำเสนอ สามารถแปรค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่าขยายค่าความนำ g_{mS} ซึ่งควบคุมได้จากค่ากระแสไบอัส I_{BS} จากภายนอก โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่า BW

สำหรับค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_0 , Q และ BW ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟในวงจร สามารถเขียนได้ดังนี้

$$S_{g_{mF}}^{\omega_o} = S_{g_{mS}}^{\omega_o} = -S_{C_1}^{\omega_o} = -S_{C_2}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \tag{4.25}$$

$$S_{g_{mS}}^{Q} = -S_{g_{mF}}^{Q} = S_{C_1}^{Q} = -S_{C_2}^{Q} = \frac{1}{2} \tag{4.26}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

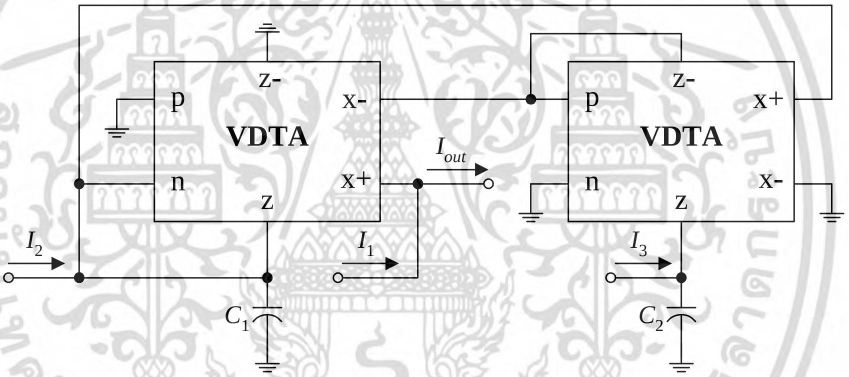
$$S_{g_{mF}}^{BW} = -S_{C_1}^{BW} = 1 \tag{4.27}$$

และ

$$S_{g_{mS}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = 0 \tag{4.28}$$

จากสมการ (4.25) ถึง (4.28) แสดงให้เห็นว่าค่าความไวของวงจรต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีพทั้งหมดนั้นมีค่าที่ต่ำไม่เกินหนึ่ง

นอกจากนี้เมื่อพิจารณาสมการ (4.22) ถึง (4.28) จะพบว่าวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ MISO ที่นำเสนอโดยใช้วงจร VDTA ตัวเดียวดังรูปที่ 4.9 จะเน้นการออกแบบวงจรเพื่อทำให้วงจรมีขนานเล็กกะทัดรัด จึงทำให้มีข้อจำกัดในการปรับค่า ω_0 และ Q ของวงจรที่ไม่สามารถปรับแยกกันได้อย่างอิสระต่อกัน อย่างไรก็ตามสามารถปรับปรุงวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ SIMO ให้มีความยืดหยุ่นในการใช้งานมากยิ่งขึ้น โดยการเพิ่มวงจร VDTA อีกเพียงหนึ่งตัวเพื่อทำให้วงจรมีคุณสมบัติในการปรับค่า ω_0 และ Q เป็นอิสระต่อกันได้ โดยยังคงใช้เงื่อนไขในการเลือกกระแสอินพุตเช่นเดียวกันกับวงจรรูปที่ 4.9 ซึ่งวงจรดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ MISO โดยใช้วงจร VDTA สองตัว

รูปที่ 4.10 แสดงวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต ประกอบด้วยวงจร VDTA สองตัวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์สองตัว เมื่อวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 4.10 โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร VDTA ดังสมการ (3.1) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส (current transfer function) ของวงจรดังนี้ [ภาคผนวก ค2]

$$I_{out} = \frac{D(s)I_1 + \left(\frac{g_{mS1}}{C_1}\right)sI_2 + \left(\frac{g_{mS1}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)I_3}{s^2 + \left(\frac{g_{mF1}}{C_1}\right)s + \left(\frac{g_{mS1}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \tag{4.29}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาสมการ (4.29) จะพบว่าหากเลือกป้อนกระแสอินพุต I_1, I_2 และ I_3 ให้เหมาะสม จะทำให้วงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดราทิกได้ครบทุกฟังก์ชัน เช่นเดียวกับวงจรรูปที่ 4.9 ดังเงื่อนไขต่อไปนี้

1) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ LP เมื่อกำหนดให้ $I_3 = I_{in}$, $I_1 = I_2 = 0$ โดยมีอัตราขยายสัญญาณแถบผ่านเท่ากับหนึ่ง
2) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BP เมื่อกำหนดให้ $I_2 = I_{in}$, $I_1 = I_3 = 0$ โดยมีอัตราขยายสัญญาณแถบผ่านเท่ากับ g_{mS1}/g_{mF1}
3) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ HP เมื่อกำหนดให้ $I_1 =- I_2 = -I_3 = I_{in}$ และ $g_{mF1} = g_{mS1}$ โดยมีอัตราขยายสัญญาณแถบผ่านเท่ากับหนึ่ง
4) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BS เมื่อกำหนดให้ $I_1 =- I_2 = I_{in}$, $I_3 = 0$ และ $g_{mF1} = g_{mS1}$ โดยมีอัตราขยายสัญญาณแถบผ่านเท่ากับหนึ่ง
5) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ AP เมื่อกำหนดให้ $I_1 =- I_2/2 = I_{in}$, $I_3 = 0$ และ $g_{mF1} = g_{mS1}$ โดยมีอัตราขยายสัญญาณแถบผ่านเท่ากับหนึ่ง

จากสมการ (4.29) แสดงให้เห็นว่า ค่า ω_0 , Q และ BW ของวงจรที่นำเสนอ มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mS1}g_{mS2}}{C_1C_2}} \tag{4.30}$$

$$Q = \frac{1}{g_{mF1}}\sqrt{\frac{g_{mS1}g_{mS2}C_1}{C_2}} \tag{4.31}$$

และ

$$BW = \frac{g_{mF1}}{C_1} \tag{4.32}$$

จากสมการ (4.29) ถึง (4.32) พบว่าค่า Q ของวงจรที่นำเสนอ สามารถแปรค่าได้อย่างอิสระโดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่า ω_0 ของวงจร โดยการปรับค่าขยายค่าความนำ g_{mF1} ซึ่งควบคุมได้จากค่ากระแสไบอัส I_{BF1} จากภายนอก

สำหรับค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_0 , Q และ BW ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟในวงจรรูปที่ 4.10 สามารถเขียนได้ดังนี้

$$S^{\omega_o}_{g_{mS1}} = S^{\omega_o}_{g_{mS2}} = -S^{\omega_o}_{C_1} = -S^{\omega_o}_{C_2} = \frac{1}{2} \tag{4.33}$$

$$S^{\omega_o}_{g_{mF1}} = S^{\omega_o}_{g_{mF2}} = 0 \tag{4.34}$$

$$S^{Q}_{g_{mS1}} = S^{Q}_{g_{mS2}} = S^{Q}_{C_1} = -S^{Q}_{C_2} = \frac{1}{2} \tag{4.35}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{g_{mF1}}^{Q} = -1 \tag{4.36}$$

$$S_{g_{mF2}}^{Q} = 0 \tag{4.37}$$

$$S_{g_{mF1}}^{BW} = -S_{C_1}^{BW} = 1 \tag{4.38}$$

และ

$$S_{g_{mF2}}^{BW} = S_{g_{mS1}}^{BW} = S_{g_{mS2}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = 0 \tag{4.39}$$

จากสมการ (4.33) ถึง (4.39) แสดงให้เห็นว่าค่าความไวของวงจรต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีพทั้งหมดนั้นมีค่าที่ต่ำไม่เกินหนึ่ง

4.3.2 ความไม่เป็นอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณ MISO โหมดกระแสที่นำเสนอ

เมื่อทำการวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 4.9 อีกครั้งโดยคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร VDTA ดังสมการ (3.2) พบว่าฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ค3]

$$I_{out} = \frac{D(s)I_1 + \left(\dfrac{\beta_S g_{mS}}{C_1}\right)sI_2 + \left(\dfrac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right)I_3}{s^2 + \left(\dfrac{\beta_F g_{mF}}{C_1}\right)s + \left(\dfrac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right)} \tag{4.40}$$

สำหรับกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรรูปที่ 4.9 จะได้ค่าพารามิเตอร์ ω_0, Q และ BW เท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}} \tag{4.41}$$

$$Q = \sqrt{\frac{\beta_S g_{mS} C_1}{\beta_F g_{mF} C_2}} \tag{4.42}$$

และ

$$BW = \frac{\beta_F g_{mF}}{C_1} \tag{4.43}$$

สำหรับค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_0, Q และ BW ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรรูปที่ 4.9 สามารถเขียนได้ดังนี้

$$S_{\beta_F}^{\omega_o} = S_{\beta_S}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \tag{4.44}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S^{Q}_{\beta_S} = -S^{Q}_{\beta_F} = \frac{1}{2} \tag{4.45}$$

$$S^{BW}_{\beta_F} = 1 \tag{4.46}$$

และ
$$S^{BW}_{\beta_S} = 0 \tag{4.47}$$

จากสมการ (4.44) ถึง (4.47) แสดงให้เห็นว่าค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำทั้งหมดนั้นมีค่าที่ต่ำหรือไม่เกินหนึ่ง

เช่นเดียวกันเมื่อทำการวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 4.10 อีกครั้งโดยคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร VDTA ดังสมการ (3.2) พบว่าฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ค4]

$$I_{out} = \frac{D(s)I_1 + \left(\frac{\beta_{S1} g_{mS1}}{C_1}\right) sI_2 + \left(\frac{\beta_{S1}\beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2}}{C_1 C_2}\right) I_3}{s^2 + \left(\frac{\beta_{F1} g_{mF1}}{C_1}\right) s + \left(\frac{\beta_{S1}\beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2}}{C_1 C_2}\right)} \tag{4.48}$$

สำหรับกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรรูปที่ 4.10 จะได้ค่าพารามิเตอร์ ω_0, Q และ BW เท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_{S1}\beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2}}{C_1 C_2}} \tag{4.49}$$

$$Q = \frac{1}{\beta_{F1} g_{mF1}} \sqrt{\frac{\beta_{S1}\beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2} C_1}{C_2}} \tag{4.50}$$

และ
$$BW = \frac{\beta_{F1} g_{mF1}}{C_1} \tag{4.51}$$

สำหรับค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_0, Q และ BW ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรรูปที่ 4.10 สามารถเขียนได้ดังนี้

$$S^{\omega_o}_{\beta_{S1}} = S^{\omega_o}_{\beta_{S2}} = \frac{1}{2} \tag{4.52}$$

$$S^{\omega_o}_{\beta_{F1}} = S^{\omega_o}_{\beta_{F2}} = 0 \tag{4.53}$$

$$S^{Q}_{\beta_{S1}} = S^{Q}_{\beta_{S2}} = \frac{1}{2} \tag{4.54}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{\beta_{F1}}^{Q} = -1 \tag{4.55}$$

$$S_{\beta_{F2}}^{Q} = 0 \tag{4.56}$$

$$S_{\beta_{F1}}^{BW} = 1 \tag{4.57}$$

และ

$$S_{\beta_{F2}}^{BW} = S_{\beta_{S1}}^{BW} = S_{\beta_{S2}}^{BW} = 0 \tag{4.58}$$

จากสมการ (4.52) ถึง (4.58) แสดงให้เห็นว่าค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำทั้งหมดนั้นมีค่าที่ต่ำหรือไม่เกินหนึ่ง

4.3.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

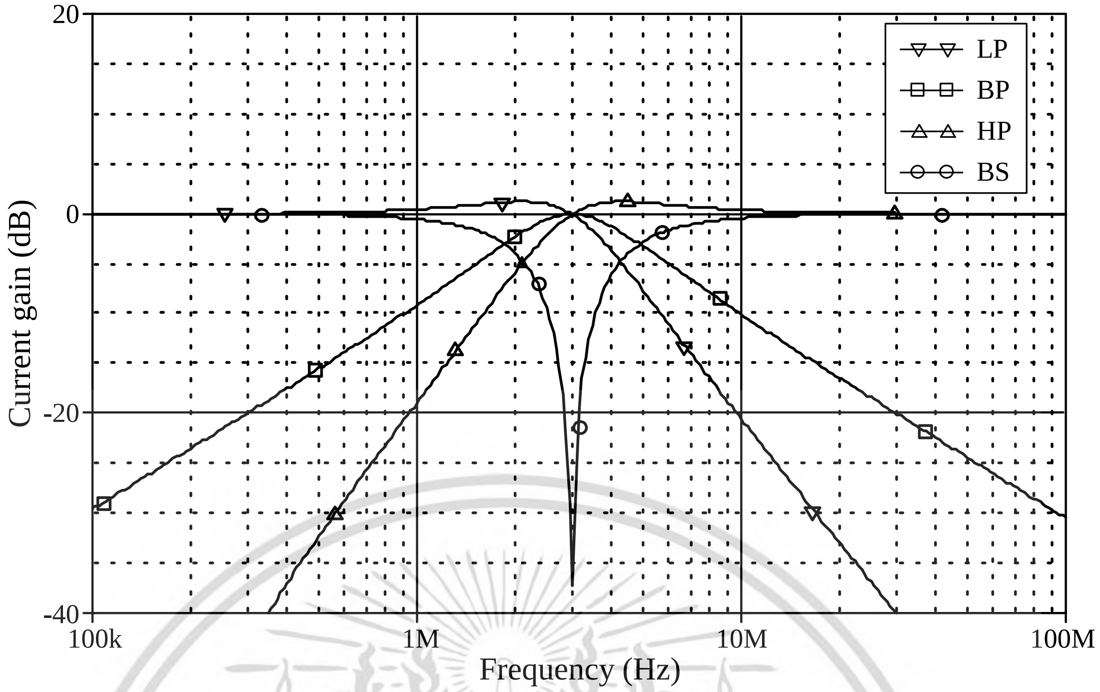
สำหรับการตรวจสอบคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 4.9 และ รูปที่ 4.10 นั้น อาศัยผลการจำลองการทำงานจากโปรแกรม PSPICE โดยใช้วงจร VDTA ที่มีโครงสร้างภายในแสดงดังรูปที่ 3.5 ภายใต้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ TSMC 0.35-μm ของบริษัท Taiwan Semiconductor Manufacturing Company เป็นโครงสร้างภายในของวงจร ซึ่งรายละเอียดของความกว้าง (W) และความยาว (L) ของช่องนำกระแสของทรานซิสเตอร์ แสดงดังตารางที่ 3.1 และเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมีค่าเท่ากับ +V = -V = 2 V

จากรูปที่ 4.9 เมื่อกำหนดให้ I_{BF} = I_{BS} = 40 μA (g_{mF} = g_{mS} =381 μA/V) และ C_1 = C_2 = 20 pF จากเงื่อนไขข้างต้นทำให้ได้คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีคือ $f_0 = \omega_0/2\pi \cong$ 3.03 MHz และ Q = 1 โดยรูปที่ 4.11 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแบบ LP, BP,HP และ BS และรูปที่ 4.12 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายและมุมเฟสของวงจรแบบ AP ซึ่งความถี่ f_0 ที่ได้จากผลการจำลองมีค่าเท่ากับ 2.95 MHz คิดเป็นค่าความคลาดเคลื่อนเท่ากับ 2.64 % โดยในกรณีนี้จะสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าประมาณ 1 mW

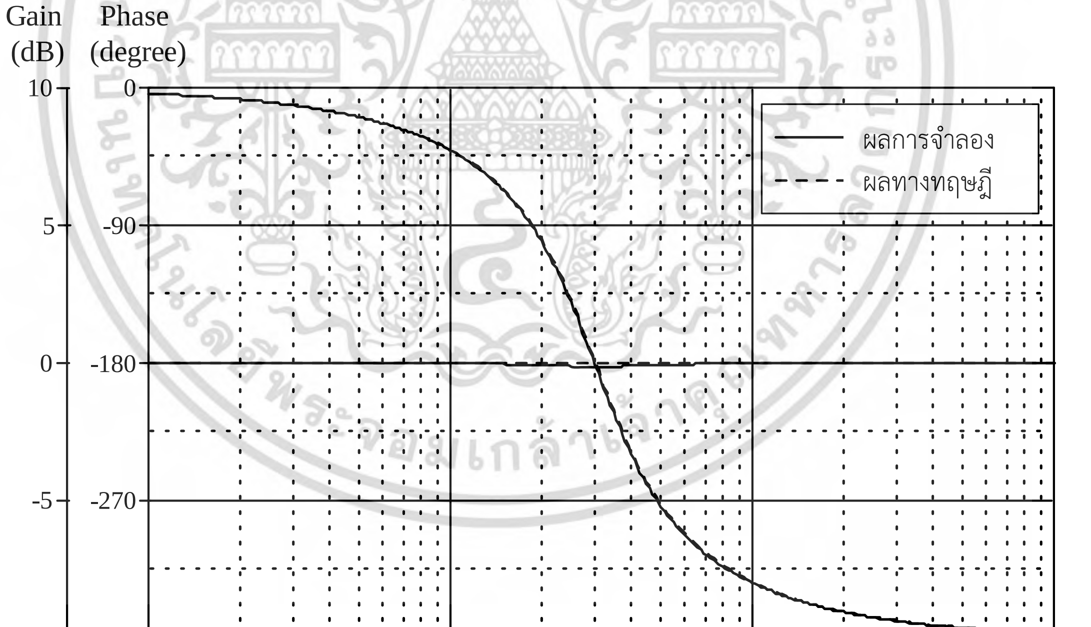
รูปที่ 4.13 แสดงผลตอบสนองทางเวลาแบบ BP เทียบกับอินพุตของวงจรกรองสัญญาณรูปที่ 4.9 เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตรูปคลื่นซายน์ขนาด 20 μA (peak) ที่ความถี่ 3.03 MHz โดยกำหนดให้ I_{BF} = I_{BS} = 40 μA (g_{mF} = g_{mS} =381 μA/V) และ C_1 = C_2 = 20 pF ตามลำดับ ซึ่งทำให้ได้คุณสมบัติของวงจรคือ f_0 = 3.03 MHz และ Q = 1 และเมื่อทำการตรวจสอบเปอร์เซ็นต์ค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณฮาร์มอนิกส์จะพบว่าค่า THD กรณีนี้จะมีค่าประมาณ 1.25%

รูปที่ 4.14 แสดงผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP ของวงจรรูปที่ 4.10 เมื่อกำหนดให้ I_B = I_{BF1} = I_{BF2} = I_{BS1} = I_{BS2} และแปรค่า I_B ให้มีค่าเท่ากับ 10 μA (g_m = 190 μA/V), 40 μA (g_m = 381 μA/V), และ 160 μA (g_m =763 μA/V) ตามลำดับ โดยที่ C_1 = C_2 = 20 pF จากกรณีนี้จะทำให้ได้ค่า Q = 1 และความถี่ f_0 ในทางทฤษฎีมีค่าเท่ากับ 1.51 kHz, 3.03 MHz และ 6.07 MHz ตามลำดับ ซึ่งจากผลการจำลองกรณีนี้จะได้ความถี่ f_0 มีค่าเท่ากับ 1.55 kHz, 2.95 MHz และ 5.50 MHz ตามลำดับ คิดเป็นค่าความคลาดเคลื่อนเท่ากับ -2.65 %, 2.64 % และ 9.39 % ตามลำดับ โดยที่ค่าความคลาดเคลื่อนของ f_0 ที่เกิดขึ้นนั้น สามารถควบคุมให้มีค่าลดน้อยลงได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสชดเชยนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

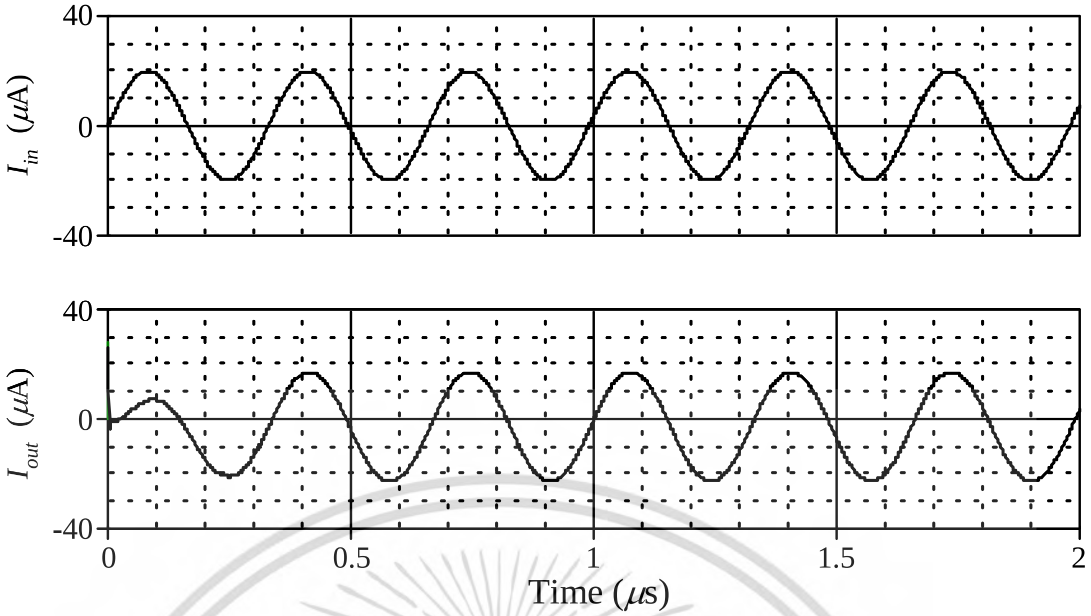


รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP, HP, BP และ BS ของวงจรกรองสัญญาณรูปที่ 4.9

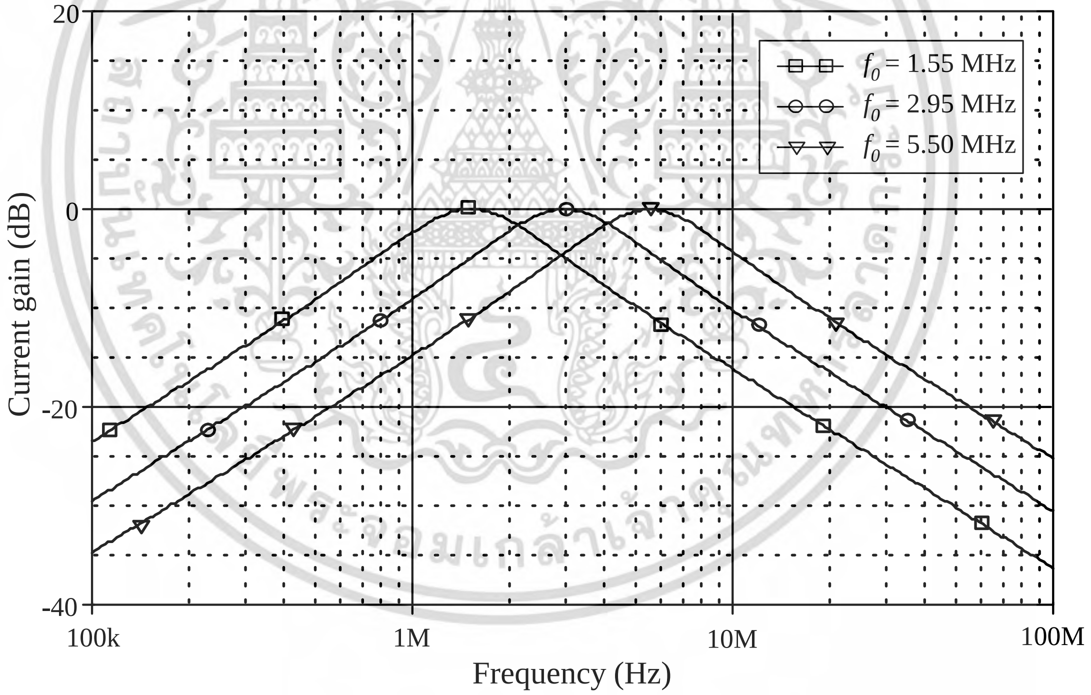


รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเฟสแบบ AP ของวงจรรูปที่ 4.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองทางเวลาแบบ BP เมื่อป้อนอินพุตขนาด 20 μA (peak) ที่ f_0 = 3.03 MHz

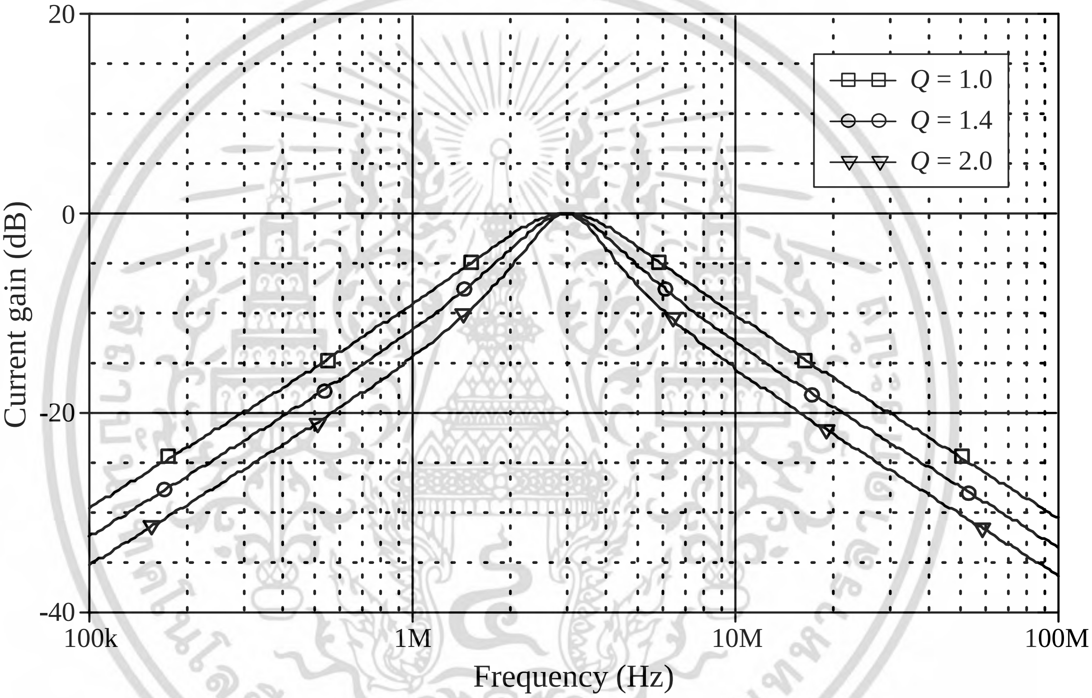


รูปที่ 4.14 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP ของวงจรรูปที่ 4.10 เมื่อแปรค่า I_B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

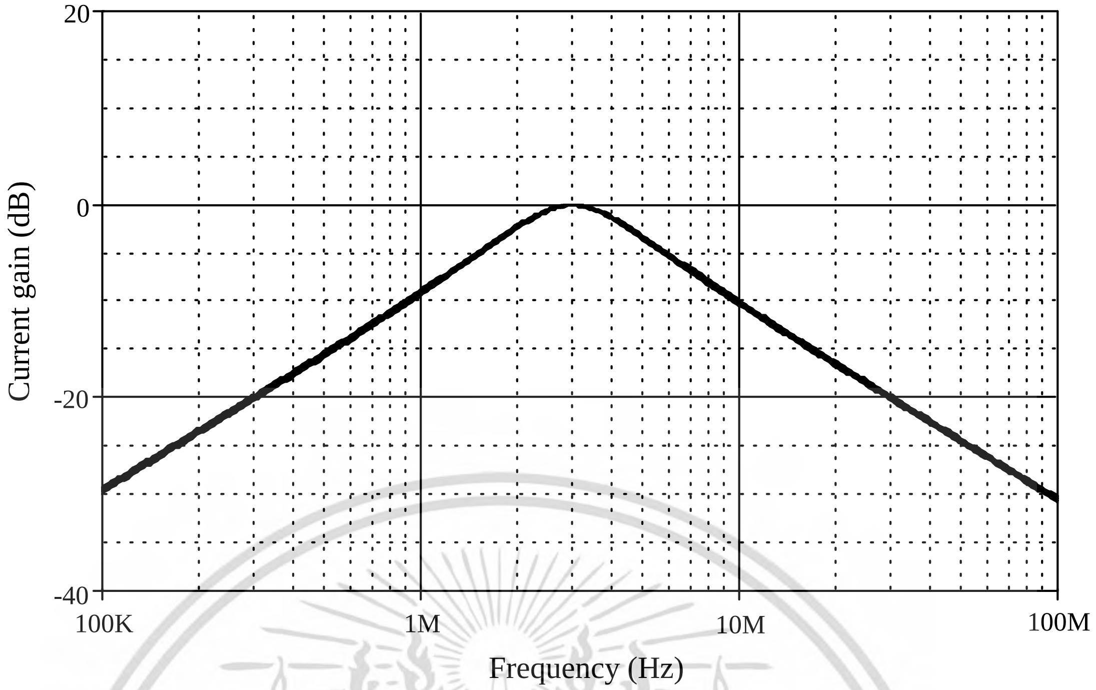
รูปที่ 4.15 แสดงผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP ของวงจรรูปที่ 4.10 เมื่อแปรค่า Q ให้มีค่าเป็น 1, 1.4 และ 2 ตามลำดับ ที่ความถี่ f_0 = 3.03 MHz โดยกำหนด $I_{BF2} = I_{BS1} = I_{BS2}$ มีค่าคงที่เท่ากับ 40 μA (($g_{mF2} = g_{mS1} = g_{mS2}$ = 381 μA/V) และทำการแปรค่า I_{BF1} .ให้มีค่าเท่ากับ 40 μA (g_{mF1} = 381 μA/V), 20 μA (g_{mF1} = 270 μA/V) และ 10 μA (g_{mF1} =190 μA/V) ตามลำดับ จากรูปแสดงให้เห็นได้ว่าค่า Q และ BW ของวงจร สามารถแปรค่าได้อย่างอิสระโดยไม่ส่งผลกระทบกับ ω_0 ของวงจร

รูปที่ 4.16 และ 4.17 แสดงผลผลตอบสนองทางความถี่ในเชิงสถิติเพื่อทำนายแนวโน้มผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP ของวงจรรูปที่ 4.9 ด้วยวิธีมอนติคาร์โล กรณีที่อัตราขยายค่าความนำ (g_{mF} และ g_{mS}), C_1 และ C_2 ของวงจรมีค่าความเบี่ยงเบนเท่ากัน คือ 5% ซึ่งทำการทดสอบเป็นจำนวน 100 ครั้ง และใช้การแจกแจงแบบเกาส์เซียน

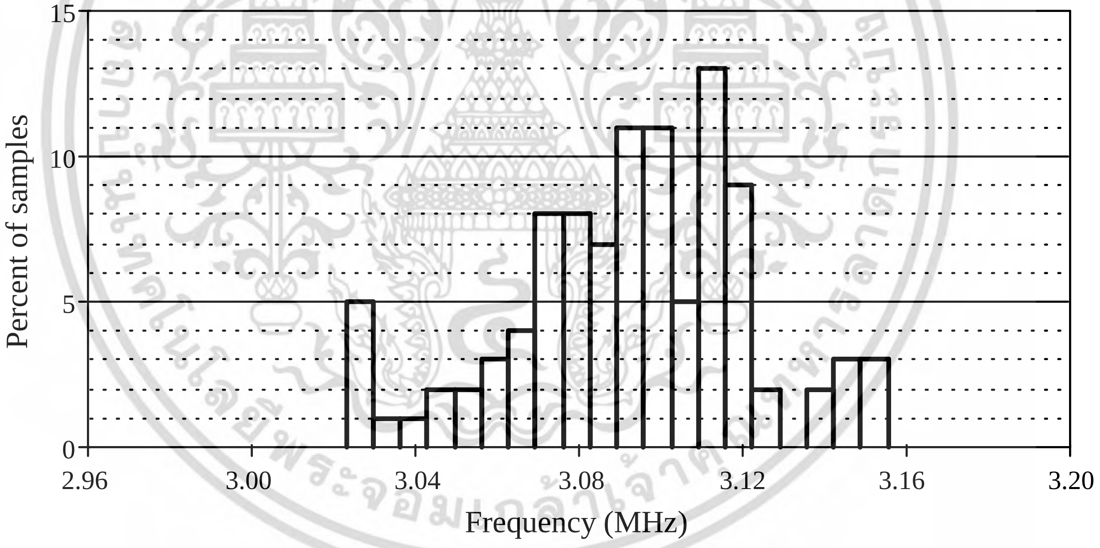


รูปที่ 4.15 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP ของวงจรรูปที่ 4.10 เมื่อแปรค่า I_{BF1}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

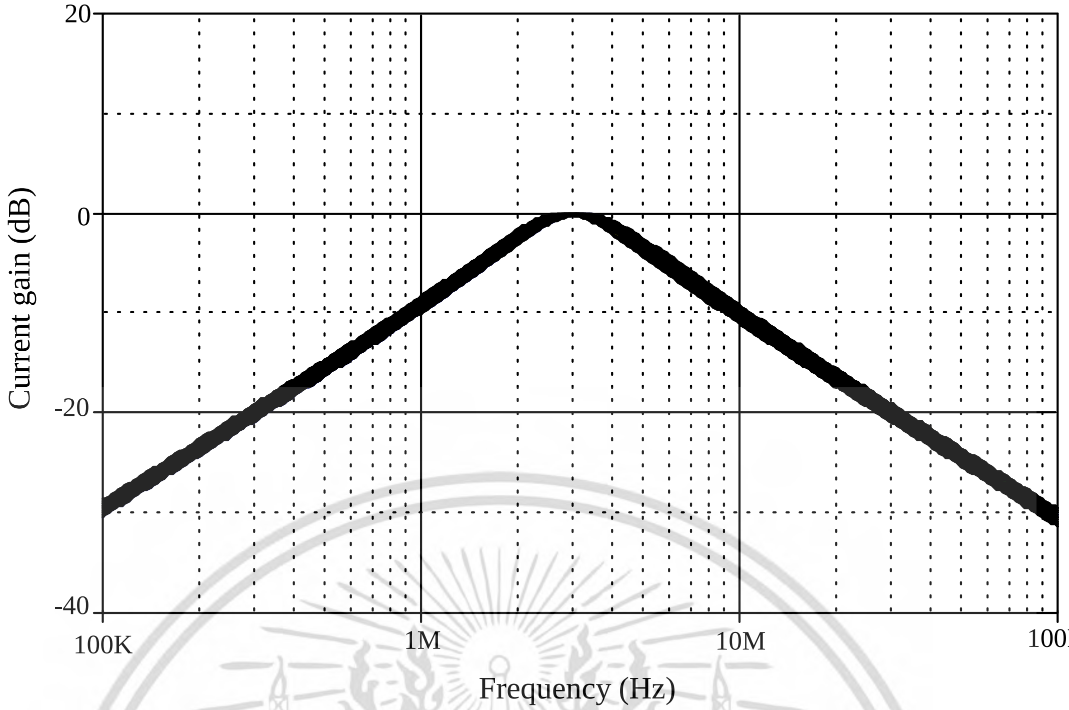


n samples	= 100	10th %ile	= 3.05364e+006
n divisions	= 20	median	= 3.09533e+006
mean	= 3.0925e+006	90th %ile	= 3.12334e+006
sigma	= 29301.8	maximum	= 3.15551e+006
minimum	= 3.02298e+006		

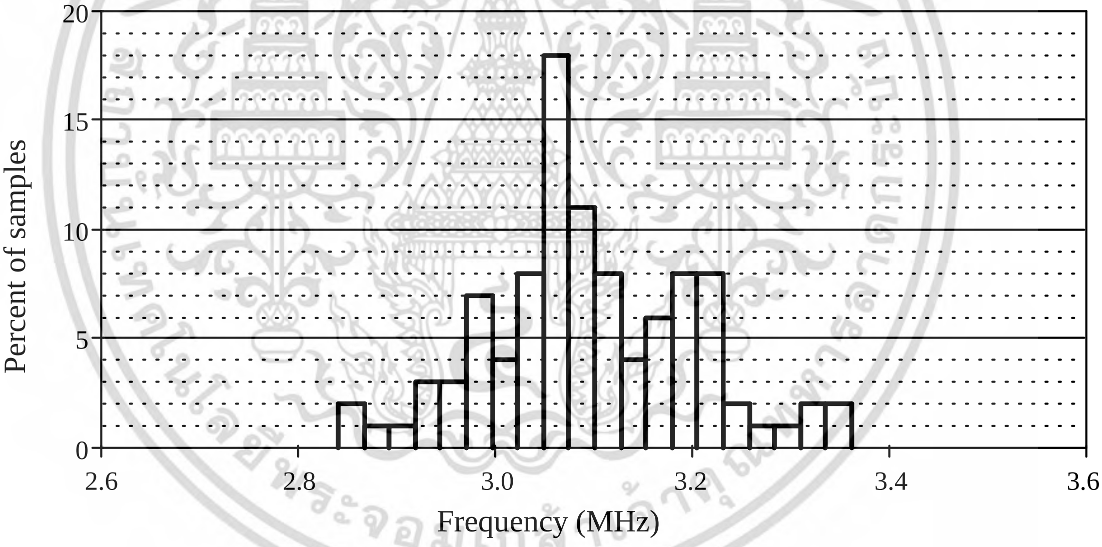
(ข)

รูปที่ 4.16 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ของวงจรรูปที่ 4.9 ด้วยวิธีมอนติคาร์โล กรณีอัตราขยายค่าความนำ มีค่าเบี่ยงเบนไป 5% (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

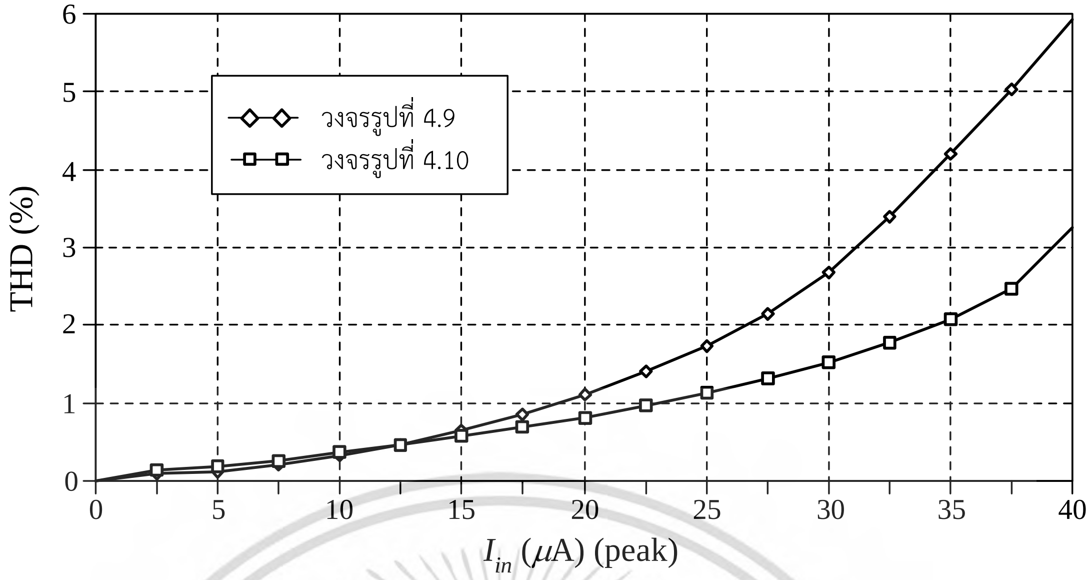



```
n samples   = 100              10th %ile = 2.9704e+006
n divisions= 20                median    = 3.08023e+006
mean        = 3.09636e+006     90th %ile = 3.22291e+006
sigma       = 105285           maximum   = 3.36183e+006
minimum     = 2.84054e+006
```

(ข)

รูปที่ 4.17 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ของวงจรรูปที่ 4.9 ด้วยวิธีมอนติคาร์โล กรณี C_1 และ C_2 มีค่าเบี่ยงเบนไป 5% (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 เปรียบเทียบค่า THD ของผลตอบสนองแบบ BP ของสองวงจรที่นำเสนอ

รูปที่ 4.18 แสดงการเปรียบเทียบค่า THD ของผลตอบสนองแบบ BP ของวงจรกรองสัญญาณแบบ MISO ทั้งสองวงจรที่นำเสนอ เมื่อทำการแปรค่ากระแสอินพุตรูปคลื่นซายน์ขนาดตั้งแต่ 0 ถึง 40 μA (peak) ที่ความถี่ 3.03 MHz ซึ่งจากรูปจะพบว่าค่า THD ของวงจรรูปที่ 4.9 จะมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ แต่ไม่เกิน 6 % ที่กระแสอินพุต 40 μA (peak) และค่า THD ของวงจรรูปที่ 4.10 จะมีค่าไม่เกิน 4 % ที่กระแสอินพุต 40 μA (peak)

4.4 สรุป

ในบทนี้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสโดยใช้วงจร VDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ต่อรวมกับตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวนสองตัวและปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอแบ่งออกเป็นสองรูปแบบ คือ รูปแบบ SIMO และรูปแบบ MISO ซึ่งวงจรทั้งสองรูปแบบจะออกแบบและสังเคราะห์โดยใช้วงจร VDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักจำนวนหนึ่งตัว สามารถปรับคุณสมบัติของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์จากการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร VDTA นอกจากนี้ยังนำเสนอการพัฒนาวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ MISO ให้มีความยืดหยุ่นในการประยุกต์ใช้งานโดยการเพิ่มวงจร VDTA เพียงหนึ่งตัวเท่านั้นในการออกแบบสังเคราะห์วงจร อีกทั้งวงจรที่ออกแบบทั้งหมดยังมีค่าความไวต่อการแปรค่าของอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟในวงจรที่ต่ำอีกด้วย ผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE มีแนวโน้มเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 เอกสารอ้างอิงบทที่ 4

[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, p. 15-32, 2008.

[2] Ozcan S, Kuntman H, Cicekoglu O. "Cascadable current-mode multipurpose filters employing current differencing buffered amplifier (CDBA)", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 56, no.2 , pp. 67-72, 2002

[3] NA. Shah, M. Quadri, SZ. Iqbal, "Realization of CDTA based current-mode universal filter", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 46, no. 2, pp. 283-285, 2008.

[4] D. Prasad, DR. Bhaskar, AK. Singh, "Universal current-mode biquad filter using dual output current differencing transconductance amplifier", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 63, no.6 , pp. 497-501, 2009.

[5] D. Biolek, V. Biolková, Z. Kolka "Current-mode biquad employing single CDTA", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 47, no. 7, pp. 535-537, 2009.

[6] N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba, O. Cicekoglu, "Single CCTA-based voltage- and current–mode universal biquadratic filters employing minimum components", **International Journal of Computer and Electrical Engineering**, vol. 1, no. 3, pp. 316-319, 2009.

[7] N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba, O. Cicekoglu, "Single UCC-N1B 0520 device as a modified CFOA and its application to voltage- and current-mode universal filters", **Proceedings of the International Conference on Applied Electronics (AE'2009)**, Pilsen, Czech Republic, pp. 127–130, 2009.

[8] M. Sagbas, U. E. Ayten and H. Sedef, "Current and voltage transfer function filters using a single active device", **IET Circuits, Devices & Systems**, vol. 4, no. 1, pp. 78-86, 2010.

[9] W. Tangsrirat, "Novel current-mode and voltage-mode universal biquad filters using single CFTA", **Indian Journal of Engineering & Materials Sciences**, vol.17, no. 2, pp. 99-104, 2010.

[10] J. Horng, C. Hou, W. Huang and D. Yang, "Voltage/Current-Mode Multifunction Filters Using One Current Feedback Amplifier and Grounded Capacitors", **Circuits and Systems**, vol. 2, no. 2, pp. 60-64, 2011.

[11] D. Prasad, D. Bhaskar and M. Srivastava, "Universal current-mode biquad filter using a VDTA", **Circuits and Systems**, vol. 4, no. 1, pp. 29-33, 2013.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[12] S. I. Liu and C. S. Hwang, "Realization of current-mode filters using single FTFN", **International Journal of Electronics**, vol. 82, no. 5, pp. 499-502, 1997.

[13] M. T. Abuelma'Atti, "Universal current-mode filter using single four-terminal floating nullor", **Microelectronics Journal**, vol. 31, no. 2, pp. 123-127, 2000.

[14] M. Koksal, S. E. Oner and M. Sagbas, "A new second-order multi-mode multi-function filter using a single CDBA", **Proceedings of the 19th IEEE European Conference on Circuits Theory and Design 2009 (ECCTD 2009)**, Antalya, Turkey, pp. 699-702, 2009.

[15] S. Ozcan, H. Kuntman and O. Cicekoglu, "A novel multi-input single-output filter with reduced number of passive elements using single current conveyor", **Proceedings of the 43rd IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems 2000, (MWSCAS 2000)**, Michigan, USA, vol. 3, pp. 1030-1032, 2000.

[16] S. Ozcan, O. Cicekoglu and H. Kuntman, "Multi-input single-output filter with reduced number of passive elements employing single current conveyor", **Computers and Electrical Engineering**, vol. 29, no. 1, pp. 45-53, 2003.

[17] R. K. Sharma and R. Senani, "Multifunction CM/VM biquads realized with a single CFOA and grounded capacitors", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 57, no. 5, pp. 301-308, 2003.

[18] R. K. Sharma and R. Senani, "On the realization of universal current mode biquads using a single CFOA", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 41, no. 1, pp. 65-78, 2004.

[19] R. K. Sharma and R. Senani, "Universal current-mode biquad using a single CFOA", **International Journal of Electronics**, vol. 91, no. 3, pp. 175-183, 2004.

[20] C. M. Chang, F. C. Chen, C. L. Hou, J. W. Horng, "Universal current-mode biquad filter using single inverting second-generation current conveyor", **Proceedings of the 10th WSEAS international conference on Instrumentation, measurement, circuits and systems (IMCAS'11)**, Venice, Italy, pp.35-41, 2011.

[21] H. P. Chen, S. F. Wang, P. H. Li, N. H. Chou and C. H. Chang, "Single FDCCII-based current-mode universal biquadratic filter", **Proceedings of 2nd International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks 2012 (CECNet 2012),** Yichang, China, pp. 2076-2079, 2012.

[22] R. Senani, K. K. Abdalla and D. R. Bhaskar, "A state variable method for the realization of universal current-mode biquads", **Circuits and Systems**, vol. 2, no. 4, pp. 286-292, 2011.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[23] C. M. Chang, T. H. Huang, S. H. Tu, C. L. Hou and J. W. Horng, "Universal active current filter using single second-generation current controlled conveyor", **International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing**, vol. 1, no. 2, pp. 194-198, 2007.

[24] J. Sirirat, D. Prasertsom and W. Tangsrirat, "High-output-impedance current-mode electronically tunable universal filter using single CFTA", **Proceedings of the 10th International Symposium on Communications and Information Technologies 2010 (ISCIT 2010)**, Tokyo, Japan, pp. 200-203, 2010.

[25] N. Pandey and S. K. Paul, "VM and CM universal filters based on single DVCCTA". **Active and Passive Electronic Components**, vol. 2011, Article ID 929507, 7 pages, 2011.

[26] W. Tangsrirat and K. Bunruang, "Current-mode universal filter topology with electronic tuning property using single current follower", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 50, no. 2, pp. 133-137, 2012.

[27] N. Herencsar and K. Vrba, "Tunable current-mode multifunction filter using universal current conveyors", **Proceedings of the Third International Conference on Systems(ICONS 2008)**, Cancun, Mexico, pp. 1-6, 2008.

[28] J. Jiang and Y. He, "Tunable frequency versatile filters implementation using minimum number of passive elements", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 59, no. 1, pp. 53-64, 2009.

[29] W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "Cascadable multiple-input single-output current-mode universal filter based on current differencing buffered amplifiers", **Frequenz**, vol. 60, pp. 152-154, 2006.

[30] W. Horng, "High output impedance current-mode universal biquadratic filters with five inputs using multi-output CCIIs", **Microelectronics Journal**, vol. 42, no. 5, pp. 693-700, 2011.

[31] J. W. Horng, "Current-mode universal biquadratic filter with five inputs and one output using three ICCIIs", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 49, no. 3, pp. 214–217, 2011.

[32] F. Gür and F. Anday, "Simulation of a novel current-mode universal filter using FDCCIIs" **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 60, no. 3, pp. 231–236, 2009.

[33] W. Tangsrirat and D. Prasertsom, "Electronically tunable low-componentcount current-mode biquadratic filter using dual-output current followers", **Electrical Engineering**, vol. 90, no. 1, pp.33-37, 2007.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[34] W. Tangsrirat, T. Dumawipata and W. Surakampontorn, "Multiple-input single-output current-mode multifunction filter using current differencing transconductance amplifiers", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 61, no. 4 pp. 209-214, 2007.

[35] W. Tangsrirat, "Cascadable current-controlled current-mode universal filters using CDTAs and grounded capacitors", **Journal of Active and Passive Electronic Devices**, vol. 4, no. 1-2, pp. 135-145, 2009.

[36] W. Tangsrirat and O. Channumsin, "Minimum-component current-mode universal filter", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 49, no. 2, pp.137-141, 2011.

[37] W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "Electronically tunable currentmode universal filter employing only plus-type current-controlled conveyors and grounded capacitors", **Circuits, Systems and Signal Processing**, vol. 25, no. 6, pp. 701–713, 2006.

[38] E. Altuntas, and A. Toker, "Realization of voltage and current-mode KHN biquads using CCCIIs", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol.56, no.1, pp.45-49, 2002.

[39] C. Wang, H. Liu and Y. Zhao, "Universal current-mode filter with multiple inputs and one output using MOCCII and MO-CCCA", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 63, no. 6, pp. 448-453, 2009.

[40] J. Zhao, J. G. Jiang, and J. N. Liu, "Design of tunable biquadratic filters employing CCCIIs: state variable block diagram approach", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 62, no. 3, pp. 397–406, 2010.

[41] J. Satansup and W. Tangsrirat, "Single VDTA-based current-mode electronically tunable multifunction filter", **Proceedings of the 4th International Science, Social Science, Engineering and Energy Conference 2012 (I-SEEC 2012)**, Petchburi, Thailand, 2012.

[42] J. Satansup, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, "Electronically tunable current-mode universal filter using VDTAs and grounded capacitors", **Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2013 (IMECS 2013)**, Hong Kong, vol. 2, pp. 647-650, 2013.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
วงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดแรงดันโดยใช้วงจร VDTA

5.1 กล่าวนำ

ถึงแม้ว่าวงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกที่ทำงานในโหมดแรงดันจะมีข้อจำกัดหลายประการเมื่อเทียบกับวงจรกรองสัญญาณในโหมดกระแส แต่อย่างไรก็ตามจะพบว่าการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกที่ทำงานในโหมดแรงดัน (voltage-mode) นั้น ยังได้รับความนิยมในการพัฒนาจากผู้วิจัยตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันอย่างต่อเนื่อง [1]–[37] เนื่องจากวงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันจะมีข้อดีที่สามารถจ่ายสัญญาณอินพุตให้กับวงจรได้ง่ายโดยไม่ต้องผ่านอุปกรณ์แปลงสัญญาณ รวมถึงสามารถดึงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรออกไปใช้งานได้อย่างสะดวกต่อการใช้งานจริงเนื่องจากเป็นแรงดัน นอกจากนี้เมื่อพิจารณาในเรื่องอัตราขยายของวงจรแล้วจะพบว่าวงจรที่ทำงานในโหมดแรงดันจะมีอัตราการลดทอนของอัตราขยายที่ต่ำกว่าวงจรในโหมดกระแสอีกด้วย

เมื่อพิจารณาโครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันที่ถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่องดังกล่าวเบื้องต้นจะพบว่า สามารถจำแนกตามจำนวนขั้วอินพุตและขั้วเอาต์พุตได้สี่รูปแบบเช่นเดียวกับวงจรกรองสัญญาณในโหมดกระแสคือ แบบหนึ่งอินพุต หนึ่งเอาต์พุต (single-input single-output, SISO) แบบหนึ่งอินพุต หลายเอาต์พุต (single-input multiple-output, SIMO) แบบหลายอินพุต หนึ่งเอาต์พุต (multiple-input single-output, MISO) และแบบหลายอินพุต หลายเอาต์พุต (multiple-input multiple -output, MIMO) แต่หากพิจารณาในแง่ของความนิยมในการพัฒนาวงจรและรูปแบบในการนำไปใช้ประโยชน์ของวงจรกรองสัญญาณจะพบว่ามีเพียงสองรูปแบบเท่านั้นที่ได้รับความสนใจจากนักวิจัยเพื่อพัฒนาออกแบบวงจรกรองสัญญาณมาอย่างต่อเนื่องคือ แบบ SIMO และแบบ MISO

ดังนั้นในบทนี้จึงนำเสนอวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกที่ทำงานในโหมดแรงดันโดยใช้วงจร VDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอจะแบ่งหัวข้อออกเป็นสองหัวข้อหลักๆ คือ วงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันที่เป็นแบบ SIMO และวงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันที่เป็นแบบ MISO ซึ่งวงจรทั้งสองรูปแบบจะออกแบบและสังเคราะห์โดยใช้วงจร VDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก โดยวงจรกรองสัญญาณแบบ SIMO จะประกอบด้วยวงจร VDTA สองตัว ต่อรวมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัวและตัวต้านทานแอคทีฟเทียบกราวด์จำนวนสองตัว และวงจรกรองสัญญาณแบบ MISO จะประกอบด้วยวงจร VDTA เพียงตัวเดียวต่อรวมกับตัวเก็บประจุอีกจำนวนสองตัวเท่านั้น ปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก ซึ่งทั้งสองวงจรสามารถปรับคุณสมบัติของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์จากการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร VDTA ซึ่งจากข้อดีดังกล่าวข้างต้นเหมาะสมอย่างมากกับแนวทางการออกแบบวงจรรวม (integrated circuit, IC) ยืนยันผลการทำงานในทางอุดมคติด้วยการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอผ่านโปรแกรม PSPICE ภายใต้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ 0.35 μm ของบริษัท Taiwan semiconductor manufacturing company

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 วงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบ SIMO โดยใช้ VDTA

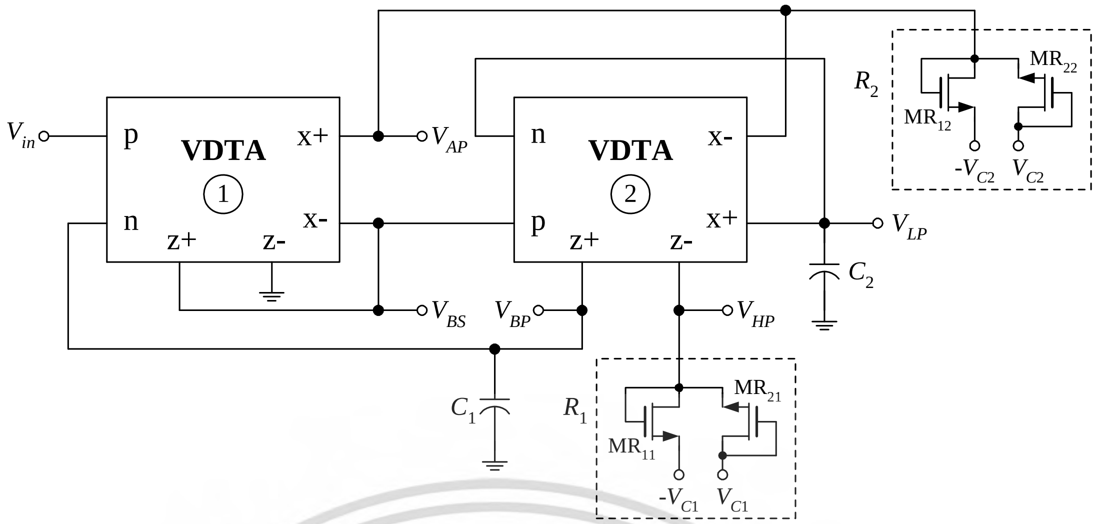
หัวข้อนี้จะนำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบหนึ่งอินพุตห้าเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA จำนวนสองตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัว และตัวต้านทานเทียบกราวด์ชนิดแอคทีฟจำนวนสองตัว วงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้พร้อมกันทั้งห้าฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass, LP) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass, BP) ฟังก์ชันตัดแถบความถี่ (bandstop, BS) และ ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (allpass, AP) โดยไม่จำเป็นต้องอาศัยเงื่อนไขความเท่ากันของพารามิเตอร์ (component matching condition) ในวงจร ยกเว้นการสังเคราะห์ฟังก์ชันแบบ AP อีกทั้งยังมีค่าความต้านทานอินพุตของวงจรที่สูงเหมาะสำหรับนำไปสังเคราะห์เป็นวงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันอันดับสูงได้อีกด้วย นอกจากนี้สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจร คือ ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency, ω_0) ค่าตัวประกอบคุณภาพ (quality factor, Q) และแบนด์วิท (bandwitdh, BW) ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก โดยที่ค่า Q สามารถปรับค่าได้อย่างอิสระและไม่ส่งกระทบต่อค่า ω_0 ของวงจร ข้อเด่นของการสังเคราะห์วงจรโดยใช้ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานแอคทีฟแบบเทียบกราวด์จะมีความเหมาะสำหรับการนำไปสร้างวงจรรวม รวมถึงวงจรที่นำเสนอมีค่าความไวต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีพของวงจรที่ต่ำอีกด้วย

จากการติดตามงานวิจัยหรือสิ่งพิมพ์ที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบหนึ่งอินพุต ห้าเอาต์พุต [1]-[19] พบว่างานวิจัยที่นำเสนอขึ้นใน [1], [7]-[11] และ [14]-[17] สังเคราะห์วงจรโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟจำนวนมาก งานวิจัยที่นำเสนอขึ้นใน [12], [19] สามารถปรับค่า Q ได้อย่างอิสระโดยไม่ส่งกระทบต่อค่า ω_0 ของวงจรด้วยการสังเคราะห์วงจรโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟจำนวนน้อย งานวิจัยที่นำเสนอขึ้นใน [2], [4]-[6], [13] และ [28] นำเสนอโดยมีจุดเด่นคือ สังเคราะห์วงจรโดยใช้อุปกรณ์พาสซีฟทั้งหมดแบบเทียบกราวด์ มีค่าความต้านทานอินพุตของวงจรที่สูงและยังสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์อีกด้วยนอกจากนี้วงจรที่นำเสนอใน [3] ยังสามารถปรับค่า Q ได้อย่างอิสระโดยไม่ส่งกระทบต่อค่า ω_0 ของวงจร โดยเมื่อทำการเปรียบเทียบวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในบทนี้กับวงจรกรองสัญญาณที่ได้รับการตีพิมพ์ก่อนหน้าจะเห็นได้ว่าวงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบหนึ่งอินพุตห้าเอาต์พุตที่นำเสนอครอบคลุมคุณสมบัติต่างๆดังที่กล่าวไว้เหล่านี้ได้ทั้งหมด

5.2.1 วงจรกรองสัญญาณ SIMO โหมดแรงดันที่นำเสนอ

รูปที่ 5.1 แสดงวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดแรงดันแบบหนึ่งอินพุต ห้าเอาต์พุตที่นำเสนอ ซึ่งประกอบด้วยวงจร VDTA สองตัวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัวและตัวต้านทานแบบแอคทีฟภายนอกจำนวนสองตัว จากการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 3.1 โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร VDTA ดังสมการ (3.1) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดัน (voltage transfer function) ของวงจร ดังนี้ [ภาคผนวก ง1]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.1 วงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบ SIMO ที่นำเสนอ

$$LP(s)=\frac{V_{LP}(s)}{V_{in}(s)}=\frac{\left(\frac{g_{mF1}}{g_{mS1}}\right)\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}{s^2+\left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \tag{5.1}$$

$$BP(s)=\frac{V_{BP}(s)}{V_{in}(s)}=\frac{\left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s}{s^2+\left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \tag{5.2}$$

$$HP(s)=\frac{V_{HP}(s)}{V_{in}(s)}=-\frac{\left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}R_1}{g_{mS1}}\right)s^2}{s^2+\left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \tag{5.3}$$

$$BS(s)=\frac{V_{BS}(s)}{V_{in}(s)}=\frac{\left(\frac{g_{mF1}}{g_{mS1}}\right)\left(s^2+\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}{s^2+\left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \tag{5.4}$$

และ

$$AP(s)=\frac{V_{AP}(s)}{V_{in}(s)}=\frac{g_{mF1}R_2\left(s^2-\frac{g_{mF2}}{C_1}s+\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}{s^2+\left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \tag{5.5}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ (5.1) ถึง (5.5) แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันได้พร้อมกันทั้งห้าฟังก์ชัน โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบวงจร รวมถึงไม่จำเป็นต้องอาศัยเงื่อนไขของพารามิเตอร์ในวงจรที่ต้องเท่ากันในการสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบต่างๆยกเว้นฟังก์ชัน AP เพียงฟังก์ชันเดียวเท่านั้นที่ต้องกำหนดให้ $g_{mS1} = g_{mS2}$ โดยที่แต่ละฟังก์ชันกรองสัญญาณจะมีค่าอัตราขยายสัญญาณแถบผ่านเท่ากับ

$$H_{LP} = \frac{g_{mF1}}{g_{mS1}}, H_{BP} = 1\,,\; H_{HP} = -\frac{g_{mF1}g_{mF2}R_1}{g_{mS1}}, H_{BS} = \frac{g_{mF1}}{g_{mS1}}\;, H_{AP} = g_{mF1}R_2 \tag{5.6}$$

โดยที่ตัวต้านทาน R_i (i = 1, 2) ที่ต่อเทียบกราวด์แต่ละตัวภายในวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอดังรูปที่ 5. สังเคราะห์จากตัวต้านทานอิเล็กทรอนิกส์แบบใช้มอสทรานซิสเตอร์จำนวนสองตัว (MR_{1i} และ MR_{2i}) [20] ซึ่งสามารถทำการปรับค่าตัวต้านทานโดยการแปรค่าแรงดัน V_{Ci} ดังความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{L}{2\mu C_{ox}W(V_{Ci} - V_T)} \tag{5.7}$$

และจากสมการที่ (5.1) ถึง (5.5) จะได้ค่า ω_0, Q และ BW ของวงจรที่นำเสนอ มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}} \tag{5.8}$$

$$Q = \frac{g_{mS1}}{g_{mF1}}\sqrt{\frac{g_{mS2}C_1}{g_{mF2}C_2}} \tag{5.9}$$

และ

$$BW = \frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1} \tag{5.10}$$

เมื่อกำหนดให้ $g_{mF2} = g_{mS2} = g_{m2}$ และ $C_1 = C_2 = C$ สามารถเขียน (5.8) ถึง (5.10) ได้ใหม่เป็น

$$\omega_0 = \frac{g_{m2}}{C} \tag{5.11}$$

และ

$$Q = \frac{g_{mS1}}{g_{mF1}} \tag{5.12}$$

จากสมการ (5.11) ถึง (5.12) พบว่าสามารถแปรค่า ω_0 ของวงจรที่นำเสนอได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่าขยายค่าความนำ g_{m2} ซึ่งควบคุมได้จากค่ากระแสไบอัสจากภายนอก โดยปราศจากผลกระทบต่อค่า Q นอกจากนี้ยังสามารถแปรค่า Q ที่สูงได้ด้วยการปรับค่า $g_{mS1}/\,g_{mF1}$ อีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_0 , Q และ BW ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟในวงจร สามารถเขียนได้ดังนี้

$$S_{g_{mF1}}^{\omega_o} = S_{g_{mS1}}^{\omega_o} = 0 \tag{5.13}$$

$$S_{g_{mF2}}^{\omega_o} = S_{g_{mS2}}^{\omega_o} = -S_{C_1}^{\omega_o} = -S_{C_2}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \tag{5.14}$$

$$S_{g_{mS1}}^{\omega_o} = -S_{g_{mF1}}^{\omega_o} = 1 \tag{5.15}$$

$$S_{g_{mS2}}^{Q} = -S_{g_{mF2}}^{Q} = S_{C_1}^{Q} = -S_{C_2}^{Q} = \frac{1}{2} \tag{5.16}$$

$$S_{g_{mF1}}^{BW} = S_{g_{mF2}}^{BW} = -S_{g_{mS1}}^{BW} = -S_{C_1}^{BW} = 1 \tag{5.17}$$

และ

$$S_{g_{mS2}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = 0 \tag{5.18}$$

จากสมการ (5.13) ถึง (5.18) แสดงให้เห็นว่าค่าความไวของวงจรต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีพทั้งหมดนั้นมีค่าที่ต่ำไม่เกินหนึ่ง

5.2.2 ความไม่เป็นอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณ SIMO โหมดแรงดันที่นำเสนอ

เมื่อทำการวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 5.1 อีกครั้งโดยคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร VDTA ดังสมการ (3.2) พบว่าฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ง2]

$$LP(s) = \frac{V_{LP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\left(\dfrac{\beta_{F1} g_{mF1}}{\beta_{S1} g_{mS1}}\right)\left(\dfrac{\beta_{F2}\beta_{S2} g_{mF2} g_{mS2}}{C_1 C_2}\right)}{s^2 + \left(\dfrac{\beta_{F1}\beta_{F2} g_{mF1} g_{mF2}}{\beta_{S1} g_{mS1} C_1}\right)s + \left(\dfrac{\beta_{F2}\beta_{S2} g_{mF2} g_{mS2}}{C_1 C_2}\right)} \tag{5.19}$$

$$BP(s) = \frac{V_{BP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\left(\dfrac{\beta_{F1}\beta_{F2} g_{mF1} g_{mF2}}{\beta_{S1} g_{mS1} C_1}\right)s}{s^2 + \left(\dfrac{\beta_{F1}\beta_{F2} g_{mF1} g_{mF2}}{\beta_{S1} g_{mS1} C_1}\right)s + \left(\dfrac{\beta_{F2}\beta_{S2} g_{mF2} g_{mS2}}{C_1 C_2}\right)} \tag{5.20}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$HP(s)=\frac{V_{HP}(s)}{V_{in}(s)}=-\frac{\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}R_1}{\beta_{S1}g_{mS1}}\right)s^2}{s^2+\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S1}g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \tag{5.21}$$

$$BS(s)=\frac{V_{BS}(s)}{V_{in}(s)}=\frac{\left(\frac{\beta_{F1}g_{mF1}}{\beta_{S1}g_{mS1}}\right)\left(s^2+\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}{s^2+\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S2}g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \tag{5.22}$$

$$AP(s)=\frac{V_{AP}(s)}{V_{in}(s)}=\frac{\left(\beta_{F1}g_{mF1}R_2\right)\left(s^2-\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{\beta_{S1}g_{mS1}C_1}\right)s+\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}{s^2+\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S1}g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \tag{5.23}$$

สำหรับกรณีที่ไม่เป็นอุดมคตินี้ จะได้ค่าพารามิเตอร์ ω_0 , Q และ BW เท่ากับ

$$\omega_0=\sqrt{\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}} \tag{5.24}$$

$$Q=\frac{\beta_{S1}g_{mS1}}{\beta_{F1}g_{mF1}}\sqrt{\frac{\beta_{S2}g_{mS2}C_1}{\beta_{F2}g_{mF2}C_2}} \tag{5.25}$$

และ

$$BW=\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S2}g_{mS1}C_1} \tag{5.26}$$

สำหรับค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_0, Q และ BW ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติสามารถเขียนได้ดังนี้

$$S^{\omega_o}_{\beta_{F1}}=S^{\omega_o}_{\beta_{S1}}=0 \tag{5.27}$$

$$S^{\omega_o}_{\beta_{F2}}=S^{\omega_o}_{\beta_{S2}}=\frac{1}{2} \tag{5.28}$$

$$S^{Q}_{\beta_{S1}}=-S^{Q}_{\beta_{F1}}=1 \tag{5.29}$$

$$S^{Q}_{\beta_{S2}}=-S^{Q}_{\beta_{F2}}=\frac{1}{2} \tag{5.30}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{\beta_{F1}}^{BW} = S_{\beta_{F2}}^{BW} = -S_{\beta_{S1}}^{BW} = 1 \tag{5.31}$$

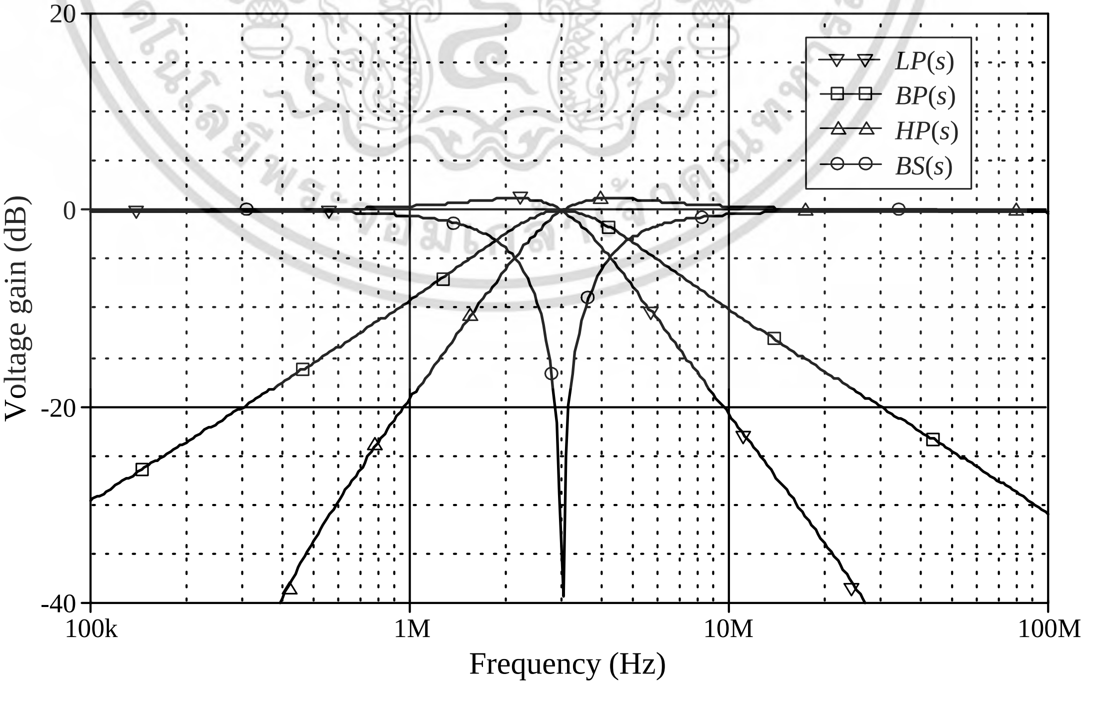
และ
$$S_{\beta_{S2}}^{BW} = 0 \tag{5.32}$$

จากสมการ (5.27) ถึง (5.32) แสดงให้เห็นว่าค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำทั้งหมดนั้นมีค่าที่ต่ำหรือไม่เกินหนึ่ง

5.2.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

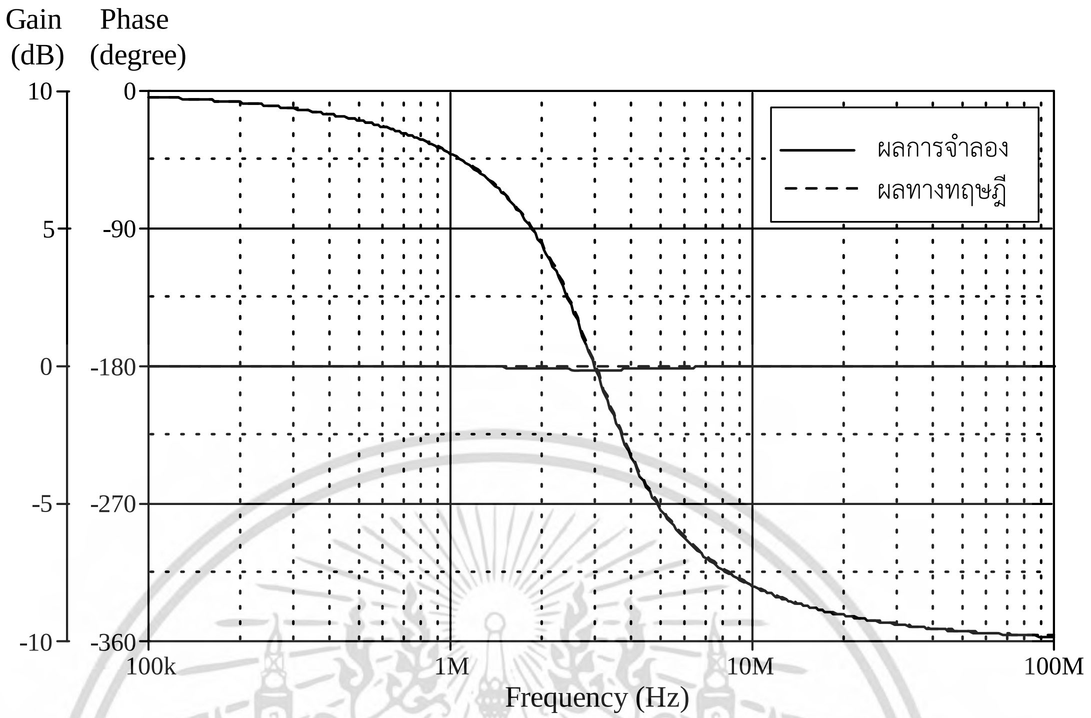
สำหรับการตรวจสอบคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 5.1 นั้น อาศัยผลการจำลองการทำงานจากโปรแกรม PSPICE โดยใช้วงจร VDTA ที่มีโครงสร้างภายในแสดงดังรูปที่ 3.5 ภายใต้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ TSMC 0.35-μm ของบริษัท Taiwan Semiconductor Manufacturing Company เป็นโครงสร้างภายในของวงจร ซึ่งรายละเอียดของความกว้าง (W) และความยาว (L) ของช่องนำกระแสของทรานซิสเตอร์ แสดงดังตารางที่ 3.1 นอกจากนี้กำหนดให้ W/L ของช่องนำกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ MR_{11}-MR_{22} ที่ใช้เป็นตัวต้านทานอิเล็กทรอนิกส์มีค่าเท่ากับ 1.45 μm /0.7 μm และเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมีค่าเท่ากับ +V = -V = 2 V และ +V_{Ci} = -V_{Ci} = 2 V

จากรูปที่ 5.1 เมื่อกำหนดให้ $I_{BF1} = I_{BS1} = I_{BF2} = I_{BS2}$ = 40 μA ($g_{mF} = g_{mS}$ =381 μA/V) และ $C_1 = C_2$ = 20 pF จากเงื่อนไขข้างต้นทำให้ได้คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีคือ $f_0 = \omega_0/2\pi \cong$ 3.03 MHz และ Q = 1 และรูปที่ 5.2 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแบบ LP, BP, HP และ BS และรูปที่ 5.3 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายและมุมเฟสของวงจรแบบ AP ซึ่งความถี่ f_0 ที่ได้จากผลการจำลองมีค่าเท่ากับ 3.02 MHz คิดเป็นค่าความคลาดเคลื่อนเท่ากับ 0.33 % โดยในกรณีนี้จะสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าประมาณ 3.52 mW

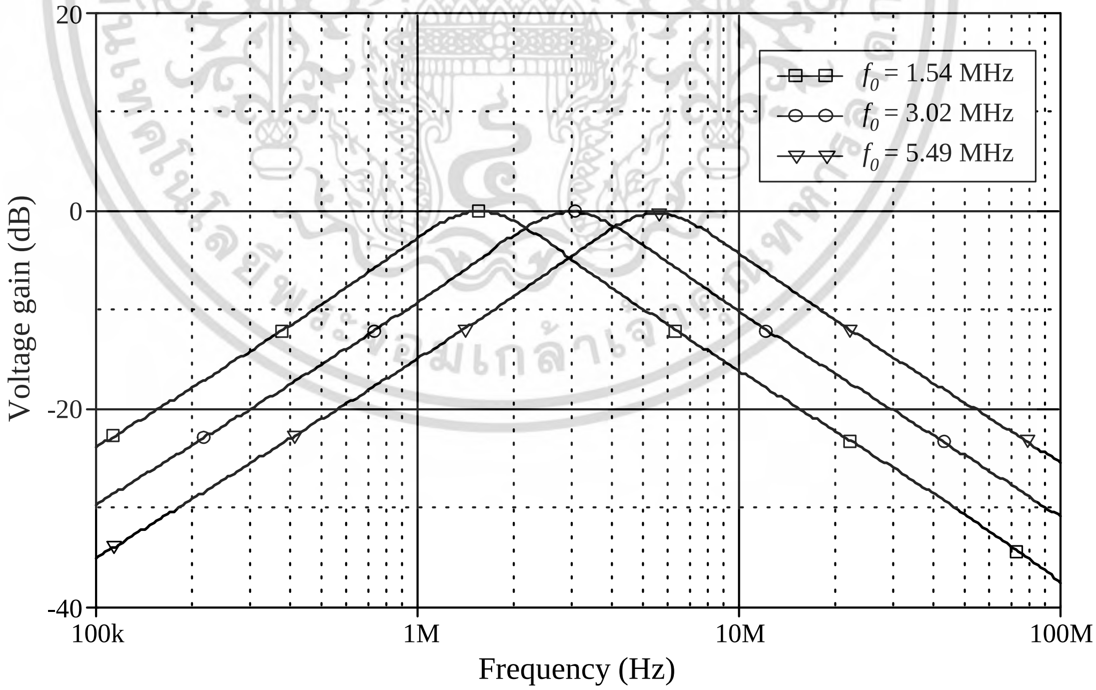


รูปที่ 5.2 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP, HP, BP และ BS ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

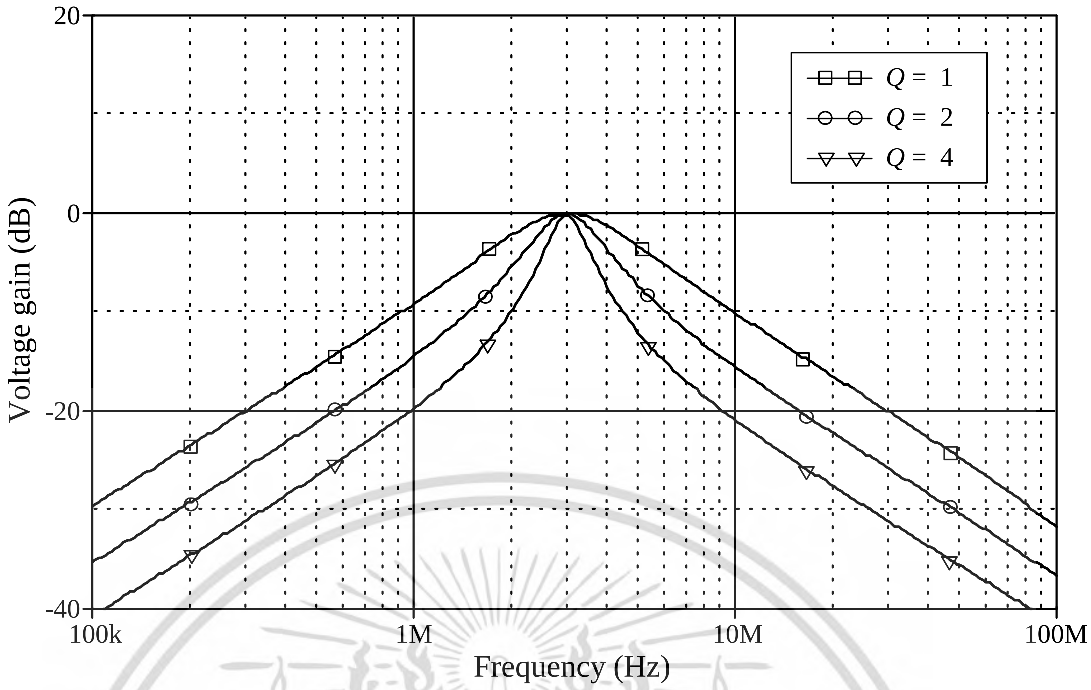


รูปที่ 5.3 ผลตอบสนองทางความถี่และทางเฟสแบบ AP ของวงจรรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP เมื่อแปรค่า I_{B2}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



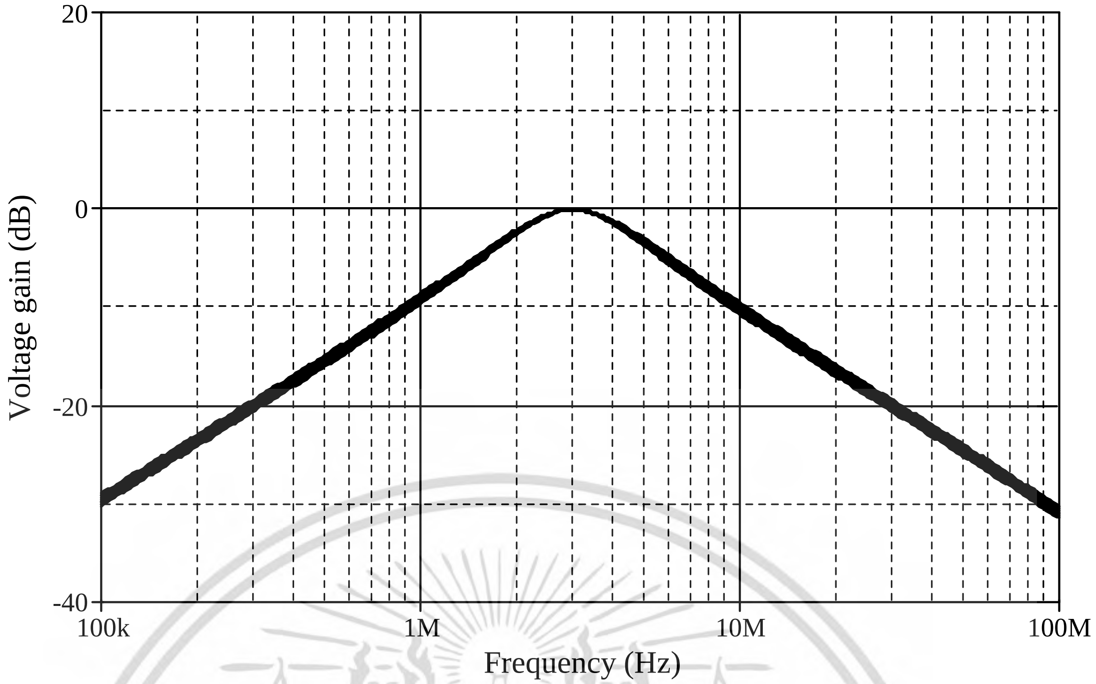
รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP เมื่อแปรค่า I_{BS1}

รูปที่ 5.4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแบบ BP เมื่อกำหนดให้ I_{B2} = I_{BF2} = I_{BS2} (g_{m2} = g_{mF2} = g_{mS2}) และทำการแปรค่าให้มีค่าเท่ากับ 10 μA (g_{m2} = 190 μA/V), 40 μA (g_{m2} = 381 μA/V), และ 160 μA (g_{m2} = 763 μA/V) ตามลำดับ โดยคงค่าให้ I_{BF1} = I_{BS1} = 40 μA (g_{mF1} = g_{mS1}= 381 μA/V) และ C_1 = C_2 = 20 pF จากกรณีนี้จะทำให้ได้ค่า Q = 1 และความถี่ f_0 ในทางทฤษฎีมีค่าเท่ากับ 1.51 kHz, 3.03 MHz และ 6.07 MHz ตามลำดับ ซึ่งจากผลการจำลองกรณีนี้จะได้ความถี่ f_0 มีค่าเท่ากับ 1.54 kHz, 3.02 MHz และ 5.49 MHz ตามลำดับ คิดเป็นค่าความคลาดเคลื่อนเท่ากับ -1.99%, 0.33% และ 9.56% ตามลำดับ โดยที่ค่าความคลาดเคลื่อนของ f_0 ที่เกิดขึ้นนั้น สามารถควบคุมให้มีค่าลดน้อยลงได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัส I_{B2} เพื่อชดเชยนั่นเอง

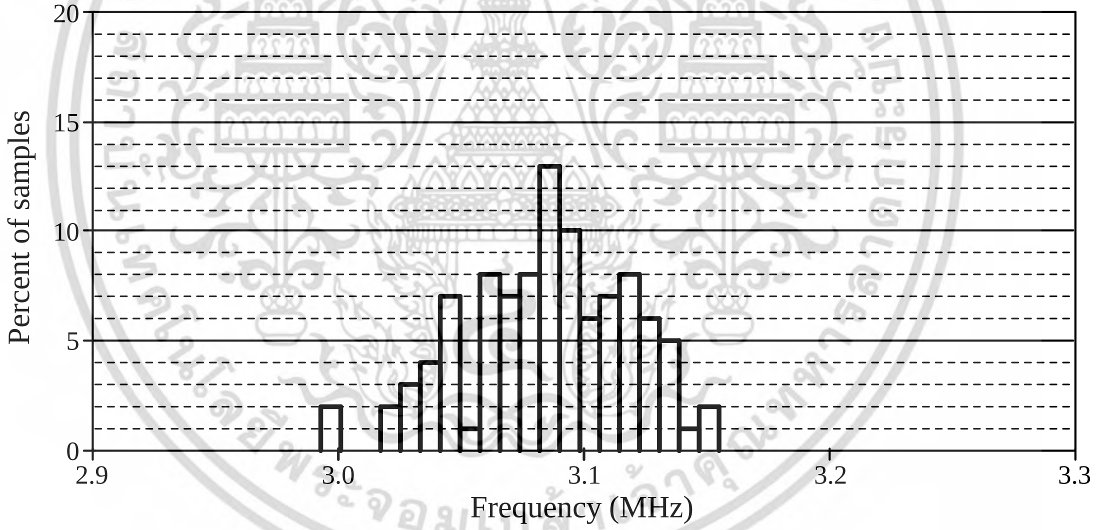
รูปที่ 5.5 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแบบ BP เมื่อแปรค่า Q ให้มีค่าเป็น 1, 2 และ 4 ตามลำดับ ที่ความถี่ f_0 = 3.03 MHz โดยกำหนด I_{BF2} = I_{BS2} = 40 μA (g_{mF2} = g_{mS2}= 381 μA/V), I_{BF1} = 10 μA (g_{mF1} = 381 μA/V) และทำการแปรค่าให้ I_{BS1} มีค่าเท่ากับ 10 μA (g_{mS1} = 190 μA/V), 40 μA (g_{mS1} = 381 μA/V), และ 160 μA (g_{mS1} = 763 μA/V) ตามลำดับ จากรูปจะเห็นได้ว่าค่า Q ของวงจรสามารถแปรค่าได้สูงและเป็นอิสระโดยไม่ส่งผลกระทบกับค่า ω_0 ของวงจร โดยการแปรค่า I_{BS1}

เมื่อทำการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ในเชิงสถิติเพื่อทำนายแนวโน้มผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรด้วยวิธีมอนติคาร์โล (monte-carlo analysis) ซึ่งเป็นวิธีการที่จะใช้ทำนายพฤติกรรมของวงจรในกรณีที่อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟภายในวงจรเมื่อเกิดความเบี่ยงเบน (deviation) ไปจากพฤติกรรมปกติ โดยรูปที่ 5.6 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการทดสอบกรณีที่อัตราขยายค่าความนำ (g_{mF} และ g_{mS}) ของวงจรมีค่าความเบี่ยงเบนเท่ากัน คือ 5% และรูปที่ 5.7 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการทดสอบกรณีที่ C_1 และ C_2 ของวงจรมีค่าความเบี่ยงเบนเท่ากัน คือ 5% ซึ่งทั้งสองกรณีทำการทดสอบเป็นจำนวน 100 ครั้ง และใช้การแจกแจงแบบเกาส์เซียน (gaussian distribution)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

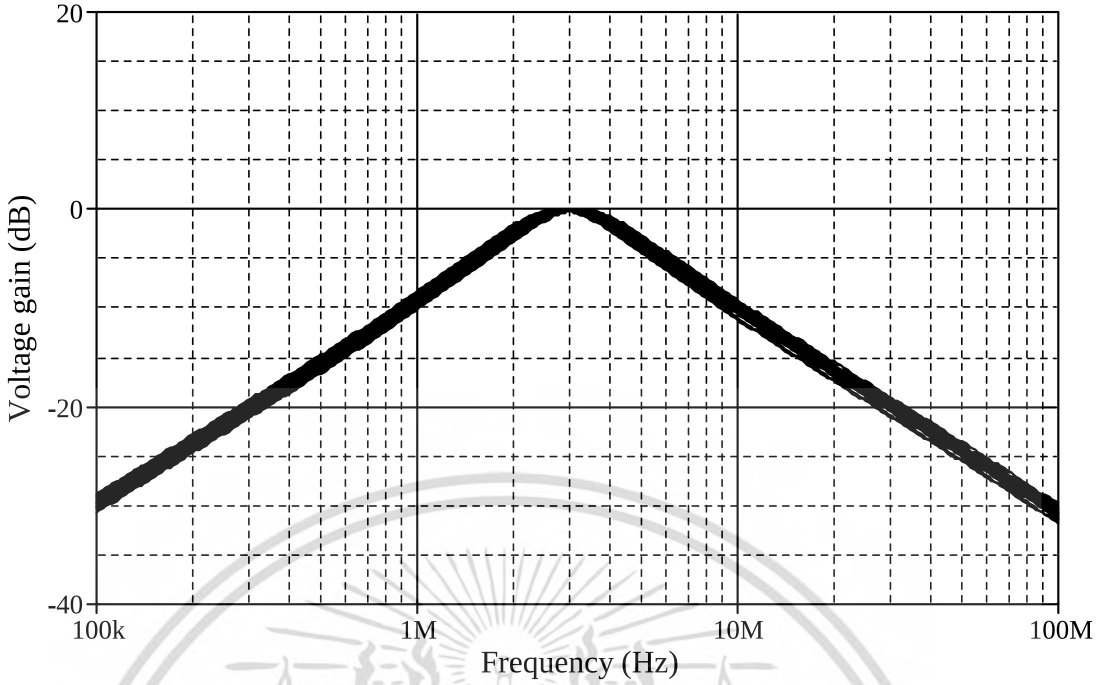



```
n samples   = 100              10th %ile = 3.03579e+006
n divisions= 20                median    = 3.08705e+006
mean        = 3.0854e+006      90th %ile = 3.12722e+006
sigma       = 33733.7          maximum   = 3.15508e+006
minimum     = 2.99268e+006
```

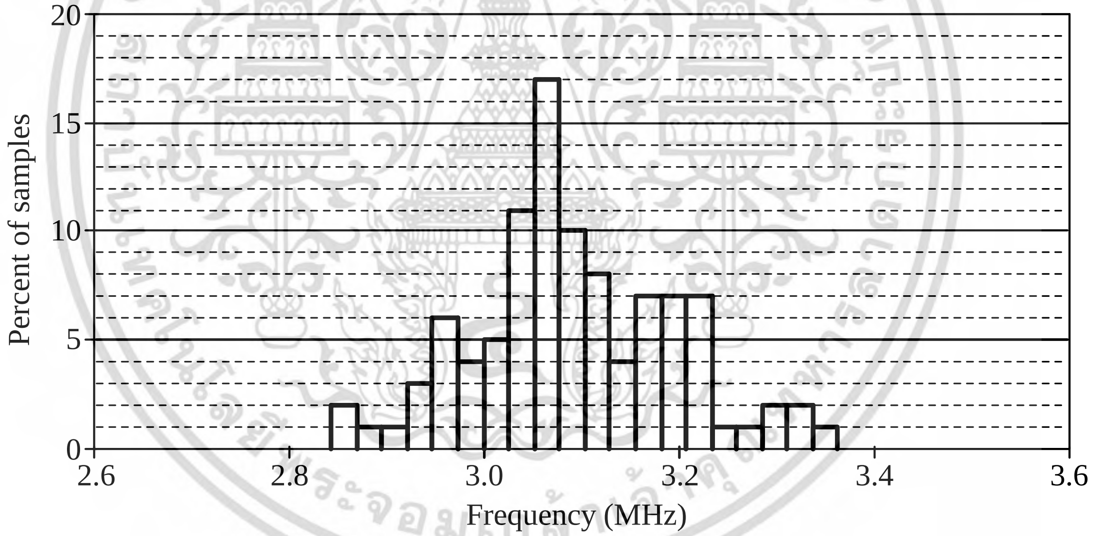
(ข)

รูปที่ 5.6 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ของวงจรกรองสัญญาณแบบ BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล กรณีอัตราขยายค่าความนำ มีค่าเบี่ยงเบนไป 5% (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)




```
n samples   = 100               10th %ile = 2.96608e+006
n divisions= 20                 median    = 3.07876e+006
mean        = 3.09245e+006      90th %ile = 3.22037e+006
sigma       = 103456            maximum   = 3.36286e+006
minimum     = 2.84324e+006
```

(ข)

รูปที่ 5.7 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ของวงจรกรองสัญญาณแบบ BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล กรณี C_1 และ C_2 มีค่าเบี่ยงเบนไป 5% (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 วงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบ MISO โดยใช้ VDTA

หัวข้อนี้จะนำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณอเนกประสงค์ (universal filter) โหมดแรงดันแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA จำนวนหนึ่งตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุจำนวนสองตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ทุกฟังก์ชัน คือ LP, HP, BP, BS และ AP ซึ่งวงจรที่นำเสนอไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจรในการสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบต่างๆ ทั้งยังปราศจากตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์วงจร รวมถึงยังสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ เมื่อทบทวนงานวิจัยที่นำเสนอขึ้นในรูปแบบวงจรสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต [20]-26] พบว่าวงจรทั้งหมดที่นำเสนอใช้อุปกรณ์แอคทีฟมากกว่าหนึ่งตัวขึ้นไป ซึ่งจากวัตถุประสงค์ด้านการออกแบบวงจรที่เรียบง่าย การบริโภคพลังงานที่ต่ำและการประหยัดพื้นที่ของวงจร จึงเป็นเรื่องสำคัญที่ต้องพิจารณาใช้อุปกรณ์แอคทีฟเพียงตัวเดียวและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวนที่เหมาะสมยอมรับได้ ถึงแม้ว่าที่ผ่านมาจะมีการนำเสนอวงจรกรองสัญญาณอเนกประสงค์ที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟเพียงตัวเดียวขึ้น [27]-[35] แต่ก็พบว่างานวิจัยที่นำเสนอใน [27]-[28] ไม่สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชันและวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอใน [28]-[35] สังเคราะห์โดยอาศัยตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการออกแบบวงจร

5.3.1 วงจรกรองสัญญาณ MISO โหมดแรงดันที่นำเสนอ

รูปที่ 5.8 แสดงวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดแรงดันแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุตที่นำเสนอ ซึ่งประกอบด้วยวงจร VDTA เพียงตัวเดียวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุจำนวนสองตัว จะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอใช้อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟจำนวนน้อยและปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์วงจร จากการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 3.1 โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร VDTA ดังสมการ (3.1) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดัน (voltage transfer function) ของวงจร ดังนี้ [ภาคผนวก จ1]

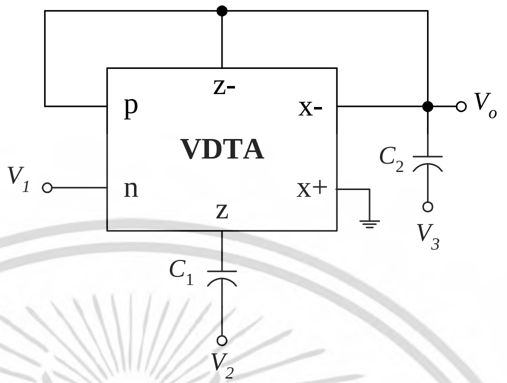
$$V_{out}=\frac{s^2V_3-\left(\frac{g_{mS}}{C_2}\right)sV_2+\left[\left(\frac{g_{mF}}{C_2}\right)s+\left(\frac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}\right)\right]V_1}{s^2+\left(\frac{g_{mF}}{C_2}\right)s+\left(\frac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}\right)} \qquad (5.33)$$

เมื่อพิจารณาสมการ (5.33) จะพบว่าหากเลือกป้อนแรงดันอินพุต V_1, V_2 และ V_3 ให้เหมาะสม จะทำให้วงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดราทิกได้ครบทุกฟังก์ชัน ดังเงื่อนไขต่อไปนี้

1) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ LP เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_2 = V_{in}$, $V_3 = 0$ และ $g_{mF} = g_{mS}$ โดยมีอัตราขยายสัญญาณแถบผ่านเท่ากับหนึ่ง
2) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BP เมื่อกำหนดให้ $V_2 = V_{in}$, $V_1 = V_3 = 0$ โดยมีอัตราขยายสัญญาณแถบผ่านเท่ากับ $-g_{mS}/g_{mF}$
3) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ HP เมื่อกำหนดให้ $V_3 = V_{in}$, $V_1 = V_2 = 0$ โดยมีอัตราขยายสัญญาณแถบผ่านเท่ากับหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BS เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_2 = V_3 = V_{in}$ และ $g_{mF} = g_{mS}$ โดยมีอัตราขยายสัญญาณแถบผ่านเท่ากับหนึ่ง
5) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ AP เมื่อกำหนดให้ $V_1 = 2V_2 = V_3 = V_{in}$ และ $g_{mF} = g_{mS}$ โดยมีอัตราขยายสัญญาณแถบผ่านเท่ากับหนึ่ง



รูปที่ 5.8 วงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันแบบ MISO ที่นำเสนอ

จากสมการ (5.33) แสดงให้เห็นว่า ค่า ω_0 , Q และ BW ของวงจรที่นำเสนอ มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}} \tag{5.34}$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{mS} C_1}{g_{mF} C_2}} \tag{5.35}$$

และ

$$BW = \frac{g_{mF}}{C_1} \tag{5.36}$$

จากสมการ (5.34) ถึง (5.36) พบว่า ω_0 และ Q ของวงจรที่นำเสนอ สามารถแปรค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่าขยายค่าความนำ g_{mS} ซึ่งควบคุมได้จากค่ากระแสไบอัส I_{BS} จากภายนอก โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่า BW

สำหรับค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_0 , Q และ BW ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟในวงจร สามารถเขียนได้ดังนี้

$$S_{g_{mF}}^{\omega_o} = S_{g_{mS}}^{\omega_o} = -S_{C_1}^{\omega_o} = -S_{C_2}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \tag{5.37}$$

$$S_{g_{mS}}^{Q} = -S_{g_{mF}}^{Q} = S_{C_1}^{Q} = -S_{C_2}^{Q} = \frac{1}{2} \tag{5.38}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{g_{mF}}^{BW} = -S_{C_1}^{BW} = 1 \tag{5.39}$$

และ
$$S_{g_{mS}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = 0 \tag{5.40}$$

จากสมการ (5.37) ถึง (5.40) แสดงให้เห็นว่าค่าความไวของวงจรต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีพทั้งหมดนั้นมีค่าที่ต่ำไม่เกินหนึ่ง

5.3.2 ความไม่เป็นอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณ MISO โหมดแรงดันที่นำเสนอ

เมื่อทำการวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 5.8 อีกครั้งโดยคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร VDTA ดังสมการ (3.2) พบว่าฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก จ2]

$$V_{out} = \frac{s^2 V_3 - \left(\frac{\beta_S g_{mS}}{C_2}\right) s V_2 + \left[\left(\frac{\beta_F g_{mF}}{C_2}\right) s + \left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right)\right] V_1}{s^2 + \left(\frac{\beta_F g_{mF}}{C_2}\right) s + \left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right)} \tag{5.41}$$

สำหรับกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรรูปที่ 5.8 จะได้ค่าพารามิเตอร์ ω_0, Q และ BW เท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}} \tag{5.42}$$

$$Q = \sqrt{\frac{\beta_S g_{mS} C_1}{\beta_F g_{mF} C_2}} \tag{5.43}$$

และ
$$BW = \frac{\beta_F g_{mF}}{C_1} \tag{5.44}$$

สำหรับค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_0, Q และ BW ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรรูปที่ 5.8 สามารถเขียนได้ดังนี้

$$S_{\beta_F}^{\omega_o} = S_{\beta_S}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \tag{5.45}$$

$$S_{\beta_S}^{Q} = -S_{\beta_F}^{Q} = \frac{1}{2} \tag{5.46}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{\beta_F}^{BW} = 1 \qquad (5.47)$$

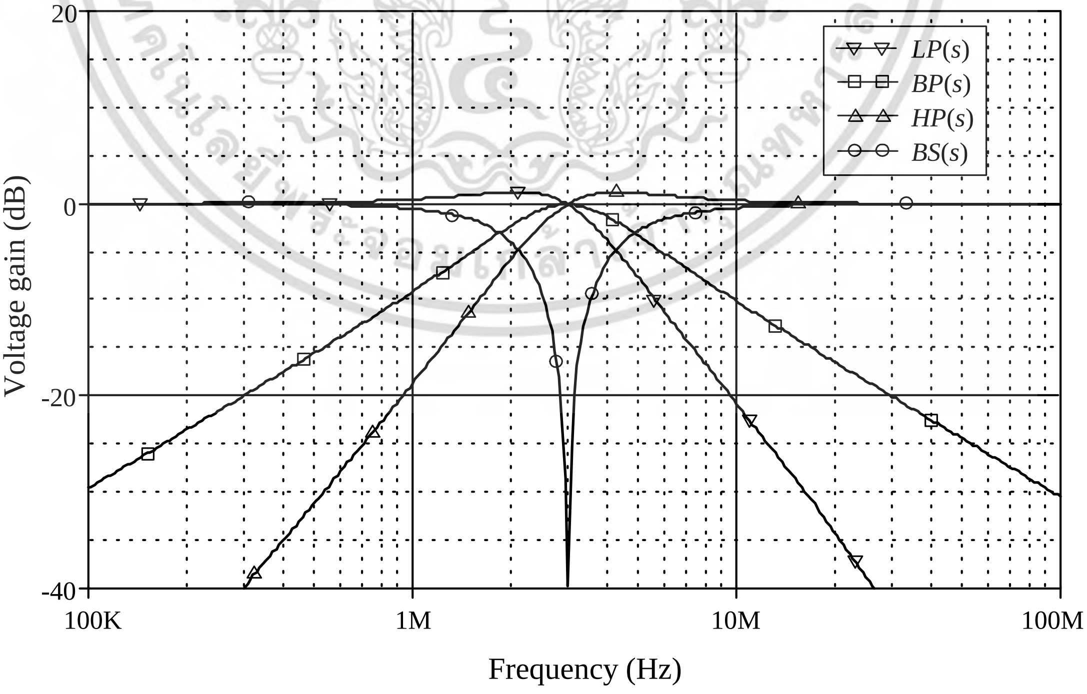
และ
$$S_{\beta_S}^{BW} = 0 \qquad (5.48)$$

จากสมการ (5.45) ถึง (5.48) แสดงให้เห็นว่าค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความเบี่ยงเบนในการส่งผ่านอัตราขยายค่าความนำทั้งหมดนั้นมีค่าที่ต่ำหรือไม่เกินหนึ่ง

5.3.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

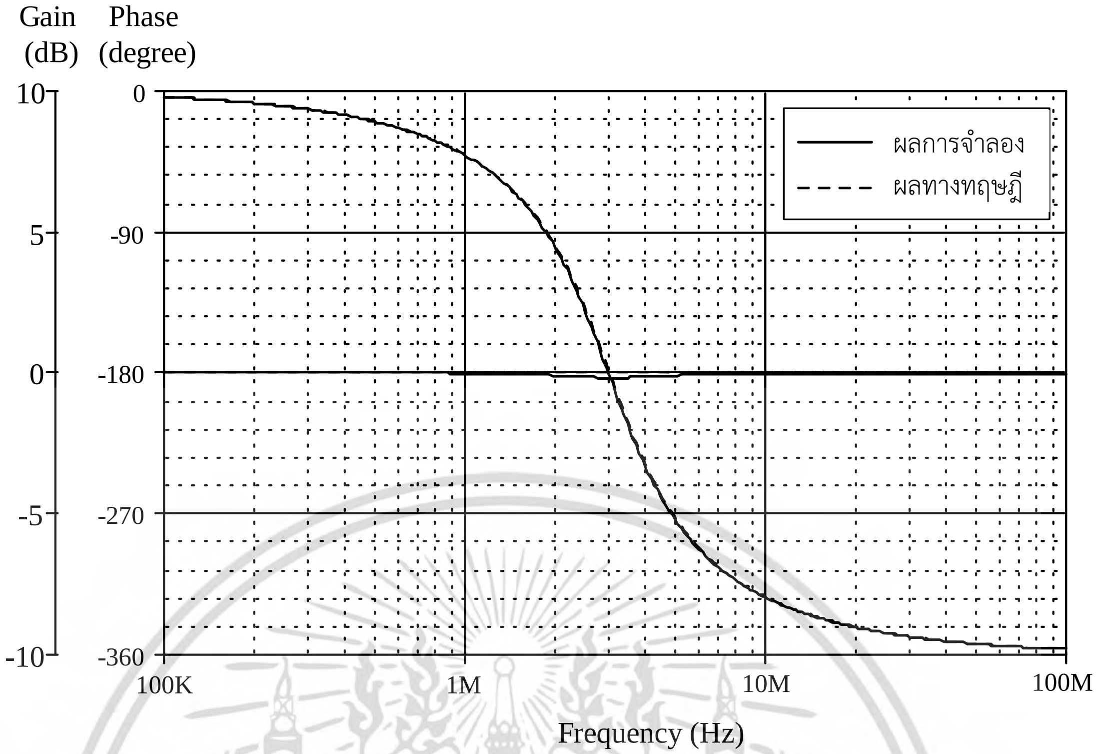
สำหรับการตรวจสอบคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 5.8 นั้น อาศัยผลการจำลองการทำงานจากโปรแกรม PSPICE โดยใช้วงจร VDTA ที่มีโครงสร้างภายในแสดงดังรูปที่ 3.5 ภายใต้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ TSMC 0.35-μm ของบริษัท Taiwan Semiconductor Manufacturing Company เป็นโครงสร้างภายในของวงจร ซึ่งรายละเอียดของความกว้าง (W) และความยาว (L) ของช่องนำกระแสของทรานซิสเตอร์ แสดงดังตารางที่ 3.1 และเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมีค่าเท่ากับ +V = -V = 2 V

จากรูปที่ 5.8 เมื่อกำหนดให้ $I_{BF} = I_{BS}$ = 40 μA ($g_{mF} = g_{mS}$ =381 μA/V) และ $C_1 = C_2$ = 20 pF จากเงื่อนไขข้างต้นทำให้ได้คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีคือ $f_0 = \omega_0/2\pi \cong$ 3.03 MHz และ Q = 1 โดยรูปที่ 5.9 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแบบ LP, BP,HP และ BS และรูปที่ 5.10 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายและมุมเฟสของวงจรแบบ AP ซึ่งความถี่ f_0 ที่ได้จากผลการจำลองมีค่าเท่ากับ 3.02 MHz คิดเป็นค่าความคลาดเคลื่อนเท่ากับ 0.33 % โดยในกรณีนี้จะสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าประมาณ 1 mW

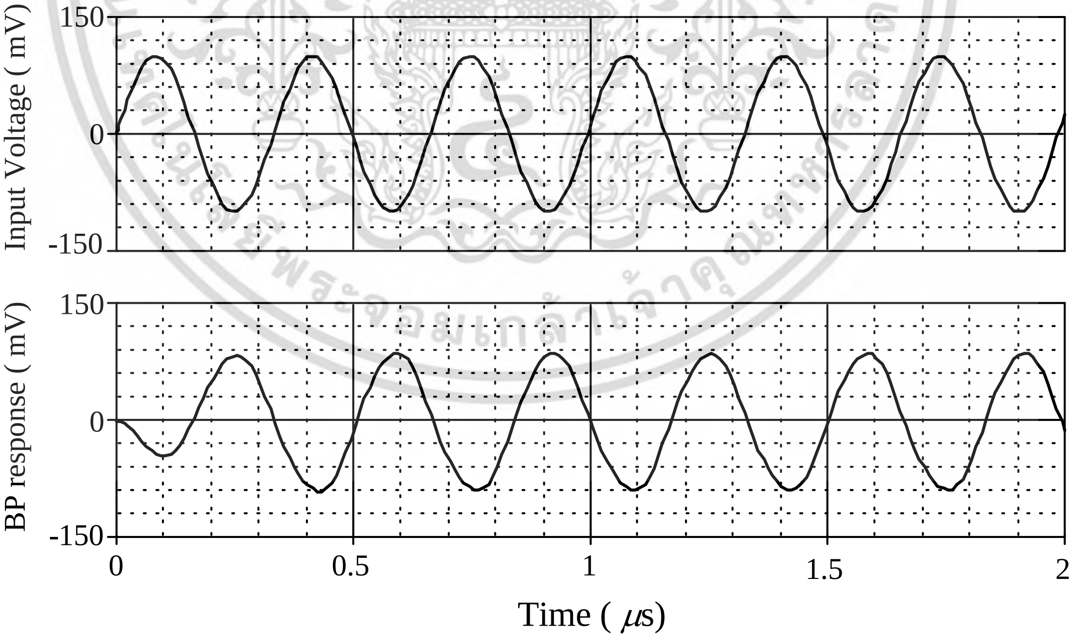


รูปที่ 5.9 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP, HP, BP และ BS ของวงจรกรองสัญญาณรูปที่ 5.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

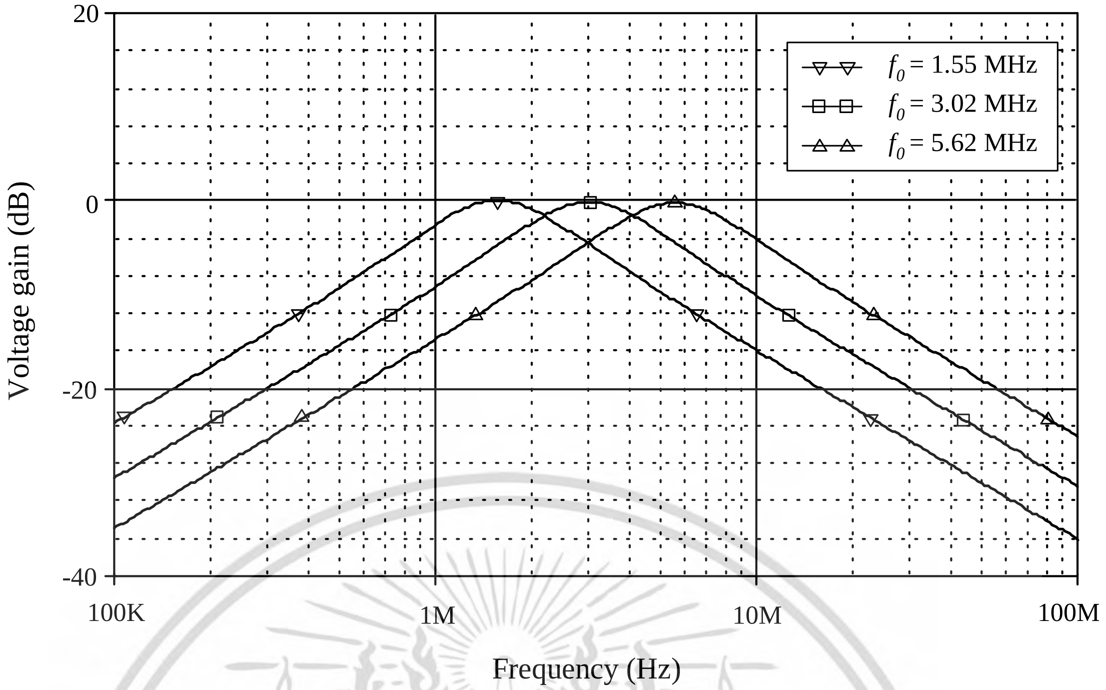


รูปที่ 5.10 ผลตอบสนองทางความถี่และทางเฟสแบบ AP ของวงจรรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.11 ผลตอบสนองทางเวลาแบบ BP เมื่อป้อนอินพุตขนาด 100 mV (peak) ที่ f_0 = 3.03 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



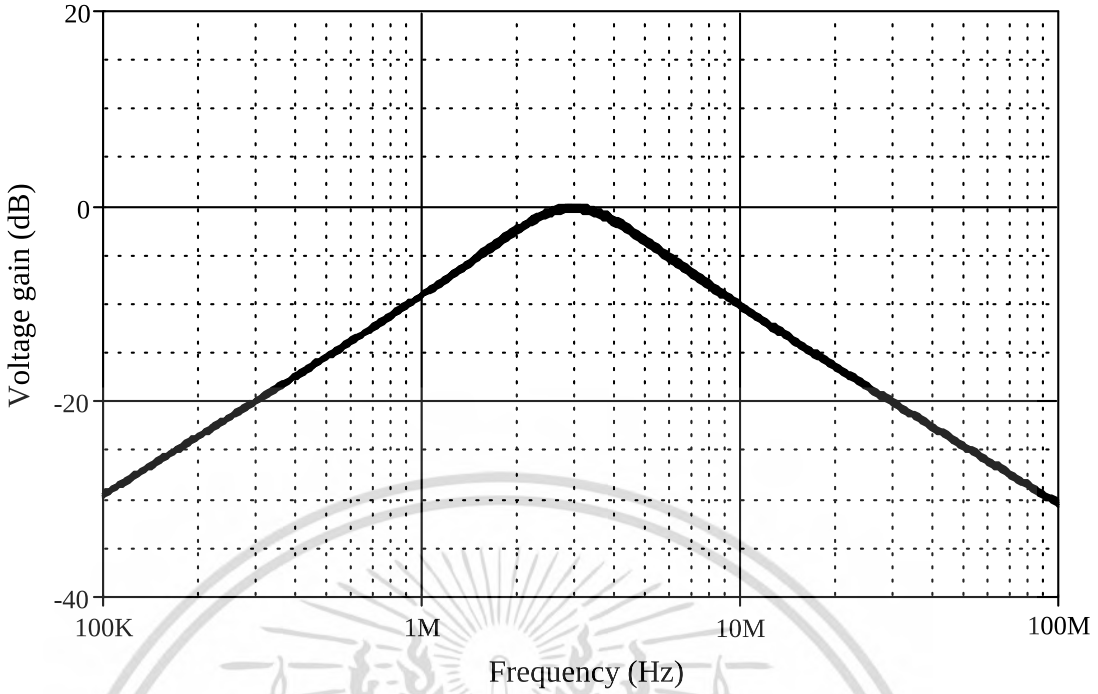
รูปที่ 5.12 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP เมื่อแปรค่า I_B

รูปที่ 5.11 แสดงผลตอบสนองทางเวลาแบบ BP เทียบกับอินพุตของวงจรกรองสัญญาณรูปที่ 5.8 เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตรูปคลื่นซายน์ขนาด 100 mV (peak) ที่ความถี่ 3.03 MHz โดยกำหนดให้ I_{BF} = I_{BS} = 40 μA (g_{mF} = g_{mS} =381 μA/V) และ C_1 = C_2 = 20 pF ตามลำดับ ซึ่งทำให้ได้คุณสมบัติของวงจรคือ f_0 = 3.03 MHz และ Q = 1 และเมื่อทำการตรวจสอบเปอร์เซ็นต์ค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณฮาร์มอนิกส์จะพบว่าค่า THD กรณีนี้จะมีค่าประมาณ 0.73%

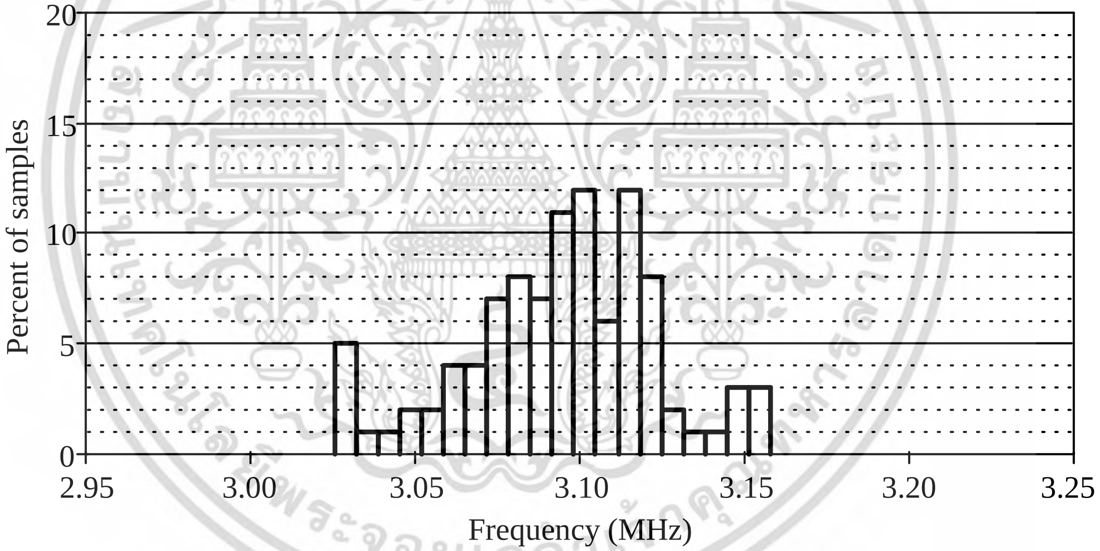
รูปที่ 5.12 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแบบ BP เมื่อกำหนดให้ I_B = I_{BF} = I_{BS} และแปรค่าให้มีค่าเท่ากับ 10 μA (g_m = 190 μA/V), 40 μA (g_m = 381 μA/V), และ 160 μA (g_m = 763 μA/V) ตามลำดับ โดยที่ C_1 = C_2 = 20 pF จากกรณีนี้จะทำให้ได้ค่า Q = 1 และความถี่ f_0 ในทางทฤษฎีมีค่าเท่ากับ 1.51 kHz, 3.03 MHz และ 6.07 MHz ตามลำดับ ซึ่งจากผลการจำลองกรณีนี้จะได้ความถี่ f_0 มีค่าเท่ากับ 1.55 kHz, 3.02 MHz และ 5.62 MHz ตามลำดับ คิดเป็นค่าความคลาดเคลื่อนเท่ากับ -2.65%, 0.33% และ 7.41% ตามลำดับ โดยที่ค่าความคลาดเคลื่อนของ f_0 ที่เกิดขึ้นนั้น สามารถควบคุมให้มีค่าลดน้อยลงได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสชดเชยนั่นเอง

รูปที่ 5.13 และ 5.14 แสดงผลผลตอบสนองทางความถี่ในเชิงสถิติเพื่อทำนายแนวโน้มผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP ของวงจรรูปที่ 5.8 ด้วยวิธีมอนติคาร์โล กรณีที่อัตราขยายค่าความนำ (g_{mF} และ g_{mS}), C_1 และ C_2 ของวงจรมีค่าความเบี่ยงเบนเท่ากัน คือ 5% ซึ่งทำการทดสอบเป็นจำนวน 100 ครั้ง และใช้การแจกแจงแบบเกาส์เซียน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

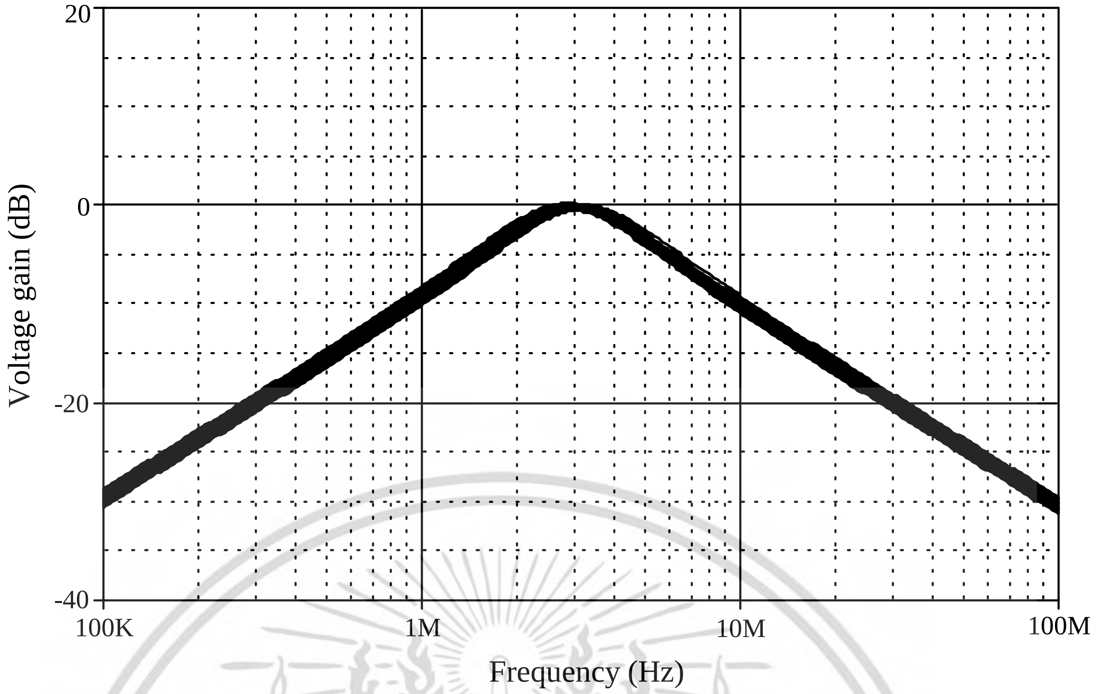



```
n samples   = 100           10th %ile = 3.05634e+006
n divisions= 20             median    = 3.09757e+006
mean        = 3.09482e+006  90th %ile = 3.12607e+006
sigma       = 29244.9       maximum   = 3.15779e+006
minimum     = 3.02562e+006
```

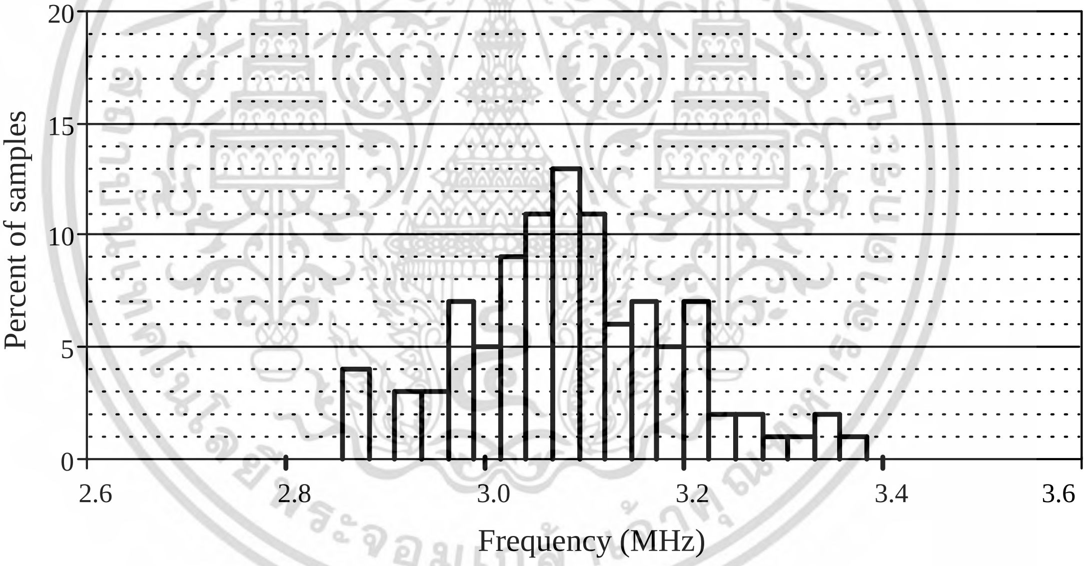
(ข)

รูปที่ 5.13 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ของวงจรกรองสัญญาณแบบ BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล กรณีอัตราขยายค่าความนำ มีค่าเบี่ยงเบนไป 5% (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)




```
n samples   = 100            10th %ile = 2.96464e+006
n divisions= 20              median    = 3.07945e+006
mean        = 3.09068e+006   90th %ile = 3.22281e+006
sigma       = 107478         maximum   = 3.38415e+006
minimum     = 2.85725e+006
```

(ข)

รูปที่ 5.14 ผลการวิเคราะห์เชิงสถิติค่าความถี่ f_0 ของวงจรกรองสัญญาณแบบ BP ด้วยวิธีมอนติคาร์โล กรณี C_1 และ C_2 มีค่าเบี่ยงเบนไป 5% (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ (ข) กราฟแท่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 สรุป

ในบทนี้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดแรงดันโดยใช้วงจร VDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก โดยแบ่งวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอออกเป็นสองรูปแบบคือ รูปแบบ SIMO และรูปแบบ MISO ซึ่งวงจรทั้งสองรูปแบบสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันได้ทั้งทุกฟังก์ชัน และสามารถปรับคุณสมบัติของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์จากการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร VDTA โดยวงจรกรองสัญญาณแบบ SIMO จะประกอบด้วยวงจร VDTA สองตัว ต่อรวมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัวและตัวต้านทานแอคทีฟเทียบกราวด์จำนวนสองตัว และวงจรกรองสัญญาณแบบ MISO จะประกอบด้วยวงจร VDTA เพียงตัวเดียวต่อรวมกับตัวเก็บประจุอีกจำนวนสองตัวเท่านั้น ปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก อีกทั้งวงจรที่ออกแบบทั้งหมดยังมีค่าความไวต่อการแปรค่าของอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟในวงจรที่ต่ำอีกด้วย ผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE มีแนวโน้มเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

5.5 เอกสารอ้างอิงบทที่ 5

[1] M. T. Abuelma'Atti and H. A. Al-Zaher, "New universal filter with one input and five outputs using current-feedback amplifiers", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 16, no. 3, pp. 239-244, 1998.

[2] H. P. Chen, "Universal voltage-mode filter using only plus-type DDCCs", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 50, no. 2, pp. 137-139, 2007.

[3] H. P. Chen, "Voltage-mode FDCCII-based universal filters", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 62, no. 4, pp. 320-323, 2008.

[4] H. P. Chen, "Versatile universal voltage-mode filter employing DDCCs" **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 63, no. 1, pp. 78-82, 2009.

[5] H. P. Chen and S. S. Shen, "A versatile universal capacitor-grounded voltage-mode filter using DVCCs", **ETRI Journal**, vol. 29, no. 4, pp. 470-476, 2007.

[6] W. Y. Chiu and J. W. Horng, "Voltage-mode biquadratic filters with one input and five outputs using DDCCs" **Indian Journal of Engineering and Materials Sciences**, vol. 18, no. 2, pp.97-101, 2011.

[7] W. Y. Chiu, J. W. Horng and S. T. Cheng, "Universal filter with one input and five outputs using DDCCs", **Proceedings of the International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems 2008 (ISPACS 2008)**, Bangkok, Thailand, 2008.

[8] W. Y. Chiu, J. W. Horng, Y. S. Guo and C. Y. Tseng, "DDCC based voltage-mode one input five outputs biquadratic filter with high-input impedance", **Proceedings of the 13th International Symposium on Integrated Circuits 2011 (ISIC2011)**, Singapore, pp.39-42, 2011.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[9] W. Y. Chiu, J. W. Horng, H. Lee and C. C. Huang, "DVCC-based voltage-mode biquadratic filter with high-input impedance", **Proceedings of the 5th IEEE International Symposium on Electronic Design, Test & Applications (DELTA 2010)**, Ho Chi Minh City, Vietnam, pp.121–125, 2010.

[10] W. Y. Chiu, J. W. Horng and S. S. Yang, "High-input impedance voltage-mode universal biquadratic filter with one input and five outputs using DDCCs", **Proceedings of the 4th IEEE International Symposium on Electronic Design, Test & Applications (DELTA 2008)**, Hong Kong, pp.346–350, 2008.

[11] S. S. Gupta and R. Senani, "New voltage-mode/current-mode universal biquad filter using unity-gain cells" **International Journal of Electronics**, vol. 93, no. 11, pp. 769-775, 2006.

[12] 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.

[13] J. W. Horng, "Lossless inductance simulation and voltage-mode universal biquadratic filter with one input and five outputs using DVCCs" ", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 62, no. 3, pp. 407-413, 2010.

[14] J. W. Horng, C. L. Hou, C. M. Chang, H. P. Chou and C. T. Lin, "High input impedance voltage-mode universal biquadratic filter with one input and five outputs using current conveyors", **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 25, no. 6, pp. 767-777, 2006.

[15] J. W. Horng, C. L. Hou, C. M. Chang and W. Y. Chung, "Voltage-mode universal biquadratic filters with one input and five outputs", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 47, no. 1, pp. 73-83, 2006.

[16] J. W. Horng, C. L. Hou, C. M. Chang, W. Y. Chung and H. Y. Wei, "Voltage-mode universal biquadratic filters with one input and five outputs using MOCCIIs", **Computers and Electrical Engineering**, vol. 31, no. 3, pp. 190-202, 2005.

[17] K. Kumar and K. Pal, "Voltage-mode universal biquadratic filter using FTFN and OTA", **Journal of Electrical & Electronics Engineering** vol. 9, no. 2, pp. 1083-1087, 2009.

[18] C. N. Lee and C. M. Chang, "Single FDCCII-based mixed-mode biquad filter with eight outputs", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 63, no. 9, pp. 736-742, 2009.

[19] S. Minaei and E. Yuce, "All-grounded passive elements voltage-mode DVCC-based universal filters", **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 29, no. 2, pp. 295-309, 2010.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[20] C. M. Chang and H. P. Chen, "Universal capacitor-grounded voltage-mode filter with three inputs and a single output", **International Journal of Electronics**, vol. 90, no. 6, pp. 401-406, 2003.

[21] W. Tangsrirat, T. Pukkalanun and W. Surakampontorn, "CDBA-based universal Biquad filter and quadrature oscillator", **Active and Passive Electronic Components**, vol.2008, Articles ID 247171, 6 pages, doi : 10.1155/2008/247171.

[22] H. P. Chen, "Voltage-mode FDCCII-based universal filters", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 62, no. 4, pp. 320-323, 2008.

[23] W. Tangsrirat, "Novel minimum-component universal filter and quadrature oscillator with electronic tuning property based on CCCDBAs", **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 47, no. 11, pp. 815-822, 2009.

[24] T. Parveen, M. T. Ahmed and I. A. Khan, "Low component voltage mode universal biquadratic filter using low voltage DOCCII", **Proceedings of the International Multimedia, Signal Processing and Communication Technologies 2009 (IMPACT 2009)**, Aligarh, India, pp. 78-80, 2009.

[25] W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "Single-resistance-controlled quadrature oscillator and universal biquad filter using CFOAs", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 63, no. 12, pp. 1080-1086, 2009.

[26] C. N. Lee, "Multiple-mode OTA-C universal biqual filters", **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 29, no. 2, pp. 263-274, 2010.

[27] A. Yesil, F. Kacar and 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.

[28] S. Maheshwari, "High performance voltage-mode multifunction filter with minimum component count", **WSEAS Transactions on Electronics**, vol. 5, no. 6, pp. 244-249, 2008.

[29] D. Prasad, D. R. Bhaskar and A. K. Singh, "Multi-function biquad using single current differencing transconductance amplifier", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol. 61, no. 3, pp. 309-313, 2009.

[30] N. Herencsar, J. Koton, and K. Vrba, "Single CCTA-based universal biquadratic filters employing minimum components", **International Journal of Computer and Electrical Engineering**, vol. 1, no. 3, pp. 309–312, 2009.

[31] E. Yuce, "Fully integrable mixed-mode universal biquad with specific application of the CFOA" **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 64, no. 4, pp. 304-309, 2010.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[32] N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba, and I. Lattenberg, “New voltage-mode universal filter and sinusoidal oscillator using only single DBTA, ” **International Journal of Electronics**, vol. 97, no. 4, pp. 365-379, 2010.

[33] J. Sirirat, W. Tangsrirat, W. Surakampontorn, “Voltage-mode electronically tunable universal filter employing single CFTA”, **Proceedings of the Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology 2010 (ECTI-CON 2010)**, Chiang Mai. Thailand, pp. 759 - 763, 2010.

[34] W. Tangsrirat and O. Channumsin, “Voltage-mode multifunctional biquadratic filter using single DVCC and minimum number of passive elements”, **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 49, no. 10, pp. 703-707, 2011.

[35] N. Pandey and S. K. Paul, “VM and CM universal filters based on single DVCCTA”, **Active and Passive Electronic Components**, Volume 2011, Article ID 929507, 7 pages, http://dx.doi.org/10.1155/2011/929507

[36] J. Satansup, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, “Electronically tunable single-input five-Output voltage-mode universal filter using VDTAs and grounded passive elements”, **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 32, no. 3, pp. 945-957, 2013.

[37] J. Satansup and W. Tangsrirat, “Single VDTA-based voltage-mode electronically tunable universal filter”, **Proceedings of the 27th International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications 2012 (ITC-CSCC 2012),** Sapporo, Japan, 2012.

[38]. Z. Wang, “2-MOSFET transistor with extremely low distortion for output reaching supply voltages” **Electronics Letters**, vol. 26,no. 13 pp. 951-952, 1990

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6
บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัยต่อ

6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้วงจร VDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก หลักการใหม่ที่ได้นำเสนอมุ่งเน้นการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรูปแบบเป็นฟังก์ชันไบควอดราทิกที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟหลักเพียงชนิดเดียวต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อยและปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก ซึ่งจากข้อดีของวงจร VDTA ทำให้วงจรกรองสัญญาณที่ออกแบบมีความไม่ยุ่งยากซับซ้อน เกิดความคล่องตัวและยืดหยุ่นต่อการปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้การใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อยและปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกทำให้พื้นที่ของวงจรมีขนาดเล็กและสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าต่ำ เหมาะสมกับแนวทางการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม รวมถึงวงจรที่ออกแบบขึ้นทุกวงจรมีค่าความไวต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟต่ำอีกด้วย โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งการนำเสนอวงจรกรองสัญญาณออกเป็นสองส่วนหลักๆ ตามลักษณะโหมดการทำงานของวงจร คือ โหมดกระแสและโหมดแรงดัน

ส่วนแรกเป็นการนำเสนอวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจร VDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอจะแบ่งหัวข้อย่อยออกเป็นสองหัวข้อ คือ วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสที่เป็นแบบ SIMO และวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสที่เป็นแบบ MISO โดยวงจรทั้งสองรูปแบบจะออกแบบโดยใช้วงจร VDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักจำนวนหนึ่งตัวต่อรวมกับตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวนสองตัวเท่านั้น ซึ่งวงจรกรองสัญญาณแบบ SIMO สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้พร้อมกันทั้งสามฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง และฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ และวงจรกรองสัญญาณแบบ MISO สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ทุกฟังก์ชันจากการเลือกป้อนกระแสอินพุตของวงจรที่เหมาะสม นอกจากนี้ยังนำเสนอการพัฒนาวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ MISO ให้มีความยืดหยุ่นในการประยุกต์ใช้งานโดยการเพิ่มวงจร VDTA เพียงหนึ่งตัวเท่านั้นในการสังเคราะห์วงจร

ส่วนที่สองเป็นการนำเสนอวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกที่ทำงานในโหมดแรงดันโดยใช้วงจร VDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอจะแบ่งหัวข้อย่อยออกเป็นสองหัว คือ วงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันที่เป็นแบบ SIMO และวงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันที่เป็นแบบ MISO โดยวงจรกรองสัญญาณแบบ SIMO จะประกอบด้วยวงจร VDTA สองตัว ต่อรวมกับตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวนสองตัวและตัวต้านทานแอคทีฟเทียบกราวด์จำนวนสองตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้พร้อมกันทั้งห้าฟังก์ชันคือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันตัดแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ ส่วนวงจรกรองสัญญาณแบบ MISO จะประกอบด้วยวงจร VDTA เพียงตัวเดียวต่อรวมกับตัวเก็บประจุอีกจำนวนสองตัวเท่านั้น สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ทุกฟังก์ชันจากการเลือกป้อนกระแสอินพุตของวงจรที่เหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมรรถนะในการทำงานของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี และผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งให้ผลที่สอดคล้องและเป็นไปในแนวทางเดียวกันเป็นที่น่าพอใจ ผลงานวิจัยทั้งหมดที่ได้นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้รับการพิจารณาให้ลงตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติจำนวน 2 บทความ [1]-[2] และในงานประชุมวิชาการระดับนานาชาติจำนวน 3 บทความ [3]-[5] ดังนี้คือ

1. J. Satansup and W. Tangsrirat, “Compact VDTA-Based Current-Mode Electronically Tunable Universal Filters Using Grounded Capacitors”, **Microelectronics Journal**, vol. 45, no. 6, pp. 613-618, 2014. [1]
2. J. Satansup, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, “Electronically tunable single-input five-Output voltage-mode universal filter using VDTAs and grounded passive elements”, **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 32, no. 3, pp. 945-957, 2013. [2]
3. J. Satansup, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, “Electronically tunable current-mode universal filter using VDTAs and grounded capacitors”, **Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2013 (IMECS 2013)**, Hong Kong, vol. 2, pp. 647-650, 2013. [3]
4. J. Satansup and W. Tangsrirat, “Single VDTA-based current-mode electronically tunable multifunction filter”, **Proceedings of the 4th International Science, Social Science, Engineering and Energy Conference 2012 (I-SEEC 2012)**, Petchburi, Thailand, 2012. [4]
5. J. Satansup and W. Tangsrirat, “Single VDTA-based voltage-mode electronically tunable universal filter”, **Proceedings of the 27th International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications 2012 (ITC-CSCC 2012),** Sapporo, Japan, 2012. [5]

โดยรายละเอียดทั้งหมดของแต่ละบทความได้รวบรวมไว้ในภาคผนวก ฉ

6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

จากวงจรที่ได้ทำการออกแบบและสังเคราะห์ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พบว่ายังมีประเด็นที่น่าสนใจเพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาวงจรให้มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น ดังต่อไปนี้

1. วงจร VDTA ที่เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอใช้โครงสร้างภายในเป็นเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีข้อจำกัดในการปรับค่าอัตราขยายค่าความนำที่ไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นจึงควรพัฒนาวงจรขยายค่าความนำของวงจร VDTA ให้สามารถปรับค่าอัตราขยายค่าความนำได้อย่างเป็นเชิงเส้นและช่วงกว้าง จะสร้างประสิทธิภาพในการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอทั้งหมดได้มากยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอทุกวงจรในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้อาศัยการปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรโดยการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอกซึ่งเป็นสัญญาณแอนะล็อก ดังนั้นแนวทางการวิจัยที่น่าสนใจเพื่อพัฒนาประสิทธิภาพของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ คือ การควบคุมกระแสไบอัสด้วยการใช้สัญญาณดิจิตอลจากภายนอก เพื่อทำให้การปรับค่าอัตราขยายความนำ g_m มีความแม่นยำและเที่ยงตรงมากขึ้น ซึ่งจะส่งผลให้การปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญต่างๆ ของทุกวงจรที่นำเสนอมีความแม่นยำและเที่ยงตรงมากขึ้นตามไปด้วย

6.3 เอกสารอ้างอิงบทที่ 6

[1] J. Satansup and W. Tangsrirat, “Compact VDTA-Based Current-Mode Electronically Tunable Universal Filters Using Grounded Capacitors”, **Microelectronics Journal**, vol. 45, no. 6, pp. 613-618, 2014.

[2] J. Satansup, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, “Electronically tunable single-input five-Output voltage-mode universal filter using VDTAs and grounded passive elements”, **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 32, no. 3, pp. 945-957, 2013.

[3] J. Satansup, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, “Electronically tunable current-mode universal filter using VDTAs and grounded capacitors”, **Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2013 (IMECS 2013)**, Hong Kong, vol. 2, pp. 647-650, 2013.

[4] J. Satansup and W. Tangsrirat, “Single VDTA-based current-mode electronically tunable multifunction filter”, **Proceedings of the 4th International Science, Social Science, Engineering and Energy Conference 2012 (I-SEEC 2012)**, Petchburi, Thailand, 2012.

[5] J. Satansup and W. Tangsrirat, “Single VDTA-based voltage-mode electronically tunable universal filter”, **Proceedings of the 27th International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications 2012 (ITC-CSCC 2012),** Sapporo, Japan, 2012.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

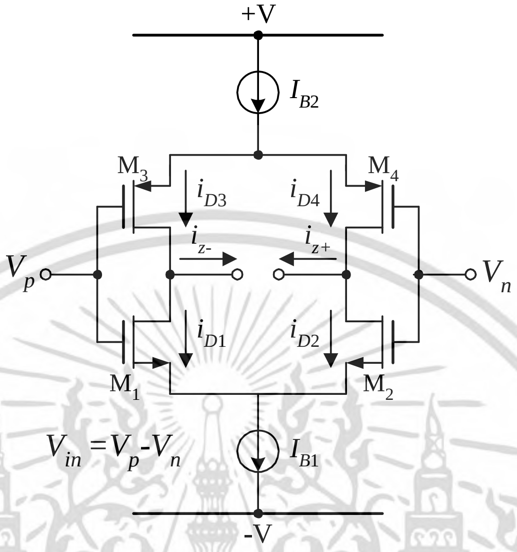
ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจร VDTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก1 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัวแบบมอสทรานซิสเตอร์

จากโครงสร้างภายในของวงจร VDTA ดังรูปที่ 3.4 เมื่อพิจารณาแหล่งจ่ายกระแสลอยตัววงจรที่หนึ่ง และนำมาเขียนใหม่โดยกำหนดทิศทางกระแสที่ไหลในส่วนต่างๆ ของวงจร เพื่อใช้ประกอบการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจร จะได้ดังรูปที่ ก1



รูปที่ ก1 วงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัววงจรที่หนึ่งในรูปที่ 3.4

จากรูปที่ ก1 เมื่อพิจารณาผลรวมของกระแส จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$I_{D1}+I_{D2}=I_{B1}$$

หรือ
$$I_{D3}+I_{D4}=I_{B2} \quad (ก1.1)$$

เมื่อ I_{Di} คือกระแสเดรนของทรานซิสเตอร์ตัวที่ i (i = 1, 2, 3, 4) เมื่อกำหนดให้ $I_{B1}=I_{B2}=I_{BF}$ และทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการ (matching) ทำให้ได้

$$I_{D1}=I_{D4}$$

และ
$$I_{D2}=I_{D3} \quad (ก1.2)$$

ดังนั้นหากพิจารณาความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุต I_z จะได้

$$I_z=I_{D1}-I_{D3}=I_{D2}-I_{D4} \quad (ก1.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทรานซิสเตอร์ทุกทำงานในช่วงอิ่มตัว จะได้

$$I_{D1} = \frac{\mu C_{OX}}{2}\left(\frac{W}{L}\right)\left(V_{GS1} - V_{TH}\right)^2 \qquad (ก1.4)$$

และ

$$I_{D2} = \frac{\mu C_{OX}}{2}\left(\frac{W}{L}\right)\left(V_{GS2} - V_{TH}\right)^2 \qquad (ก1.5)$$

ดังนั้นแรงดันอินพุตมีค่าเท่ากับ

$$V_{in} = V_{GS1} - V_{GS2} = V_p - V_n \qquad (ก1.6)$$

เมื่อนำสมการ (ก1.4) และ (ก1.5) แทนในสมการ (ก1.6) จะสามารถเขียนสมการใหม่ ได้ดังนี้

$$V_{in} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\mu C_{OX}(W/L)}} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\mu C_{OX}(W/L)}} \qquad (ก1.7)$$

จากสมการ (ก1.1) และ (ก1.7) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$I_{D1} = \frac{I_{BF}}{2} + \frac{\mu C_{OX}}{4}\left(\frac{W}{L}\right)V_{in}\sqrt{\frac{4I_{BF}}{\mu C_{OX}\left(W/L\right)} - V_{in}^{\ 2}} \qquad (ก1.8)$$

และ

$$I_{D2} = \frac{I_{BF}}{2} - \frac{\mu C_{OX}}{4}\left(\frac{W}{L}\right)V_{in}\sqrt{\frac{4I_{BF}}{\mu C_{OX}\left(W/L\right)} - V_{in}^{\ 2}} \qquad (ก1.9)$$

แทนค่าสมการ (ก1.8) และ (ก1.9) ลงใน (ก1.3) จะได้

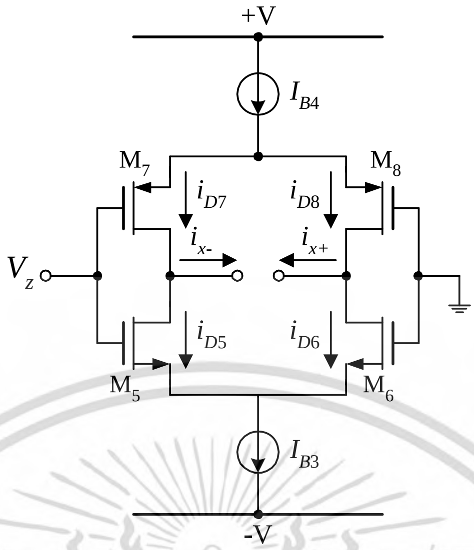
$$I_z = \frac{\mu C_{OX}}{2}\left(\frac{W}{L}\right)V_{in}\sqrt{\frac{4I_{BF}}{\mu C_{OX}\left(W/L\right)} - V_{in}^{\ 2}} \qquad (ก1.10)$$

ซึ่งทำให้ได้อัตราขยายค่าความนำเท่ากับ

$$G = \left.\frac{dI_z}{dV_{in}}\right|_{V_{in}=0} = \sqrt{I_{BF}\,\mu C_{OX}\left(\frac{W}{L}\right)} \qquad (ก1.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นเดียวกันเมื่อพิจารณาแหล่งจ่ายกระแสลอยตัววงจรที่สอง และกำหนดทิศทางกระแสที่ไหลในส่วนต่างๆ ของวงจร เพื่อใช้ประกอบการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจร จะได้ดังรูปที่ ก2



รูปที่ ก2 วงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัววงจรที่สองในรูปที่ 3.4

จากรูปที่ ก2 เมื่อพิจารณาผลรวมของกระแส จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$I_{D5} + I_{D6} = I_{B3}$$

หรือ
$$I_{D7} + I_{D8} = I_{B4} \tag{ก1.12}$$

เมื่อ I_{Di} คือกระแสเดรนของทรานซิสเตอร์ตัวที่ i (i = 5, 6, 7, 8) เมื่อกำหนดให้ $I_{B3}=I_{B4}=I_{BS}$ และทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการ (matching) ทำให้ได้

$$I_{D5} = I_{D8}$$

และ
$$I_{D6} = I_{D7} \tag{ก1.13}$$

ดังนั้นหากพิจารณาความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุต I_x จะได้

$$I_x = I_{D5} - I_{D7} = I_{D6} - I_{D8} \tag{ก1.14}$$

เมื่อทรานซิสเตอร์ทุกทำงานในช่วงอิ่มตัว จะได้

$$I_{D5} = \frac{\mu C_{OX}}{2}\left(\frac{W}{L}\right)\left(V_{GS5} - V_{TH}\right)^2 \tag{ก1.15}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $$I_{D6}=\frac{\mu C_{OX}}{2}\left(\frac{W}{L}\right)\left(V_{GS6}-V_{TH}\right)^{2}$$ (ก1.16)

ดังนั้นแรงดันอินพุตมีค่าเท่ากับ

$$V_{in}=V_{GS5}-V_{GS6}=V_{z}$$ (ก1.17)

เมื่อนำสมการ (ก1.15) และ (ก1.16) แทนในสมการ (ก1.17) จะสามารถเขียนสมการใหม่ ได้ดังนี้

$$V_{z}=\sqrt{\frac{2I_{D5}}{\mu C_{OX}(W/L)}}-\sqrt{\frac{2I_{D6}}{\mu C_{OX}(W/L)}}$$ (ก1.18)

จากสมการ (ก1.12) และ (ก1.13) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$I_{D5}=\frac{I_{BS}}{2}+\frac{\mu C_{OX}}{4}\left(\frac{W}{L}\right)V_{z}\sqrt{\frac{4I_{BS}}{\mu C_{OX}\left(W/L\right)}-V_{z}^{2}}$$ (ก1.19)

และ $$I_{D6}=\frac{I_{BS}}{2}+\frac{\mu C_{OX}}{4}\left(\frac{W}{L}\right)V_{z}\sqrt{\frac{4I_{BS}}{\mu C_{OX}\left(W/L\right)}-V_{z}^{2}}$$ (ก1.20)

แทนค่าสมการ (ก1.19) และ (ก1.20) ลงใน (ก1.14) จะได้

$$I_{x}=\frac{\mu C_{OX}}{2}\left(\frac{W}{L}\right)V_{z}\sqrt{\frac{4I_{BS}}{\mu C_{OX}\left(W/L\right)}-V_{z}^{2}}$$ (ก1.21)

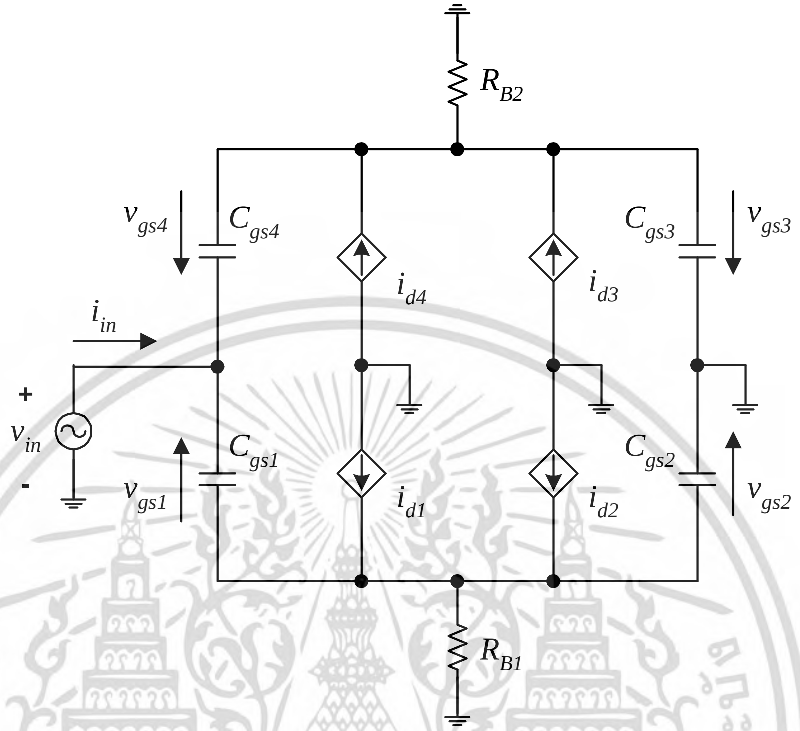
ซึ่งทำให้ได้อัตราขยายค่าความนำเท่ากับ

$$G=\left.\frac{dI_{Z}}{dV_{z}}\right|_{V_{z}=0}=\sqrt{I_{BS}\mu C_{OX}\left(\frac{W}{L}\right)}$$ (ก1.22)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก2 การวิเคราะห์สมรรถนะทางความถี่ของวงจรจ่ายกระแสแบบลอยตัว

สมรรถนะทางความถี่ของวงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัววงจรที่หนึ่งในรูปที่ ก1 สามารถวิเคราะห์ได้จากวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ ก3 โดยอธิบายได้ดังนี้



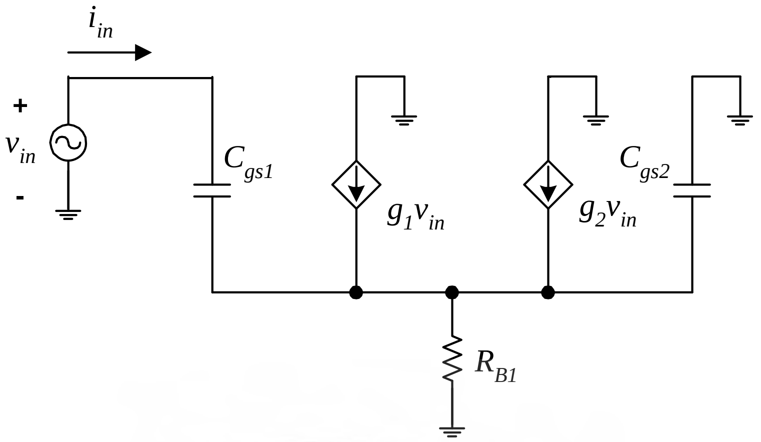
รูปที่ ก3 วงจรสมมูลของวงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัวในรูปที่ ก1

เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ M_1-M_2 และ M_3-M_4 มีความสมมาตรกันทุกประการ (symmetrical) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันดังนี้

$$i_{di} = g_i\, v_{gsi} \tag{ก2.1}$$

เมื่อ i_{di} คือกระแสเดรน g_i คืออัตราขยายค่าความนำของทรานซิสเตอร์ v_{gsi} คือ แรงดันระหว่างขาเกทกับขาซอร์สของทรานซิสเตอร์ตัวที่ i (i = 1, 2, 3, 4) และ R_{B1} และ R_{B2} คือค่าความต้านทานภายในแหล่งจ่ายกระแส I_{B1} และ I_{B2} ตามลำดับ ซึ่งมีค่าสูงมาก เมื่อวิเคราะห์วงจรโดยพิจารณาเฉพาะทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 ทำให้วงจรสมมูลในรูปที่ ก2 สามารถเขียนได้ใหม่ดังรูปที่ ก3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก4 วงจรสมมูลของวงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัวเมื่อพิจารณาเฉพาะทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2

จากรูปที่ ก4 หากวิเคราะห์ในกรณีความถี่ต่ำจะพบว่าทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 ต่อร่วมกันในลักษณะขนานกัน ดังนั้นสามารถเขียนแสดงสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันของวงจรได้ดังนี้

$$\frac{i_{in}}{2} \cong \left(\frac{g_1 g_2}{g_1 + g_2} \right) v_{in} \tag{ก2.2}$$

และในทำนองเดียวกันกรณีของทรานซิสเตอร์ M_3 และ M_4 จะได้ว่า

$$\frac{i_{in}}{2} \cong \left(\frac{g_3 g_4}{g_4 + g_4} \right) v_{in} \tag{ก2.3}$$

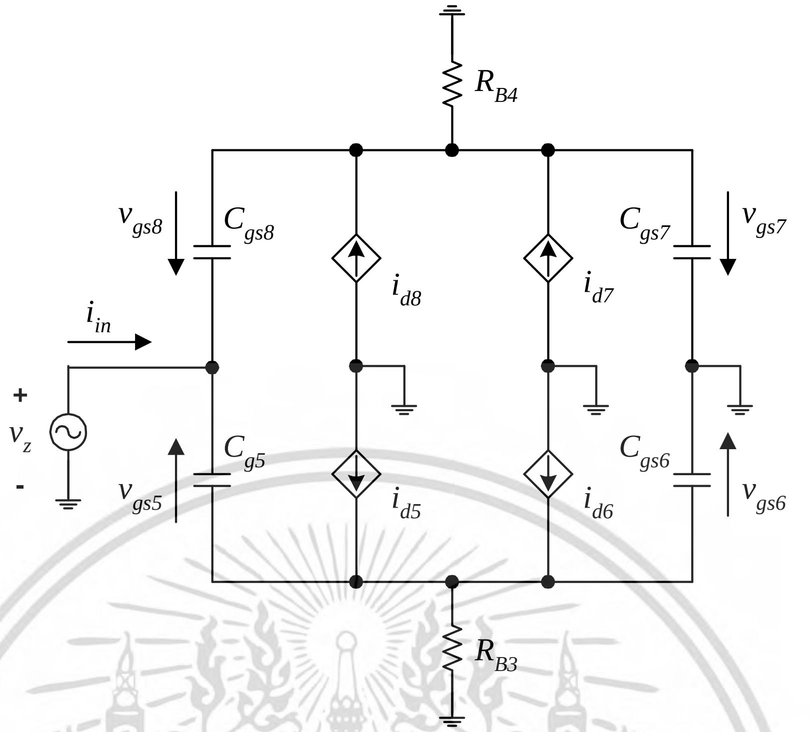
ดังนั้นจากสมการ (ก2.2) และ (ก2.3) จะได้อัตราขยายค่าความนำของวงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัววงจรที่หนึ่งในรูปที่ ก1 ดังนี้

$$g_{mF} \cong \frac{i_{in}}{v_{in}} \cong \left(\frac{g_1 g_2}{g_1 + g_2} \right) + \left(\frac{g_3 g_4}{g_4 + g_4} \right) \tag{ก2.4}$$

เมื่อพิจารณาสมรรถนะทางความถี่ของวงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัววงจรที่สองในรูปที่ ก2 โดยวิเคราะห์จากวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ ก5 เช่นเดียวกันกับนำการวิเคราะห์ของวงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัววงจรที่หนึ่ง จะได้อัตราขยายค่าความนำของวงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัววงจรที่สองในรูปที่ ก2 ดังนี้

$$g_{mS} \cong \frac{i_{in}}{v_z} \cong \left(\frac{g_5 g_6}{g_5 + g_6} \right) + \left(\frac{g_7 g_8}{g_7 + g_8} \right) \tag{ก2.5}$$

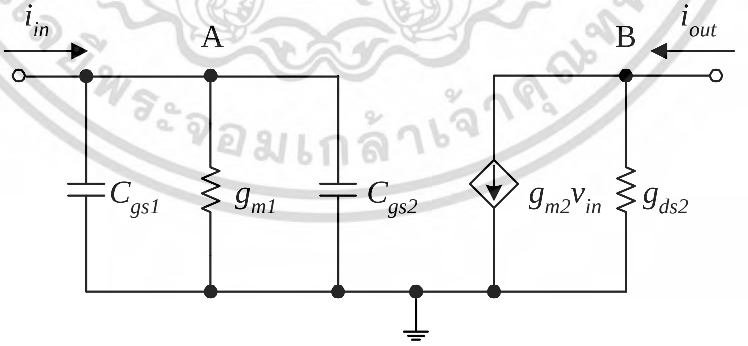
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก5 วงจรสมมูลของวงจรแหล่งจ่ายกระแสลอยตัวในรูปที่ ก2

ก3 การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแส

ในหัวข้อนี้จะแสดงการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 3.6 (ก) ซึ่งผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสะท้อนกระแส M_1-M_2 สามารถวิเคราะห์หาได้จากฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ของวงจรสมมูลดังรูปที่ ก6 ดังนี้



รูปที่ ก6 วงจรสมมูลของวงจรสะท้อนกระแสที่ 3.6 (ก)

จากรูปที่ ก6 เมื่อพิจารณาที่โหนด A โดยใช้กฎกระแสเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchoff's current law, KCL) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$i_{in} = \left(sC_{gs1} + g_{m1} + sC_{gs2}\right) v_{in}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ
$$v_{in} = \frac{i_{in}}{sC_{gs1} + g_{m1} + sC_{gs2}} \qquad (ก3.1)$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด B จะได้ว่า

$$i_{out} = g_{m2} v_{in} \qquad (ก3.2)$$

แทนค่าสมการ (ก3.1) ลงใน (ก3.2) จะได้

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + s(C_{gs1} + C_{gs2})} \qquad (ก3.3)$$

หรือ
$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left[\frac{1}{1 + \frac{s(C_{gs1} + C_{gs2})}{g_{m1}}} \right] \qquad (ก3.4)$$

จากสมการ (ก3.4) หากพิจารณาในกรณีความถี่ต่ำ ($s \to 0$) อัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสจะเท่ากับ

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \qquad (ก3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

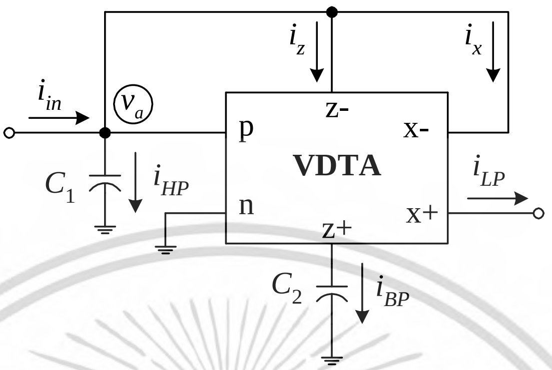
ภาคผนวก ข

การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบ SIMO โดยใช้วงจร VDTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรกรองสัญญาณ SIMO

จากวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA ดังรูปที่ 4.1 เมื่อทิศทางกระแสในวงจรดังรูปที่ ข1 สามารถวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรซึ่งมีลำดับขั้นดังต่อไปนี้



รูปที่ ข1 วงจรกรองสัญญาณ SIMO โหมดกระแสในรูปที่ 4.1

เมื่อพิจารณาผลรวมกระแสที่โหนด v_a จะได้

$$i_{in} = i_{HP} + i_{BP} + i_{LP} \quad (ข1.1)$$

เมื่อ $i_{HP} = sC_1 v_a$, $i_{BP} = i_z = g_{mF} v_a$ และ $i_{LP} = i_x = g_{mS} v_z$ ดังนั้นจะได้

$$i_{in} = sC_1 v_a + g_{mF} v_a + g_{mS} v_z \quad (ข1.2)$$

เนื่องจาก $v_a = i_{HP} / sC_1$ และ $v_z = i_{BP} / sC_2$ ดังนั้นสามารถแทนค่าได้เป็น

$$i_{in} = i_{HP} + \left(\frac{g_{mF}}{sC_1}\right) i_{HP} + \left(\frac{g_{mF} g_{mS}}{s^2 C_1 C_2}\right) i_{HP} \quad (ข1.3)$$

ทำการจัดรูปสมการ (ข1.3) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$i_{in} = \left(1 + \frac{g_{mF}}{sC_1} + \frac{g_{mF} g_{mS}}{s^2 C_1 C_2}\right) i_{HP} \quad (ข1.4)$$

หรือ

$$i_{HP} = \frac{i_{in}}{\left(1 + \frac{g_{mF}}{sC_1} + \frac{g_{mF} g_{mS}}{s^2 C_1 C_2}\right)} \quad (ข1.5)$$

ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสแบบกรองผ่านความถี่สูงคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$HP(s)=\frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)}=\frac{s^2}{s^2+\left(\frac{g_{mF}}{C_1}\right)s+\left(\frac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}\right)} \tag{ข1.6}$$

เมื่อพิจารณาจากสมการ (ข1.1) และ (ข1.3) จะพบว่า

$$i_{BP}=\left(\frac{g_{mF}}{sC_1}\right)i_{HP} \tag{ข1.7}$$

เมื่อทำการแทนค่าสมการ (ข1.5) ลงในสมการ (ข1.7) จะได้

$$i_{BP}=\frac{\left(\frac{g_{mF}}{sC_1}\right)i_{in}}{\left(1+\frac{g_{mF}}{sC_1}+\frac{g_{mF}g_{mS}}{s^2C_1C_2}\right)} \tag{ข1.8}$$

ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสแบบกรองผ่านแถบความถี่คือ

$$BP(s)=\frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)}=\frac{\left(\frac{g_{mF}}{C_1}\right)s}{s^2+\left(\frac{g_{mF}}{C_1}\right)s+\left(\frac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}\right)} \tag{ข1.9}$$

เช่นเดียวกันเมื่อพิจารณาจากสมการ (ข1.1) และ (ข1.3) อีกครั้งจะพบว่า

$$i_{LP}=\left(\frac{g_{mF}g_{mS}}{s^2C_1C_2}\right)i_{HP} \tag{ข1.10}$$

เมื่อทำการแทนค่าสมการ (ข1.5) ลงในสมการ (ข1.10) จะได้

$$i_{LP}=\frac{\left(\frac{g_{mF}g_{mS}}{s^2C_1C_2}\right)i_{in}}{\left(1+\frac{g_{mF}}{sC_1}+\frac{g_{mF}g_{mS}}{s^2C_1C_2}\right)} \tag{ข1.11}$$

ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสแบบกรองผ่านความถี่ต่ำคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$LP(s)=\frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)}=\frac{\left(\dfrac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}\right)}{s^2+\left(\dfrac{g_{mF}}{C_1}\right)s+\left(\dfrac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}\right)} \qquad (ข1.12)$$

เมื่อพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกจะได้สมการคุณลักษณะดังนี้คือ

$$D(s)=s^2+\left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s+\omega_0^{\ 2} \qquad (ข1.13)$$

เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการ (ข1.6), (ข1.9) และ (ข1.12) กับสมการ (ข1.13) จะพบว่า ค่า ω_0 , Q และ BW ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0=\sqrt{\frac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}} \qquad (ข1.14)$$

และ

$$BW=\frac{\omega_0}{Q}=\frac{g_{mF}}{C_1} \qquad (ข1.15)$$

แทนสมการ (ข1.14) ลงในสมการ (ข1.15) จะได้

$$\frac{\left(\dfrac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}{Q}=\frac{g_{mF}}{C_1} \qquad (ข1.16)$$

ทำการจัดรูปสมการ (ข1.16) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$Q=\frac{C_1}{g_{mF}}\left(\frac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}\right)^{1/2} \qquad (ข1.17)$$

หรือ

$$Q=\sqrt{\frac{g_{mS}C_1}{g_{mF}C_2}} \qquad (ข1.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข2 การวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอคทีฟและพาสซีฟ

ในการพิจารณาค่าความไว (sensitivity, S) ของพารามิเตอร์ Y ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ x สามารถกำหนดได้จากความสัมพันธ์ ดังนี้

$$\frac{\%change\ in\ Y}{\%change\ in\ x}=\frac{\left(\Delta Y/Y\right)\times 100\%}{\left(\Delta x/x\right)\times 100\%} \qquad (ข2.1)$$

ซึ่งหมายความว่าในการออกแบบวงจรให้มีคุณสมบัติที่ดีนั้น อัตราส่วนที่ได้จากสมการ (ข2.1) ต้องมีค่าต่ำๆ ทั่วไปควรมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง เมื่อกำหนดให้ S_x^Y แทนถึงค่าความไวของพารามิเตอร์ Y ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ x ดังนั้นสมการ (ข2.1) จึงเขียนใหม่กลายเป็น

$$S_x^Y=\frac{\Delta Y/Y}{\Delta x/x}=\frac{x}{Y}\frac{\partial Y}{\partial x} \qquad (ข2.2)$$

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอคทีฟและพาสซีฟของวงจรกรองสัญญาณดังรูปที่ ก.1 จะเป็นการพิจารณาค่าความไวของค่า ω_0, Q และ BW ในวงจรต่อการแปรค่า g_{mi} และ C_i ในวงจรโดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

พิจารณาหาค่าความไวของ g_{mF} ต่อค่า ω_o จะได้

$$S_{g_m}^{\omega_o}=\frac{g_{mF}}{\omega_o}\frac{\partial\omega_o}{\partial g_{mF}}$$

แทนค่า ω_o จากสมการ (ข1.14) จะได้

$$S_{g_{mF}}^{\omega_o}=\left(\frac{g_{mF}}{\left(\frac{g_{mF}g_{ms}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}\right)\frac{\partial\left(\frac{g_{mF}g_{ms}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}{\partial g_{mF}}$$

$$=\left(\frac{g_{mF}}{\left(\frac{g_{mF}g_{ms}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}\right)\left(\frac{g_{mS}}{C_1C_2}\right)^{1/2}\frac{\partial\left(g_{mF}\right)^{1/2}}{\partial g_{mF}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \left(\frac{g_{mF}}{\left(\frac{g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{g_{mS}}{C_1 C_2} \right)^{1/2} \left(\frac{1}{2} \right) (g_{mF})^{-1/2}$$

ดังนั้น $$S_{g_{mF}}^{\omega_o} = \frac{1}{2}$$

ทำการหาค่าความไวของ C_1 ต่อค่า ω_o จะได้

$$S_{C_1}^{\omega_o} = \frac{C_1}{\omega_o} \frac{\partial \omega_o}{\partial C_1}$$

แทนค่า ω_o จากสมการ (ข1.14) จะได้

$$S_{C_1}^{\omega_o} = \left(\frac{C_1}{\left(\frac{g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \frac{\partial \left(\frac{g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}}{\partial C_1}$$

$$= \left(\frac{C_1}{\left(\frac{g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_2} \right)^{1/2} \frac{\partial (C_1)^{-1/2}}{\partial C_1}$$

$$= \left(\frac{C_1}{\left(\frac{g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_2} \right)^{1/2} \left(-\frac{1}{2} \right) (C_1)^{-3/2}$$

ดังนั้น $$S_{C_1}^{\omega_o} = -\frac{1}{2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นทำการพิจารณาค่าความไวของพารามิเตอร์ค่าอื่นๆ โดยอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้ค่าความไวของวงจรในกรณีนี้เท่ากับ

$$S_{g_{ms}}^{\omega_o} = -S_{C_2}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \quad (ข2.3)$$

$$S_{g_{mS}}^{Q} = -S_{g_{mF}}^{Q} = S_{C_1}^{Q} = -S_{C_2}^{Q} = \frac{1}{2} \quad (ข2.4)$$

$$S_{g_{mF}}^{BW} = -S_{C_1}^{BW} = 1 \quad (ข2.5)$$

และ

$$S_{g_{mS}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = 0 \quad (ข2.6)$$

ข3 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรกรองสัญญาณ SIMO ในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อทำการวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ ข.1 อีกครั้งโดยคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร VDTA ดังสมการ (3.2) สามารถวิเคราะห์หาการทำงานของวงจรกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ได้ดังนี้

จากสมการ (ข.1.1) เมื่อ $i_{HP} = sC_1 v_a$, $i_{BP} = i_z = \beta_F g_{mF} v_a$ และ $i_{LP} = i_x = \beta_S g_{mS} v_z$ จะได้

$$i_{in} = sC_1 v_a + \beta_F g_{mF} v_a + \beta_S g_{mS} v_z \quad (ข3.1)$$

เนื่องจาก $v_a = i_{HP} / sC_1$ และ $v_z = i_{BP} / sC_2$ ดังนั้นสามารถแทนค่าได้เป็น

$$i_{in} = i_{HP} + \left(\frac{\beta_F g_{mF}}{sC_1}\right) i_{HP} + \left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{s^2 C_1 C_2}\right) i_{HP} \quad (ข3.2)$$

ทำการจัดรูปสมการ (ข3.2) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$i_{in} = \left(1 + \frac{\beta_F g_{mF}}{sC_1} + \frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{s^2 C_1 C_2}\right) i_{HP} \quad (ข3.3)$$

หรือ

$$i_{HP} = \frac{i_{in}}{\left(1 + \frac{\beta_F g_{mF}}{sC_1} + \frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{s^2 C_1 C_2}\right)} \quad (ข3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสแบบกรองผ่านความถี่สูงในกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติคือ

$$HP(s)=\frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)}=\frac{s^2}{s^2+\left(\frac{\beta_F g_{mF}}{C_1}\right)s+\left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right)} \tag{ข3.5}$$

เมื่อพิจารณาจากสมการ (ข1.1) และ (ข3.2) จะพบว่า

$$i_{BP}=\left(\frac{\beta_F g_{mF}}{sC_1}\right)i_{HP} \tag{ข3.6}$$

เมื่อทำการแทนค่าสมการ (ข3.4) ลงในสมการ (ข3.6) จะได้

$$i_{BP}=\frac{\left(\frac{\beta_F g_{mF}}{sC_1}\right)i_{in}}{\left(1+\frac{\beta_F g_{mF}}{sC_1}+\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{s^2 C_1 C_2}\right)} \tag{ข3.7}$$

ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสแบบกรองผ่านแถบความถี่ในกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติคือ

$$BP(s)=\frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)}=\frac{\left(\frac{\beta_F g_{mF}}{C_1}\right)s}{s^2+\left(\frac{\beta_F g_{mF}}{C_1}\right)s+\left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right)} \tag{ข3.8}$$

เช่นเดียวกันเมื่อพิจารณาจากสมการ (ข1.1) และ (ข3.2) อีกครั้งจะพบว่า

$$i_{LP}=\left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{s^2 C_1 C_2}\right)i_{HP} \tag{ข3.9}$$

เมื่อทำการแทนค่าสมการ (ข3.4) ลงในสมการ (ข3.9) จะได้

$$i_{LP}=\frac{\left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{s^2 C_1 C_2}\right)i_{in}}{\left(1+\frac{\beta_F g_{mF}}{sC_1}+\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{s^2 C_1 C_2}\right)} \tag{ข3.10}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสแบบกรองผ่านความถี่ต่ำในกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติคือ

$$LP(s)=\frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)}=\frac{\left(\frac{\beta_F\beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1C_2}\right)}{s^2+\left(\frac{\beta_F g_{mF}}{C_1}\right)s+\left(\frac{\beta_F\beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1C_2}\right)} \qquad (ข3.11)$$

เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการ (ข3.5), (ข3.8) และ (ข3.11) กับสมการ (ข1.13) จะพบว่า ค่า ω_0 , Q และ BW ของวงจรในกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0=\sqrt{\frac{\beta_F\beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1C_2}} \qquad (ข3.12)$$

และ

$$BW=\frac{\omega_0}{Q}=\frac{\beta_F g_{mF}}{C_1} \qquad (ข3.13)$$

แทนสมการ (ข3.12) ลงในสมการ (ข3.13) จะได้

$$\frac{\left(\frac{\beta_F\beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}{Q}=\frac{\beta_F g_{mF}}{C_1} \qquad (ข3.14)$$

ทำการจัดรูปสมการ (ข3.14) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$Q=\frac{C_1}{\beta_F g_{mF}}\left(\frac{\beta_F\beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1C_2}\right)^{1/2} \qquad (ข3.15)$$

หรือ

$$Q=\sqrt{\frac{\beta_S g_{mS} C_1}{\beta_F g_{mF} C_2}} \qquad (ข3.16)$$

จากสมการ (ข3.12) ถึงสมการ (ข3.16) สามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของค่า ω_0 , Q และ BW ในวงจรต่อการแปรค่า β_F และ β_S ในวงจรโดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

กรณีหาค่าความไวของ ω_o ต่อการเปลี่ยนแปลง β_F นั่นคือ

$$S_{\beta_F}^{\omega_o}=\frac{\beta_F}{\omega_o}\frac{\partial\omega_o}{\partial\beta_F} \qquad (ข3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า ω_o จากสมการ (ค3.12) จะได้

$$S_{\beta_F}^{\omega_o} = \left(\frac{\beta_F}{\left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \frac{\partial \left(\frac{\beta_F \beta_s g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}}{\partial \beta_F}$$

$$= \left(\frac{\beta_F}{\left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{\beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2} \right)^{1/2} \frac{\partial (\beta_F)^{1/2}}{\partial \beta_F}$$

$$= \left(\frac{\beta_F}{\left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{\beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2} \right)^{1/2} \left(\frac{1}{2} \right) (\beta_F)^{-1/2}$$

ดังนั้น $$S_{\beta_F}^{\omega_o} = \frac{1}{2}$$

จากนั้นทำการพิจารณาค่าความไวของพารามิเตอร์ค่าอื่นๆ โดยอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้ค่าความไวของวงจรในกรณีนี้เท่ากับ

$$S_{\beta_S}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \quad (ข3.18)$$

$$S_{\beta_S}^{Q} = -S_{\beta_F}^{Q} = \frac{1}{2} \quad (ข3.19)$$

$$S_{\beta_F}^{BW} = 1 \quad (ข3.20)$$

และ $$S_{\beta_S}^{BW} = 0 \quad (ข3.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

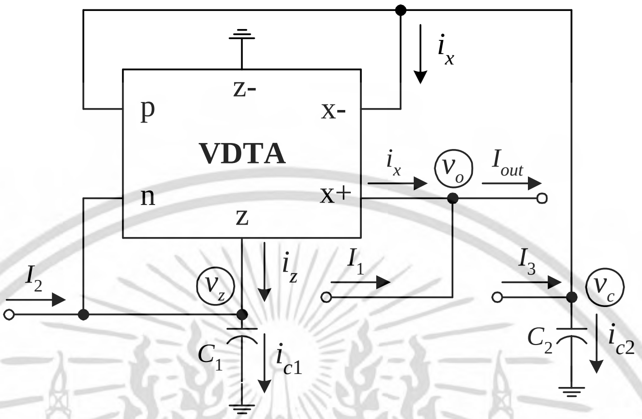
ภาคผนวก ค

การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแส แบบ MISO โดยใช้วงจร VDTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรกรองสัญญาณ MISO โดยใช้วงจร VDTA ตัวเดียว

จากวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA เพียงตัวเดียวดังรูปที่ 4.9 เมื่อกำหนดทิศทางกระแสในวงจรดังรูปที่ ค1 สามารถวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรซึ่งมีลำดับขั้นดังต่อไปนี้



รูปที่ ค1 วงจรกรองสัญญาณ MISO โหมดกระแสในรูปที่ 4.9

พิจารณาผลรวมกระแสที่โหนด v_o จะได้

$$I_{out} = I_1 + i_x \tag{ค1.1}$$

พิจารณาผลรวมกระแสที่โหนด v_z จะได้

$$i_{c1} = I_2 + i_z \tag{ค1.2}$$

เมื่อ $i_{c1} = sC_1 v_z$ และ $i_z = g_{mF}(v_c - v_z)$ ดังนั้นจะได้

$$sC_1 v_z = I_2 + g_{mF}(v_c - v_z) \tag{ค1.3}$$

หรือ

$$I_2 = (sC_1 + g_{mF})v_z - g_{mF}v_c \tag{ค1.4}$$

พิจารณาผลรวมกระแสที่โหนด v_c จะได้

$$I_3 = i_x + i_{c2} \tag{ค1.5}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $i_{c2} = sC_2 v_c$ และ $i_x = g_{mS} v_z$ ดังนั้นจะได้

$$I_3 = g_{mS} v_z + sC_2 v_c \tag{ค1.6}$$

พิจารณาสมการ (ค1.4) และ (ค1.6) จะได้

$$\begin{bmatrix} (sC_1 + g_{mF}) & -g_{mF} \\ g_{mS} & sC_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

หรือ

$$v_z = \frac{sC_2 I_2 + g_{mF} I_3}{\left(C_1 C_2 s^2 + g_{mF} C_2 s + g_{mF} g_{mS}\right)} \tag{ค1.7}$$

และ

$$v_c = \frac{(sC_1 + g_{mF}) I_3 - g_{mS} I_2}{\left(C_1 C_2 s^2 + g_{mF} C_2 s + g_{mF} g_{mS}\right)} \tag{ค1.8}$$

เนื่องจาก $i_x = g_{mS} v_z$ ดังนั้นสามารถแทนค่าได้เป็น

$$i_x = \frac{sC_2 g_{mS} I_2 + g_{mF} g_{mS} I_3}{\left(C_1 C_2 s^2 + g_{mF} C_2 s + g_{mF} g_{mS}\right)} \tag{ค1.9}$$

หรือ

$$i_x = \frac{\left(\frac{g_{mS}}{C_1}\right) sI_2 + \left(\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right) I_3}{\left(s^2 + \frac{g_{mF} s}{C_1} + \frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right)} \tag{ค1.10}$$

นำสมการ (ค1.10) แทนลงในสมการ (ค1.1) จะได้

$$I_{out} = I_1 + \frac{\left(\frac{g_{mS}}{C_1}\right) sI_2 + \left(\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right) I_3}{\left(s^2 + \frac{g_{mF} s}{C_1} + \frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right)} \tag{ค1.11}$$

หรือ..

$$I_{out} = \frac{D(s) I_1 + \left(\frac{g_{mS}}{C_1}\right) sI_2 + \left(\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right) I_3}{D(s)} \tag{ค1.12}$$

โดยที่

$$D(s) = s^2 + \frac{g_{mF} s}{C_1} + \frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2} \tag{ค1.13}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการ (ค1.3) กับสมการ (ข1.13) จะพบว่า ค่า ω_0 , Q และ BW ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}} \tag{ค1.14}$$

และ

$$BW = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{g_{mF}}{C_1} \tag{ค1.15}$$

แทนสมการ (ค1.14) ลงในสมการ (ค1.15) จะได้

$$\frac{\left(\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right)^{1/2}}{Q} = \frac{g_{mF}}{C_1} \tag{ค1.16}$$

ทำการจัดรูปสมการ (ค1.16) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$Q = \frac{C_1}{g_{mF}} \left(\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right)^{1/2} \tag{ค1.17}$$

หรือ

$$Q = \sqrt{\frac{g_{mS} C_1}{g_{mF} C_2}} \tag{ค1.18}$$

จากสมการ (ค1.14) ถึงสมการ (ค1.18) สามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของค่า ω_0, Q และ BW ในวงจรต่อการแปรค่า g_{mi} และ C_i ในวงจรโดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

กรณีหาค่าความไวของ ω_o ต่อการเปลี่ยนแปลง g_{mS} นั่นคือ

$$S_{g_{mS}}^{\omega_o} = \frac{g_{mS}}{\omega_o} \frac{\partial \omega_o}{\partial g_{mS}} \tag{ค1.19}$$

แทนค่า ω_o จากสมการ (ค1.14) จะได้

$$S_{g_{mS}}^{\omega_o} = \left(\frac{g_{mS}}{\left(\frac{g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2}\right)^{1/2}} \right) \frac{\partial \left(\frac{g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2}\right)^{1/2}}{\partial g_{mS}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \left(\frac{g_{mS}}{\left(\frac{g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{g_{mF}}{C_1 C_2} \right)^{1/2} \frac{\partial \left(g_{mS} \right)^{1/2}}{\partial g_{mS}}$$

$$= \left(\frac{g_{mS}}{\left(\frac{g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{g_{mF}}{C_1 C_2} \right)^{1/2} \left(\frac{1}{2} \right) \left(g_{mS} \right)^{-1/2}$$

ดังนั้น $S_{g_{mS}}^{\omega_o} = \frac{1}{2}$

กรณีหาค่าความไวของ C_2 ต่อค่า ω_o จะได้

$$S_{C_2}^{\omega_o} = \frac{C_2}{\omega_o} \frac{\partial \omega_o}{\partial C_2}$$

แทนค่า ω_o จากสมการ (ข1.14) จะได้

$$S_{C_2}^{\omega_o} = \left(\frac{C_2}{\left(\frac{g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \frac{\partial \left(\frac{g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}}{\partial C_2}$$

$$= \left(\frac{C_2}{\left(\frac{g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1} \right)^{1/2} \frac{\partial \left(C_2 \right)^{-1/2}}{\partial C_2}$$

$$= \left(\frac{C_2}{\left(\frac{g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1} \right)^{1/2} \left(-\frac{1}{2} \right) \left(C_2 \right)^{-3/2}$$

ดังนั้น $S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นทำการพิจารณาค่าความไวของพารามิเตอร์ค่าอื่นๆ โดยอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้ค่าความไวของวงจรในกรณีนี้เท่ากับ

$$S_{g_{mF}}^{\omega_o} = -S_{C_1}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \quad (ค1.20)$$

$$S_{g_{mS}}^{Q} = -S_{g_{mF}}^{Q} = S_{C_1}^{Q} = -S_{C_2}^{Q} = \frac{1}{2} \quad (ค1.21)$$

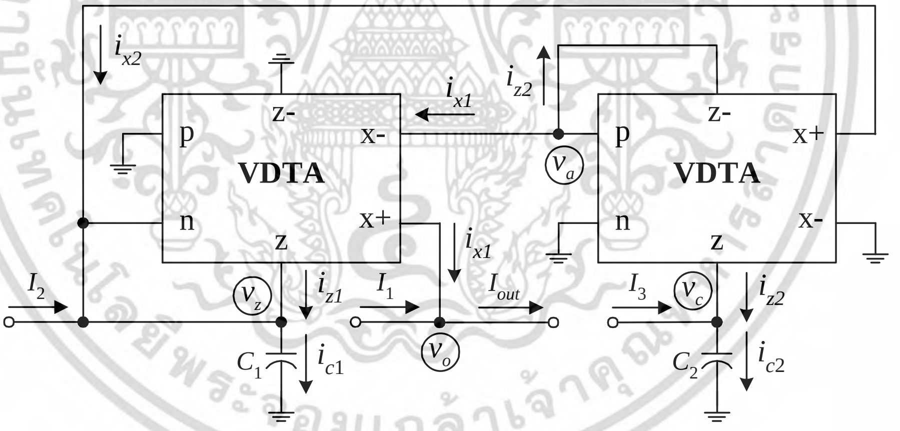
$$S_{g_{mF}}^{BW} = -S_{C_1}^{BW} = 1 \quad (ค1.22)$$

และ

$$S_{g_{mS}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = 0 \quad (ค1.23)$$

ค2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรกรองสัญญาณ MISO โดยใช้วงจร VDTA สองตัว

จากวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA สองตัวดังรูปที่ 4.10 เมื่อทิศทางกระแสในวงจรดังรูปที่ ค2 สามารถวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรซึ่งมีลำดับขั้นดังต่อไปนี้



รูปที่ ค2 วงจรกรองสัญญาณ MISO โหมดกระแสในรูปที่ 4.10

พิจารณาผลรวมกระแสที่โหนด v_o จะได้

$$I_{out} = I_1 + i_{x1} \quad (ค2.1)$$

พิจารณาผลรวมกระแสที่โหนด v_z จะได้

$$i_{c1} = I_2 + i_{x2} + i_{z1} \quad (ค2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $i_{c1} = sC_1 v_z$, $i_{x2} = g_{mS2} v_c$ และ $i_{z1} = -g_{mF1} v_z$ ดังนั้นจะได้

$$sC_1 v_z = I_2 + g_{mS2} v_c - g_{mF1} v_z \quad (ค2.3)$$

หรือ
$$I_2 = (sC_1 + g_{mF1}) v_z - g_{mS2} v_c \quad (ค2.4)$$

พิจารณาผลรวมกระแสที่โหนด v_c จะได้

$$i_{c2} = I_3 - i_{z2} \quad (ค2.5)$$

เมื่อ $i_{c2} = sC_2 v_c$ และ $i_{z2} = g_{mF2} v_a$ ดังนั้นจะได้

$$sC_2 v_c = I_3 - g_{mF2} v_a \quad (ค2.6)$$

หรือ
$$I_3 = sC_2 v_c - g_{mF2} v_a \quad (ค2.7)$$

พิจารณาผลรวมกระแสที่โหนด v_a จะได้

$$i_{x1} = -i_{z2} \quad (ค2.8)$$

เมื่อ $i_{x2} = g_{mS1} v_z$ และ $i_{z2} = g_{mF2} v_a$ ดังนั้นจะได้

$$g_{mS1} v_z = -g_{mF2} v_a \quad (ค2.9)$$

หรือ
$$v_a = -\frac{g_{mS1}}{g_{mF2}} v_z \quad (ค2.10)$$

แทนค่าสมการ (ค2.10) ลงใน (ค2.7) จะได้

$$I_3 = g_{mS1} v_z + sC_2 v_c \quad (ค2.11)$$

พิจารณาสมการ (ค2.4) และ (ค2.11) จะได้

$$\begin{bmatrix} (sC_1 + g_{mF1}) & -g_{mS2} \\ g_{mS1} & sC_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ $$v_z = \frac{sC_2 I_2 + g_{mS2} I_3}{\left(C_1 C_2 s^2 + g_{mF1} C_2 s + g_{mS1} g_{mS2}\right)}$$ (ค2.12)

และ $$v_c = \frac{(sC_1 + g_{mF1}) I_3 - g_{mS1} I_2}{\left(C_1 C_2 s^2 + g_{mF1} C_2 s + g_{mS1} g_{mS2}\right)}$$ (ค2.13)

เนื่องจาก $i_{x1} = g_{mS1} v_z$ ดังนั้นสามารถแทนค่าได้เป็น

$$i_{x1} = \frac{sC_2 g_{mS1} I_2 + g_{mS1} g_{mS2} I_3}{\left(C_1 C_2 s^2 + g_{mF1} C_2 s + g_{mS1} g_{mS2}\right)}$$ (ค2.14)

หรือ $$i_{x1} = \frac{\left(\frac{g_{mS1}}{C_1}\right) sI_2 + \left(\frac{g_{mS1} g_{mS2}}{C_1 C_2}\right) I_3}{\left(s^2 + \frac{g_{mF1} s}{C_1} + \frac{g_{mS1} g_{mS2}}{C_1 C_2}\right)}$$ (ค2.15)

นำสมการ (ค2.15) แทนลงในสมการ (ค2.1) จะได้

$$I_{out} = I_1 + \frac{\left(\frac{g_{mS1}}{C_1}\right) sI_2 + \left(\frac{g_{mS1} g_{mS2}}{C_1 C_2}\right) I_3}{\left(s^2 + \frac{g_{mF1} s}{C_1} + \frac{g_{mS1} g_{mS2}}{C_1 C_2}\right)}$$ (ค2.16)

หรือ.. $$I_{out} = \frac{D(s) I_1 + \left(\frac{g_{mS1}}{C_1}\right) sI_2 + \left(\frac{g_{mS1} g_{mS2}}{C_1 C_2}\right) I_3}{D(s)}$$ (ค2.17)

โดยที่ $$D(s) = s^2 + \frac{g_{mF1} s}{C_1} + \frac{g_{mS1} g_{mS2}}{C_1 C_2}$$ (ค2.18)

เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการ (ค2.18) กับสมการ (ข1.13) จะพบว่า ค่า ω_0 , Q และ BW ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mS1} g_{mS2}}{C_1 C_2}}$$ (ค2.19)

และ $$BW = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{g_{mF1}}{C_1}$$ (ค2.20)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการ (ค2.19) ลงในสมการ (ค2.20) จะได้

$$\frac{\left(\frac{g_{mS1}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}{Q}=\frac{g_{mF1}}{C_1} \quad (ค2.21)$$

ทำการจัดรูปสมการ (ค2.21) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$Q=\frac{C_1}{g_{mF1}}\left(\frac{g_{mS1}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)^{1/2} \quad (ค2.22)$$

หรือ

$$Q=\frac{1}{g_{mF1}}\sqrt{\frac{g_{mS1}g_{mS2}C_1}{C_2}} \quad (ค2.23)$$

จากสมการ (ค2.19) ถึงสมการ (ค2.23) สามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของค่า ω_0, Q และ BW ในวงจรต่อการแปรค่า g_{mi} และ C_i ในวงจรโดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

กรณีหาค่าความไวของ Q ต่อการเปลี่ยนแปลง g_{mF1} นั่นคือ

$$S^{Q}_{g_{mF1}}=\frac{g_{mF1}}{Q}\frac{\partial Q}{\partial g_{mF1}} \quad (ค2.24)$$

แทนค่า Q จากสมการ (ค2.23) จะได้

$$S^{Q}_{g_{mF1}}=\left(\frac{g_{mF1}}{\left(\frac{1}{g_{mF1}}\right)\left(\frac{g_{mS1}g_{mS2}C_1}{C_2}\right)^{1/2}}\right)\frac{\partial\left(\left(\frac{1}{g_{mF1}}\right)\left(\frac{g_{mS1}g_{mS2}C_1}{C_2}\right)^{1/2}\right)}{\partial g_{mF1}}$$

$$=\left(\frac{1}{\left(\frac{1}{g_{mF1}}\right)\left(\frac{g_{mS1}g_{mS2}C_1}{C_2}\right)^{1/2}}\right)\left(\frac{g_{mS1}g_{mS2}C_1}{C_2}\right)^{1/2}\frac{\partial\left(g_{mF1}\right)^{-1}}{\partial g_{mF1}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= -\left(\frac{g_{mF1}}{\left(\frac{1}{g_{mF1}}\right)\left(\frac{g_{mS1}g_{mS2}C_1}{C_2}\right)^{1/2}} \right)\left(\frac{g_{mS1}g_{mS2}C_1}{C_2}\right)^{1/2} g_{mF1}^{-1/2}$$

ดังนั้น $$S_{g_{mF1}}^{Q} = -1$$

กรณีหาค่าความไวของ C_2 ต่อค่า Q จะได้

$$S_{C_2}^{Q} = \frac{C_2}{Q}\frac{\partial Q}{\partial C_2}$$

แทนค่า Q จากสมการ (ค2.23) จะได้

$$S_{C_2}^{Q} = \left(\frac{C_2}{\left(\frac{1}{g_{mF1}}\right)\left(\frac{g_{mS1}g_{mS2}C_1}{C_2}\right)^{1/2}} \right) \frac{\partial \left(\frac{1}{g_{mF1}}\right)\left(\frac{g_{mS1}g_{mS2}C_1}{C_2}\right)^{1/2}}{\partial C_2}$$

$$= \left(\frac{C_2}{\left(\frac{1}{g_{mF1}}\right)\left(\frac{g_{mS1}g_{mS2}C_1}{C_2}\right)^{1/2}} \right)\left(\frac{1}{g_{mF1}}\right)\left(g_{mS1}g_{mS2}C_1\right)^{1/2} \frac{\partial \left(C_2\right)^{-1/2}}{\partial C_2}$$

$$= \left(\frac{C_2}{\left(\frac{1}{g_{mF1}}\right)\left(\frac{g_{mS1}g_{mS2}C_1}{C_2}\right)^{1/2}} \right)\left(\frac{1}{g_{mF1}}\right)\left(g_{mS1}g_{mS2}C_1\right)^{1/2}\left(-\frac{1}{2}\right)\left(C_2\right)^{-3/2}$$

ดังนั้น $$S_{C_2}^{Q} = -\frac{1}{2}$$

จากนั้นทำการพิจารณาค่าความไวของพารามิเตอร์ค่าอื่นๆ โดยอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้ค่าความไวของวงจรในกรณีนี้เท่ากับ

$$S_{g_{mS1}}^{\omega_o} = S_{g_{mS2}}^{\omega_o} = -S_{C_1}^{\omega_o} = -S_{C_2}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \qquad (ค2.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S^{\omega_o}_{g_{mF1}} = S^{\omega_o}_{g_{mF2}} = 0 \qquad (ค2.26)$$

$$S^{Q}_{g_{mS1}} = S^{Q}_{g_{mS2}} = S^{Q}_{C_1} = \frac{1}{2} \qquad (ค2.27)$$

$$S^{Q}_{g_{mF2}} = 0 \qquad (ค2.28)$$

$$S^{BW}_{g_{mF1}} = -S^{BW}_{C_1} = 1 \qquad (ค2.29)$$

และ

$$S^{BW}_{g_{mF2}} = S^{BW}_{g_{mS1}} = S^{BW}_{g_{mS2}} = S^{BW}_{C_2} = 0 \qquad (ค2.30)$$

ค3 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรกรองสัญญาณ SIMO โหมดกระแสในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อทำการวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ ค.1 อีกครั้งโดยคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร VDTA ดังสมการ (3.2) สามารถวิเคราะห์หาการทำงานของวงจรกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ได้ดังนี้

จากสมการ (ค1.2) เมื่อ $i_{c1} = sC_1 v_z$ และ $i_z = \beta_F g_{mF}(v_c - v_z)$ ดังนั้นจะได้

$$sC_1 v_z = I_2 + \beta_F g_{mF}(v_c - v_z) \qquad (ค3.1)$$

หรือ

$$I_2 = (sC_1 + \beta_F g_{mF})v_z - \beta_F g_{mF} v_c \qquad (ค3.2)$$

จากสมการ (ค1.5) เมื่อ $i_{c2} = sC_2 v_c$ และ $i_x = \beta_S g_{mS} v_z$ ดังนั้นจะได้

$$I_3 = \beta_S g_{mS} v_z + sC_2 v_c \qquad (ค3.3)$$

พิจารณาสมการ (ค3.2) และ (ค3.3) จะได้

$$\begin{bmatrix} (sC_1 + \beta_F g_{mF}) & -\beta_F g_{mF} \\ \beta_S g_{mS} & sC_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

หรือ

$$v_z = \frac{sC_2 I_2 + \beta_F g_{mF} I_3}{\left(C_1 C_2 s^2 + \beta_F g_{mF} C_2 s + \beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}\right)} \qquad (ค3.4)$$

และ

$$v_c = \frac{(sC_1 + \beta_F g_{mF}) I_3 - \beta_S g_{mS} I_2}{\left(C_1 C_2 s^2 + \beta_F g_{mF} C_2 s + \beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}\right)} \qquad (ค3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก $i_x = \beta_S g_{mS} v_z$ ดังนั้นสามารถแทนค่าได้เป็น

$$i_x = \frac{sC_2\beta_S g_{mS} I_2 + \beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS} I_3}{\left(C_1C_2 s^2 + \beta_F g_{mF} C_2 s + \beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}\right)} \quad (ค3.6)$$

หรือ

$$i_x = \frac{\left(\frac{\beta_S g_{mS}}{C_1}\right) sI_2 + \left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1C_2}\right) I_3}{\left(s^2 + \frac{\beta_F g_{mF} s}{C_1} + \frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1C_2}\right)} \quad (ค3.7)$$

นำสมการ (ค3.7) แทนลงในสมการ (ค3.1) จะได้

$$I_{out} = I_1 + \frac{\left(\frac{\beta_S g_{mS}}{C_1}\right) sI_2 + \left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1C_2}\right) I_3}{\left(s^2 + \frac{\beta_F g_{mF} s}{C_1} + \frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1C_2}\right)} \quad (ค3.8)$$

หรือ............................

$$I_{out} = \frac{D(s)I_1 + \left(\frac{\beta_S g_{mS}}{C_1}\right) sI_2 + \left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1C_2}\right) I_3}{D(s)} \quad (ค3.9)$$

โดยที่

$$D(s) = s^2 + \frac{\beta_F g_{mF} s}{C_1} + \frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1C_2} \quad (ค3.10)$$

เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการ (ค3.10) กับสมการ (ข1.13) จะพบว่า ค่า ω_0 , Q และ BW ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1C_2}} \quad (ค3.11)$$

และ

$$BW = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{\beta_F g_{mF}}{C_1} \quad (ค3.12)$$

แทนสมการ (ค3.11) ลงในสมการ (ค3.12) จะได้

$$\frac{\left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}{Q} = \frac{\beta_F g_{mF}}{C_1} \quad (ค3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการจัดรูปสมการ (ค3.13) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$Q = \frac{C_1}{\beta_F g_{mF}} \left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2} \right)^{1/2} \quad (ค3.14)$$

หรือ

$$Q = \sqrt{\frac{\beta_S g_{mS} C_1}{\beta_F g_{mF} C_2}} \quad (ค3.15)$$

จากสมการ (ค3.11) ถึงสมการ (ค3.15) สามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของค่า ω_0 , Q และ BW ในวงจรต่อการแปรค่า β_F และ β_S ในวงจรโดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

กรณีหาค่าความไวของ ω_o ต่อการเปลี่ยนแปลง g_{mS} นั่นคือ

$$S_{\beta_S}^{\omega_o} = \frac{\beta_S}{\omega_o} \frac{\partial \omega_o}{\partial \beta_S} \quad (ค3.16)$$

แทนค่า ω_o จากสมการ (ค3.11) จะได้

$$S_{\beta_S}^{\omega_o} = \left(\frac{\beta_S}{\left(\frac{\beta_F \beta_s g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \frac{\partial \left(\frac{\beta_F \beta_s g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}}{\partial \beta_S}$$

$$= \left(\frac{\beta_S}{\left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{\beta_F g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2} \frac{\partial (\beta_S)^{1/2}}{\partial \beta_S}$$

$$= \left(\frac{\beta_S}{\left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{\beta_F g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2} \left(\frac{1}{2} \right) (\beta_S)^{-1/2}$$

ดังนั้น

$$S_{\beta_S}^{\omega_o} = \frac{1}{2}$$

จากนั้นทำการพิจารณาค่าความไวของพารามิเตอร์ค่าอื่นๆ โดยอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้ค่าความไวของวงจรในกรณีนี้เท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{\beta_F}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \tag{ค3.17}$$

$$S_{\beta_S}^{Q} = -S_{\beta_F}^{Q} = \frac{1}{2} \tag{ค3.18}$$

$$S_{\beta_F}^{BW} = 1 \tag{ค3.19}$$

และ

$$S_{\beta_S}^{BW} = 0 \tag{ค3.20}$$

และเช่นเดียวกันเมื่อทำการวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ ค.2 อีกครั้งโดยคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร VDTA ดังสมการ (3.2) สามารถวิเคราะห์หาการทำงานของวงจรกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ได้ดังนี้

จากสมการ (ค2.2) เมื่อ $i_{c1} = sC_1 v_z$, $i_{x2} = \beta_{S2} g_{mS2} v_c$ และ $i_{z1} = -\beta_{F1} g_{mF1} v_z$ ดังนั้นจะได้

$$sC_1 v_z = I_2 + \beta_{S2} g_{mS2} v_c - \beta_{F1} g_{mF1} v_z \tag{ค3.21}$$

หรือ

$$I_2 = (sC_1 + \beta_{F1} g_{mF1}) v_z - \beta_{S2} g_{mS2} v_c \tag{ค3.22}$$

จากสมการ (ค2.5) เมื่อ $i_{c2} = sC_2 v_c$ และ $i_{z2} = \beta_{F2} g_{mF2} v_a$ ดังนั้นจะได้

$$sC_2 v_c = I_3 - \beta_{F2} g_{mF2} v_a \tag{ค3.23}$$

หรือ

$$I_3 = sC_2 v_c - \beta_{F2} g_{mF2} v_a \tag{ค3.24}$$

จากสมการ (ค2.5) เมื่อ $i_{x2} = \beta_{S1} g_{mS1} v_z$ และ $i_{z2} = \beta_{F2} g_{mF2} v_a$ ดังนั้นจะได้

$$\beta_{S1} g_{mS1} v_z = -\beta_{F2} g_{mF2} v_a \tag{ค3.25}$$

หรือ

$$v_a = -\frac{\beta_{S1} g_{mS1}}{\beta_{F2} g_{mF2}} v_z \tag{ค3.26}$$

แทนค่าสมการ (ค3.26) ลงใน (ค3.24) จะได้

$$I_3 = \beta_{S1} g_{mS1} v_z + sC_2 v_c \tag{ค3.27}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาสมการ (ค3.22) และ (ค3.24) จะได้

$$\begin{bmatrix} (sC_1 + \beta_{F1} g_{mF1}) & -\beta_{S2} g_{mS2} \\ \beta_{S1} g_{mS1} & sC_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

หรือ
$$v_z = \frac{sC_2 I_2 + \beta_{S2} g_{mS2} I_3}{\left(C_1 C_2 s^2 + \beta_{F1} g_{mF1} C_2 s + \beta_{S1} \beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2}\right)} \quad \text{(ค3.28)}$$

และ
$$v_c = \frac{(sC_1 + \beta_{F1} g_{mF1}) I_3 - \beta_{S1} g_{mS1} I_2}{\left(C_1 C_2 s^2 + \beta_{F1} g_{mF1} C_2 s + \beta_{S1} \beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2}\right)} \quad \text{(ค3.29)}$$

เนื่องจาก $i_{x1} = \beta_{S1} g_{mS1} v_z$ ดังนั้นสามารถแทนค่าได้เป็น

$$i_{x1} = \frac{sC_2 \beta_{S1} g_{mS1} I_2 + \beta_{S1} \beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2} I_3}{\left(C_1 C_2 s^2 + \beta_{F1} g_{mF1} C_2 s + \beta_{S1} \beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2}\right)} \quad \text{(ค3.30)}$$

หรือ
$$i_{x1} = \frac{\left(\frac{\beta_{S1} g_{mS1}}{C_1}\right) sI_2 + \left(\frac{\beta_{S1} \beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2}}{C_1 C_2}\right) I_3}{\left(s^2 + \frac{\beta_{F1} g_{mF1} s}{C_1} + \frac{\beta_{S1} \beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2}}{C_1 C_2}\right)} \quad \text{(ค3.31)}$$

นำสมการ (ค3.31) แทนลงในสมการ (ค2.1) จะได้

$$I_{out} = I_1 + \frac{\left(\frac{\beta_{S1} g_{mS1}}{C_1}\right) sI_2 + \left(\frac{\beta_{S1} \beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2}}{C_1 C_2}\right) I_3}{\left(s^2 + \frac{\beta_{F1} g_{mF1} s}{C_1} + \frac{\beta_{S1} \beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2}}{C_1 C_2}\right)} \quad \text{(ค3.32)}$$

หรือ........................ $I_{out} = \dfrac{D(s) I_1 + \left(\frac{\beta_{S1} g_{mS1}}{C_1}\right) sI_2 + \left(\frac{\beta_{S1} \beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2}}{C_1 C_2}\right) I_3}{D(s)}$ (ค3.33)

โดยที่
$$D(s) = s^2 + \frac{\beta_{F1} g_{mF1} s}{C_1} + \frac{\beta_{S1} \beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2}}{C_1 C_2} \quad \text{(ค3.34)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการ (ค3.34) กับสมการ (ข1.13) จะพบว่า ค่า ω_0 , Q และ BW ของวงจรในกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติมีค่าเท่ากับมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_{S1}\beta_{S2}g_{mS1}g_{mS2}}{C_1C_2}} \quad (ค3.35)$$

และ

$$BW = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{\beta_{F1}g_{mF1}}{C_1} \quad (ค3.36)$$

แทนสมการ (ค3.35) ลงในสมการ (ค3.36) จะได้

$$\frac{\left(\frac{\beta_{S1}\beta_{S2}g_{mS1}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}{Q} = \frac{\beta_{F1}g_{mF1}}{C_1} \quad (ค3.37)$$

ทำการจัดรูปสมการ (ค3.37) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$Q = \frac{C_1}{\beta_{F1}g_{mF1}}\left(\frac{\beta_{S1}\beta_{S2}g_{mS1}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)^{1/2} \quad (ค3.38)$$

หรือ

$$Q = \frac{1}{\beta_{F1}g_{mF1}}\sqrt{\frac{\beta_{S1}\beta_{S2}g_{mS1}g_{mS2}C_1}{C_2}} \quad (ค3.39)$$

จากสมการ (ค3.35) ถึงสมการ (ค3.39) สามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของค่า ω_0 , Q และ BW ในวงจรต่อการแปรค่า $\beta_{F1}, \beta_{F2}, \beta_{S1}$ และ β_{S2} ในวงจรโดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

กรณีหาค่าความไวของ Q ต่อการเปลี่ยนแปลง β_{F1} นั่นคือ

$$S_{\beta_{F1}}^{Q} = \frac{\beta_{F1}}{Q}\frac{\partial Q}{\partial \beta_{F1}} \quad (ค3.40)$$

แทนค่า Q จากสมการ (ค3.39) จะได้

$$S_{\beta_{F1}}^{Q} = \left(\frac{\beta_{F1}}{\left(\frac{1}{\beta_{F1}g_{mF1}}\right)\left(\frac{\beta_{S1}\beta_{S2}g_{mS1}g_{mS2}C_1}{C_2}\right)^{1/2}}\right)\frac{\partial\left(\frac{1}{\beta_{F1}g_{mF1}}\left(\frac{\beta_{S1}\beta_{S2}g_{mS1}g_{mS2}C_1}{C_2}\right)^{1/2}\right)}{\partial \beta_{F1}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \left(\frac{\beta_{F1}}{\left(\frac{1}{\beta_{F1} g_{mF1}}\right)\left(\frac{\beta_{S1}\beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2} C_1}{C_2}\right)^{1/2}} \right) \left(\frac{\beta_{S1}\beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2} C_1}{C_2}\right)^{1/2} \frac{\partial\left(\beta_{F1}\right)^{-1}}{\partial \beta_{F1}}$$

$$= -\left(\frac{\beta_{F1}}{\left(\frac{1}{\beta_{F1} g_{mF1}}\right)\left(\frac{\beta_{S1}\beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2} C_1}{C_2}\right)^{1/2}} \right) \left(\frac{\beta_{S1}\beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2} C_1}{C_2}\right)^{1/2} \beta_{F1}^{-1/2}$$

ดังนั้น $S_{\beta_{F1}}^{Q} = -1$

จากนั้นทำการพิจารณาค่าความไวของพารามิเตอร์ค่าอื่นๆ โดยอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้ค่าความไวของวงจรในกรณีนี้เท่ากับ

$$S_{\beta_{S1}}^{\omega_o} = S_{\beta_{S2}}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \tag{ค3.41}$$

$$S_{\beta_{F1}}^{\omega_o} = S_{\beta_{F2}}^{\omega_o} = 0 \tag{ค3.42}$$

$$S_{\beta_{S1}}^{Q} = S_{\beta_{S2}}^{Q} = \frac{1}{2} \tag{ค3.43}$$

$$S_{\beta_{F2}}^{Q} = 0 \tag{ค3.44}$$

$$S_{\beta_{F1}}^{BW} = 1 \tag{ค3.44}$$

และ

$$S_{\beta_{F2}}^{BW} = S_{\beta_{S1}}^{BW} = S_{\beta_{S2}}^{BW} = 0 \tag{ค3.45}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

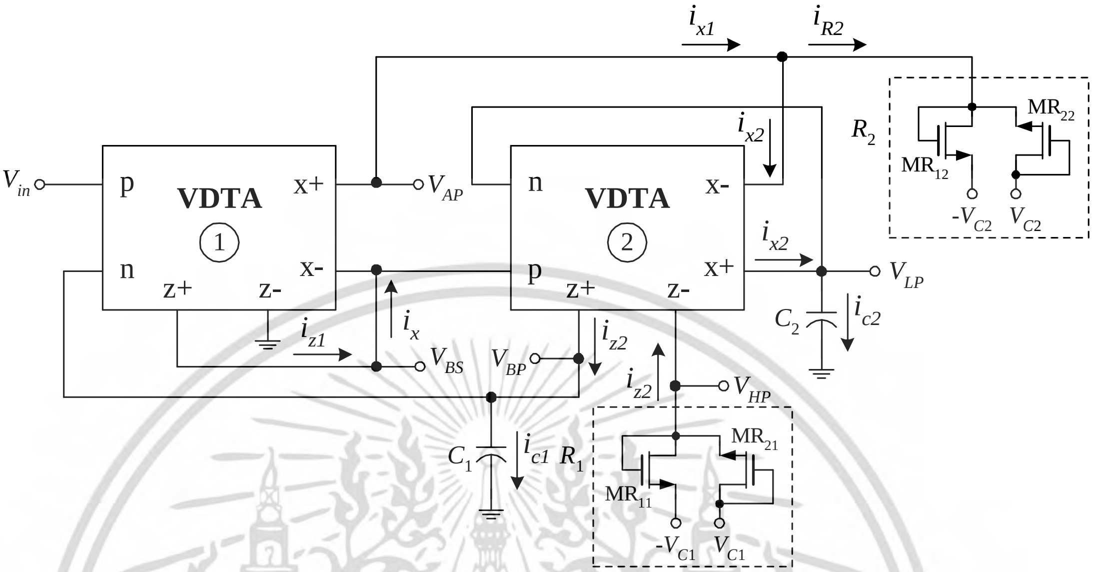
ภาคผนวก ง

การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดัน แบบ SIMO โดยใช้วงจร VDTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณ SIMO

จากวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดแรงดันแบบหนึ่งอินพุต ห้าเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA ดังรูปที่ 5.1 เมื่อทิศทางกระแสในวงจรดังรูปที่ ง1 สามารถวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรซึ่งมีลำดับขั้นดังต่อไปนี้



รูปที่ ง1 วงจรกรองสัญญาณ SIMO โหมดแรงดันในรูปที่ 5.1

เมื่อพิจารณากระแสที่โหนด V_{LP} จะได้

$$i_{x2} = i_{c2} \tag{ง1.1}$$

เมื่อ $i_{x2} = g_{mS2}V_{BP}$ และ $i_{c2} = sC_2V_{LP}$ ดังนั้นจะได้

$$g_{mS2}V_{BP} = sC_2V_{LP} \tag{ง1.2}$$

หรือ

$$V_{LP} = \left(\frac{g_{mS2}}{sC_2}\right)V_{BP} \tag{ง1.3}$$

เมื่อพิจารณากระแสที่โหนด V_{BP} จะได้

$$i_{z2} = i_{c1} \tag{ง1.4}$$

เมื่อ $i_{z2} = g_{mF2}(V_{BS} - V_{LP})$ และ $i_{c1} = sC_1V_{BP}$ ดังนั้นจะได้

$$g_{mF2}(V_{BS} - V_{LP}) = sC_1V_{BP} \tag{ง1.5}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ
$$V_{BP}=\left(\frac{g_{mF2}}{sC_1}\right)\left(V_{BS}-V_{LP}\right) \tag{ง1.6}$$

เมื่อพิจารณากระแสที่โหนด V_{BS} จะได้

$$i_{z1}=i_{x1} \tag{ง1.7}$$

เมื่อ $i_{z1}=g_{mF1}(V_{in}-V_{BP})$ และ $i_{x1}=g_{mS1}V_{BS}$ ดังนั้นจะได้

$$g_{mF1}(V_{in}-V_{BS})=g_{mS1}V_{BS} \tag{ง1.8}$$

หรือ
$$V_{BS}=\left(\frac{g_{mF1}}{g_{mS1}}\right)(V_{in}-V_{BP}) \tag{ง1.9}$$

เมื่อกำหนดให้ $\frac{g_{mF1}}{g_{mS1}}=K$ และทำการแทนค่าสมการ (ง1.9) ลงในสมการ (ง1.6) จะได้

$$V_{BP}=\left(\frac{Kg_{mF2}}{sC_1}\right)V_{in}-\left(\frac{Kg_{mF2}}{sC_1}\right)V_{BP}-\left(\frac{g_{mF2}}{sC_1}\right)V_{LP} \tag{ง1.10}$$

หรือ
$$V_{BP}=\left(\frac{Kg_{mF2}}{sC_1+Kg_{mF2}}\right)V_{in}-\left(\frac{g_{mF2}}{sC_1+Kg_{mF2}}\right)V_{LP} \tag{ง1.11}$$

และเมื่อทำการแทนค่าสมการ (ง1.11) ลงในสมการ (ง1.3) จะได้

$$V_{LP}=\left(\frac{g_{mS2}}{sC_2}\right)\left(\frac{Kg_{mF2}}{sC_1+Kg_{mF2}}\right)V_{in}-\left(\frac{g_{mS2}}{sC_2}\right)\left(\frac{g_{mF2}}{sC_1+Kg_{mF2}}\right)V_{LP} \tag{ง1.12}$$

หรือ
$$V_{LP}=\left(\frac{Kg_{mF2}g_{mS2}}{s^2C_1C_2+sC_2Kg_{mF2}+g_{mF2}g_{mS2}}\right)V_{in} \tag{ง1.13}$$

ทำการจัดรูปสมการ (ง1.13) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{LP}=\left(\frac{\left(\frac{g_{mF1}}{g_{mS1}}\right)\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}{s^2+\left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}\right)V_{in} \tag{ง1.14}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ
$$LP(s)=\frac{V_{LP}(s)}{V_{in}(s)}=\frac{\left(\frac{g_{mF1}}{g_{mS1}}\right)\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}{s^2+\left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \quad (ง1.15)$$

ทำการแทนค่าสมการ (ง1.14) ลงใน (ง1.3) จะได้

$$V_{BP}=\left(\frac{\left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s}{s^2+\left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}\right)V_{in} \quad (ง1.16)$$

หรือ
$$BP(s)=\frac{V_{BP}(s)}{V_{in}(s)}=\frac{\left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s}{s^2+\left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \quad (ง1.17)$$

ทำการแทนค่าสมการ (ง1.14) และ (ง1.16) ลงใน (ง1.6) จะได้

$$V_{BS}=\left(\frac{\left(\frac{g_{mF1}}{g_{mS1}}\right)s^2+\left(\frac{g_{mF1}}{g_{mS1}}\right)\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}{s^2+\left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}\right)V_{in} \quad (ง1.18)$$

หรือ
$$BS(s)=\frac{V_{BS}(s)}{V_{in}(s)}=\frac{\left(\frac{g_{mF1}}{g_{mS1}}\right)\left(s^2+\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}{s^2+\left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \quad (ง1.19)$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด V_{HP} จะได้

$$V_{HP}=-i_{Z2}R_1 \quad (ง1.20)$$

เมื่อ $i_{z2}=g_{mF2}(V_{BS}-V_{LP})$ ดังนั้นจะได้

$$V_{HP}=-g_{mF2}R_1(V_{BS}-V_{LP}) \quad (ง1.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการแทนค่าสมการ (ง1.14) และ (ง1.18) ลงใน (ง1.21) จะได้

$$V_{HP} = -\left(\frac{\left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}R_1}{g_{mS1}}\right)s^2}{s^2 + \left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s + \left(\frac{g_{mS2}g_{mF2}}{C_1C_2}\right)} \right)V_{in} \quad (ง1.22)$$

หรือ

$$HP(s) = \frac{V_{HP}(s)}{V_{in}(s)} = -\frac{\left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}R_1}{g_{mS1}}\right)s^2}{s^2 + \left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s + \left(\frac{g_{mS2}g_{mF2}}{C_1C_2}\right)} \quad (ง1.23)$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด V_{AP} จะได้

$$V_{AP} = i_{R2}R_2 \quad (ง1.24)$$

โดยที่กระแสที่โหนด V_{AP} มีค่า

$$i_{R2} = i_{x1} - i_{x2} \quad (ง1.25)$$

เมื่อ $i_{x1} = g_{mS1}V_{BS}$ และ $i_{x2} = g_{mS2}V_{BP}$ ดังนั้นจะได้

$$i_{R2} = g_{mS1}V_{BS} - g_{mS2}V_{BP} \quad (ง1.26)$$

ทำการแทนค่าสมการ (ง1.26) และ ลงใน (ง1.24) จะได้

$$V_{AP} = (g_{mS1}V_{BS} - g_{mS2}V_{BP})R_2 \quad (ง1.27)$$

แทนค่าสมการ (ง1.16) และ (ง1.18) ลงใน (ง1.27) จะได้

$$V_{AP} = \left(\frac{(g_{mF1}R_2)\left(s^2 - \left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{g_{mS1}C_1}\right)s + \frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}{s^2 + \left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s + \left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \right)V_{in} \quad (ง1.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้ $g_{mS1} = g_{mS2}$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจกกรองผ่านทุกความถี่คือ

$$AP(s) = \frac{V_{AP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{g_{mF1}R_2\left(s^2 - \left(\frac{g_{mF2}}{C_1}\right)s + \frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}{s^2 + \left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s + \left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \quad (ง1.29)$$

เมื่อพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันที่นำเสนอจะได้สมการคุณลักษณะดังนี้คือ

$$D(s) = s^2 + \left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s + \left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right) \quad (ง1.30)$$

เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการ (ข1.30) กับสมการ (ข1.13) จะพบว่า ค่า ω_0 , Q และ BW ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}} \quad (ง1.31)$$

และ

$$BW = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1} \quad (ง1.32)$$

แทนสมการ (ง1.31) ลงในสมการ (ง1.32) จะได้

$$\frac{\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}{Q} = \frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1} \quad (ง1.33)$$

ทำการจัดรูปสมการ (ง1.33) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$Q = \frac{g_{mS1}C_1}{g_{mF1}g_{mF2}}\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)^{1/2} \quad (ง1.34)$$

หรือ

$$Q = \frac{g_{mS1}}{g_{mF1}}\sqrt{\frac{g_{mS2}C_1}{g_{mF2}C_2}} \quad (ง1.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอคทีฟและพาสซีฟของวงจรกรองสัญญาณดังรูปที่ ง1 จะเป็นการพิจารณาค่าความไวของค่า ω_0, Q และ BW ในวงจรต่อการแปรค่า g_{mi} และ C_i ในวงจรโดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

พิจารณาหาค่าความไวของ g_{mF2} ต่อค่า ω_o จะได้

$$S_{g_m}^{\omega_o} = \frac{g_{mF2}}{\omega_o}\frac{\partial \omega_o}{\partial g_{mF2}}$$

แทนค่า ω_o จากสมการ (ง1.31) จะได้

$$S_{g_{mF}}^{\omega_o} = \left(\frac{g_{mF2}}{\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}\right)\frac{\partial\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}{\partial g_{mF2}}$$

$$= \left(\frac{g_{mF2}}{\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}\right)\left(\frac{g_{mS2}}{C_1C_2}\right)^{1/2}\frac{\partial\left(g_{mF2}\right)^{1/2}}{\partial g_{mF2}}$$

$$= \left(\frac{g_{mF2}}{\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}\right)\left(\frac{g_{mS2}}{C_1C_2}\right)^{1/2}\left(\frac{1}{2}\right)\left(g_{mF2}\right)^{-1/2}$$

ดังนั้น $$S_{g_{mF2}}^{\omega_o} = \frac{1}{2}$$

ทำการหาค่าความไวของ C_1 ต่อค่า ω_o จะได้

$$S_{C_1}^{\omega_o} = \frac{C_1}{\omega_o}\frac{\partial \omega_o}{\partial C_1}$$

แทนค่า ω_o จากสมการ (ง1.31) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{C_1}^{\omega_o} = \left(\frac{C_1}{\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)^{1/2}} \right) \frac{\partial \left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}{\partial C_1}$$

$$= \left(\frac{C_1}{\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)^{1/2}} \right) \left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_2}\right)^{1/2} \frac{\partial (C_1)^{-1/2}}{\partial C_1}$$

$$= \left(\frac{C_1}{\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)^{1/2}} \right) \left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_2}\right)^{1/2} \left(-\frac{1}{2}\right)(C_1)^{-3/2}$$

ดังนั้น $$S_{C_1}^{\omega_o} = -\frac{1}{2}$$

จากนั้นทำการพิจารณาค่าความไวของพารามิเตอร์ค่าอื่นๆ โดยอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้ค่าความไวของวงจรในกรณีนี้เท่ากับ

$$S_{g_{mF1}}^{\omega_o} = S_{g_{mS1}}^{\omega_o} = 0 \quad (ง1.36)$$

$$S_{g_{mS2}}^{\omega_o} = -S_{C_2}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \quad (ง1.37)$$

$$S_{g_{mS1}}^{\omega_o} = -S_{g_{mF1}}^{\omega_o} = 1 \quad (ง1.38)$$

$$S_{g_{mS2}}^{Q} = -S_{g_{mF2}}^{Q} = S_{C_1}^{Q} = -S_{C_2}^{Q} = \frac{1}{2} \quad (ง1.39)$$

$$S_{g_{mF1}}^{BW} = S_{g_{mF2}}^{BW} = -S_{g_{mS1}}^{BW} = -S_{C_1}^{BW} = 1 \quad (ง1.40)$$

และ $$S_{g_{mS2}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = 0 \quad (ง1.41)$$

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณ SIMO ในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อทำการวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ ง1 อีกครั้งโดยคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร VDTA ดังสมการ (3.2) สามารถวิเคราะห์หาการทำงานของวงจรกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ได้ดังนี้

จากสมการ (ง.1.1) เมื่อ $i_{x2} = \beta_{S2} g_{mS2} V_{BP}$ และ $i_{c2} = sC_2 V_{LP}$ จะได้

$$\beta_{S2} g_{mS2} V_{BP} = sC_2 V_{LP} \quad \text{(ง2.1)}$$

หรือ

$$V_{LP} = \left(\frac{\beta_{S2} g_{mS2}}{sC_2}\right) V_{BP} \quad \text{(ง2.2)}$$

จากสมการ (ง1.4) เมื่อ $i_{z2} = \beta_{F2} g_{mF2} (V_{BS} - V_{LP})$ และ $i_{c1} = sC_1 V_{BP}$ ดังนั้นจะได้

$$\beta_{F2} g_{mF2} (V_{BS} - V_{LP}) = sC_1 V_{BP} \quad \text{(ง2.3)}$$

หรือ

$$V_{BP} = \left(\frac{\beta_{F2} g_{mF2}}{sC_1}\right)(V_{BS} - V_{LP}) \quad \text{(ง2.4)}$$

จากสมการ (ง1.7) เมื่อ $i_{z1} = \beta_{F1} g_{mF1} (V_{in} - V_{BP})$ และ $i_{x1} = \beta_{S2} g_{mS1} V_{BS}$ ดังนั้นจะได้

$$\beta_{F1} g_{mF1} (V_{in} - V_{BS}) = \beta_{S2} g_{mS1} V_{BS} \quad \text{(ง2.5)}$$

หรือ

$$V_{BS} = \left(\frac{\beta_{F1} g_{mF1}}{\beta_{S1} g_{mS1}}\right)(V_{in} - V_{BP}) \quad \text{(ง2.6)}$$

เมื่อกำหนดให้ $\frac{g_{mF1}}{g_{mS1}} = K$, $\frac{\beta_{F1}}{\beta_{S1}} = K_\beta$ และทำการแทนค่าสมการ (ง2.6) ลงในสมการ (ง2.4) จะได้

$$V_{BP} = \left(\frac{K_\beta K \beta_{F2} g_{mF2}}{sC_1}\right) V_{in} - \left(\frac{K_\beta K \beta_{F2} g_{mF2}}{sC_1}\right) V_{BP} - \left(\frac{\beta_{F2} g_{mF2}}{sC_1}\right) V_{LP} \quad \text{(ง2.7)}$$

หรือ

$$V_{BP} = \left(\frac{K_\beta K \beta_{F2} g_{mF2}}{sC_1 + K_\beta K \beta_{F2} g_{mF2}}\right) V_{in} - \left(\frac{\beta_{F2} g_{mF2}}{sC_1 + K_\beta K \beta_{F2} g_{mF2}}\right) V_{LP} \quad \text{(ง2.8)}$$

และเมื่อทำการแทนค่าสมการ (ง2.8) ลงในสมการ (ง2.2) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{LP}=\left(\frac{\beta_{S2}g_{mS2}}{sC_2}\right)\left(\frac{K_\beta K\beta_{F2}g_{mF2}}{sC_1+K_\beta K\beta_{F2}g_{mF2}}\right)V_{in}-\left(\frac{\beta_{S2}g_{mS2}}{sC_2}\right)\left(\frac{K_\beta K\beta_{F2}g_{mF2}}{sC_1+K_\beta K\beta_{F2}g_{mF2}}\right)V_{LP} \quad (ง2.9)$$

หรือ

$$V_{LP}=\left(\frac{K_\beta K\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{s^2C_1C_2+sC_2K_\beta K\beta_{F2}g_{mF2}+\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}\right)V_{in} \quad (ง2.10)$$

ทำการจัดรูปสมการ (ง2.10) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{LP}=\left(\frac{\left(\frac{\beta_{F1}g_{mF1}}{\beta_{S1}g_{mS1}}\right)\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}{s^2+\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S1}g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}\right)V_{in} \quad (ง2.11)$$

หรือ

$$LP(s)=\frac{V_{LP}(s)}{V_{in}(s)}=\frac{\left(\frac{\beta_{F1}g_{mF1}}{\beta_{S1}g_{mS1}}\right)\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}{s^2+\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S1}g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \quad (ง2.12)$$

ทำการแทนค่าสมการ (ง2.11) ลงใน (ง2.4) จะได้

$$V_{BP}=\left(\frac{\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S1}g_{mS1}C_1}\right)s}{s^2+\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S1}g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}\right)V_{in} \quad (ง2.13)$$

หรือ

$$BP(s)=\frac{V_{BP}(s)}{V_{in}(s)}=\frac{\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S1}g_{mS1}C_1}\right)s}{s^2+\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S1}g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \quad (ง2.14)$$

ทำการแทนค่าสมการ (ง2.11) และ (ง2.13) ลงใน (ง.2.4) จะได้

$$V_{BS}=\left(\frac{\left(\frac{\beta_{F1}g_{mF1}}{\beta_{S1}g_{mS1}}\right)s^2+\left(\frac{\beta_{F1}g_{mF1}}{\beta_{S1}g_{mS1}}\right)\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}{s^2+\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S1}g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}\right)V_{in} \quad (ง2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ $$BS(s)=\frac{V_{BS}(s)}{V_{in}(s)}=\frac{\left(\frac{\beta_{F1}g_{mF1}}{\beta_{S1}g_{mS1}}\right)\left(s^2+\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}{s^2+\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S1}g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \quad (ง2.16)$$

จากสมการ (ง1.20) เมื่อ $i_{z2}=\beta_{F2}g_{mF2}(V_{BS}-V_{LP})$ ดังนั้นจะได้

$$V_{HP}=-\beta_{F2}g_{mF2}R_1(V_{BS}-V_{LP}) \quad (ง2.17)$$

แทนค่าสมการ (ง2.11) และ (ง2.15) ลงใน (ง2.17) จะได้

$$V_{HP}=-\left(\frac{\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}R_1}{\beta_{S1}g_{mS1}}\right)s^2}{s^2+\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S1}g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}\right)V_{in} \quad (ง2.18)$$

หรือ $$HP(s)=\frac{V_{HP}(s)}{V_{in}(s)}=-\frac{\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}R_1}{\beta_{S1}g_{mS1}}\right)s^2}{s^2+\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S1}g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \quad (ง2.19)$$

จากสมการ (ง1.25) เมื่อ $i_{x1}=\beta_{S1}g_{mS1}V_{BS}$ และ $i_{x2}=\beta_{S2}g_{mS2}V_{BP}$ ดังนั้นจะได้

$$i_{R2}=g_{mS1}V_{BS}-g_{mS2}V_{BP} \quad (ง2.20)$$

ทำการแทนค่าสมการ (ง2.20) และ ลงใน (ง.1.24) จะได้

$$V_{AP}=(\beta_{S1}g_{mS1}V_{BS}-\beta_{S2}g_{mS2}V_{BP})R_2 \quad (ง2.21)$$

แทนค่าสมการ (ง2.13) และ (ง2.15) ลงใน (ง2.21) จะได้

$$V_{AP}=\left(\frac{(\beta_{F1}g_{mF1}R_2)\left(s^2-\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{\beta_{S1}g_{mS1}C_1}\right)s+\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}{s^2+\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S1}g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}\right)V_{in} \quad (ง2.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ $$AP(s)=\frac{V_{AP}(s)}{V_{in}(s)}=\frac{\left(\beta_{F1}g_{mF1}R_2\right)\left(s^2-\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{\beta_{S1}g_{mS1}C_1}\right)s+\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)}{s^2+\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S1}g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \quad (ง2.23)$$

เมื่อพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดันที่นำเสนอในกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติจะได้สมการคุณลักษณะดังนี้คือ

$$D(s)=s^2+\left(\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S1}g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right) \quad (ง2.24)$$

เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการ (ง2.24) กับสมการ (ข1.13) จะพบว่า ค่า ω_0 , Q และ BW ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0=\sqrt{\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}} \quad (ง2.25)$$

และ $$BW=\frac{\omega_0}{Q}=\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S2}g_{mS1}C_1} \quad (ง2.26)$$

แทนสมการ (ง2.25) ลงในสมการ (ง2.26) จะได้

$$\frac{\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}{Q}=\frac{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}{\beta_{S2}g_{mS1}C_1} \quad (ง2.27)$$

ทำการจัดรูปสมการ (ง2.27) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$Q=\frac{\beta_{S2}g_{mS1}C}{\beta_{F1}\beta_{F2}g_{mF1}g_{mF2}}\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)^{1/2} \quad (ง2.28)$$

หรือ $$Q=\frac{\beta_{S1}g_{mS1}}{\beta_{F1}g_{mF1}}\sqrt{\frac{\beta_{S2}g_{mS2}C_1}{\beta_{F2}g_{mF2}C_2}} \quad (ง2.29)$$

จากสมการ (ง2.25) ถึงสมการ (ง2.29) สามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของค่า ω_0 , Q และ BW ในวงจรต่อการแปรค่า β_{Fi} และ β_{Si} ในวงจรโดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีหาค่าความไวของ ω_o ต่อการเปลี่ยนแปลง β_{F2} นั่นคือ

$$S^{\omega_o}_{\beta_{F2}} = \frac{\beta_{F2}}{\omega_o}\frac{\partial \omega_o}{\partial \beta_{F2}} \quad (ง2.30)$$

แทนค่า ω_o จากสมการ (ง2.25) จะได้

$$S^{\omega_o}_{\beta_{F2}} = \left(\frac{\beta_{F2}}{\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2} \right)^{1/2}} \right) \frac{\partial \left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2} \right)^{1/2}}{\partial \beta_{F2}}$$

$$= \left(\frac{\beta_{F2}}{\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2} \right)^{1/2} \frac{\partial \left(\beta_{F2} \right)^{1/2}}{\partial \beta_{F2}}$$

$$= \left(\frac{\beta_{F2}}{\left(\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2} \right)^{1/2} \left(\frac{1}{2} \right) \left(\beta_{F2} \right)^{-1/2}$$

ดังนั้น $$S^{\omega_o}_{\beta_{F2}} = \frac{1}{2}$$

จากนั้นทำการพิจารณาค่าความไวของพารามิเตอร์ค่าอื่นๆ โดยอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้ค่าความไวของวงจรในกรณีนี้เท่ากับ

$$S^{\omega_o}_{\beta_{F1}} = S^{\omega_o}_{\beta_{S1}} = 0 \quad (ง2.31)$$

$$S^{\omega_o}_{\beta_{S2}} = \frac{1}{2} \quad (ง2.32)$$

$$S^{Q}_{\beta_{S1}} = -S^{Q}_{\beta_{F1}} = 1 \quad (ง2.33)$$

$$S^{Q}_{\beta_{S2}} = -S^{Q}_{\beta_{F2}} = \frac{1}{2} \quad (ง2.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{\beta_{F1}}^{BW} = S_{\beta_{F2}}^{BW} = -S_{\beta_{S1}}^{BW} = 1 \quad (ง2.35)$$

และ

$$S_{\beta_{S2}}^{BW} = 0 \quad (ง2.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

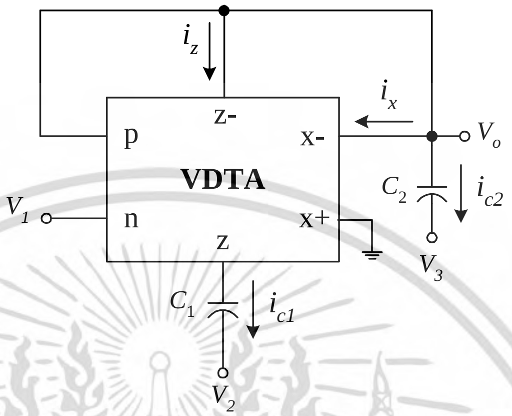
ภาคผนวก จ

การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณโหมดแรงดัน แบบ MISO โดยใช้วงจร VDTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จ1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองสัญญาณ MISO โดยใช้วงจร VDTA ตัวเดียว

จากวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดแรงดันแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร VDTA เพียงตัวเดียวดังรูปที่ 5.8 เมื่อกำหนดทิศทางกระแสในวงจรดังรูปที่ จ1 สามารถวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรซึ่งมีลำดับขั้นดังต่อไปนี้



รูปที่ จ1 วงจรกรองสัญญาณ MISO โหมดแรงดันในรูปที่ 5.8

พิจารณาผลรวมกระแสที่โหนด v_o จะได้

$$i_z + i_x + i_{c2} = 0 \qquad (จ1.1)$$

พิจารณาแรงดันที่ขั้ว z จะได้

$$v_z = \frac{i_z}{sC_1} + V_2 \qquad (จ1.2)$$

เมื่อ $i_z = g_{mF} v_{in}$ ดังนั้นจะได้

$$i_z = g_{mF}(V_o - V_1) \qquad (จ1.3)$$

แทนค่าสมการ (จ1.3) ลงในสมการ (จ1.2) จะได้

$$v_z = \frac{g_{mF}V_o}{sC_1} - \frac{g_{mF}V_1}{sC_1} + V_2 \qquad (จ1.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $i_x = g_{mS} v_z$ ดังนั้นจะได้

$$i_x = \frac{g_{mF} g_{mS} V_o}{sC_1} - \frac{g_{mF} g_{mS} V_1}{sC_1} + g_{mS} V_2 \tag{จ1.5}$$

พิจารณาแรงดันที่ขั้วเอาต์พุตจะได้

$$V_o = \frac{i_{c2}}{sC_2} + V_3 \tag{จ1.6}$$

หรือ

$$i_{c2} = sC_2 V_o - sC_2 V_3 \tag{จ1.7}$$

แทนค่าสมการ (จ1.3), (จ1.5) และ (จ1.7) ลงในสมการ (จ1.1) จะได้

$$g_{mF} V_o - g_{mF} V_1 + \frac{g_{mF} g_{mS} V_o}{sC_1} - \frac{g_{mF} g_{mS} V_1}{sC_1} + g_{mS} V_2 + sC_2 V_o - sC_2 V_3 = 0 \tag{จ1.8}$$

หรือ

$$\left(sC_2 + g_{mF} + \frac{g_{mF} g_{mS}}{sC_1} \right) V_o = sC_2 V_3 - g_{mS} V_2 + \left(g_{mF} + \frac{g_{mF} g_{mS}}{sC_1} \right) V_1 \tag{จ1.9}$$

ทำการจัดรูปสมการ (จ1.9) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\left(s^2 C_1 C_2 + sC_1 g_{mF} + g_{mF} g_{mS} \right) V_o = s^2 C_1 C_2 V_3 - sC_1 g_{mS} V_2 + \left(sC_1 g_{mF} + g_{mF} g_{mS} \right) V_1 \tag{จ1.10}$$

ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$V_{out} = \frac{s^2 V_3 - \left(\frac{g_{mS}}{C_2} \right) s V_2 + \left[\left(\frac{g_{mF}}{C_2} \right) s + \left(\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2} \right) \right] V_1}{s^2 + \left(\frac{g_{mF}}{C_2} \right) s + \left(\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2} \right)} \tag{จ1.11}$$

เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการ (จ1.3) กับสมการ (ข1.13) จะพบว่า ค่า ω_0 , Q และ BW ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}} \tag{จ1.12}$$

และ

$$BW = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{g_{mF}}{C_1} \tag{จ1.13}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการ (จ1.12) ลงในสมการ (จ1.13) จะได้

$$\frac{\left(\frac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}{Q} = \frac{g_{mF}}{C_1} \qquad \text{(จ1.14)}$$

ทำการจัดรูปสมการ (จ1.14) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$Q = \frac{C_1}{g_{mF}}\left(\frac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}\right)^{1/2} \qquad \text{(จ1.15)}$$

หรือ

$$Q = \sqrt{\frac{g_{mS}C_1}{g_{mF}C_2}} \qquad \text{(จ1.16)}$$

จากสมการ (จ1.12) ถึงสมการ (จ1.16) สามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของค่า ω_0 , Q และ BW ในวงจรต่อการแปรค่า g_{mi} และ C_i ในวงจรโดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

กรณีหาค่าความไวของ ω_o ต่อการเปลี่ยนแปลง g_{mS} นั่นคือ

$$S_{g_{mS}}^{\omega_o} = \frac{g_{mS}}{\omega_o}\frac{\partial\omega_o}{\partial g_{mS}} \qquad \text{(จ1.17)}$$

แทนค่า ω_o จากสมการ (จ1.12) จะได้

$$S_{g_{mS}}^{\omega_o} = \left(\frac{g_{mS}}{\left(\frac{g_{mF}g_{ms}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}\right)\frac{\partial\left(\frac{g_{mF}g_{ms}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}{\partial g_{mS}}$$

$$= \left(\frac{g_{mS}}{\left(\frac{g_{mF}g_{ms}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}\right)\left(\frac{g_{mF}}{C_1C_2}\right)^{1/2}\frac{\partial\left(g_{mS}\right)^{1/2}}{\partial g_{mS}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \left(\frac{g_{mS}}{\left(\frac{g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{g_{mF}}{C_1 C_2} \right)^{1/2} \left(\frac{1}{2} \right) \left(g_{mS} \right)^{-1/2}$$

ดังนั้น $S_{g_{mS}}^{\omega_o} = \frac{1}{2}$

กรณีหาค่าความไวของ C_2 ต่อค่า ω_o จะได้

$$S_{C_2}^{\omega_o} = \frac{C_2}{\omega_o} \frac{\partial \omega_o}{\partial C_2}$$

แทนค่า ω_o จากสมการ (จ1.12) จะได้

$$S_{C_2}^{\omega_o} = \left(\frac{C_2}{\left(\frac{g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \frac{\partial \left(\frac{g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}}{\partial C_2}$$

$$= \left(\frac{C_2}{\left(\frac{g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1} \right)^{1/2} \frac{\partial \left(C_2 \right)^{-1/2}}{\partial C_2}$$

$$= \left(\frac{C_2}{\left(\frac{g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1} \right)^{1/2} \left(-\frac{1}{2} \right) \left(C_2 \right)^{-3/2}$$

ดังนั้น $S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2}$

จากนั้นทำการพิจารณาค่าความไวของพารามิเตอร์ค่าอื่นๆ โดยอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้ค่าความไวของวงจรในกรณีนี้เท่ากับ

$$S_{g_{mF}}^{\omega_o} = -S_{C_1}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \qquad \text{(จ1.18)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{g_{mS}}^{Q} = -S_{g_{mF}}^{Q} = S_{C_1}^{Q} = -S_{C_2}^{Q} = \frac{1}{2} \quad \text{(จ1.19)}$$

$$S_{g_{mF}}^{BW} = -S_{C_1}^{BW} = 1 \quad \text{(จ1.20)}$$

และ $$S_{g_{mS}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = 0 \quad \text{(จ1.21)}$$

จ2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายแรงดันของวงจรกรองสัญญาณ MISO ในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อทำการวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ จ.1 อีกครั้งโดยคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร VDTA ดังสมการ (3.2) สามารถวิเคราะห์หาการทำงานของวงจรกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ได้ดังนี้

เมื่อ $i_z = \beta_F g_{mF} v_{in}$ ดังนั้นจะได้

$$i_z = \beta_F g_{mF} (V_o - V_1) \quad \text{(จ1.22)}$$

แทนค่าสมการ (จ1.22) ลงในสมการ (จ1.2) จะได้

$$v_z = \frac{\beta_F g_{mF} V_o}{sC_1} - \frac{\beta_F g_{mF} V_1}{sC_1} + V_2 \quad \text{(จ1.23)}$$

เมื่อ $i_x = \beta_S g_{mS} v_z$ ดังนั้นจะได้

$$i_x = \frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS} V_o}{sC_1} - \frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS} V_1}{sC_1} + \beta_s g_{mS} V_2 \quad \text{(จ1.24)}$$

แทนค่าสมการ (จ1.22), (จ1.24) ลงในสมการ (จ1.1) โดยที่ $i_{c2} = sC_2 V_o - sC_2 V_3$ จะได้

$$\beta_F g_{mF} V_o - \beta_F g_{mF} V_1 + \frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS} V_o}{sC_1} - \frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS} V_1}{sC_1} + \beta_S g_{mS} V_2 + sC_2 V_o - sC_2 V_3 = 0 \quad \text{(จ1.26)}$$

หรือ $$\left(sC_2 + \beta_F g_{mF} + \frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{sC_1} \right) V_o = sC_2 V_3 - \beta_s g_{mS} V_2 + \left(\beta_F g_{mF} + \frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{sC_1} \right) V_1 \quad \text{(จ1.27)}$$

ทำการจัดรูปสมการ (จ1.27) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\left(s^2 C_1 C_2 + sC_1 \beta_F g_{mF} + \beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS} \right) V_o = s^2 C_1 C_2 V_3 - sC_1 \beta_S g_{mS} V_2 + \left(sC_1 \beta_F g_{mF} + \beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS} \right) V_1$$

(จ1.28)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตของวงจรกรณีที่ไม่เป็นไปอุดมคติจะค่าเท่ากับ

$$V_{out} = \frac{s^2V_3 - \left(\frac{\beta_S g_{mS}}{C_2}\right)sV_2 + \left[\left(\frac{\beta_F g_{mF}}{C_2}\right)s + \left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1C_2}\right)\right]V_1}{s^2 + \left(\frac{\beta_F g_{mF}}{C_2}\right)s + \left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1C_2}\right)} \quad (จ1.29)$$

เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการ (จ1.29) กับสมการ (ข1.13) จะพบว่า ค่า ω_0 , Q และ BW ของวงจรกรณีไม่เป็นอุดมคติมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1C_2}} \quad (จ1.30)$$

และ

$$BW = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{\beta_F g_{mF}}{C_1} \quad (จ1.31)$$

แทนสมการ (จ1.30) ลงในสมการ (จ1.31) จะได้

$$\frac{\left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1C_2}\right)^{1/2}}{Q} = \frac{\beta_F g_{mF}}{C_1} \quad (จ1.32)$$

ทำการจัดรูปสมการ (จ1.32) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$Q = \frac{C_1}{\beta_F g_{mF}}\left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1C_2}\right)^{1/2} \quad (จ1.33)$$

หรือ

$$Q = \sqrt{\frac{\beta_S g_{mS} C_1}{\beta_F g_{mF} C_2}} \quad (จ1.34)$$

จากสมการ (จ1.30) ถึงสมการ (จ1.34) สามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของค่า ω_0, Q และ BW ในวงจรต่อการแปรค่า β_F และ β_S ในวงจรโดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

กรณีหาค่าความไวของ ω_o ต่อการเปลี่ยนแปลง g_{mS} นั่นคือ

$$S_{\beta_S}^{\omega_o} = \frac{\beta_S}{\omega_o}\frac{\partial \omega_o}{\partial \beta_S} \quad (จ1.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า ω_o จากสมการ (จ1.30) จะได้

$$S_{\beta_S}^{\omega_o} = \left(\frac{\beta_S}{\left(\frac{\beta_F \beta_s g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \frac{\partial \left(\frac{\beta_F \beta_s g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}}{\partial \beta_S}$$

$$= \left(\frac{\beta_S}{\left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{\beta_F g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2} \frac{\partial \left(\beta_S \right)^{1/2}}{\partial \beta_S}$$

$$= \left(\frac{\beta_S}{\left(\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}} \right) \left(\frac{\beta_F g_{mF} g_{ms}}{C_1 C_2} \right)^{1/2} \left(\frac{1}{2} \right) \left(\beta_S \right)^{-1/2}$$

ดังนั้น $$S_{\beta_S}^{\omega_o} = \frac{1}{2}$$

จากนั้นทำการพิจารณาค่าความไวของพารามิเตอร์ค่าอื่นๆ โดยอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้ค่าความไวของวงจรในกรณีนี้เท่ากับ

$$S_{\beta_F}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \qquad (จ1.36)$$

$$S_{\beta_S}^{Q} = -S_{\beta_F}^{Q} = \frac{1}{2} \qquad (จ1.37)$$

$$S_{\beta_F}^{BW} = 1 \qquad (จ1.38)$$

และ $$S_{\beta_S}^{BW} = 0 \qquad (จ1.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ฉ

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ลงในวารสารวิชาการระดับนานาชาติจำนวน 2 บทความ และในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติจำนวน 3 บทความดังต่อไปนี้

[1] J. Satansup and W. Tangsrirat, “Compact VDTA-Based Current-Mode Electronically Tunable Universal Filters Using Grounded Capacitors”, **Microelectronics Journal**, vol. 45, no. 6, pp. 613-618, 2014.

[2] J. Satansup, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, “Electronically tunable single-input five-Output voltage-mode universal filter using VDTAs and grounded passive elements”, **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 32, no. 3, pp. 945-957, 2013.

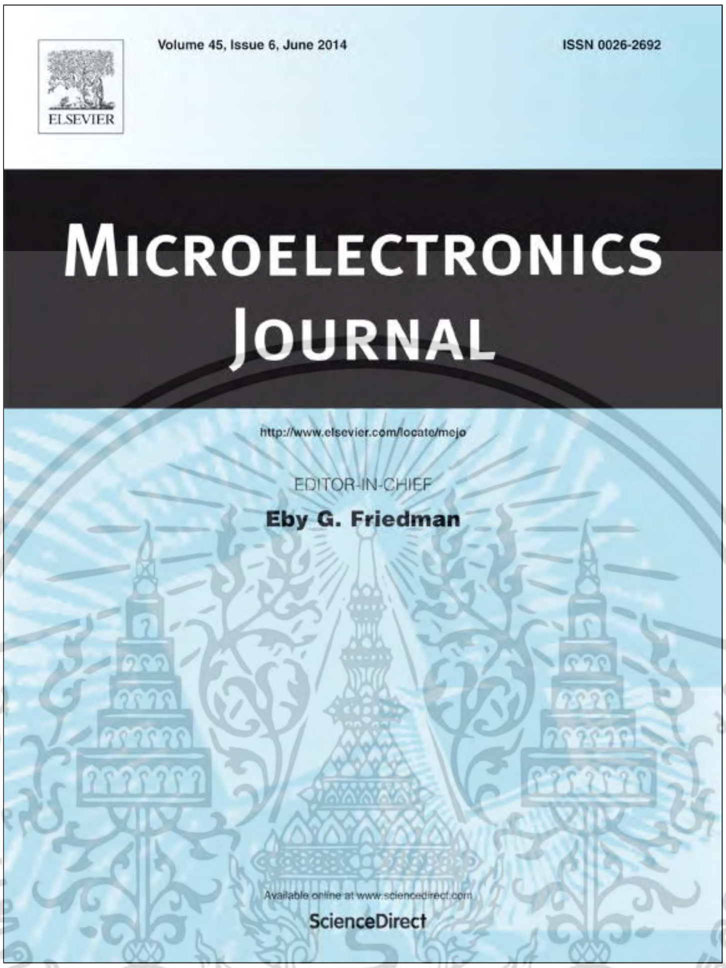
[3] J. Satansup, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, “Electronically tunable current-mode universal filter using VDTAs and grounded capacitors”, **Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2013 (IMECS 2013)**, Hong Kong, vol. 2, pp. 647-650, 2013.

[4] J. Satansup and W. Tangsrirat, “Single VDTA-based current-mode electronically tunable multifunction filter”, **Proceedings of the 4th International Science, Social Science, Engineering and Energy Conference 2012 (I-SEEC 2012)**, Petchburi, Thailand, 2012.

[5] J. Satansup and W. Tangsrirat, “Single VDTA-based voltage-mode electronically tunable universal filter”, **Proceedings of the 27th International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications 2012 (ITC-CSCC 2012),** Sapporo, Japan, 2012.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Provided for non-commercial research and education use.
Not for reproduction, distribution or commercial use.



This article appeared in a journal published by Elsevier. The attached copy is furnished to the author for internal non-commercial research and education use, including for instruction at the authors institution and sharing with colleagues.

Other uses, including reproduction and distribution, or selling or licensing copies, or posting to personal, institutional or third party websites are prohibited.

In most cases authors are permitted to post their version of the article (e.g. in Word or Tex form) to their personal website or institutional repository. Authors requiring further information regarding Elsevier's archiving and manuscript policies are encouraged to visit:

http://www.elsevier.com/authorsrights

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Author's personal copy

Microelectronics Journal 45 (2014) 613–618

Contents lists available at ScienceDirect

Microelectronics Journal

journal homepage: www.elsevier.com/locate/mejo

Compact VDTA-based current-mode electronically tunable universal filters using grounded capacitors

Jetsdaporn Satansup, Worapong Tangsrirat *

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

ARTICLE INFO

Article history:
Received 21 November 2013
Received in revised form
4 April 2014
Accepted 8 April 2014
Available online 4 May 2014

Keywords:
Voltage Differencing Transconductance Amplifier (VDTA)
Universal filter
Current-mode circuit
Electronically tunable

ABSTRACT

This paper presents a compact current-mode three-input single-output (TISO) type universal filter. Only one voltage differencing transconductance amplifier (VDTA) and two grounded capacitors are employed in the proposed filter. The circuit can realize lowpass, bandpass, highpass, bandstop and allpass biquadratic filter outputs by connecting the appropriate inputs, and offers electronic control of the natural angular frequency (ω_0) and quality factor (Q) by means of adjusting the transconductance gain of the VDTA. In addition, by slight modification of the proposed scheme, another more useful TISO construction with orthogonal ω_0–Q tuning has been obtained. Both the discussed universal filters have been shown to have low incremental active and passive sensitivities. To demonstrate the performances of the filters and verify the theoretical analysis, computer simulations are accomplished with the PSPICE program.

© 2014 Elsevier Ltd. All rights reserved.

1. Introduction

Ever since the introduction of the voltage differencing transconductance amplifier (VDTA) by Biolek et.al. [1], this active device has been successfully used for realizing sinusoidal oscillator and filter circuits [2–11]. Accordingly, a number of active filter circuits using VDTAs as active elements and passive elements have been reported in the literature [3–11]. However, most of the previously reported circuits were based on voltage-mode operations. At present, the current-mode approach is of great interest with the recent popularity of current-mode circuits. Therefore, the design of current-mode active filters is attractive in analog signal processing applications. Moreover, from the point of view of the advantages of simplicity, cost reduction, low power consumption and space saving, it is beneficial to design the active filters using a single active component and keeping the number of passive components to a minimum.

In this paper, a compact current-mode electronically tunable universal biquadratic filter with three inputs and a single output using one VDTA is presented. The circuit employs only two grounded capacitors as passive components, without the employment of external passive resistors. According to the proper selection of the input signals, all the five basic biquadratic filtering functions, namely lowpass (LP), bandpass (BP), highpass (HP), bandstop (BS) and allpass (AP), can be realized from the presented circuit configuration. The natural angular frequency (ω_0) and the quality factor (Q) of the proposed filter are electronically controllable. Nevertheless, the proposed filter that is implemented from one VDTA and only two passive components does not actually permit one to adjust/control the parameter ω_0 without disturbing Q. It will be suggested in this work that by making a slight modification in the proposed circuit configuration, independent control of ω_0 and Q can be easily achieved. Both of the realized circuits have low incremental active and passive sensitivities. Simulation results using TSMC CMOS 0.35-μm technology together with ideal ones are examined to demonstrate the performance of the circuits.

2. Comparison with existing circuits

In this section, a comparison of a recently reported similar type multi-input single-output (MISO) current-mode biquadratic filter and the proposed circuit is described. Over the last decade, several current-mode MISO-type universal biquadratic filters using a single high-performance active element have been reported in [10–26]. However, for certain filters in [10,11]], both BP and HP output signals are obtained on the grounded capacitors, and thus some extra buffers are needed for those filters to sense the output signals. The circuits given in [12–14] also require a change in the passive components to realize different filter functions. Moreover, the filter structures reported in [15–22] do not include electronic tunability and need some external passive resistors. Although current-mode universal filter topologies with electronic tuning property were proposed in [23–26], they still required some external passive resistors for their filter realizations. It may be

* Corresponding author.
E-mail address: drworapong@yahoo.com (W. Tangsrirat).

http://dx.doi.org/10.1016/j.mejo.2014.04.008
0026-2692/© 2014 Elsevier Ltd. All rights reserved.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Author's personal copy

argued that the proposed circuit requires one VDTA and only two grounded capacitors without needing an external resistor and changing circuit configuration in each filter realization. It may also be noted that the circuit enjoys the added advantage of electronic controllability of ω_0 and Q.

3. The VDTA

The VDTA is an alternative versatile active building block as shown in Fig. 1. Basically, the VDTA device consists of an input voltage subtractor that transfers a differential input voltage (v_p–v_n) to the current through the z-terminal (i_z) by the first transconductance gain (g_{mF}), and a dual output transconductance amplifier that converts the corresponding voltage drop at the z-terminal to currents at the x-terminals by the second transconductance gain (g_{mS}). In addition, a copy of the current i_z is available at the zc-terminal (i_{zc}). Considering the basic operation of an ideal VDTA, its terminal relationship can be characterized by the following matrix:

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \\ i_z \\ i_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_{mF} & -g_{mF} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_{mS} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_{zc} \\ v_z \end{bmatrix} \quad (1)$$

In general, both transconductances g_{mF} and g_{ms} of the VDTA are controllable by electronic means.

Fig. 2 shows the CMOS realization of the VDTA [3]. In this realization, the internal structure of the circuit is mainly composed of two Arbel-Goldminz transconductances [27]. In this case, the values of g_{mF} and g_{ms} for this element can be determined by the output transistor transconductance, which can, respectively, be approximated as

$$g_{mF} \cong \left(\frac{g_1 g_2}{g_1+g_2}\right)+\left(\frac{g_3 g_4}{g_3+g_4}\right) \quad (2)$$

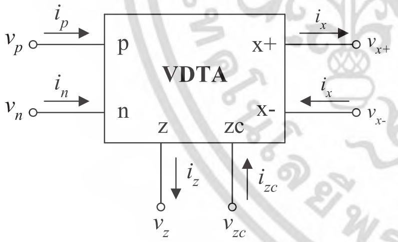


Fig. 1. Electrical symbol of the VDTA.

and

$$g_{mS} \cong \left(\frac{g_5 g_6}{g_5+g_6}\right)+\left(\frac{g_7 g_8}{g_7+g_8}\right) \quad (3)$$

where $g_i=\sqrt{\mu C_{ox} W_i I_{Bi}/L_i}$ is the transconductance value, I_{Bi} is the bias current, μ is the effective carrier mobility, C_{ox} is the gate-oxide capacitance per unit area, and W and L are the effective channel width and length of the i-th MOS transistor ($i=1, 2, \ldots, 8$), respectively.

4. Proposed compact filters

The proposed compact current-mode universal filter circuit with three inputs and one output consisting of only one VDTA and two grounded capacitors is shown in Fig. 3. The employment of only grounded capacitors as passive components is particularly attractive for integrated circuit implementation. The circuit analysis using Eq. (1) yields the following output current expression:

$$I_{out}=\frac{D(s)I_1+(g_{mS1}/C_1)sI_2+(g_{mF1}g_{mS1}/C_1C_2)I_3}{D(s)} \quad (4)$$

where

$$D(s)=s^2+\left(\frac{g_{mF1}}{C_1}\right)s+\left(\frac{g_{mF1}g_{mS1}}{C_1C_2}\right) \quad (5)$$

Eqs. (4) and (5) suggest that the filter in Fig. 3 realizes the following five standard biquadratic filter functions with input and component conditions:

1) If $I_3=I_{in}$ (input current signal), $I_1=I_2=0$, the LP current response with unity passband gain can be obtained.

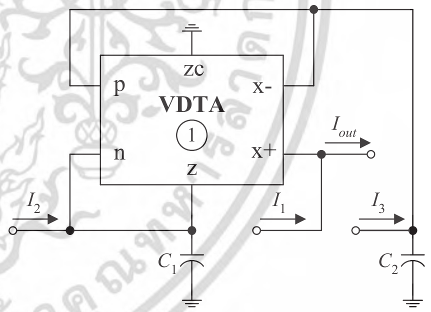


Fig. 3. Proposed compact current-mode filter.

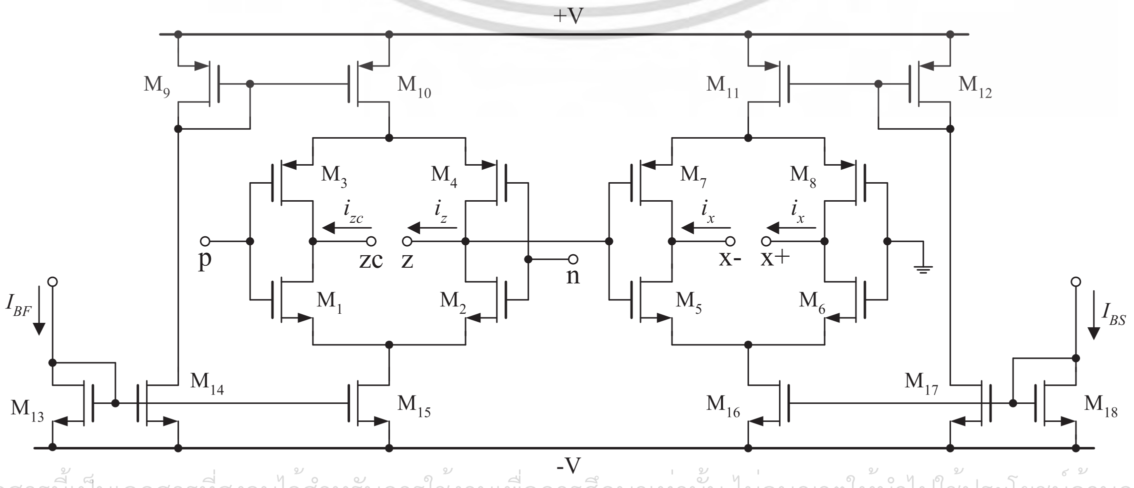


Fig. 2. CMOS implementation of the VDTA.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Author's personal copy

2) If $I_2 = I_{in}$, $I_1 = I_3 = 0$, the BP current response with passband gain of g_{mS1}/g_{mF1} can be obtained.
3) If $I_1 = -I_2 = -I_3 = I_{in}$ and $g_{mF1} = g_{mS1}$, the HP current response with unity passband gain can be obtained.
4) If $I_1 = -I_2 = I_{in}$, $I_3 = 0$ and $g_{mF1} = g_{mS1}$, the BS current response with unity passband gain can be obtained.
5) If $I_1 = -I_2/2 = I_{in}$, $I_3 = 0$ and $g_{mF1} = g_{mS1}$, the AP current response with unity passband gain can be obtained.

Examining Eq. (5) also shows that the natural angular frequency (ω_0) and the quality factor (Q) of the filter are given by

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mF1} g_{mS1}}{C_1 C_2}} \tag{6}$$

and

$$Q = \sqrt{\frac{g_{mS1} C_1}{g_{mF1} C_2}} \tag{7}$$

It is seen from Eqs. (6) and (7) that the proposed filter that employs only one VDTA with few passive components is able to control the parameters ω_0 and Q electronically by tuning g_{mF1} and/or g_{mS1}. However, the parameters ω_0 and Q cannot be modified independently. This is due to the fact that in this work we focus on the design of a compact current-mode filter structure with the distinct advantage of using a single active element and only two grounded capacitors without needing an external passive resistor; therefore, orthogonal control of ω_0 and Q cannot be expected. To solve this drawback, a slight altering of the proposed filter in Fig. 3 is suggested in the following.

Fig. 4 shows the suggested structure, which allows adjusting of Q without changing its ω_0 [6]. This circuit is modified by adding an auxiliary VDTA-based current amplifier (VDTA#2) to the initial filter configuration in Fig. 3. As a result, the resultant Q-value depends on the gain of this amplifier. Accordingly, the modified filter parameters ω_0 and Q will be

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mS1} g_{mS2}}{C_1 C_2}} \tag{8}$$

and

$$Q = \frac{1}{g_{mF1}} \sqrt{\frac{g_{mS1} g_{mS2} C_1}{C_2}} \tag{9}$$

where g_{mFk} and g_{mSk} are the transconductances g_{mF} and g_{mS} of the k-th VDTA ($k = 1, 2$), respectively. It is worth noting that the modified filter in Fig. 4 offers the benefit of electronic tuning of its Q-value through the transconductance g_{mF1} without influencing its ω_0-value.

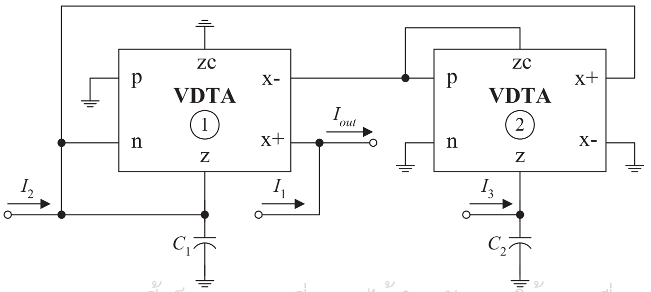


Fig. 4. Modified compact filter with orthogonal ω_0-Q tuning.

5. Non-ideal analyses

5.1. Tracking error analysis

Taking into consideration the tracking errors of the VDTA, the terminal relations in Eq. (1) can be rewritten as

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \\ i_z \\ i_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta_F g_{mF} & -\beta_F g_{mF} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta_S g_{mS} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_{zc} \\ v_z \end{bmatrix} \tag{10}$$

where β_F and β_S are, respectively, the tracking errors for the first and second stages of the VDTA. Considering the VDTA non-idealities in Eq. (10), the important filter parameters of the circuits in Figs. 3 and 4 can be given, respectively, as follows:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_{F1} \beta_{S1} g_{mF1} g_{mS1}}{C_1 C_2}} \tag{11a}$$

$$Q = \sqrt{\frac{\beta_{S1} g_{mS1} C_1}{\beta_{F1} g_{mF1} C_2}} \tag{11b}$$

and

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_{S1} \beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2}}{C_1 C_2}} \tag{12a}$$

$$Q = \frac{1}{\beta_{F1} g_{mF1}} \sqrt{\frac{\beta_{S1} \beta_{S2} g_{mS1} g_{mS2} C_1}{C_2}} \tag{12b}$$

From equations (11a,b) and (12a,b), the sensitivities of ω_0 and Q to active and passive components are analyzed. It is evident that all of the component sensitivities of ω_0 and Q are less than or equal to unity in magnitude. Thus, the two filter circuits in Figs. 3 and 4 enjoy attractive active and passive sensitivity performances.

5.2. Effect of VDTA Parasitics

The effects of various parasitics of the VDTA used in the proposed filter in Fig. 3 are considered next. Considering these parasitic impedances, the non-ideal equivalent circuit of the VDTA is shown in Fig. 5. Ideally, the parasitic resistances R_p, R_n, R_z, R_{zc}, R_{x+} and R_{x-} appearing in parallel at the corresponding terminals p, n, z, zc, $x+$ and $x-$ are approximately equal to infinity, and the parasitic capacitances C_p, C_n, C_z, C_{zc}, C_{x+} and C_{x-} are approximately equal to zero. Consider the proposed filter in Fig. 3 taking into account the above parasitic effects. We see that both terminals n and z of the VDTA are terminated by a grounded capacitor C_1; hence, C_1 appears in parallel with the n and z-terminal parasitics

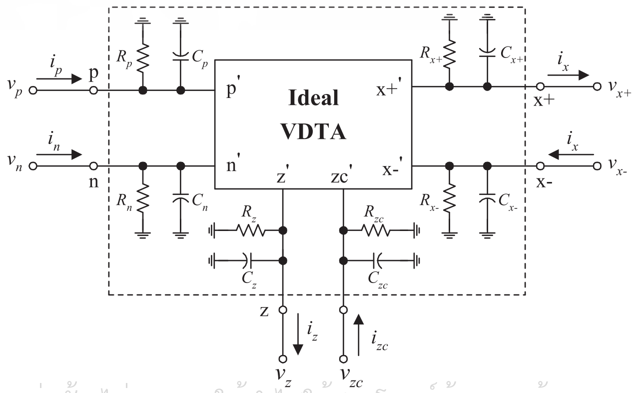


Fig. 5. Parasitic impedances of the VDTA.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Author's personal copy

$(C_1//C_n//C_z//R_n//R_z)$. In the same manner, the capacitor C_2 is connected to both terminals p and $x-$; thus we found that $(C_2//C_p//C_{x-}//R_p//R_{x-})$. However, since the external capacitors C_1 and C_2 chosen in the design are usually in excess of the expected parasitic capacitances (or $C_1 \gg C_n//C_z$ and $C_2 \gg C_p//C_{x-}$), these parasitic capacitance effects can be absorbed at working frequencies. To minimize the effects of the VDTA parasitic resistances, the values of C_1 and C_2 must be chosen as the following conditions:

$$\frac{1}{sC_1} \ll (R_n//R_z) \tag{13}$$

and

$$\frac{1}{sC_2} \ll (R_p//R_{x-}) \tag{14}$$

6. Practical consideration for inputs' selection

The proposed current-mode universal filter in Fig. 3 enjoys a minimum component count and a very compact realization. There are certain aspects which need to be practically considered. Firstly, the input impedance must be low and even frequency dependent in certain cases. Secondly, the three input terminals need to be switched to realize different filtering functions as previously detailed in Eqs. (4) and (5) and the subsequent discussion. For this purpose, the current switching network must be used at the inputs' end and the circuit may even be made digitally controllable with a three-bit control to select the desired input currents (I_1, I_2 and I_3) [28]. This aspect may be further utilized to also make the input impedance desirable for current-mode operations by appropriate design of the current switching network.

7. Simulation results and discussion

In this section, the proposed filter in Fig. 3 has been simulated using the PSPICE program to verify the theoretical predictions. The VDTA given in Fig. 2 was realized using TSMC 0.35-μm CMOS process model parameters with DC supply voltages of $+V=-V=2$ V. The aspect ratios of the MOS transistors were taken as 16.1/0.7 for M_1, M_2, M_5, M_6; 28/0.7 for M_3, M_4, M_7, M_8; 21/0.7 for M_9–M_{12}; 7/0.7 for M_{13}, M_{18}; and 8.5/0.7 for M_{14}–M_{17}. For all filter response simulations, equal capacitors were chosen as $C_1=C_2=20$ pF.

As an example, the filter in Fig. 3 was designed to realize biquadratic characteristics with $f_0=\omega_0/2\pi \cong 3$ MHz and $Q=1$. In this case, the active component values were selected as $g_{mF1}=g_{mS1} \cong 380$ μA/V ($I_{BF1}=I_{BS1} \cong 40$ μA), which resulted in total power consumption of about 1 mW. Fig. 6 shows the frequency responses of the LP, BP, HP and BS filters. Also, the gain and phase responses of the AP filter are represented in Fig. 7. In Fig. 8, the simulated time-domain response for the BP response is shown, in which a 3-MHz sinusoidal input current signal with amplitude of 20 μA (peak) is applied to the filter. As can be observed, there is close agreement between the ideal and the simulation.

To illustrate orthogonal ω_0–Q tuning, the suggested filter in Fig. 4 was also simulated. For controllability of the ω_0-value, all the transconductance gains of the VDTAs were set to be equal (i.e. $g_m=g_{mF1}=g_{mS1}=g_{mF2}=g_{mS2}$ or $I_B=I_{BF1}=I_{BS1}=I_{BF2}=I_{BS2}$) and varied to the values of 190 μA/V ($I_B \cong 10$ μA), 380 μA/V ($I_B \cong 40$ μA) and 763 μA/V ($I_B \cong 160$ μA), which resulted in f_0-values of 1.5 MHz, 3.0 MHz and 6.0 MHz, respectively. The corresponding current characteristics of the BP filter in Fig. 4 are shown in Fig. 9. By keeping the values of $g_{mS1}=g_{mF2}=g_{mS2}=380$ μA/V for a constant $f_0 \cong 3$ MHz and varying only g_{mF1} (i.e. $g_{mF1} \cong 190$ μA/V, 270 μA/V, 380 μA/V), we obtain the simulated BP filtering responses with

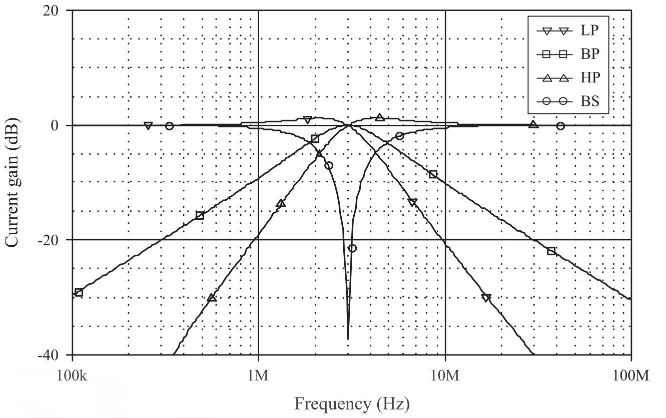


Fig. 6. Simulated frequency characteristics for LP, BP, HP and BS of the proposed filter in Fig. 3.

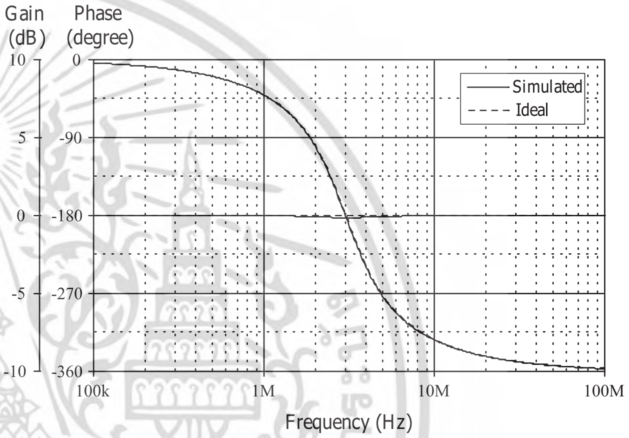


Fig. 7. Ideal and simulated AP responses of the proposed filter in Fig. 3.

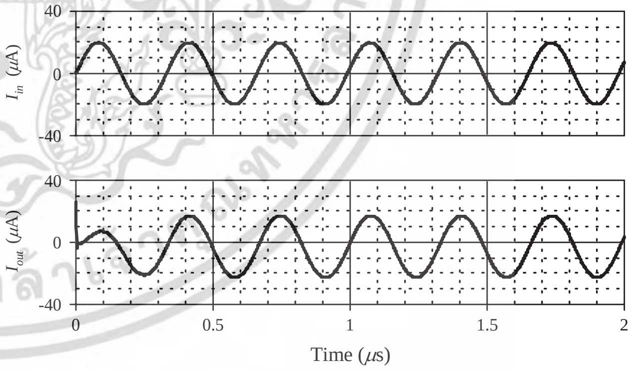


Fig. 8. Time domain responses of the BP responses in Fig. 3 at $f_0 \cong 3$ MHz.

three different Qs as shown in Fig. 10. It is important to note that the Q-value can be adjusted electronically without disturbing the ω_0-value by changing g_{mF1}.

The variations of the total harmonic distortion (THD) versus the amplitude of the applied sinusoidal input current for the BP response case at a frequency of 3 MHz are given in Fig. 11. It can be observed that the THD values of the two filters remain below 6% for sinusoidal input signals up to 40 μA (peak).

A final point concerns the impact of active and passive mismatch on the filter's frequency response. The proposed compact filter in Fig. 3 has been evaluated through statistical analysis results by performing the well-known Monte-Carlo statistical analysis. For this purpose, the BP filter in Fig. 3 has been simulated by setting the values of transconductances and capacitors with 5%

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Author's personal copy

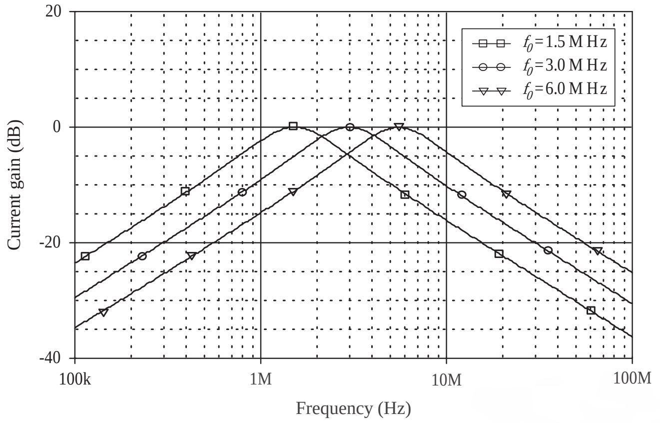


Fig. 9. Simulated BP responses for the filter in Fig. 4 by varying f_0 and keeping $Q=1$.

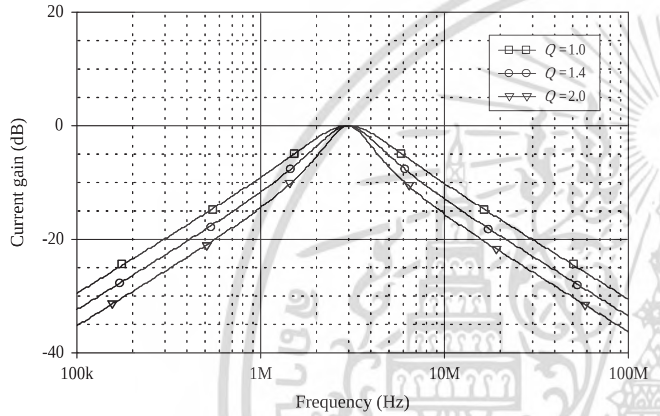


Fig. 10. Simulated BP responses for the filter in Fig. 4 by varying Q and keeping $f_0 \cong 3$ MHz.

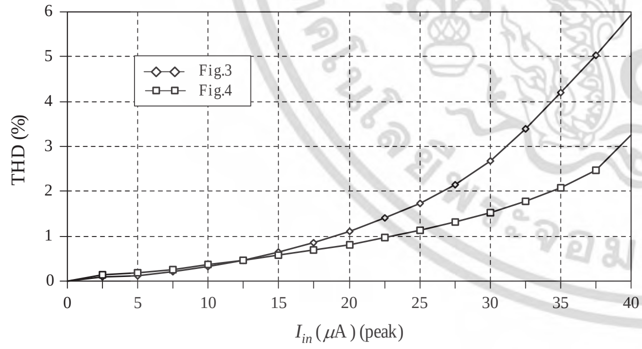


Fig. 11. THD variations of the BP responses against applied input current amplitude at 3 MHz.

Gaussian deviation. After the same 100-simulation runs, the derived statistical histograms are drawn in Fig. 12 and Fig. 13. From these results, the simulated standard deviations of the ω_0 of the filter were obtained as 29.30 kHz and 105.29 kHz. Thus, it is implied that the filter topology has reasonable sensitivity characteristics.

8. Conclusion

This paper has presented a compact configuration for realizing an electronically tunable current-mode universal filter with three inputs and one output based on VDTA as an active element. By

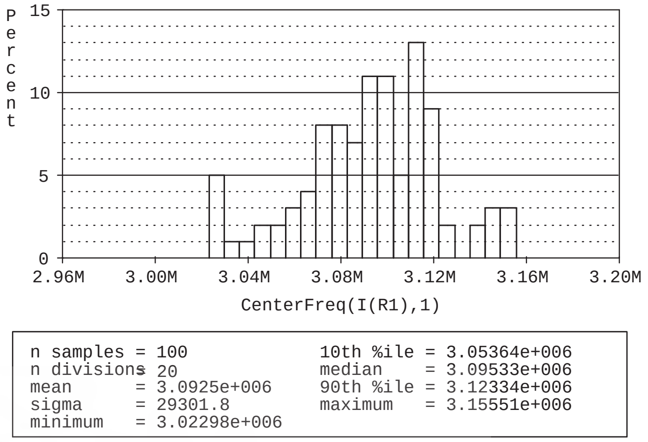


Fig. 12. Monte-Carlo statistical results for the BP filter in Fig. 3 with 5% deviation in g_m-values.

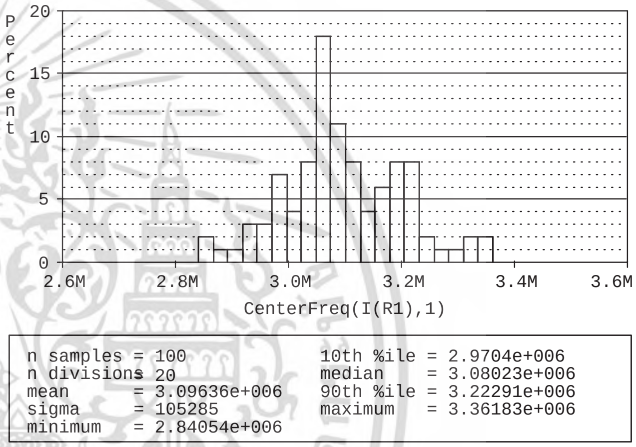


Fig. 13. Monte-Carlo statistical results for the BP filter in Fig. 3 with 5% deviation in capacitor values.

using only one VDTA and two grounded capacitors, the presented circuit can realize all the five standard biquadratic filter functions without changing the circuit configuration. After slightly modifying the original configuration, another novel three-input single-output current-mode universal filter with an additional advantageous feature of non-interactive electronic control of its parameters ω_0 and Q has been obtained. The effects of VDTA non-idealities are discussed, and simulation results are also included.

Acknowledgments

This research was supported by the Office of the Higher Education Commission, Ministry of Education, Thailand, under the research project title "Higher Education Research Promotion". The support in part by Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), is also gratefully acknowledged.

References

[1] D. Biolek, R. Senani, V. Biolkova, Z. Kolka, Active elements for analog signal processing: classification, review, and new proposals, Radioengineering 17 (4) (2008) 15–32.
[2] D. Prasad, D.R. Bhaskar, Electronically controllable explicit current output sinusoidal oscillator employing single VDTA, ISRN Electron. 2012 (2012) 5, http://dx.doi.org/10.5402/2012/382560 (Article ID 38256).

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Author's personal copy

[3] A. Yesil, F. Kacar, H. Kuntman, New simple CMOS realization of voltage differencing transconductance amplifier and its RF filter application, Radioengineering 20 (3) (2011) 632–637.
[4] J. Satansup, T. Pukkalanun, W. Tangsrirat, Electronically tunable single-input five-output voltage-mode universal filter using VDTAs and grounded passive elements, Circuits Syst. Signal Process 32 (2013) 945–957.
[5] J. Satansup, W. Tangsrirat, Single VDTA-based voltage-mode electronically tunable universal filter, Sapporo, Japan, 2012 (In Proc. ITC-CSCC 2012).
[6] J. Satansup, T. Pukkalanun, W. Tangsrirat , 2013.Electronically tunable current-mode universal filter using VDTAs and grounded capacitors, in: Proceedings of the IMECS-2013. vol–II, Hong Kong, March 13–15.
[7] A. Yesil, F. Kacar, Electronically tunable resistorless mixed mode biquad, Radioengineering 22 (4) (2013) 1016–1025.
[8] W. Mekhum, W. Jaikla, Three input single output voltage-mode multifunction filter with independent control of pole frequency and quality factor, Theor. Appl. Electric. Eng. 11 (6) (2013) 494–500.
[9] N. Herencsar, R. Sotner, J. Koton, J. Misurec, K. Vrba, New compact VM four-phase oscillator employing only single Z-copy VDTA and all grounded passive elements, Electron. Electric. Eng. 19 (10) (2013) 87–90.
[10] D. Prasad, D.R. Bhaskar, M. Srivastava, Universal current-mode biquad filter using a VDTA, Circuits Syst. 4 (1) (2013) 32–36.
[11] J. Satansup, W. Tangsrirat, Single VDTA-based current-mode electronically tunable multifunction filter, in: Proceedings of the I-SEEC 2012, Petchburi, Thailand, 2012, pp. 266–272.
[12] S.I. Liu, C.S. Hwang, Realization of current-mode filters using single FTFN, Int. J. Electron. 82 (5) (1997) 499–502.
[13] M.T. Abuelma'Atti, Universal current-mode filter using single four-terminal floating nullor, Microelectron. J. 31 (2000) 123–127.
[14] M. Koksal, S.E. Oner, M. Sagbas, A new second-order multi-mode multi-function filter using a single CDBA, in Proceedings of the ECCTD'2009, Antalya, Turkey, 2009, pp. 699–702.
[15] S. Ozcan, H. Kuntman, O. Cicekoglu, A novel multi-input single-output filter with reduced number of passive elements using single current conveyor, In Proceedings of the IEEE MWSCAS'2000, Lansing, MI, 3, 2000, pp. 1030–1032.
[16] S. Ozcan, O. Cicekoglu, H. Kuntman, Multi-input single-output filter with reduced number of passive elements employing single current conveyor, Comput. Electric. Eng. 29 (2003) 45–53.
[17] R.K. Sharma, R. Senani, Multifunction CM/VM biquads realized with a single CFOA and grounded capacitors, Int. J. Electron. Commun. (AEU) 57 (5) (2003) 301–308.
[18] R.K. Sharma, R. Senani, On the realization of universal current mode biquads using a single CFOA, Analog Integr. Circ. Signal Process 41 (2004) 65–78.
[19] R.K. Sharma, R. Senani, Universal current-mode biquad using a single CFOA, Int. J. Electron. 91 (3) (2004) 175–183.
[20] C.M. Chang, F.C. Chen, C.L. Hou, J.W. Horng, Universal current-mode biquad filter using single inverting second-generation current conveyor, in Proceedings of the IMCAS'2011, Venice, Italy, 2011, pp. 35–41.
[21] H.P. Chen, S.F. Wang, W. San-Fu, L. Pa-Han, C. Nien-Hsien, C. Chin-Hao, Single FDCCII-based current-mode universal biquadratic filter, In Proceedings of the CECNet'2012, Yichang, China, 2012, pp. 2076–2079.
[22] R. Senani, K.K. Abdalla, D.R. Bhaskar, A state variable method for the realization of universal current-mode biquads, Circuits Syst. 2 (4) (2011) 286–292.
[23] C.M. Chang, T.H. Huang, S.H. Tu, C.L. Hou, J.W. Horng, Universal active current filter using single second-generation current controlled conveyor, Circuits Syst. Signal Process 1 (2) (2007) 194–198.
[24] J. Sirirat, D. Prasertsom, W. Tangsrirat, High-output-impedance current-mode electronically tunable universal filter using single CFTA, in Proceedings of the ISCIT 2010, Tokyo, Japan, 2010, pp. 200–203.
[25] N. Pandey, S.K. Paul, VM and CM universal filters based on single DVCCTA, Act. Passiv. Electron. Compon. 2011 (2011) 7 (Article ID 929507).
[26] W. Tangsrirat, K. Bunruang, Current-mode universal filter topology with electronic tuning property using single current follower, Indian J. Pure App. Phys. 50 (2012) 133–137.
[27] A.F. Arbel, L. Goldminz, Output stage for current-mode feedback amplifiers, theory and applications, Analog Integr. Circ. Sig. Process 2 (3) (1992) 243–255.
[28] W. Tangsrirat, Low-voltage digitally programmable current-mode universal biquadratic filter, Int. J. Electron. Commun. (AEU) 62 (2) (2008) 97–103.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

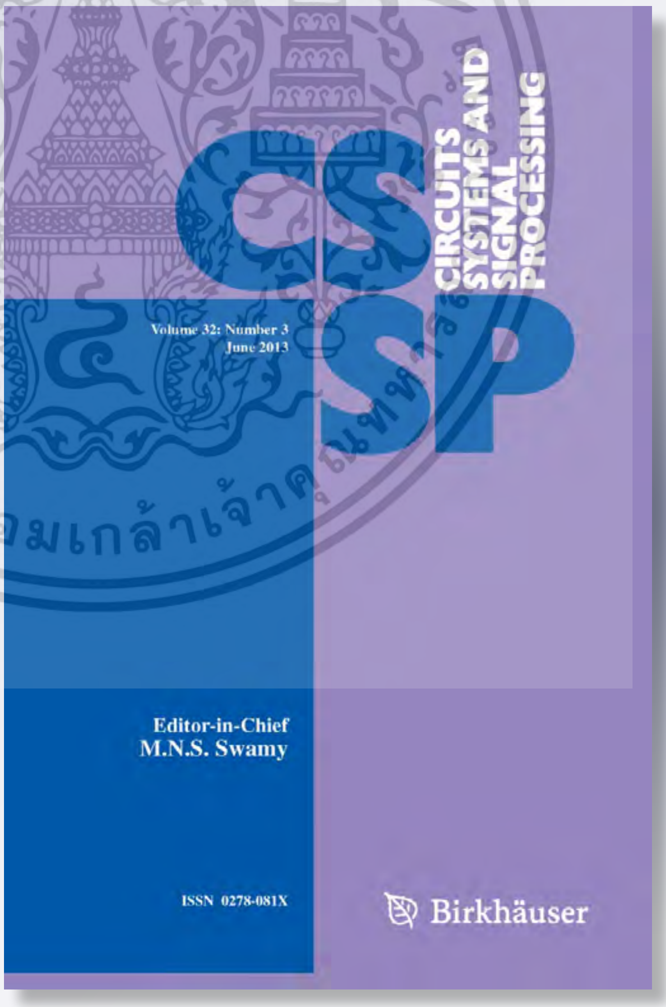
Electronically Tunable Single-Input Five-Output Voltage-Mode Universal Filter Using VDTAs and Grounded Passive Elements

Jetsdaporn Satansup, Tattaya Pukkalanun & Worapong Tangsrirat

Circuits, Systems, and Signal Processing

ISSN 0278-081X
Volume 32
Number 3

Circuits Syst Signal Process (2013)
32:945-957
DOI 10.1007/s00034-012-9492-0



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแ ... งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Springer

Author's personal copy

Circuits Syst Signal Process (2013) 32:945–957
DOI 10.1007/s00034-012-9492-0

Electronically Tunable Single-Input Five-Output Voltage-Mode Universal Filter Using VDTAs and Grounded Passive Elements

Jetsdaporn Satansup · Tattaya Pukkalanun · Worapong Tangsrirat

Received: 2 February 2012 / Revised: 2 September 2012 / Published online: 22 September 2012
© Springer Science+Business Media, LLC 2012

Abstract This paper presents a possible usage of the voltage differencing transconductance amplifier (VDTA) for the design of an electronically tunable single-input five-output voltage-mode universal filter. The presented filter is constructed using two VDTAs, two capacitors and two resistors that are all grounded. The circuit simultaneously realizes lowpass (LP), bandpass (BP), highpass (HP), bandstop (BS) and allpass (AP) filtering responses, without changing the circuit topology. The circuit is capable of providing an independent electronic control of the natural angular frequency (ω_0) and the quality factor (Q) through the transconductance gains of the VDTAs. By simply adjusting the transconductance ratio, a high-Q filter can also be obtained. Because of the high-input impedance of the circuit, it is advantageous for cascade connection. To support the theoretical analysis, the properties of the designed filter have been verified by PSPICE simulation results.

Keywords Voltage differencing transconductance amplifier (VDTA) · Universal filter · Voltage-mode circuit

1 Introduction

In the last decade, progress in the microelectronic area presents new circuit principles of active building blocks for fast analog signal processing and improving the properties of existing ones, such as operational transconductance amplifier (OTA) or current

J. Satansup · T. Pukkalanun · W. Tangsrirat (✉)
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok 10520, Thailand
e-mail: drworapong@gmail.com

J. Satansup
e-mail: jets_satansup@hotmail.com

T. Pukkalanun
e-mail: tattap@yahoo.com

Author's personal copy

conveyor (CC) [4]. Some new analog active building blocks providing the potentiality in analog circuit design were and are being introduced, such as current differencing transconductance amplifier (CDTA) [3], current conveyor transconductance amplifier (CCTA) [24], differential difference current conveyor transconductance amplifier (DDCCTA) [23], and so on [4]. Among these, the voltage differencing transconductance amplifier (VDTA) is a recently introduced active element. This element can be compared with the previously introduced CDTA element, in which the current differencing unit at the front-end is replaced by the voltage differencer. This means that the VDTA is composed of the current source controlled by the difference of two input voltages and a multiple-output transconductance amplifier, providing electronic tuning ability through its transconductance gains. Therefore, the VDTA device is very suitable for electronically tunable active circuit synthesis. Another advantageous feature of the use of the VDTA as an active element is that compact structures in some applications can be achieved easily [4, 26]. All these advantages make the VDTA an alternative choice for the implementation of voltage-mode analog signal processing circuits.

This paper deals with the design of the voltage-mode biquadratic universal filter with one input and five output terminals based on the use of the VDTAs as active elements. Our proposed filter employing two VDTAs, two grounded capacitors and two grounded resistors can simultaneously realize all the five standard biquadratic filtering functions, namely lowpass (LP), bandpass (BP), highpass (HP), bandstop (BS) and allpass (AP), from the same circuit configuration. The circuit needs no component-matching conditions, except for the AP filter realization, and provides the attractive feature of independent electronic control of the natural angular frequency (ω_0) and the quality factor (Q) by varying the external DC bias currents of the VDTAs. The input of the circuit is at high impedance, which can be directly connected in cascade to realize higher-order filters. In addition, all passive elements are grounded, which is important for an integration point of view. PSPICE simulation results are given demonstrating close agreement with the predicted theory.

A detailed comparison of the available similar type of single-input five-output voltage-mode universal filters from [1, 5–22] and the proposed circuit is given in Table 1. It reveals that the topologies [1, 10–14, 17–20] employ an excessive number of active and passive elements, and require some floating resistors in the design. With respect to the filters in [15, 22], the proposed circuit has an advantage of independent electronic control of ω_0 and Q with fewer active and passive elements. With respect to the existing filters in [5, 7–9, 16, 21], the proposed circuit exhibits the features of using all-grounded passive elements, having high-input impedance, and having an electronically tunable ω_0 and Q. With respect to the filter in [6], an orthogonal electronic control of ω_0 and Q can be obtained from the proposed circuit.

2 Voltage Differencing Transconductance Amplifier (VDTA)

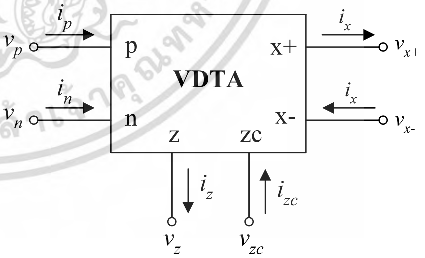
As shown symbolically in Fig. 1, the VDTA element consists of an input voltage subtractor that transfers a differential input voltage $(v_p - v_n)$ to the current through the z-terminal (i_z) by the first transconductance gain (g_{mF}), and a dual output transconductance amplifier that converts the corresponding voltage drop at the z-terminal to

Author's personal copy

Table 1 Comparative study of the available similar type of single-input five-output voltage-mode universal filters

Ref.	No. of active elements	No. of passive elements	Grounded passive elements	High input impedance	Electronic tunability	Independent control of ω_0 and Q	No matching conditions
Proposed	2	4	yes	yes	yes	yes	yes
[1]	5	8	no	yes	no	yes	yes
[5]	2	5	no	no	no	yes	yes
[6]	2	4	yes	yes	no	no	yes
[7]	2	5	no	no	no	yes	yes
[8]	2	6	no	no	no	yes	yes
[9]	2	5	no	no	no	no	yes
[10]	3	5	no	yes	no	no	yes
[11]	3	4	no	yes	no	no	yes
[12]	3	5	no	yes	no	yes	yes
[13]	3	4	no	yes	no	no	yes
[14]	8	8	no	yes	no	yes	yes
[15]	5	2	yes	yes	yes	yes	yes
[16]	2	5	no	no	no	yes	yes
[17]	3	6	no	yes	no	yes	yes
[18]	4	7	no	no	no	yes	yes
[19]	3/4	8/9	no	no	no	yes	yes
[20]	4	6	no	yes	no	no	yes
[21]	1	5	no	no	no	yes	yes
[22]	3	5	yes	yes	no	no	no

Fig. 1 Circuit representation of the VDTA



currents at the x-terminals by the second transconductance gain (g_{mS}). In addition, the copy of the current i_z is available at the zc-terminal (i_{zc}). Therefore, from the basic operation, the terminal relationships of the VDTA can be characterized by the following matrix:

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \\ i_z \\ i_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_{mF} & -g_{mF} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_{mS} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_{zc} \\ v_z \end{bmatrix} \tag{1}$$

Author's personal copy

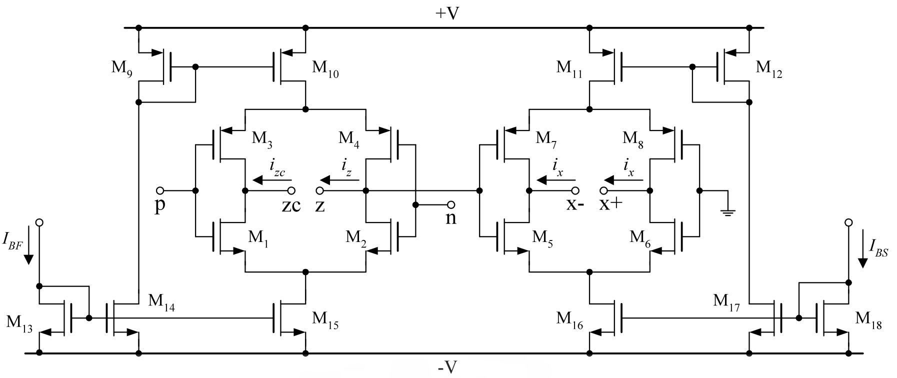


Fig. 2 Schematic CMOS implementation of the VDTA

In general, both transconductances g_{mF} and g_{mS} of the VDTA are controllable electronically by the external DC bias currents.

Recently, the simple CMOS realization of the VDTA is introduced in [26]. Figure 2 shows the internal structure of the circuit, which is composed of two Arbel-Goldminz transconductances [2]. In this case, the g_{mF}- and g_{mS}-values of this element are determined by the output transistor transconductance, which can, respectively, be approximated as

$$g_{mF} \cong \left(\frac{g_1 g_2}{g_1 + g_2}\right) + \left(\frac{g_3 g_4}{g_3 + g_4}\right) \tag{2}$$

and

$$g_{mS} \cong \left(\frac{g_5 g_6}{g_5 + g_6}\right) + \left(\frac{g_7 g_8}{g_7 + g_8}\right) \tag{3}$$

where $g_i = \sqrt{I_{Bi}\mu C_{ox}\frac{W_i}{L_i}}$ is the transconductance value of the ith transistor ($i = 1, 2, \ldots, 8$), I_{Bi} is the bias current of the ith transistor, μ is the effective carrier mobility, C_{ox} is the gate-oxide capacitance per unit area, and W and L are the effective channel width and length of the ith MOS transistor, respectively.

3 Description of Proposed Universal Filter

Figure 3 shows the proposed voltage-mode universal filter with one input (V_{in}) and five outputs (V_{LP}, V_{BP}, V_{HP}, V_{BS}, and V_{AP}). It contains only two VDTAs, two resistors and two capacitors. It is obvious that the proposed circuit has a high-input impedance, which permits easy cascadability, and all passive components are grounded, which leads to the option of integrated-circuit implementation. Straightforward analysis of the circuit in Fig. 3 yields the following five transfer functions:

$$LP(s) = \frac{V_{\text{LP}}(s)}{V_{\text{in}}(s)} = \frac{(\frac{g_{mF1}}{g_{mS1}})(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2})}{D(s)} \tag{4}$$

Author's personal copy

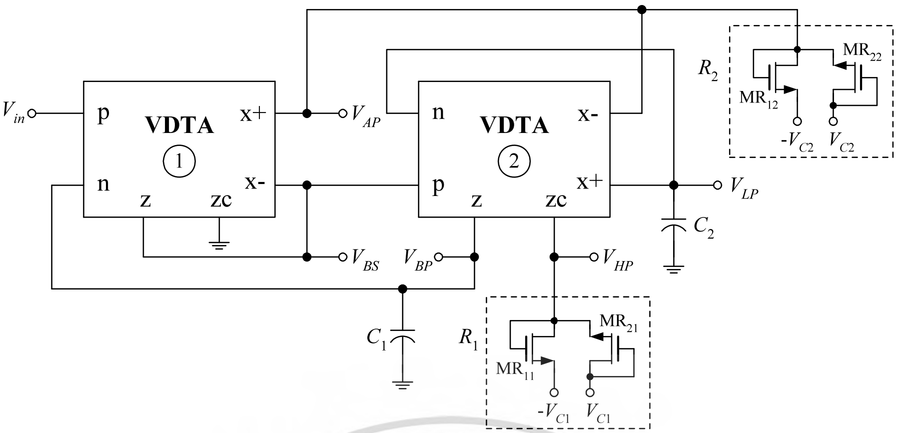


Fig. 3 Proposed VDTA-based voltage-mode biquad filter

$$BP(s)=\frac{V_{\mathrm{BP}}(s)}{V_{\mathrm{in}}(s)}=\frac{(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1})s}{D(s)} \tag{5}$$

$$HP(s)=\frac{V_{\mathrm{HP}}(s)}{V_{\mathrm{in}}(s)}=-\frac{(\frac{g_{mF1}g_{mF2}R_1}{g_{mS1}})s^2}{D(s)} \tag{6}$$

$$BS(s)=\frac{V_{\mathrm{BS}}(s)}{V_{\mathrm{in}}(s)}=\frac{(\frac{g_{mF1}}{g_{mS1}})(s^2+\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2})}{D(s)} \tag{7}$$

and

$$AP(s)=\frac{V_{\mathrm{AP}}(s)}{V_{\mathrm{in}}(s)}=\frac{g_{mF1}R_2(s^2-\frac{g_{mF2}}{C_1}s+\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2})}{D(s)} \tag{8}$$

where

$$D(s)=s^2+\left(\frac{g_{mF1}g_{mF2}}{g_{mS1}C_1}\right)s+\left(\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}\right), \tag{9}$$

and g_{mFj} and g_{mSj} $(j=1,2)$ denote the first and second transconductance gains of the jth VDTA, respectively. Obviously, from Eqs. (4)–(9), it can be seen that the LP, BP, HP, BS, and AP filter signals are simultaneously available from V_{LP}, V_{BP}, V_{HP}, V_{BS}, and V_{AP}, respectively. It is noted that there is no need to impose component choice, except realizing the AP filter response which requires $g_{mS1}=g_{mS2}$. It should be mentioned here that the output terminals of the proposed filter are not in low-output impedances. Thus, additional buffers are required for the proposed filter to drive low impedance loads or to be directly connected to the next stages. Equations (4)–(9) also show that the LP gain (H_{LP}), BP gain (H_{BP}), HP gain (H_{HP}), BS gain (H_{BS}), and AP

Author's personal copy

gain (H_{AP}) are given by

$$H_{LP} = \frac{g_{mF1}}{g_{mS1}}, \qquad H_{LP} = \frac{g_{mF1}}{g_{mS1}}, \qquad H_{HP} = -\frac{g_{mF1}g_{mF2}R_1}{g_{mS1}}, \\ H_{BS} = \frac{g_{mF1}}{g_{mS1}}, \qquad H_{AP} = g_{mF1}R_2 \tag{10}$$

All the filter responses possess the same ω_0 and Q, and can be determined by

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}} \tag{11}$$

and

$$Q = \frac{g_{mS1}}{g_{mF1}}\sqrt{\frac{g_{mS2}C_1}{g_{mF2}C_2}} \tag{12}$$

A possible design procedure can be developed with the selection of equal transconductance and capacitance values so that $g_{mF2} = g_{mS2} = g_{m2}$ and $C_1 = C_2 = C$, then ω_0 and Q from Eqs. (11) and (12) become

$$\omega_0 = \frac{g_{m2}}{C} \tag{13}$$

and

$$Q = \frac{g_{mS1}}{g_{mF1}} \tag{14}$$

The parameter ω_0 can be changed electronically by g_{m2} without disturbing Q, which can be independently varied by the ratio g_{mS1}/g_{mF1}. Note that high value of Q will be obtained from moderate values of this ratio. Furthermore, with matched transconductances $g_1 = g_2 = g_{NF}$, $g_3 = g_4 = g_{PF}$, $g_5 = g_6 = g_{NS}$, and $g_7 = g_8 = g_{PS}$, the maximum Q-value for the proposed filter shown in Fig. 3 can therefore be assumed to be

$$Q_{max} \cong \frac{(g_{NS1} + g_{PS1})_{max}}{(g_{NF1} + g_{PF1})_{min}} \tag{15}$$

where g_{NF1} (g_{NS1}) and g_{PF1} (g_{PS1}) represent the transconductances of the NMOS and PMOS transistors in the input (output) stage of the VDTA1, respectively. Equation (15) reveals that the highest achievable value of Q can be realized by setting the values of g_{NS1} and g_{PS1} maximum, while keeping the g_{NF1} and g_{PF1} values minimum.

As shown in Fig. 3, the circuit has the advantage of using grounded resistor ($R_i, i = 1, 2$), which is realized by two MOS transistors (MR_{1i} and MR_{2i}) [25]. In this case, the variable resistances can be adjusted with their corresponding control voltage V_{Ci} by based on the following relation:

$$R_i = \frac{L}{2\mu C_{ox}W(V_{Ci} - V_T)} \tag{16}$$

where V_T is the threshold voltage of the MOS transistor.

Author's personal copy

4 Tracking Error Effect and Sensitivity Analysis

Considering the non-ideal characteristics of the VDTA, the port relations of currents and voltages in Eq. (1) can be rewritten as

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \\ i_z \\ i_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta_F g_{mF} & -\beta_F g_{mF} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta_S g_{mS} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_{zc} \\ v_z \end{bmatrix} \tag{17}$$

where β_F and β_S are, respectively, the voltage tracking errors for the first and second stages of the VDTA. Re-analysis the proposed circuit in Fig. 3 using Eq. (17) yields the following non-ideal filter parameters:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_{F2}\beta_{S2}g_{mF2}g_{mS2}}{C_1C_2}} \tag{18}$$

and

$$Q = \frac{\beta_{S1}g_{mS1}}{\beta_{F1}g_{mF1}}\sqrt{\frac{\beta_{S2}g_{mS2}C_1}{\beta_{F2}g_{mF2}C_2}} \tag{19}$$

It is evident that the values of ω_0 and Q may be slightly changed by the effect of the VDTA voltage tracking errors. However, the small deviations in Eqs. (18) and (19) can be minimized by properly adjusting the VDTA's transconductance values. Hence, the desired parameter values can still be satisfied.

The active and passive relative sensitivities of ω_0 and Q parameters of the filter in Fig. 3 are derived to be

$$S^{\omega_0}_{g_{mF1}} = S^{\omega_0}_{g_{mS1}} = S^{\omega_0}_{\beta_{F1}} = S^{\omega_0}_{\beta_{S1}} = 0 \tag{20}$$

$$S^{\omega_0}_{g_{mF2}} = S^{\omega_0}_{g_{mS2}} = S^{\omega_0}_{\beta_{F2}} = S^{\omega_0}_{\beta_{S2}} = \frac{1}{2} \tag{21}$$

$$S^{\omega_0}_{C_1} = S^{\omega_0}_{C_2} = -\frac{1}{2} \tag{22}$$

$$S^{Q}_{g_{mF1}} = -S^{Q}_{g_{mS1}} = S^{\omega_0}_{\beta_{F1}} = -S^{\omega_0}_{\beta_{S1}} = -1 \tag{23}$$

$$S^{Q}_{g_{mF2}} = -S^{Q}_{g_{mS2}} = S^{\omega_0}_{\beta_{F2}} = -S^{\omega_0}_{\beta_{S2}} = -\frac{1}{2} \tag{24}$$

and

$$S^{Q}_{C_1} = -S^{Q}_{C_2} = \frac{1}{2} \tag{25}$$

From the results, the sensitivities are low and not larger than unity in absolute value.

Author's personal copy

Table 2 Transistor dimensions of the CMOS VDTA circuit shown in Fig. 2

Transistors	W (μm)	L (μm)
M_1–M_2, M_5–M_6	16.1	0.7
M_3–M_4, M_7–M_8	28	0.7
M_9–M_{12}	21	0.7
M_{13}, M_{18}	7	0.7
M_{14}–M_{17}	8.5	0.7
MR_{11}, MR_{21}, MR_{12}, MR_{22}	1.45	0.7

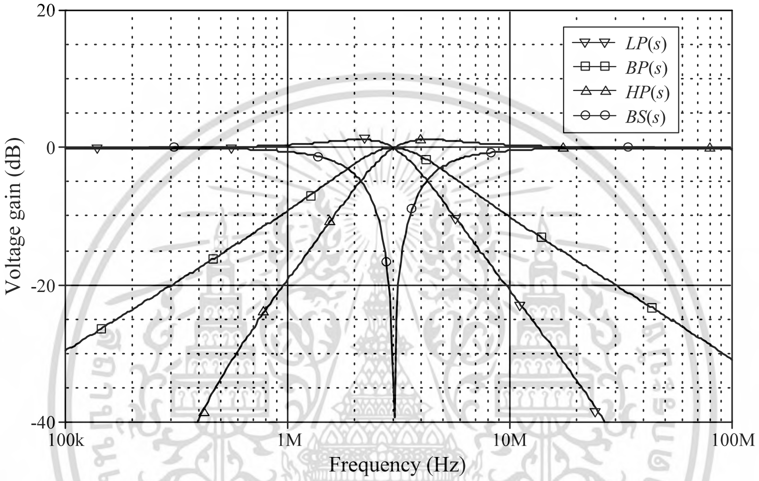


Fig. 4 Ideal and simulated LP, BP, HP and BS frequency responses of the proposed filter in Fig. 3

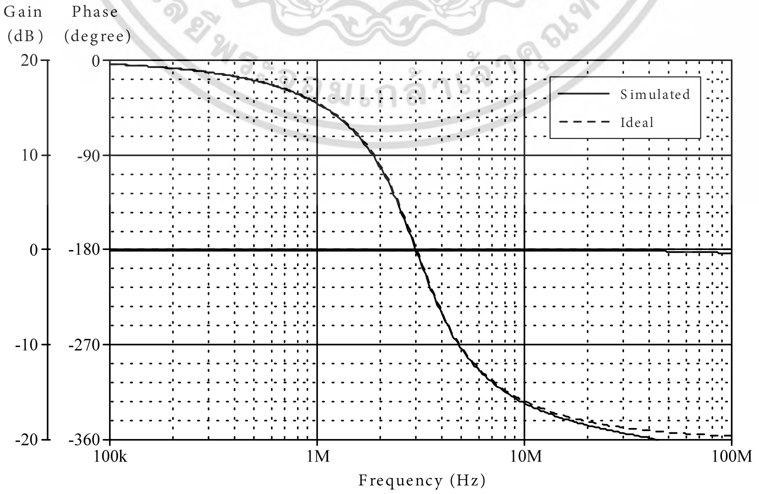


Fig. 5 Frequency response of the proposed AP filter in Fig. 3

Author's personal copy

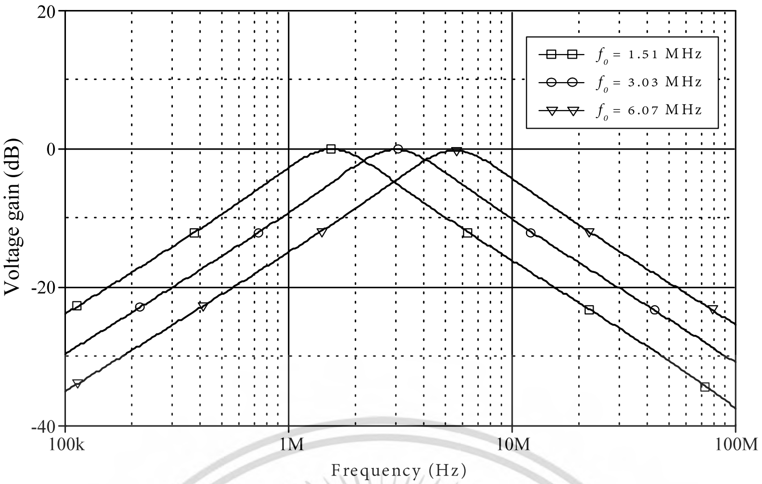


Fig. 6 Simulated frequency responses of the BP filter when f_0 is varied

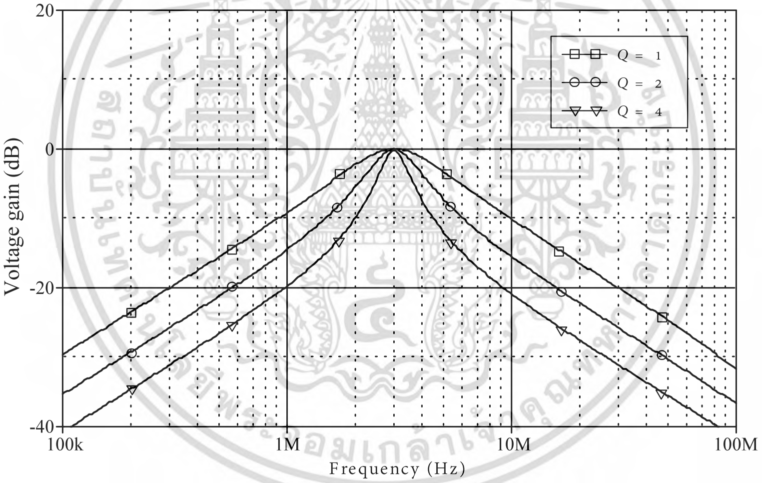


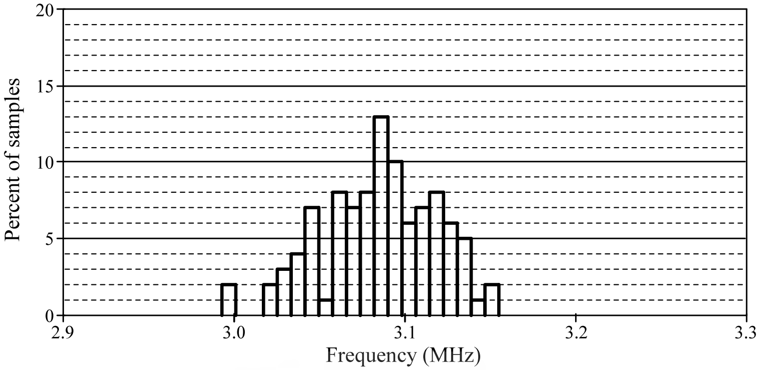
Fig. 7 Simulated frequency responses of the BP filter when Q is varied

5 Simulation Results and Discussions

In this section, the proposed biquad filter in Fig. 3 was simulated using PSPICE to confirm the given theoretical analysis. The VDTAs have been simulated using the CMOS structure given in Fig. 2 with TSMC 0.35-μm CMOS process model parameters. The aspect ratios of the MOS transistors are given in Table 2. The supply voltages are selected as: $+V = -V = 2$ V, and $+V_{Ci} = -V_{Ci} = 2$ V. For all filter response simulations, equal capacitors are chosen as: $C_1 = C_2 = 20$ pF.

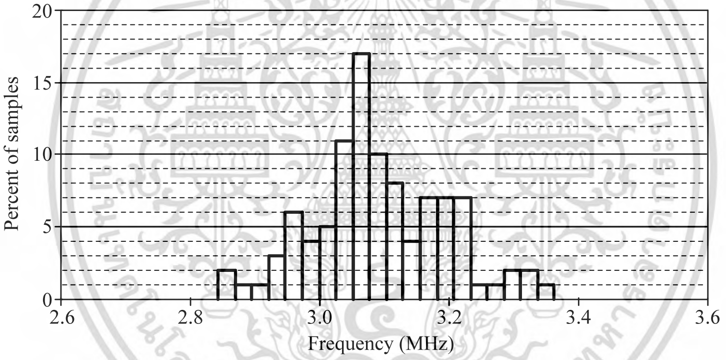
To realize the biquadratic characteristic with $f_0 = \omega_0/2\pi \cong 3.03$ MHz and $Q = 1$, the active component values for the filter in Fig. 3 are chosen as: $g_{mF1} = g_{mS1} =$

Author's personal copy




```
n samples   = 100            10th %ile = 3.03579e+006
n divisions= 20              median    = 3.08705e+006
mean        = 3.0854e+006    90th %ile = 3.12722e+006
sigma       = 33733.7        maximum   = 3.15508e+006
minimum     = 2.99268e+006
```

(a)




```
n samples   = 100            10th %ile = 2.96608e+006
n divisions= 20              median    = 3.07876e+006
mean        = 3.09245e+006   90th %ile = 3.22037e+006
sigma       = 103456         maximum   = 3.36286e+006
minimum     = 2.84324e+006
```

(b)

Fig. 8 Monte-Carlo statistical results for the proposed BP filter of Fig. 3 (**a**) with 5 % deviation in g_m-values, (**b**) with 5 % deviation in capacitor values

$g_{mF2} = g_{mS2} \cong 380$ μA/V ($I_{BF1} = I_{BS1} = I_{BF2} = I_{BS2} \cong 40$ μA), which results in total power consumption of about 3.52 mW. Fig. 4 shows the frequency responses of the LP, BP, HP and BS filters. Also, the gain and phase responses of the AP filter are represented in Fig. 5.

To demonstrate the electronic controllability of f_0, the tuning transconductances g_{m2} (i.e. $I_{B2} = I_{BF2} = I_{BS2}$) were, respectively, varied to 190 μA/V, 380 μA/V and 763 μA/V ($I_{B2} \cong 10$ μA, 40 μA and 160 μA), while keeping $g_{mF1} = g_{mS1} \cong$

Author's personal copy

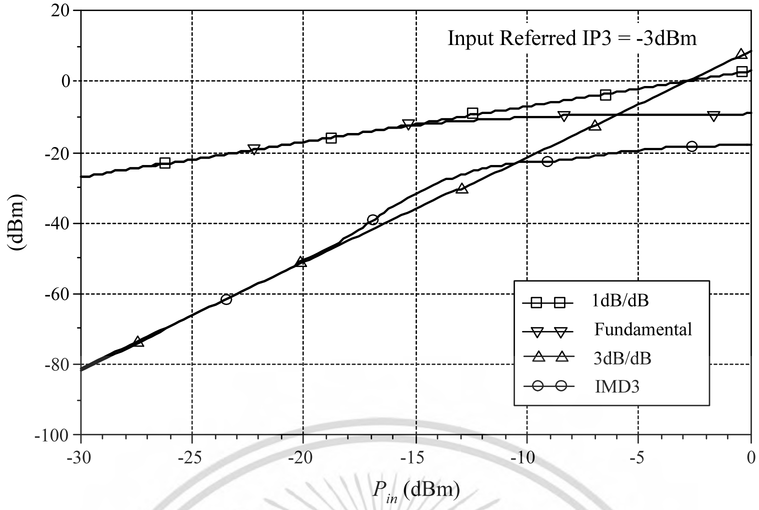


Fig. 9 Third-order intercept plot for the proposed filter derived by a two-tone test

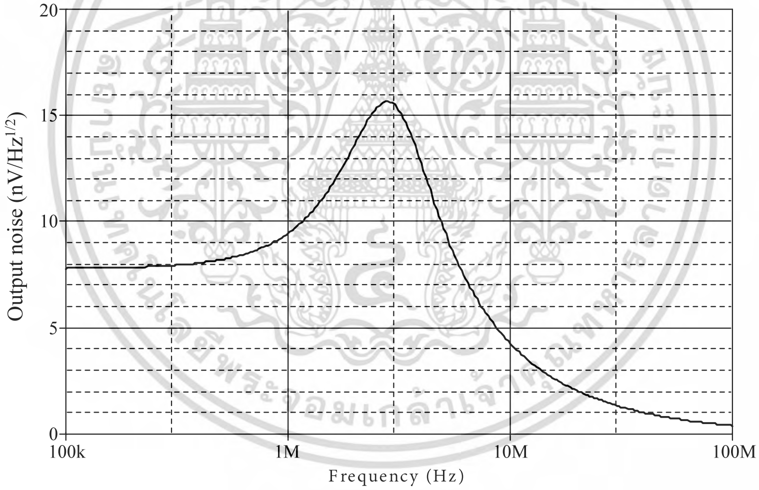


Fig. 10 Output noise density of the BP filter in Fig. 3

380 μA/V ($I_{BF1} = I_{BS1} \cong 40$ μA) for a constant $Q = 1$. In this setting, the f_0-values calculated from Eq. (11) are approximated to 1.51 MHz, 3.03 MHz and 6.07 MHz, respectively. The resulting responses of the BP filter corresponding to different bias currents I_{B2} are given in Fig. 6. The corresponding f_0 obtained from the simulations are found as 1.54 MHz, 3.02 MHz and 5.49 MHz, respectively. Figure 7 shows the simulated BP responses with Q-tuning. In this case, the bias currents were chosen as: $I_{BF2} = I_{BS2} = 40$ μA, $I_{BF1} = 10$ μA, and $I_{BS1} = 10$ μA, 40 μA, 160 μA, respectively. Note that the filter with higher Q-value can be obtained from higher value of I_{BS1}.

Author's personal copy

To observe the effect of active and passive component mismatching on the filter's frequency response, Monte-Carlo analysis is performed with the distribution of 100 simulation runs. For this purpose, the BP filter has been simulated by setting the values of transconductances and capacitors with 5 % Gaussian deviation. The derived statistical results are drawn in Fig. 8. From these plots, the simulated standard deviations were, respectively, 33.73 kHz and 103.45 kHz, which demonstrate that the proposed circuit has reasonable sensitivity characteristic.

Concerning the linearity of the proposed filter in Fig. 3, two closely space tones ($f_1 = 2.9$ MHz and $f_2 = 3.1$ MHz) with equal input signal amplitudes of 100 mV (peak) are applied at the input of the filter. The simulated third-order intercept plot for the proposed filter is shown in Fig. 9. From the plot, it is derived that 1 dB compression point of the filter is observed at an input level equal to −13.4 dBm, while the derived third-order intercept point (IP3) corresponds to an input signal level equal to −3 dBm. Besides, the noise effect for the proposed filter is depicted in Fig. 10. It is obvious that the noise density value is quite small, and its maximum value is equal to 15.65 nV/Hz$^{1/2}$.

6 Concluding Remarks

This work reports a new single-input five-output voltage-mode universal filter circuit, which can realize five standard biquadratic filter functions simultaneously. The proposed circuit employs two VDTAs and four grounded passive elements, which is advantageous for integration point of view. No component-matching conditions are required, except AP response realization. The filter permits orthogonal electronic of the ω_0 and Q parameters through the transconductance gain of the VDTA, and also exhibits high-input impedance. The circuit active/passive sensitivities are shown to be low.

Acknowledgements The authors would like to thank the anonymous reviewers for their constructive comments and suggestions. This work was supported by the Office of the Higher Education Commission, Ministry of Education, Thailand, under the research project title "Higher Education Research Promotion". The support from Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL) is also gratefully acknowledged.

References

1. M.T. Abuelma'Atti, H.A. Al-Zaher, New universal filter with one input and five outputs using current-feedback amplifiers. Analog Integr. Circuits Signal Process. **16**, 239–244 (1998)
2. A.F. Arbel, L. Goldminz, Output stage for current-mode feedback amplifiers, theory and applications. Analog Integr. Circuits Signal Process. **2**, 243–255 (1992)
3. D. Biolek, CDTA-Building block for current-mode analog signal processing, in *Proceedings of the ECCTD'03*, (2003), pp. 397–400
4. D. Biolek, R. Senani, V. Biolkova, Z. Kolka, Active elements for analog signal processing: classification, review, and new proposals. Radioengineering **17**(4), 15–32 (2008)
5. H.P. Chen, Universal voltage-mode filter using only plus-type DDCCs. Analog Integr. Circuits Signal Process. **50**(2), 137–139 (2007)
6. H.P. Chen, Voltage-mode FDCCII-based universal filters. AEÜ, Int. J. Electron. Commun. **62**, 320–323 (2008)

Author's personal copy

7. H.P. Chen, Versatile universal voltage-mode filter employing DDCCs. AEÜ, Int. J. Electron. Commun. **63**(1), 78–82 (2009)
8. H.P. Chen, S.S. Shen, A versatile universal capacitor-grounded voltage-mode filter using DVCCs. ETRI J. **29**(4), 470–476 (2007)
9. W.Y. Chiu, J.W. Horng, Voltage-mode biquadratic filters with one input and five outputs using DDCCs. Indian J. Eng. Mater. Sci. **18**, 97–101 (2011)
10. W.Y. Chiu, J.W. Horng, S.T. Cheng, Universal filter with one input and five outputs using DDCCs, in *Proceedings of 2008 Int. Sym. Intelligent Sig. Process. Commun. (ISPACS2008)* (2008)
11. W.Y. Chiu, J.W. Horng, Y.S. Guo, C.Y. Tseng, DDCC based voltage-mode one input five outputs biquadratic filter with high-input impedance, in *Proceedings of 13th Int. Sym. Integrated Circuits (ISIC-2011)* (2011), pp. 39–42
12. W.Y. Chiu, J.W. Horng, H. Lee, C.C. Huang, DVCC-based voltage-mode biquadratic filter with high-input impedance, in *Proceedings of 2010 Fifth IEEE Int. Sym. Electron. Design, Test & Applications* (2010), pp. 121–125
13. W.Y. Chiu, J.W. Horng, S.S. Yang, High-input impedance voltage-mode universal biquadratic filter with one input and five outputs using DDCCs, in *Proceedings of 4th IEEE Int. Sym. on Electron. Design, Test & Applications* (2008), pp. 346–350
14. S.S. Gupta, R. Senani, New voltage-mode/current-mode universal biquad filter using unity-gain cells. Int. J. Electron. **93**(11), 769–775 (2006)
15. J.W. Horng, Voltage-mode universal biquadratic filter with one input and five outputs using OTAs. Int. J. Electron. **89**(9), 729–737 (2002)
16. J.W. Horng, Lossless inductance simulation and voltage-mode universal biquadratic filter with one input and five outputs using DVCCs. Analog Integr. Circuits Signal Process. **62**, 407–413 (2010)
17. J.W. Horng, C.L. Hou, C.M. Chang, H.P. Chou, C.T. Lin, High input impedance voltage-mode universal biquadratic filter with one input and five outputs using current conveyors. Circuits Syst. Signal Process. **25**(6), 767–777 (2006)
18. J.W. Horng, C.L. Hou, C.M. Chang, W.Y. Chung, Voltage-mode universal biquadratic filter with one input and five outputs. Analog Integr. Circuits Signal Process. **47**, 73–83 (2006)
19. J.W. Horng, C.L. Hou, C.M. Chang, W.Y. Chung, H.Y. Wei, Voltage-mode universal biquadratic filter with one input and five outputs using MOCCIIs. Comput. Electr. Eng. **31**, 190–202 (2005)
20. K. Kumar, K. Pal, Voltage-mode universal biquadratic filter using FTFN and OTA. J. Electr. Electron. Eng. **9**(2), 1083–1087 (2009)
21. C.N. Lee, C.M. Chang, Single FDCCII-based mixed-mode biquad filter with eight outputs. AEÜ, Int. J. Electron. Commun. **63**, 736–742 (2009)
22. S. Minaei, E. Yuce, All-grounded passive elements voltage-mode DVCC-based universal filter. Circuits Syst. Signal Process. **29**, 295–309 (2010)
23. N. Pandey, S.K. Paul, Differential difference current conveyor transconductance amplifier: a new analog building block for signal processing. J. Electr. Comput. Eng. **2011**, 361384 (2011). doi:10.1155/2011/361384
24. R. Prokop, V. Musil, New modern circuit block CCTA and some its applications, in *Proceedings of the 14th Int. Scientific and Applied Science Conf. Electronics (ET'2005)* (2005), pp. 93–98
25. Z. Wang, 2-MOSFET transistor with extremely low distortion for output reaching supply voltages. Electron. Lett. **26**, 951–952 (1990)
26. A. Yesil, F. Kacar, H. Kuntman, New simple CMOS realization of voltage differencing transconductance amplifier and its RF filter application. Radioengineering **20**(3), 632–637 (2011)

Lecture Notes in Engineering and Computer Science

IMECS 2013

International MultiConference of

Engineers and Computer Scientists 2013

Volume II

S. I. Ao
Oscar Castillo
Craig Douglas
David Dagan Feng
Jeong-A Lee (Eds.)

Hong Kong
13-15 March, 2013

IAENG
International Association of Engineers

ISBN: 978-988-19252-6-8
ISSN: 2078-0958

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electronically Tunable Current-Mode Universal Filter Using VDTAs and Grounded Capacitors

Jetsdaporn Satansup, Tattaya Pukkalanun and Worapong Tangsrirat, *Member, IAENG*

Abstract—**In this paper, an electronically tunable current-mode universal filter with three inputs and one output employing two voltage differencing transconductance amplifier (VDTA) and two grounded capacitors is proposed. The presented circuit can configure to realize all the five standard biquadratic filter functions; lowpass, bandpass, highpass, bandstop and allpass without changing the circuit configuration and needing an external passive resistor. The proposed filter is capable of providing an independent current-control of the natural angular frequency (ω_o) and quality factor (Q) through the VDTA's transconductance and low incremental active and passive sensitivities. The performance of the proposed filter is tested using PSPICE simulation program, and the results agree well with the theoretical analysis.**

Index Terms— **Voltage differencing Transconductance Amplifier (VDTA), universal filter, current-mode circuit**

I. Introduction

In 2008, some new active building blocks providing the potentiality in analog circuit design were and are being introduced [1], such as current differencing transconductance amplifier (CDTA) [2], current conveyor transconductance amplifier (CCTA) [3], difference current conveyor transconductance amplifier (DDCCTA) [4], and so on [1]. Among these, the voltage differencing transconductance amplifier (VDTA) is a recently introduced active element. The VDTA device is composed of the current source controlled by the difference of two input voltages and a multiple-output transconductance amplifier, providing electronic tuning ability through its transconductance gains. Therefore, the VDTA device is very suitable for electronically tunable active circuit synthesis. Another advantageous feature of the use of the VDTA as an active element is that compact structures in some application can be achieved easily [1], [5-8]. However, all of them operate in voltage-mode.

Recently, current-mode biquad filter with multiple inputs and one output terminals have been reported in open literature [9]-[22]. However, the filters in [9]-[14] do not include electronically tunability and needed external passive resistors. Moreover, filter structures in [11]-[14] employ non-grounded passive resistors. Although the electronically tunable biquad filters were reported in [15]-[18], they do not exhibit independent tuning characteristic of the parameter ω_0 and Q. In [19]-[22], with orthogonal the current-mode biquadratic filters have an orthogonal ω_o-Q tuning were proposed, but they employs three or more active components. Moreover, the works configuration in [20]-[22] also needed external passive resistors.

In this paper, an electronically tunable current-mode universal biquadratic filter having three inputs and single output using is proposed. The developed filter is constructed two VDTAs and two grounded capacitors, which is suitable for integrated circuit (IC) implementation. By properly selecting the input signals, the proposed circuit can realize all the five standard biquadratic filtering functions, namely lowpass (LP), bandpass (BP), highpass (HP), bandstop (BS) and allpass (AP) simultaneously, from the same circuit configuration. The filter has an orthogonal electronic adjustment of the characteristic parameters ω_0 and Q, and low incremental active and passive sensitivities.

II. Description of the VDTA

In 2008, the conceptual of the VDTA was firstly suggested in [1]. The schematic symbol of the VDTA is represented in Fig.1, where the port relations can be defined by the following expression [5].

$$\begin{bmatrix} i_z \\ i_{z-} \\ i_{x+} \\ i_{x-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +g_{mF} & -g_{mF} & 0 & 0 \\ -g_{mF} & +g_{mF} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & +g_{mS} & 0 \\ 0 & 0 & -g_{mS} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_z \\ v_{z-} \end{bmatrix} \qquad (1)$$

In equation (1), g_{mF} and g_{mS} are the first and second transconductance gains of the VDTA respectively. The differential input voltage from the terminals p and n (v_p - v_n) is transformed into output currents at the terminals z and z- with first transconductance g_{mF}. The voltage drop at the terminal z (v_z) is transformed into output currents at the terminals x+ and x- with second transconductance g_{mS}.

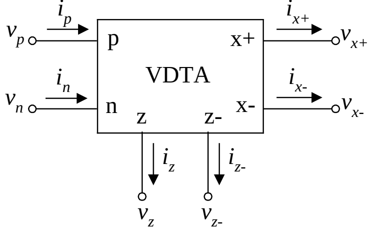


Fig. 1: Electrical symbol of the VDTA.

The CMOS-based internal structure of the VDTA is shown in Fig.2. For this structure, the circuit employs two Arbel–Goldminz transconductance [23]. The first and second

Manuscript received October. 31, 2012.
J. Satansup, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat are with the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand (phone: +662-326-4205; fax: +662-326-4205; e-mail: jets_satansup@hotmail.com, tattap@yahoo.com, drworapong@gmail.com).

transconductances are determined by the transconductance of output transistors, which can be expressed as, respectively:

$$g_{mF} = \frac{g_1 g_2}{g_1 + g_2} + \frac{g_3 g_4}{g_3 + g_4} \cong (g_{1,2} + g_{3,4})/2 \quad (2)$$

$$g_{mS} = \frac{g_5 g_6}{g_5 + g_6} + \frac{g_7 g_8}{g_7 + g_8} \cong (g_{5,6} + g_{7,8})/2 \quad (3)$$

In above equations, g_i is the transconductance value of the i-th transistor, which is given as:

$$g_i = \sqrt{I_{Bi} \mu C_{ox} \frac{W}{L}} \quad (4)$$

where I_{Bi} is the dc bias current, μ is effective carrier mobility, C_{ox} is the gate oxide capacitance per unit area and W and L are the effective width and length of the i-th MOS transistor, respectively.

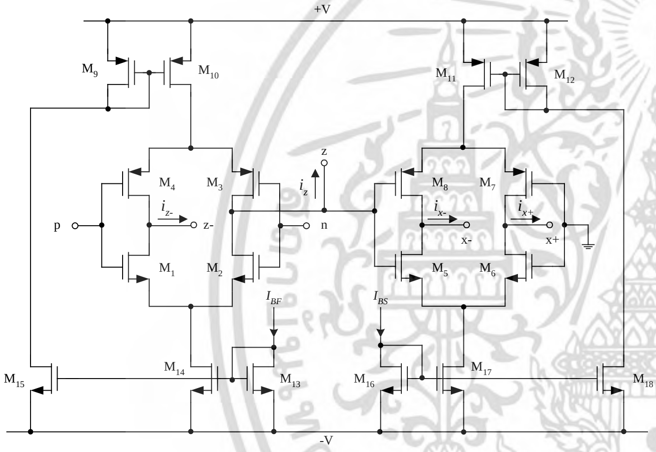


Fig.2: CMOS implementation of the VDTA.

III. Proposed Current-Mode Biquad Filter

The proposed three-input single-output current-mode electronically tunable universal filter consisting only two VDTAs and two grounded capacitors is shown in Fig. 3. Routine circuit analysis using equation (1) shows that the proposed circuit in Fig. 3 has the following output current:

$$I_{out} = \frac{D(s)I_1 + \left(\frac{g_{mS1}}{C_1}\right)sI_2 + \left(\frac{g_{mS1}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)I_3}{s^2 + \left(\frac{g_{mF1}}{C_1}\right)s + \left(\frac{g_{mS1}g_{mS2}}{C_1C_2}\right)} \quad (5)$$

The specialization of equation (5) results in the following five standard biquadratic filter fuctions.

1) If $I_3 = I_{in}$ (input current signal), $I_1 = I_2 = 0$, the LP response with a non-inverting unity passband gain can be obtained.

2) If $I_2 = I_{in}$, $I_1 = I_3 = 0$, the BP response with passband gain of g_{mS1}/g_{mF1} can be obtained.

3) If $I_1 = -I_2 = -I_3 = I_{in}$ and $g_{mF1} = g_{mS1}$, the HP response with a non-inverting unity passband gain can be obtained.

4) If $I_1 = -I_2 = I_{in}$, $I_3 = 0$ and $g_{mF1} = g_{mS1}$, the BS response with a non-inverting unity passband gain can be obtained.

5) If $I_1 = -I_2/2 = I_{in}$, $I_3 = 0$ and $g_{mF1} = g_{mS1}$, the AP response with a non-inverting unity passband gain can be obtained.

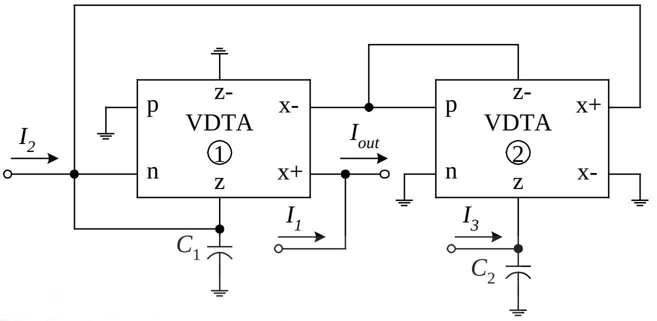


Fig.3: Proposed current-mode biquad filter using VDTAs.

Also from equation (5), the important parameters ω_o and Q of the filter are found as

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mS1}g_{mS2}}{C_1C_2}} \quad (6)$$

and

$$Q = \frac{1}{g_{mF1}}\sqrt{\frac{g_{mS1}g_{mS2}C_1}{C_2}} \quad (7)$$

Furthermore, for simplicity, substituting $g_{mS1} = g_{mS2} = g_{m2}$ and $C_1 = C_2 = C$ in equations (6) and (7) yields the following expressions:

$$\omega_0 = \frac{g_{m2}}{C} \quad (8)$$

and

$$Q = \frac{g_{m2}}{g_{mF1}} \quad (9)$$

Note that the parameters ω_o in equation (8) can be tuned electronically by g_{m2}, while Q-value in equation (9) can be tuned independently by g_{mF1} without influencing ω_o.

IV. Tracking Errors and Sensitivity Analysis

Considering the non-ideal characteristics of the VDTA, the port relations of current and voltage in equation (1) can be rewritten as:

$$\begin{bmatrix} i_z \\ i_{z-} \\ i_{x+} \\ i_{x-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +\beta_F g_{mF} & -\beta_F g_{mF} & 0 & 0 \\ -\beta_F g_{mF} & +\beta_F g_{mF} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & +\beta_S g_{mS} & 0 \\ 0 & 0 & -\beta_S g_{mS} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_z \\ v_{z-} \end{bmatrix} \quad (10)$$

where β_F and β_S are respectively the tracking errors for the first and second stages of the VDTA. Re-analysis the proposed circuit in Fig.3 using equation (10) yields the following non-ideal filter parameters.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับเผยแพร่เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ISBN: 978-988-19252-6-8
ISSN: 2078-0958 (Print); ISSN: 2078-0966 (Online)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_{S1}\beta_{S2}g_{mS1}g_{mS2}}{C_1C_2}} \tag{11}$$

and

$$Q = \frac{1}{\beta_{F1}g_{mF1}}\sqrt{\frac{\beta_{S1}\beta_{S2}g_{mS1}g_{mS2}C_1}{C_2}} \tag{12}$$

It is evident that the values of ω_0 and Q may be slightly changed by the effect of the VDTA's tracking errors. However, the small deviation in equations (11) and (12) can be minimized by properly adjusting the VDTA's transconductance values. Hence, the desired parameter values can still be satisfied.

The active and passive relative sensitivities of ω_0 and Q parameter of the filter in Fig.3 are derived as:

$$S^{\omega_0}_{\beta_{F1},\beta_{F2}} = S^{\omega_0}_{g_{mF1},g_{mF2}} = 0 \tag{13}$$

$$S^{\omega_0}_{\beta_{S1},\beta_{S2}} = S^{\omega_0}_{g_{mS1},g_{mS2}} = \frac{1}{2} \tag{14}$$

$$S^{\omega_0}_{C_1,C_2} = -\frac{1}{2} \tag{15}$$

$$S^{Q}_{\beta_{F2}} = S^{Q}_{g_{mF2}} = 0 \tag{16}$$

$$S^{Q}_{\beta_{S1},\beta_{S2}} = S^{Q}_{g_{mS1},g_{mS2}} = \frac{1}{2} \tag{17}$$

$$S^{Q}_{\beta_{F1}} = S^{Q}_{g_{mF1}} = -1 \tag{18}$$

$$S^{Q}_{C_1} = -S^{Q}_{C_2} = \frac{1}{2} \tag{19}$$

Consequently, all of the component sensitivities of ω_0 and Q are very low and not more than unity in magnitude.

V. Simulation Results

To prove the theoretical validity of the filter given in Fig. 3, this filter was simulated with PSPICE program. The VDTA was simulated using the CMOS implementation structure given in Fig. 2 based on the 0.35-μm TSMC process parameters. The aspect ratios of the MOS transistor are given in Table 1.The supply voltages are $+V = -V = 2$ V. For all simulations, the capacitance values were chosen as: $C_1 = C_2 = 20$ pF.

In order to realize the filter responses with a natural frequency of $f_0 = \omega_0/2\pi \cong 3.03$ MHz and a quality factor of $Q = 1$, the following setting for the presented filter in Fig.3 has been selected as: $g_{mF1} = g_{mS1} = g_{mF2} = g_{mS2} = 381$ μA/V ($I_{BF1} = I_{BS1} = I_{BF2} = I_{BS2} \cong 40$ μA), which results in the total power consumption of about 2 mW. Fig. 4 shows the simulation results for LP, BP,HP and BS filter characteristics. The gain and phase responses of the AP filter configuration are also shown in Fig. 5.

To demonstrate the electronic controllability of f_0, the tuning transconductances g_{mi} (i.e. $I_{Bi} = I_{BF1} = I_{BS1} = I_{BF2} = I_{BS2}$) were respectively varied to 190 μA/V, 381 μA/V and 763 μA/V ($I_{Bi} \cong 10$ μA, 40 μA and 160 μA), at a constant $Q = 1$. In this setting, the f_0-values calculated from equation (6) are approximated to 1.51 MHz, 3.03 MHz and 6.07 MHz, respectively. The resulting responses of the BP filter corresponding to different bias currents I_{Bi} are given in Fig.6. The corresponding f_0 obtained from the simulations are found as 1.54 MHz, 2.95 MHz and 5.49 MHz, respectively.

Table I
Transistor dimensions of the CMOS VDTA circuit in Fig.2.

Transistors	W (μm)	L (μm)
M1-M2, M5-M6	16.1	0.7
M3-M4, M7-M8	28	0.7
M9-M12	21	0.7
M13,M16	7	0.7
M14-M15, M17-M18	8.5	0.7

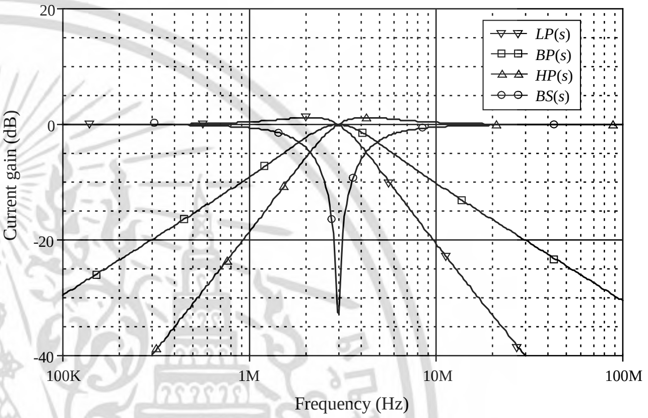


Fig.4: Simulated LP, BP and HP responses for the proposed filter in Fig.3.

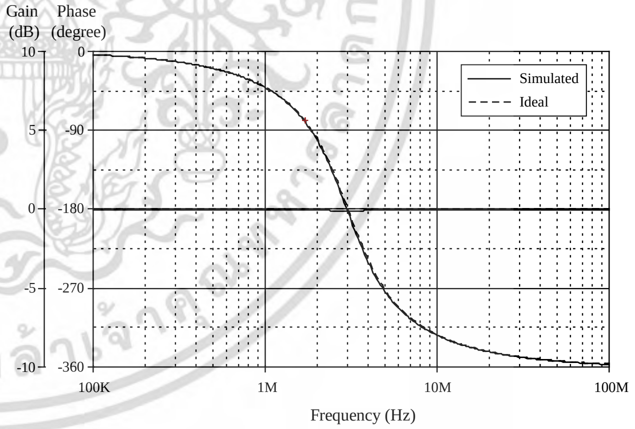


Fig.5. Ideal and simulated gain and phase responses of the AP filter

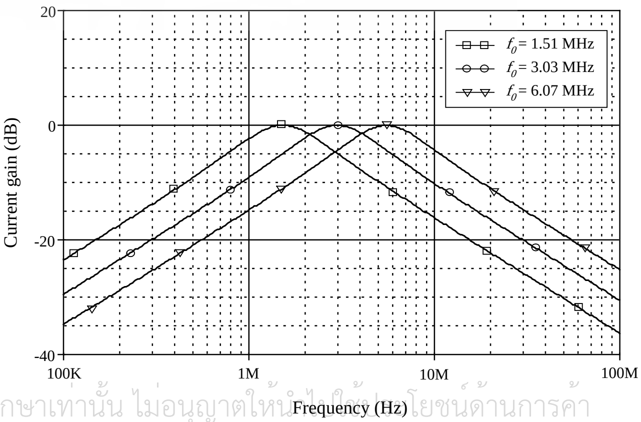


Fig.6: Simulated frequency responses of the BP filter when f_O is varied and $Q = 1$.

ISBN: 978-988-19252-6-8
ISSN: 2078-0958 (Print); ISSN: 2078-0966 (Online)

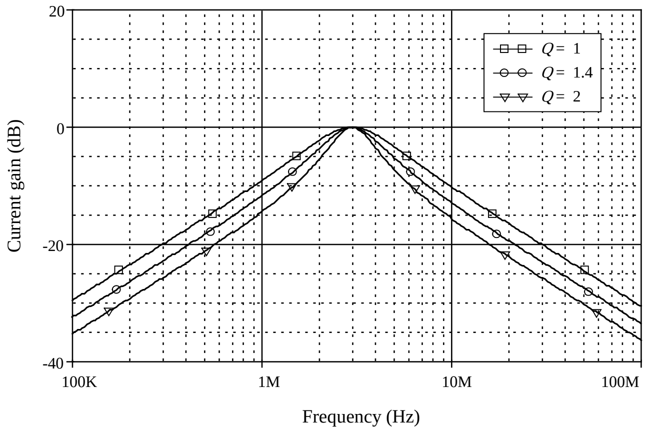


Fig.7: Simulated frequency responses of the BP filter when Q is varied and $f_O \cong 3.03$ MHz.

Fig.7 shows the simulated BP responses with Q-tuning. In this case, the bias currents were chosen as: $I_{BS1} = I_{BF2} = I_{BS2} = 40\ \mu A$ for a constant $f_0 \cong 3.03$ MHz and $I_{BF1} = 10\ \mu A$, $20\ \mu A$, $40\ \mu A$, respectively.

VI. Conclusion

In this work, an electronically tunable current-mode universal filter with three inputs and single output using VDTA has been described. The proposed circuit employs two VDTAs and two grounded capacitors, which is convenient for integration. The circuit can realize all the five standard biquadratic filter functions with interconnection of the relevant input current. It also provides the advantage of non-interactive electronic control of the important parameters ω_0 and Q through the transconductance of the VDTA, and low sensitivity performance. It was demonstrated that the simulation results are in good agreement with the expected values.

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, p. 15-32, December, 2008.
[2] D.Biolek, "CDTA-Building block for current-mode analog signal processing", *Proceedings of the ECCTD'03*, vol. III, Poland, pp. 397-400, 2003.
[3] R. Prokop and V. Musil, "New modern circuit block CCTA and some its applications", *Proceedings of the 14th Int. Scientific and Applied Science Conf. Electronics (ET'2005)*, Sozopol, Bulgaria, pp. 93-98, 2005.
[4] N. Pandey and S.K. Paul, "Differential difference current conveyor transconductance amplifier: A new analog building block for signal processing", *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2011, Article ID 361384, 10 Pages, 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, p. 632-637, September, 2011.
[6] J. Satansup and W. Tangsrirat, "Single VDTA-based voltage-mode electronically tunable universal", *The 27th Int. Technical Conf. on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2012)*, Sapporo, Japan, July 15-18, 2012.
[7] D. Prasad and D.R. Bhaskar, "Electronically Controllable Explicit Current Output Sinusoidal Oscillator Employing Single VDTA" *ISRN Electronics*, Vol. 2012, Article ID 382560, 5 pages, 2012.
[8] J. Satansup, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat, "Electronically tunable single-input five-Output voltage-mode universal filter using VDTAs and grounded passive elements", *Circuits Syst. Signal Process.*, Published online 22 September 2012, doi: 10.1007/s00034-012-9492-0.
[9] N. Herencsar and K. Vrba, "Tunable current-mode multifunction filter using universal current conveyors", *Proceedings of the Third International Conference on Systems(ICONS 2008)*, Cancun, Mexico, pp. 1-6, 2008.
[10] J. Jiang, Y. He, "Tunable frequency versatile filters implementation using minimum number of passive elements", *Analog Integr Circ Sig Process*, vol. 59, pp. 53–56, 2009.
[11] W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "Cascadable multiple-input single-output current-mode universal filter based on current differencing buffered amplifiers", *Frequenz*, vol.60, pp. 152-154, 2006.
[12] J. W. Horng, "High output impedance current-mode universal biquadratic filters with five inputs using multi-output CCIIs", *Microelectron. J.*, vol.42, pp.693-700, 2011.
[13] J. W. Horng, ''Current-mode universal biquadratic filter with five inputs and one output using three ICCIIs,'' *Indian Journal of Pure & Applied Physics*, vol. 49, pp. 214–217, 2011.
[14] F. Gür and F. Anday, ''Simulation of a novel current-mode universal filter using FDCCIIs'' *Analog Integr. Circ. Sig. Process.*, vol. 60, pp. 231–236, 2009.
[15] W. Tangsrirat and D. Prasertsom, "Electronically tunable low-componentcount current-mode biquadratic filter using dual-output current followers", *Electr. Eng.*, vol.90, pp.33-37, 2007.
[16] W. Tangsrirat, T. Dumawipata and W. Surakampontorn, "Multiple-input single-output current-mode multifunction filter using current differencing transconductance amplifiers", *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol.61, pp. 209-214, 2007.
[17] W. Tangsrirat, "Cascadable current-controlled current-mode universal filters using CDTAs and grounded capacitors", *J. of Active and Passive Electronic Devices*, vol.4, pp.135-145, 2009.
[18] W. Tangsrirat and O Channumsin, "Minimum-component current-mode universal filter", *Indian Journal of Pure & Applied Physics*, vol.49, pp.137-141, 2011.
[19] W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "Electronically tunable currentmode universal filter employing only plus-type current-controlled conveyors and grounded capacitors," *Circuits Syst. Signal Process.* , vol. 25, no. 6, pp. 701–713, 2006.
[20] E. Altuntas, and A. Toker, "Realization of voltage and current-mode KHN biquads using CCCIIs", *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol.56, no.1, pp.45-49, 2002.
[21] W. Chunhua, L. Haiguang, Z. Yan "Universal current-mode filter with multiple inputs and one output using MOCCII and MO-CCCA," International *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol. 63, pp. 448-453, 2009.
[22] J. Zhao, J. G. Jiang, and J. N. Liu, "Design of tunable biquadratic filters employing CCCIIs: state variable block diagram approach," *Analog Integr. Circ. Sig. Process.*, vol. 62, no. 3, pp. 397–406, 2010.
[23] A. F. Arbel and L. Goldminz, "Output stage for current-mode feedback amplifiers,theory and applications", *Analog Integr. Circ. Sig.Process.*, vol. 2, no. 3, pp. 243-255, 1992.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I-SEEC2012

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4th International Science, Social Science, Engineering and Energy Conference
11th-14th December, 2012, Golden Beach Cha-Am Hotel, Petchburi, Thailand

I-SEEC 2012

www.iseec2012.com

Single VDTA-based current-mode electronically tunable multifunction filter

J. Satansup W. Tangsrirat

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Chalongkrung Road, Ladkrabang, Bangkok, 10250, Thailand

jets_satansup@hotmail , ktworapo@kmitl.ac.th

Abstract

This paper presents an electronically tunable current-mode multifunction biquadratic filter which employs a single new active device namely voltage differencing transconductance amplifier (VDTA). The presented filter with single input and three outputs consists of only one VDTA and two grounded capacitors. It can simultaneously realize lowpass (LP), bandpass (BP) and highpass (HP) current responses with no need to impose component choice. The circuit also provides the advantage features of the use of only one active component and minimum number of passive component, and electronic controllability of its important parameter, as well as low sensitivity characteristic. The performance of the proposed filter is tested using PSPICE simulation program, and the simulation results agree well with the theoretical analysis.

*Keywords:*Voltage Differencing Transconductance Amplifier (VDTA); Multifunction filter; Current-mode circuit

1. Introduction

Recently, some new analog active building blocks providing the potentiality in analog circuit design were and are being introduced [1], such as current differencing transconductance amplifier (CDTA) [2], current conveyor transconductance amplifier (CCTA) [3], difference current conveyor transconductance amplifier (DDCCTA) [4], and so on [1]. Among these, the voltage differencing transconductance amplifier (VDTA) is a recently introduced active element. This element can be compared with the previously introduced CDTA element, in which the current differencing unit at the front-end is replaced by the voltage differencer. This means that the VDTA is composed of the current source controlled by the difference of two input voltages and a multiple-output transconductance amplifier, providing electronic tuning ability through its transconductance gains. Therefore, the VDTA device is very suitable for electronically tunable active circuit synthesis. Another advantageous feature of the use of the VDTA as an active element is that compact structures in some application can be achieved easily [1],[5].

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

From the point view of the advantages of simplicity, cost reduction, low power consumption and space saving, it is important to design these filters using only single active component and canonical number of passive components. Recently, current-mode multifunction biquadratic filters with single input and multiple output using a single active component have been reported in open literature [6]-[14]. However, all the filters needed one or more external passive resistors.

This paper deals with the design of the current-mode electronically tunable multifunction filter with single input and three outputs based on the use of the VDTA as a novel active element. The proposed filter use single VDTA and two grounded capacitors, which provides the advantage of the use of only one active component and minimum number of passive components. Moreover, the advantage of an electronic tuning capability and is especially interested from the integrated circuit fabrication [15].The circuit realizations LP, BP and HP current responses simultaneously with no need to impose component choice. The natural angular frequency (ω_o) and bandwidth (BW) can be orthogonally and electronically tuned through adjusting the transconductance gain of the VDTA. The circuit also has low sensitivity characteristic.

2. Description of VDTA

The schematic symbol of the VDTA is represented in Fig.1, where the port relations can be defined by the following expression [1], [5].

$$\begin{bmatrix} i_z \\ i_{z-} \\ i_{x+} \\ i_{x-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +g_{mF} & -g_{mF} & 0 & 0 \\ -g_{mF} & +g_{mF} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & +g_{mS} & 0 \\ 0 & 0 & -g_{mS} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_z \\ v_{z-} \end{bmatrix} \tag{1}$$

In equation (1), g_{mF} and g_{mS} are the first and second transconductance gains of the VDTA respectively. The differential input voltage from the terminals *p* and *n* (v_p - v_n) is transformed into output currents at the terminals *z* and *z-* with first transconductance g_{mF}. The voltage drop at the terminal z (v_z) is transformed into output currents at the terminals *x+* and *x-* with second transconductance g_{mS}.

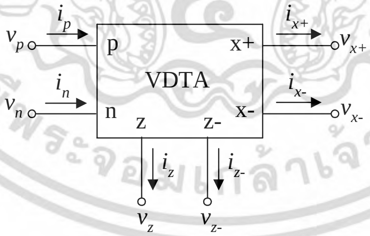


Fig.1. Electrical symbol of the VDTA

The CMOS-based internal structure of the VDTA is shown in Fig.2. For this structure, the circuit employs two Arbel–Goldminz transconductance [16]. The first and second transconductances are determined by the transconductance of output transistors, which can be expressed as, respectively:

$$g_{mF} = \frac{g_1 g_2}{g_1 + g_2} + \frac{g_3 g_4}{g_3 + g_4} \cong (g_{1,2} + g_{3,4})/2 \tag{2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$g_{mS} = \frac{g_5 g_6}{g_5 + g_6} + \frac{g_7 g_8}{g_7 + g_8} \cong (g_{5,6} + g_{7,8})/2 \tag{3}$$

In above equations, g_i is the transconductance value of the i-th transistor, which is given as:

$$g_i = \sqrt{I_{Bi} \mu C_{ox} \frac{W}{L}} \tag{4}$$

where I_{Bi} is the dc bias current, μ is effective carrier mobility, C_{ox} is the gate oxide capacitance per unit area and W and L are the effective width and length of the i-th MOS transistor, respectively.

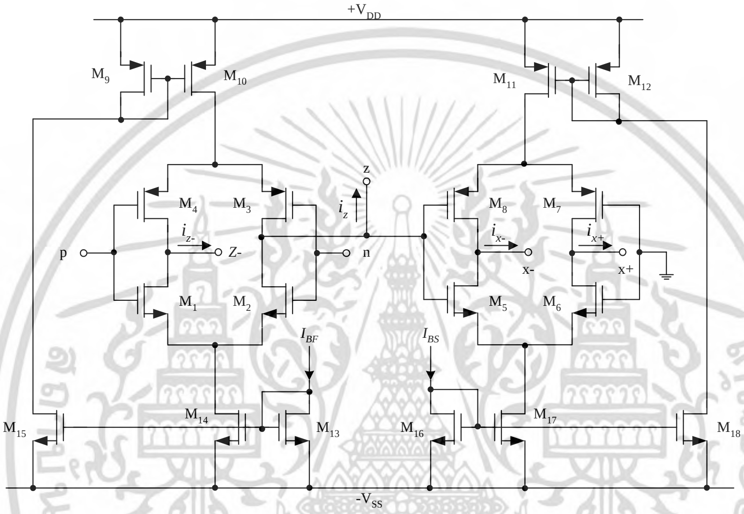


Fig.2. CMOS implementation of the VDTA

3. Proposed Filter Configuration

The proposed current-mode multifunction biquadratic filter using single VDTA is shown in Fig. 3. The circuit comprises only one VDTA and two grounded capacitors, thus it is canonical in the number of active and passive components. The routine analysis of the circuit in Fig. 3 gives the current transfer function as the follows.

$$LP(s) = \frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{\left(\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right)}{D(s)} \tag{5}$$

$$BP(s) = \frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{\left(\frac{g_{mF}}{C_1}\right)s}{D(s)} \tag{6}$$

$$HP(s) = \frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s^2}{D(s)} \tag{7}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

where *D(s)* is found to be

$$D(s) = s^2 + \left(\frac{g_{mF}}{C_1}\right)s + \left(\frac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}\right) \tag{8}$$

It can easily be observed from equation (5)-(8), that the suggested filter simultaneously realizes LP, BP and HP current responses at I_{LP}, I_{BP} and I_{HP} respectively, without requiring any passive component matching constrains. However, since the BP and HP output signals are available on the grounded passive capacitors C_1 and C_2 additional active elements are required to sense the current I_{BP} and I_{HP}. Thus, scheme can be classified as a current-mode single multifunction filter.

All the above three filters posses the same important parameters ω_o and BW which can be given by

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mF}g_{mS}}{C_1C_2}} \tag{9}$$

$$BW = \frac{g_{mF}}{C_1} \tag{10}$$

It should be noted from equations (9) and (10) that the parameter ω_o can be adjusted electronically without affecting the parameter BW by tuning the g_{mS}-value.

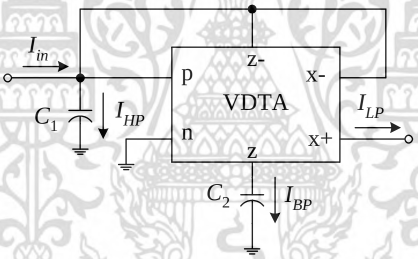


Fig.3. Proposed current-mode universal biquad filter

4. Tracking Error and Sensitivity Analyses

Considering the non-ideal characteristics of the VDTA, the port relations of current and voltage in equation (1) can be rewritten as:

$$\begin{bmatrix} i_z \\ i_{z-} \\ i_{x+} \\ i_{x-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +\beta_F g_{mF} & -\beta_F g_{mF} & 0 & 0 \\ -\beta_F g_{mF} & +\beta_F g_{mF} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & +\beta_S g_{mS} & 0 \\ 0 & 0 & -\beta_S g_{mS} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_z \\ v_{z-} \end{bmatrix} \tag{11}$$

where β_F and β_S are respectively the tracking errors for the first and second stages of the VDTA. Re-analysis the proposed circuit in Fig.3 using equation (11) yields the following non-ideal filter parameters.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}} \tag{12}$$

$$BW = \frac{\beta_F g_{mF}}{C_1} \tag{13}$$

It is evident that the values of ω_o and BW may be slightly changed by the effect of the VDTA's tracking errors. However, the small deviation in equations (12) and (13) can be minimized by properly adjusting the VDTA's transconductance values. Hence, the desired parameter values can still be satisfied.

The active and passive relative sensitivities of ω_o and BW parameter of the filter in Fig.3 are derived to be

$$S^{\omega_0}_{\beta_F,\beta_S} = S^{\omega_0}_{g_{mF},g_{mS}} = \frac{1}{2} \tag{14}$$

$$S^{\omega_0}_{C_1,C_2} = -\frac{1}{2} \tag{15}$$

$$S^{BW}_{\beta_S} = S^{BW}_{g_{mS}} = 0 \tag{16}$$

$$S^{BW}_{C_1} = -1 \tag{17}$$

$$S^{BW}_{\beta_F} = S^{BW}_{g_{mF}} = 1 \tag{18}$$

$$S^{BW}_{C_2} = 0 \tag{19}$$

Consequently, all of the component sensitivities of ω_o and BW are very low and not more than unity in magnitude.

5. Simulation Results

To prove the theoretical validity of the filter given in Fig. 3, this filter was simulated with PSPICE program. The VDTA was simulated using the CMOS implementation structure given in Fig. 2 based on the 0.35-μm TSMC process parameters. The aspect ratios of the MOS transistor are given in Table 1. The supply voltages are +V =–V = 2 V. For all simulations, the capacitance values were chosen as: $C_1 = C_2 = 20$ pF.

Table 1. Transistor dimensions of the CMOS VDTA circuit in Fig.2.

Transistors	W (μm)	L (μm)
M1-M2, M5-M6	16.1	0.7
M3-M4, M7-M8	28	0.7
M9-M12	21	0.7
M13-M16	7	0.7
M14-M15, M17-M18	8.5	0.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

To realize the filter responses with a natural frequency of $f_0 = \omega_0/2\pi \cong 3.03$ MHz and a quality factor of $Q = 1$, the following setting for the presented filter in Fig.3 has been selected as: $g_{mF} = g_{mS} = 381$ μA/V ($I_{BF} = I_{BS}$.$\cong$ 40 μA), which results in the total power consumption of about 1 mW. Fig. 4 shows the simulation results for HP, BP and LP filter characteristics.

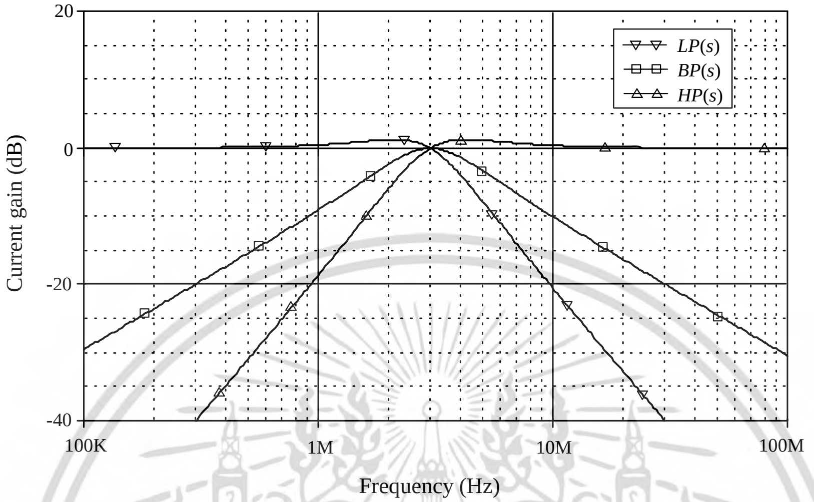


Fig.4. Simulated LP, BP and HP responses for the proposed filter in Fig.3

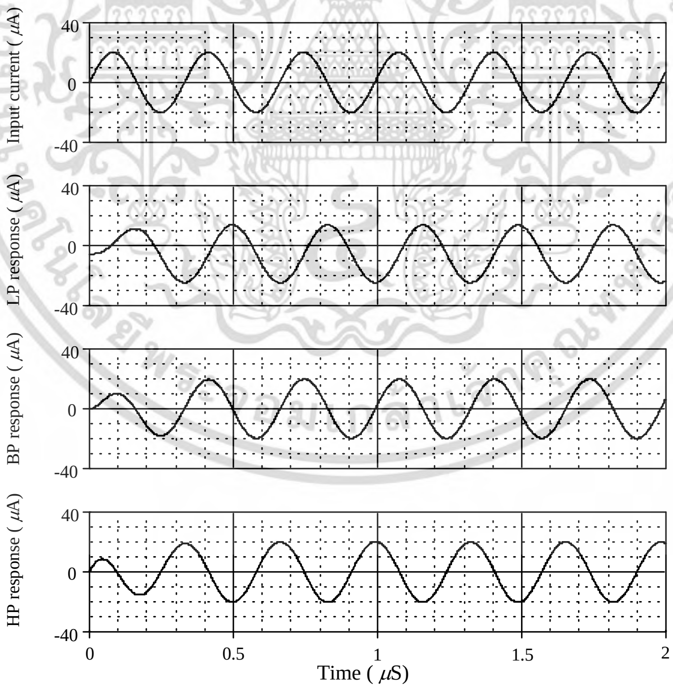


Fig.5. Time responses for LP, BP and HP characteristic of the proposed filter in Fig.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

Fig.5 shows the time-domain simulation results for the LP, BP and HP response in which a 3.03-MHz sinusoidal input current signal with amplitude of 20 μV (peak) is applied to the filter.

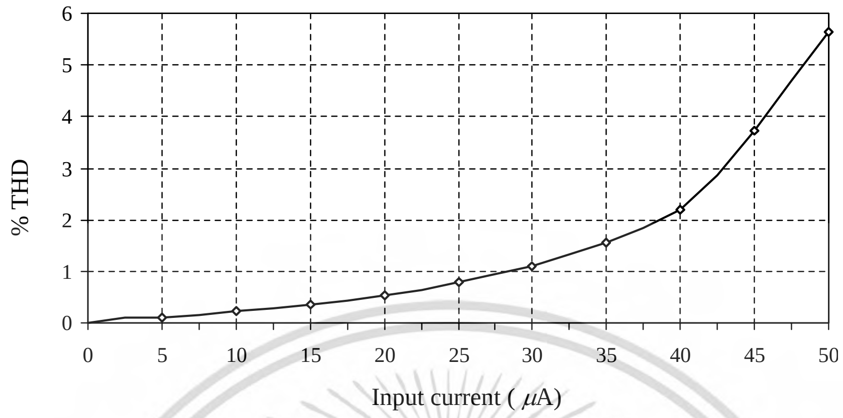


Fig.6. THD variation of BP filter against amplitude of the applied sinusoidal current signal at 3.03 MHz

The total harmonic distortion (THD) variations of the BP response on the amplitude of the sinusoidal current signal at 3.03 MHz are shown in Fig.6. It is observed that the percentage THD is low and remains below 6 % for an input signal with 50 μA (peak).

6. Conclusion

The realization of an electronically tunable current-mode electronically multifunction filter with single input and three outputs using VDTA has been described. The circuit structure employs single VDTA and two grounded capacitors, which is convenient for integration. The proposed circuit can realize LP, BP and HP current responses in the same time from the same circuit topology. It provides the advantage of non-interactive electronic control of the parameter ω_o and BW, and exhibits low sensitivity. It has been demonstrated that the ideal and simulated responses are in good agreement.

Acknowledgements

This work was supported by the Office of the Higher Education Commission, Ministry of Education, Thailand, under the research project title “Higher Education Research Promotion”. The support from Faculty of Engineering, King Mongkut’s Institute of Technology Ladkrabang (KMITL) is also gratefully acknowledged.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

References

[1] Biolek D, Senani R, Biolkova V, Kolka Z. Active elements for analog signal processing: classification, review, and new proposals. Radioengineering 2008;17:15–32.

[2] Biolek D. CDTA-building block for current-mode analog signal processing. In: Proceeding of the ECCTD’03, Krakow, Poland, 2003;III: p. 397–400.

[3] Prokop R, Musil V. New modern circuit block CCTA and some its applications. In: Proceedings of the 14th Int. Scientific and Applied Science Conf. Electronics (ET’2005), Sozopol, Bulgaria, 2005; p. 93–98.

[4] Pandey N, Paul SK, Differential difference current conveyor transconductance amplifier: a new analog building block for signal processing, J. Electr.Comput. Eng. 2011 (2011) 10. Article ID 361384.

[5] Yesil A, Kacar F, Kuntman H. New simple CMOS realization of voltage differencing transconductance amplifier and its RF filter application. Radioengineering 2011;632–7.

[6] Ozcan S, Kuntman H, Cicekoglu O. Cascadable current-mode multipurpose filters employing current differencing buffered amplifier (CDBA). AEU-Int J Electron Commun 2002;56:67–72.

[7] Shah NA, Quadri M, Iqbal SZ. Realization of CDTA based current-mode universal filter. Indian J Pure Appl Phys 2008;46:283–5.

[8] Prasad D, Bhaskar DR, Singh AK. Universal current-mode biquad filter using dual output current differencing transconductance amplifier. AEU-Int J Electron Commun 2009;63:497–501.

[9] Biolek D, Biolková V, Kolka Z. Current-mode biquad employing single CDTA. Indian J Pure Appl Phys 2009;47:535–7.

[10] Herencsar N, Koton J, Vrba K, Cicekoglu O. Single CCTA–based voltage– and current–mode universal biquadratic filters employing minimum components. Int. J. Comp. Elect. Engineering, 2009;1(3):316–9.

[11] Herencsar N, Koton J, Vrba K, Cicekoglu O. Single UCC-N1B 0520 device as a modified CFOA and its application to voltage- and current-mode universal filters. In: Proceeding of the Int. Conf. on Applied Electronics (AE’2009), Pilsen, Czech Republic, 2009; p. 127–130.

[12] Sagbas M, AytenUE, Sedef H. Current and voltage transfer function filters using a single active device. IET Circuits, Devices and Systems, 2010;4(1):78–86.

[13] Tangsrirat W. Novel current-mode and voltage-mode universal biquad filters using single CFTA. Indian Journal of Engineering and Materials Sciences 2010;17:99–104.

[14] Horng J, Hou C, Huang W, Yang D. Voltage/Current-Mode Multifunction Filters Using One Current Feedback Amplifier and Grounded Capacitors. Circuits and Systems 2011;2:60–4.

[15] Oliaei O, Porte J. Compound current conveyor (CCII + and CCII−). Electron Lett 1997;33:253–4.

[16] Arbel AF, Goldminz L. Output stage for current-mode feedback amplifiers, theory and applications. Analog Integrated Circuits Signal Process 1992;2:243–55.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Single VDTA-Based Voltage-Mode Electronically Tunable Universal Filter

Jetsdaporn Satansup and Worapong Tangsrirat
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL),
Chalongkrung road, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
Tel/Fax: +66-2-326-4205
E-mail: jets_satansup@hotmail.com , drworapong@gmail.com

Abstract— **This paper presents a voltage-mode electronically tunable universal biquad filter which employs a single active device namely voltage differncing transconductance amplifier (VDTA) and two capacitors. The presented circuit can configure to realize all the five standard biquadratic filter functions; lowpass, bandpass, highpass, bandstop and allpass without changing the circuit configuration and needing an external passive resistor. The filter also provides the advantage features of independent electronic tuning of the natural angular frequency (ω_o) and bandwidth (BW) and low incremental active and passive sensitivities. Computer simulation results using PSPICE program are given to confirm the validity of the theoretical prediction.**

I. INTRODUCTION

Recently, some new analog active building blocks providing the potentiality in analog circuit design were and are being introduced [1], such as current differencing transconductance amplifier (CDTA) [2], current conveyor transconductance amplifier (CCTA) [3], difference current conveyor transconductance amplifier (DDCCTA) [4], and so on [1]. Among these, the voltage differencing transconductance amplifier (VDTA) is a recently introduced active element. This element can be compared with the previously introduced CDTA element, in which the current differencing unit at the front-end is replaced by the voltage differencer. This means that the VDTA is composed of the current source controlled by the difference of two input voltages and a multiple-output transconductance amplifier, providing electronic tuning ability through its transconductance gains. Therefore, the VDTA device is very suitable for electronically tunable active circuit synthesis. Another advantageous feature of the use of the VDTA as an active element is that compact structures in some application can be achieved easily [1],[5]. All these advantages make the VDTA an alternative choice for the implementation of voltage-mode analog signal processing.

Recently, voltage-mode universal biquad filter with multiple inputs and single output terminals have been reported in open literature [6]-[12]. However, these reported topologies have either two or more active components. From the point view of the advantages of simplicity, cost reduction, low power consumption and space saving, it is important to design these filters using only single active component and canonical number of passive components. The universal biquad filters using a single active component were proposed in [5] and [13]-[20]. However, the filters in [5] and [13] do not realized all the five standard functions and in [13]-[20] needed one or more external passive resistors.

This paper deals with the design of the voltage-mode electronically tunable universal filter with three inputs and single output based on the use of the VDTA as a novel active element. The proposed filter use single VDTA and two capacitors, which provides the advantage of an electronic tuning capability and is especially interested from the integrated circuit fabrication [21]. By properly selecting the input signals, the proposed circuit can realize all the five standard biquadratic filtering functions, namely lowpass (LP), bandpass (BP), highpass (HP), bandstop (BS) and allpass (AP) simultaneously, from the same circuit configuration. The parameter ω_o and BW can be orthogonally and electronically tuned through adjusting the transconductance gain of the VDTA. The circuit also has low sensitivity characteristic.

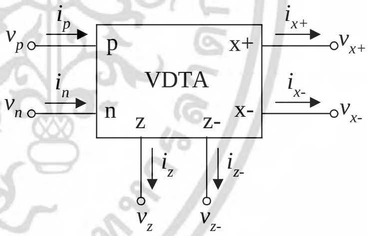


Fig.1. Electrical symbol of the VDTA.

II. DESCRIPTION OF THE VDTA

The schematic symbol of the VDTA is represented in Fig.1, where the port relations can be defined by the following expression [1], [5].

$$\begin{bmatrix} i_z \\ i_{z-} \\ i_{x+} \\ i_{x-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +g_{mF} & -g_{mF} & 0 & 0 \\ -g_{mF} & +g_{mF} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & +g_{mS} & 0 \\ 0 & 0 & -g_{mS} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_z \\ v_{z-} \end{bmatrix} \quad (1)$$

In equation (1), g_{mF} and g_{mS} are the first and second transconductance gains of the VDTA respectively. The

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

differential input voltage from the terminals p and n (v_p - v_n) is transformed into output currents at the terminals z and z- with first transconductance g_{mF}. The voltage drop at the terminal z (v_z) is transformed into output currents at the terminals x+ and x- with second transconductance g_{mS}.

The CMOS-based internal structure of the VDTA is shown in Fig.2. For this structure, the circuit employs two Arbel–Goldminz transconductance [22]. The first and second transconductances are determined by the transconductance of output transistors, which can be expressed as, respectively :

$$g_{mF} = \frac{g_1 g_2}{g_1 + g_2} + \frac{g_3 g_4}{g_3 + g_4} \cong (g_{1,2} + g_{3,4})/2 \qquad (2)$$

$$g_{mS} = \frac{g_5 g_6}{g_5 + g_6} + \frac{g_7 g_8}{g_7 + g_8} \cong (g_{5,6} + g_{7,8})/2 \qquad (3)$$

In above equations, g_i is the transconductance value of the i-th transistor, which is given as:

$$g_i = \sqrt{I_{Bi} \mu C_{ox} \frac{W}{L}} \qquad (4)$$

where I_{Bi} is the dc bias current, μ is effective carrier mobility, C_{ox} is the gate oxide capacitance per unit area and W and L are the effective width and length of the i-th MOS transistor, respectively.

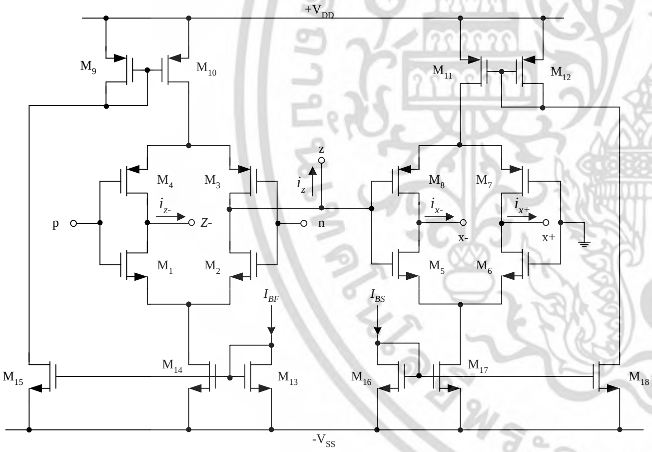


Fig.2. CMOS implementation of the VDTA.

III. Proposed Filter Configuration

The proposed voltage-mode electronically tunable universal filter with three inputs and one output is shown in Fig. 3. The circuit comprises only one VDTA and two capacitors, thus it is canonical in the number of active and passive components. Routine circuit analysis using equation (1) shows that the proposed circuit in Fig. 3 has the following output voltage:

$$V_{out} = \frac{s^2 V_3 - \left(\frac{g_{mS}}{C_2}\right) s V_2 + \left[\left(\frac{g_{mF}}{C_2}\right) s + \frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right] V_1}{s^2 + \left(\frac{g_{mF}}{C_2}\right) s + \left(\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}\right)} \qquad (5)$$

The specialization of equation (5) results in the following five standard biquadratic filter fuctions.

1) If $V_1 = V_2 = V_{in}$ (input voltage signal), $V_3 = 0$ (grouned) and $g_{mF} = g_{mS}$, the LP response with a non-inverting unity passband gain can be obtained.

2) If $V_2 = V_{in}$ and $V_1 = V_3 = 0$, the BP response with passband gain of $-g_{mS}/g_{mF}$ can be obtained.

3) If $V_3 = V_{in}$ and $V_1 = V_2 = 0$, the HP response with a non-inverting unity passband gain can be obtained.

4) If $V_1 = V_2 = V_3 = V_{in}$ and $g_{mF} = g_{mS}$, the BS response with a non-inverting unity passband gain can be obtained.

5) If $V_1 = 2V_2 = V_3 = V_{in}$ and $g_{mF} = g_{mS}$, the AP response with a non-inverting unity passband gain can be obtained.

Also from equation (5), the important parameters ω_o and BW of the filter are found as:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}} \qquad (6)$$

and

$$BW = \frac{g_{mF}}{C_2} \qquad (7)$$

It should be noted from equations (6) and (7) that the parameter ω_o can be adjusted electronically without affecting the parameter BW by tuning the g_{mS}-value.

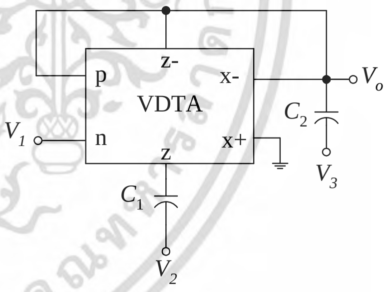


Fig.3. Proposed voltage-mode universal biquad.

IV. Tracking Error and Sensitivity Analyses

Considering the non-ideal characteristics of the VDTA, the port relations of current and voltage in equation (1) can be rewritten as:

$$\begin{bmatrix} i_z \\ i_{z-} \\ i_{x+} \\ i_{x-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +\beta_F g_{mF} & -\beta_F g_{mF} & 0 & 0 \\ -\beta_F g_{mF} & +\beta_F g_{mF} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & +\beta_S g_{mS} & 0 \\ 0 & 0 & -\beta_S g_{mS} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ v_z \\ v_{z-} \end{bmatrix} \qquad (8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where β_F and β_S are respectively the tracking errors for the first and second stages of the VDTA. Re-analysis the proposed circuit in Fig.3 using equation (8) yields the following non-ideal filter parameters.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_F \beta_S g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}} \tag{9}$$

and

$$BW = \frac{\beta_F g_{mF}}{C_2} \tag{10}$$

It is evident that the values of ω_o and BW may be slightly changed by the effect of the VDTA's tracking errors. However, the small deviation in equations (9) and (10) can be minimized by properly adjusting the VDTA's transconductance values. Hence, the desired parameter values can still be satisfied.

The active and passive relative sensitivities of ω_o and BW parameter of the filter in Fig.3 are derived to be

$$S^{\omega_0}_{\beta_F,\beta_S} = S^{\omega_0}_{g_{mF},g_{mS}} = \frac{1}{2} \tag{11}$$

$$S^{\omega_0}_{C_1,C_2} = -\frac{1}{2} \tag{12}$$

$$S^{BW}_{\beta_S} = S^{BW}_{g_{mS}} = 0 \tag{13}$$

$$S^{BW}_{C_1} = 0 \tag{14}$$

$$S^{BW}_{\beta_F} = S^{BW}_{g_{mF}} = 1 \tag{15}$$

$$S^{BW}_{C_2} = -1 \tag{16}$$

Consequently, all of the component sensitivities of ω_o and BW are very low and not more than unity in magnitude.

V. Simulation Results

To prove the theoretical validity of the filter given in Fig. 3, this filter was simulated with PSPICE program. The VDTA was simulated using the CMOS implementation structure given in Fig. 2 based on the 0.35-μm TSMC process parameters. The aspect ratios of the MOS transistor are given in Table 1. The supply voltages are +V =–V = 2 V. For all simulations, the capacitance values were chosen as: $C_1 = C_2 =$ 20 pF.

To realize the filter responses with a natural frequency of $f_0 = \omega_0/2\pi \cong 3.03$ MHz and a quality factor of $Q = 1$, the following setting for the presented filter in Fig.3 has been selected as: $g_{mF} = g_{mS} = 381\ \mu$A/V ($I_{BF} = I_{BS} \cong 40\ \mu$A), which results in the total power consumption of about 1 mW. Fig. 4 shows the simulation results for HP, BP, LP and BS filter characteristics. The gain and phase responses of the AP filter configuration are also shown in Fig. 5.

TABLE I
TRANSISTOR DIMENSIONS OF THE CMOS VDTA CIRCUIT IN FIG.2.

Transistors	W (μm)	L (μm)
M1-M2, M5-M6	16.1	0.7
M3-M4, M7-M8	28	0.7
M9-M12	21	0.7
M13-M16	7	0.7
M14-M15, M17-M18	8.5	0.7

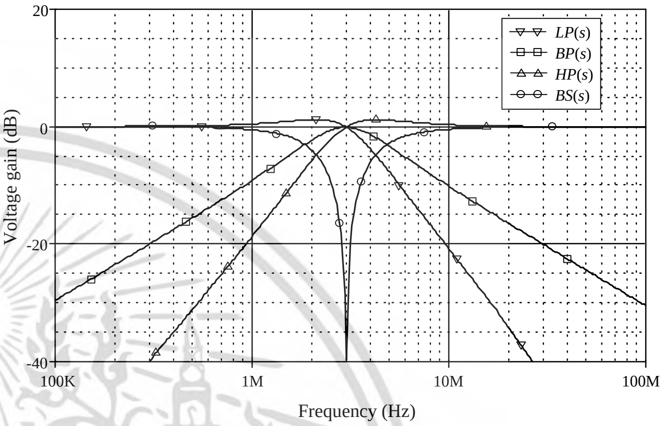


Fig.4. Simulated LP, BP, HP and BS responses for the proposed filter in Fig.3.

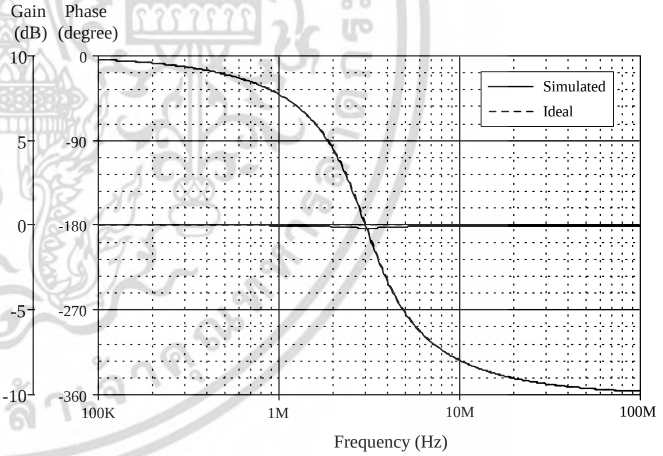


Fig.5. Ideal and simulated gain and phase responses of the AP filter configuration in Fig.3.

Fig.6 shows the time-domain simulation results for the BP response in which a 3.03-MHz sinusoidal input voltage signal with amplitude of 100 mV (peak) is applied to the filter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

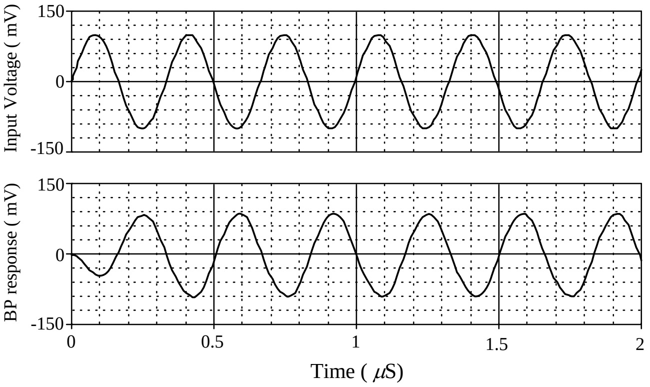


Fig.6. Time responses for BP characteristic of the proposed filter in Fig.3.

VI. CONCLUSION

The realization of voltage-mode electronically tunable universal filter with three inputs and single output using VDTA has been described. The circuit structure employs single VDTA and two capacitors, which is convenient for integration. The proposed voltage-mode universal filter can realize all the five standard biquadratic filter functions with interconnection of the relevant input voltage. It provides the advantage of non-interactive electronic control of the parameter ω_o and BW, and exhibits low sensitivity. It has been demonstrated that the ideal and simulated responses are in good agreement.

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, p. 15-32, December, 2008.

[2] D.Biolek, "CDTA-Building block for current-mode analog signal processing", *Proceedings of the ECCTD'03*, vol. III, Poland, pp. 397-400, 2003.

[3] R. Prokop and V. Musil, "New modern circuit block CCTA and some its applications", *Proceedings of the 14th Int. Scientific and Applied Science Conf. Electronics (ET'2005)*, Sozopol, Bulgaria, pp. 93-98, 2005.

[4] N. Pandey and S.K. Paul, "Differential difference current conveyor transconductance amplifier: A new analog building block for signal processing", *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2011, Article ID 361384, 10 Pages, 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, p. 632-637, September, 2011.

[6] C. M. Chang and H. P. Chen, "Universal capacitor-grounded voltage-mode filter with three inputs and a single output", *Int. J. Electron.*, vol. 90, no. 6, pp. 401-406, 2003.

[7] W. Tangsrirat, T. Pukkalanun and W. Surakampontorn, "CDBA-based universal filter and quadrature oscillator", *Active and Passive Electronic Components*, vol.2008, Articles ID 247171, 6 pages, doi : 10.1155/2008/247171.

[8] H. P. Chen, "Voltage-mode FDCCII-based universal filters", *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol. 62, pp. 320-323, 2008.

[9] W. Tangsrirat, "Novel minimum-component universal filter and quadrature oscillator with electronic tuning property based on CCCDBAs", *Int. J. Pure & Applied Physics*, vol. 47, pp. 815-822, 2009.

[10] T. Parveen, M. T. Ahmed and I. A. Khan, "Low component voltage mode universal biquadratic filter using low voltage DOCCII", *Proceedings of the IMPACT'09*, India, pp. 78-80, 2009.

[11] W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "Single-resistance-controlled quadrature oscillator and universal biquad filter using CFOAs", *Int. J. Electron. Commun.(AEU)*, vol. 63, pp. 1080-1086, 2009.

[12] C. N. Lee, "Multiple-mode OTA-C universal biqual filters", *Circuits Syst.Signal Proces.*, vol. 29, no. 2, pp. 263-274, 2010.

[13] S. Maheshwari, "High performance voltage-mode multifunction filter with minimum component count", *WSEAS Transactions on Electronics*, vol. 5, no. 6, pp. 244-249, 2008.

[14] D. Prasad, D. R. Bhaskar and A. K. Singh, "Multi-function biquad using single current differencing transconductance amplifier", *Analog Integr. Circ. Sig. Proces.* , vol. 61, no. 3, pp. 309-313, 2009.

[15] N. Herencsar, J. Koton, and K. Vrba, "Single CCTA-based universal biquadratic filters employing minimum components", *Int. J. Comput. Elect. Eng.*, vol. 1, no. 3, pp. 309–312, 2009.

[16] E. Yuce, "Fully integrable mixed-mode universal biquad with specific application of the CFOA" *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol. 64, no. 4, pp. 304-309, 2010.

[17] N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba, and I. Lattenberg, "New voltage-mode universal filter and sinusoidal oscillator using only single DBTA, " *Int. J. Electron.*, vol. 97, no. 4, pp. 365-379, 2010.

[18] J. Sirirat, W. Tangsrirat, W. Surakampontorn, "Voltage-mode electronically tunable universal filter employing single CFTA", *Proceedings of the ECTI-CON'10*, Chiang Mai. Thailand, pp. 759 - 763, 2010.

[19] W. Tangsrirat and O. Channumsin, "Voltage-mode multifunctional biquadratic filter using single DVCC and minimum number of passive elements", *Int. J. Pure & Applied Physics*, vol. 49, pp. 703-707, 2011.

[20] N. Pandey and S. K. Paul, "VM and CM universal filters based on single DVCCTA", *Active and Passive Electronic Components*, vol.2011, Article ID 929507, 7 Pages, 2011.

[21] O. Oliaei, and J. Porte, "Compound Current Conveyor (CCII+ and CCII-)", *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 253-254, 1997.

[22] A. F. Arbel and L. Goldminz, "Output Stage For Current-Mode Feedback Amplifiers,Theory and Applications", *Analog Integr. Circ. Sig. Proces.*, vol. 2, no. 3, pp. 243-255, 1992.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นาย เจษฎาพร สถานทรัพย์
วัน-เดือน-ปีเกิด	วันที่ 17 กันยายน พ.ศ. 2522
ที่อยู่	16 ซอยรามอินทรา 99 แยก 3 แขวงคันนายาว เขตคันนายาว จังหวัดกรุงเทพมหานคร 10230
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2546 และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2550 ในปีการศึกษา 2553 ได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาเอก หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้