



การวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรรองแอนด์ทีพี-อาร์ซีอันดับ 3 ที่ใช้อุปแอมป์แบบปลายคู่

ชัยรัตน์ อุปถัมภ์เกื้อกุล*

ภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

* ผู้นิพนธ์ประสานงาน โทรศัพท์ 0 2555 2000 ต่อ 3328 อีเมล: chairat.upat@gmail.com DOI: 10.14416/j.kmutnb.2020.06.003

รับเมื่อ 11 กันยายน 2562 แก้ไขเมื่อ 14 พฤศจิกายน 2562 ตอรับเมื่อ 9 ธันวาคม 2562 เผยแพร่ออนไลน์ 4 มิถุนายน 2563

© 2020 King Mongkut's University of Technology North Bangkok. All Rights Reserved.

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรรองแอนด์ทีพี-อาร์ซีที่ใช้อุปแอมป์แบบปลายคู่ โดยวิเคราะห์จากอัตราขยายวงรอบในโหมดผลรวมของวงจรรอง จากนั้นทำการจัดรูป และวิเคราะห์ออกมาเป็นเกณฑ์ของเสถียรภาพอย่างง่ายที่เกี่ยวข้องกับความสัมพันธ์ของค่าส่งผ่านความนำในโหมดผลรวมของออปแอมป์ (Common-mode Transconductance) ค่าความนำที่เอาต์พุตของออปแอมป์ (Output Conductance) และค่าตัวต้านทานที่ใช้ในวงจรรอง จากนั้นจำลองการทำงานเพื่อพิสูจน์เกณฑ์ของเสถียรภาพ โดยออกแบบวงจรรองความถี่แอนด์ทีพีอาร์ซีซีเพชปแบบปลายคู่อันดับที่ 3 ที่ความถี่แถบผ่าน 1 เมกกะเฮิรตซ์ และ 0.5 เดซิเบลริปเปิล ด้วยเทคโนโลยี CMOS 0.18 ไมโครเมตร ซึ่งในวงจรรองจะใช้อุปแอมป์ชนิดคลาสโคตแบบพับที่ผ่านการตั้งจุดทำงานโดยวงจรควบคุมแบบป้อนกลับ จากนั้นสังเกตผลการตอบสนองทางเวลาของวงจรรองพบว่า ในกรณีที่วงจรอยู่ในเงื่อนไขเสถียรภาพผลการตอบสนองทางเวลาและจุดทำงานเป็นปกติ แต่ในกรณีที่วงจรไม่อยู่ในเงื่อนไขรูปคลื่นของสัญญาณมีความผิดเพี้ยน และจุดทำงานออกจากย่านที่ตั้งไว้ ซึ่งจากเกณฑ์ของเสถียรภาพอย่างง่ายที่ได้จากการวิเคราะห์จะช่วยให้นักออกแบบสามารถปรับแล็กคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรรองได้อย่างเหมาะสม มีเสถียรภาพ และอิสระมากขึ้น

คำสำคัญ: การวิเคราะห์เสถียรภาพ วงจรรองแอนด์ทีพี-อาร์ซี การวิเคราะห์ในโหมดผลรวม



Stability Analysis of 3rd Order Fully Differential Active-RC Filter

Chairat Upathamkuekool*

Department of Teacher Training in Electrical Engineering, Faculty of Technical Education, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok, Thailand

* Corresponding Author, Tel. 0 2555 2000 Ext. 3328, E-mail: chairat.upat@gmail.com DOI: 10.14416/j.kmutnb.2020.06.003

Received 11 September 2019; Revised 14 November 2019; Accepted 9 December 2019; Published online: 4 June 2020

© 2020 King Mongkut's University of Technology North Bangkok. All Rights Reserved.

Abstract

In this paper, the stability conditions of fully-differential active-RC filters are investigated. A simple stability criterion, which relates the values of common-mode transconductance and output conductance of the op-amp to the value of resistors employed in the filter are presented. This simple stability criterion was derived and its validity was confirmed by simulation results. The 3rd order FD low-pass active-RC filter with Chebyshev response was designed to have 1-MHz bandwidth and 0.5-dB ripple at CMOS 0.18 μm technology and op-amps employed in the designed filter are folded cascode type whose operating points are set at mid supply voltage level by a self-feedback control circuit composed of op-amp half circuit and a comparator. In stable case, transient responses have suitable sinusoidal waveforms while the output unstable case transient responses are distorted because the DC voltage of the circuit was forced to be close to the supply rail. This stability criterion can be used to help in the design process and trade-off of the FD active-RC filters to be more effective.

Keywords: Stability Criterion, Fully-differential Active-RC Filters, Common-mode Analysis

1. บทนำ

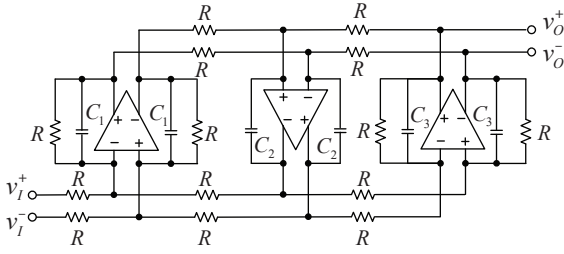
ในปัจจุบันวงจรกรองความถี่แอคทีฟอาร์ซี (Active-RC) เป็นวงจรกรองที่ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในวงจรรวม (Integrated Circuit; IC) อย่างแพร่หลาย เช่น การนำไปใช้กรองสัญญาณความถี่สูง สำหรับการสื่อสารข้อมูลแบบไร้สาย (Wireless Communication) [1]–[4] เป็นต้น ซึ่งอุปกรณ์แอคทีฟที่นิยมใช้สำหรับสร้างวงจรกรองแอคทีฟอาร์ซีคือ ออปแอมป์ ซึ่งย่อมาจาก Operational Amplifier (Op-amp) เป็นวงจรขยายผลต่างของแรงดันที่ให้อัตราขยายที่สูงมาก มักถูกนำมาใช้กับวงจรที่มีระบบป้อนกลับ โดยโครงสร้างของออปแอมป์ที่นิยมใช้ในวงจรกรองแอคทีฟอาร์ซีคือ ออปแอมป์แบบปลายคู่ ที่ให้แรงดันเอาต์พุตสวิงได้สูงกว่าออปแอมป์แบบปลายเดี่ยว และมีค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกสร่วม (Total Harmonics Distortion; THD) ต่ำกว่าอีกด้วย โดยในการออกแบบออปแอมป์แบบปลายคู่ สัญญาณโหมดผลต่าง (Differential Mode Signal) เป็นสัญญาณที่ถูกนำไปใช้งานโดยตรงสำหรับวงจรขยายแบบปลายคู่ (Fully Differential Circuits) แต่ในการออกแบบวงจรรวมต้องคำนึงถึงสัญญาณโหมดผลร่วม (Common Mode Signal) ด้วย เนื่องจากสัญญาณดังกล่าวสามารถส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของวงจรได้ [5] โดยทั่วไปในการออกแบบวงจรกรองอันดับสูง จะมีการออกแบบแต่ละวงจรรย่อย (Subcircuit) ให้มีอัตราขยายโหมดผลร่วม (Common Mode Gain) ที่ต่ำเพื่อให้อัตราขยายวงรอบ (Loop Gain) ของการป้อนกลับโหมดผลร่วม (Common Mode Feedback) มีค่าต่ำกว่าหนึ่งซึ่งจะส่งผลให้วงจรมีเสถียรภาพ โดยสำหรับการออกแบบวงจรกรองแอคทีฟอาร์ซีปลายคู่ (Fully-differential Active-RC Filter) นั้นวิธีการที่เคยได้รับความนิยมในการกดอัตราขยายโหมดร่วม คือ การต่อแหล่งจ่ายกระแสที่ซอร์สของมอสเฟตในคู่ร่วมซอร์ส (Source Coupled Pair) ที่ภาคหน้าของออปแอมป์ ซึ่งจะทำให้อัตราขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ผลร่วม (Common Mode Transconductance Gain) มีค่าต่ำลง อย่างไรก็ตามวิธีการดังกล่าวไม่เหมาะสมกับการนำไปใช้งานภายใต้แรงดันไฟฟ้าต่ำ (Low Voltage Application) วิธีการกดอัตราขยายโหมดผลร่วมที่ได้รับความนิยมในปัจจุบันคือการต่อโครงข่าย

ป้อนกลับโหมดผลร่วม (Common-mode Feedback; CMFB) ซึ่งจะทำหน้าที่เสมือนเป็นตัวต้านทานลดทอน (Damping Resistance) สำหรับสัญญาณโหมดผลร่วม [6]–[8] (และในบางกรณีเพื่อกำหนดค่าแรงดันไบอัสที่เหมาะสมให้กับวงจร) แต่จะไม่ส่งผลกระทบต่อสัญญาณโหมดผลต่าง อย่างไรก็ตาม การใช้โครงข่ายป้อนกลับโหมดผลร่วม ทำให้วงจรมีการกินกำลังงาน (Power Consumption) สูงขึ้น ในบางครั้งโครงข่ายป้อนกลับโหมดผลร่วม อาจกดอัตราขยายผลร่วมเกินความจำเป็น โดยเราสามารถลดอัตราการกินกำลังไฟฟ้าลงโดยที่ยังรักษาเสถียรภาพของวงจรไว้ได้

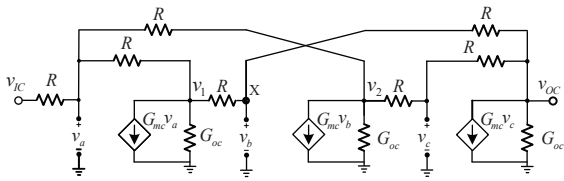
ดังนั้นในบทความนี้จะนำเสนอสมการสำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองแอคทีฟอาร์ซีปลายคู่โดยใช้ออปแอมป์แบบไม่มีโครงข่ายป้อนกลับโหมดผลร่วม ซึ่งเสถียรภาพของวงจรรองจะถูกแสดงในรูปแบบของสมการอย่างง่ายซึ่งเกี่ยวข้องกับความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรสำคัญสามตัวคือ 1) ค่าส่งผ่านความนำในโหมดผลร่วม (Common-mode Transconductances; G_{mc}) 2) ความนำที่เอาต์พุตของออปแอมป์ในโหมดผลร่วม (Common-mode Output Conductances; G_{oc}) 3) ความต้านทานของวงจรรอง (R) โดยในส่วนจุดทำงานทางไฟตรงของวงจรรองจะถูกควบคุมให้อยู่ในค่าที่เหมาะสมโดยใช้วงจรควบคุมป้อนกลับด้วยตนเอง (Self-feedback Control Circuit) [9]–[11] โดยสมการดังกล่าวจะช่วยให้ นักออกแบบมีความยืดหยุ่นสำหรับการออกแบบออปแอมป์และวงจรรองที่เหมาะสมกับการใช้งานที่ต้องการได้

2. การวิเคราะห์โหมดผลร่วมของวงจรกรองแอคทีฟ

รูปที่ 1 แสดงวงจรกรองแอคทีฟอาร์ซีที่ใช้ออปแอมป์แบบปลายคู่สองด้าน (FD Active-RC Filter Employing Unbuffered Op-amps) เพื่อหาเงื่อนไขเสถียรภาพของวงจรรองจะทำการวิเคราะห์อัตราขยายวงรอบของวงจรรองในรูปที่ 1 โดยแปลงให้อยู่ในรูปแบบของวงจรมูลสัญญาณขนาดเล็กความถี่ต่ำครึ่งวงจรในโหมดผลร่วม (Small-signal CM Half Circuit) [12] ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2 โดย G_{mc} คือ ค่าส่งผ่านความนำในโหมดผลร่วม G_{oc} คือ ความนำ



รูปที่ 1 วงจรกรองแฉีกทีฟ-อาร์ซีอันดับ 3



รูปที่ 2 วงจรสมมูลเครื่องจักรโนโหมดผลร่วมของรูปที่ 1

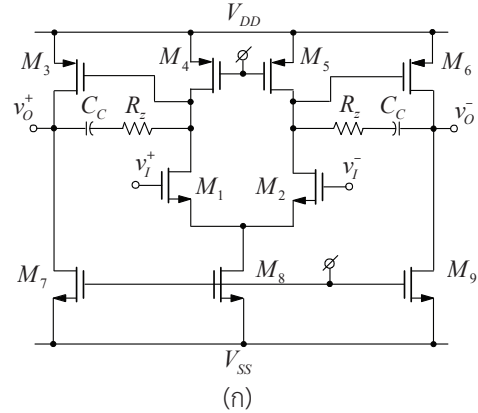
ที่เอาต์พุตในโนโหมดผลร่วมของออปแอมป์และ R คือ ค่าความต้านทานที่ใช้ในวงจรกรอง ซึ่งอัตราขยายวงรอบ (Loop Gain) ของรูปที่ 2 เมื่อพิจารณาที่โหนด x สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (1)

$$LG = G_{mc} R \left[\frac{a_2 G_{mc}^2 + a_1 G_{mc} + a_0}{b_2 G_{mc}^2 + b_1 G_{mc} + b_0} \right] \quad (1)$$

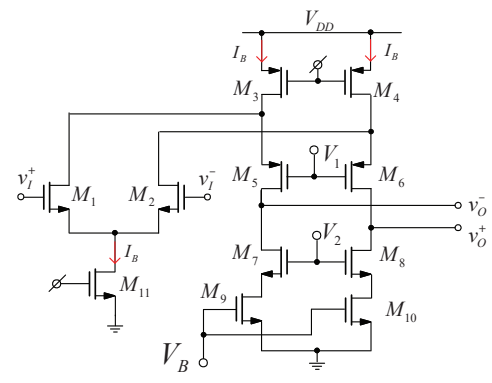
โดย

$$\begin{aligned} a_0 &= -4 - 2.5RG_{oc} \\ a_1 &= -3R - 2.5R^2G_{oc} \\ a_2 &= R^2 \\ b_0 &= -6R^3G_{oc}^3 - 20R^2G_{oc}^2 - 18.5RG_{oc} - 3 \\ b_1 &= (5R^2G_{oc}^2 + 13.5RG_{oc} + 9)R \\ b_2 &= (-RG_{oc} - 2)R^2 \end{aligned}$$

ซึ่งอัตราขยายวงรอบที่ได้สามารถบอกถึงเสถียรภาพของระบบได้ โดยจุดที่ค่าอัตราขยายวงรอบมีค่าน้อยกว่า 1 นั้นคือ จุดที่ค่าโพลทั้งหมด (The Real Parts of all Poles) ของระบบมีค่าเป็นลบพอดีซึ่งแสดงถึงวงจรมีเสถียรภาพ (ความเชื่อมโยงกันระหว่างค่าโพล และอัตราขยายวงรอบแสดงไว้ดังตัวอย่างในภาคผนวก ก.) [13]



(ก)



(ข)

รูปที่ 3 (ก) ออปแอมป์ปลายคู่แบบที่มีภาคขยายสองภาค
(ข) ออปแอมป์ปลายคู่แบบที่มีภาคขยายภาคเดียว

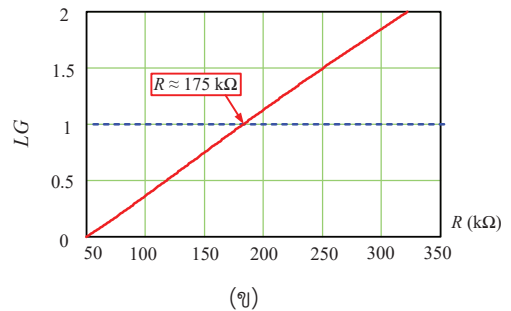
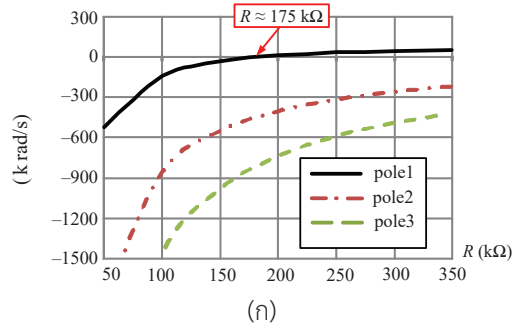
จากสมการที่ (1) ค่าอัตราขยายวงรอบอยู่ในรูปแบบความสัมพันธ์ของ G_{mc} , G_{oc} และ R เพื่อพิสูจน์ความเชื่อมโยงกันระหว่างสมการที่ (1) กับเสถียรภาพของวงจรกรอง จะทำการพล็อตกราฟค่าโพลของวงจรกรองในรูปที่ 1 จากนั้นนำมาเทียบกับกราฟของอัตราขยายวงรอบ ซึ่งการพล็อตกราฟค่าโพลทำได้โดยจำลองการทำงานของวงจรกรองแฉีกทีฟ-อาร์ซีอันดับ 3 ที่ใช้ออปแอมป์โครงสร้างคลาสโคคแบบพับ [แสดงดังรูปที่ 3(ข)] และใช้ค่าอุปกรณ์ในตารางที่ 1

ซึ่งออปแอมป์ที่ได้จะมีค่า $G_{mc} = -20$ ไมโครแอมป์ต่อโวลต์ และ $G_{oc} = 0.65$ ไมโครแอมป์ต่อโวลต์ โดยกำหนดให้ $C_{1,3} = 2.54$ พิโกฟารัด $C_2 = 1.7$ พิโกฟารัด จากนั้นทำการปรับค่าตัวต้านทานในวงจรกรองตั้งแต่ 50 กิโลโอห์ม จนถึง 350 กิโลโอห์ม (การเลือกเปลี่ยนค่าตัวต้านทานเพราะค่า

ความต้านทานส่งผลกับทั้งค่าโพล (Pole) และค่าอัตราขยายวงรอบของวงจรรอง) ซึ่งพบว่า โพลของวงจรรองมีด้วยกันทั้งหมด 3 ตัว ซึ่งโพลที่มีผลต่อเสถียรภาพของวงจรรองคือ โพลตัวที่ 1 โดยเมื่อเปลี่ยนค่าความต้านทานประมาณ 175 กิโลโอห์ม ค่าโพลตัวที่ 1 จะเลื่อนจากฝั่งลบมาอยู่ที่ฝั่งบวก แสดงถึงความไม่มีเสถียรภาพของวงจรรองซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4 (ก) จากนั้นนำสมการที่ (1) มาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายวงรอบ (LG) กับค่าความต้านทานของวงจรรอง (R) โดยกำหนดให้ $G_{mc} = -20$ ไมโครแอมป์ต่อโวลต์ และ $G_{oc} = 0.65$ ไมโครแอมป์ต่อโวลต์ จากนั้นทำการปรับค่าตัวต้านทานในวงจรรองตั้งแต่ 50 กิโลโอห์ม จนถึง 350 กิโลโอห์ม เช่นกัน ซึ่งกราฟอัตราขยายวงรอบของสมการที่ (1) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4 (ข) โดยพบว่า เมื่อเปลี่ยนค่า R ค่าอัตราขยายวงรอบค่อยๆ เพิ่มขึ้นจนกระทั่งเมื่อค่า R ประมาณ 175 กิโลโอห์ม ค่าอัตราขยายวงรอบจะมีค่ามากกว่า 1 ดังนั้นจะสังเกตเห็นได้ว่าเมื่ออัตราขยายวงรอบน้อยกว่า 1 ค่าของโพลทุกตัวมีค่าเป็นลบซึ่งแสดงถึงสถานะที่วงจรมีเสถียรภาพ และเมื่ออัตราขยายวงรอบมากกว่า 1 ค่าโพลตัวที่ 1 มีค่าเป็นบวกซึ่งแสดงถึงสถานะที่วงจรไม่มีเสถียรภาพ

จากที่กล่าวมาข้างต้นเป็นการพิสูจน์ผลกระทบของอัตราขยายวงรอบกับเสถียรภาพของวงจรรองโดยใช้การปรับค่าความต้านทานของวงจรรอง แต่ในการออกแบบวงจรรองอีกส่วนที่นอกออกแบบจะให้ความสำคัญคือ การออกแบบออปแอมป์สำหรับวงจรรองซึ่งจะเชื่อมโยงกับ G_{mc} และ G_{oc} ของสมการที่ (1) โดยทั่วไปค่าของ G_{mc} สามารถเป็นได้ทั้งค่าบวกและค่าลบ ทั้งนี้ ขึ้นอยู่กับโครงสร้างของออปแอมป์ที่นำมาใช้ในวงจรรอง ยกตัวอย่างเช่น ค่า G_{mc} ของออปแอมป์หลายคู่แบบที่มีภาคขยายสองภาค (Two-stage Op-amp) ซึ่งแสดงในรูปที่ 3 (ก) จะมีค่า G_{mc} เป็นค่าบวกและสำหรับออปแอมป์ที่มีภาคขยายภาคเดียว (Single-stage Op-amp) จะมีค่า G_{mc} เป็นค่าลบดังแสดงในรูปที่ 3 (ข) [14], [15]

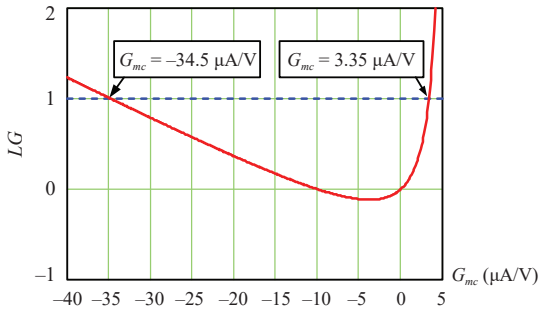
จากสมการที่ (1) สามารถพล็อตเพื่อหาช่วงของ G_{mc} ที่ทำให้วงจรมีอัตราขยายวงรอบไม่เกิน 1 โดยในการวิจัยนี้เลือกใช้ $R = 100$ กิโลโอห์ม $G_{oc} = 0.65$ ไมโครแอมป์ต่อโวลต์ ซึ่งสามารถแสดงช่วงของค่า G_{mc} ที่ทำให้อัตราขยายวงรอบ



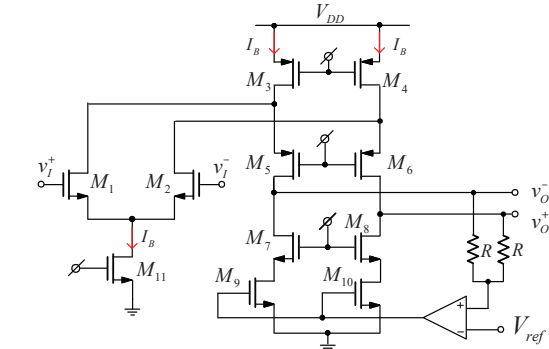
รูปที่ 4 (ก) ค่าของโพลในวงจรรูปที่ 1 (ข) อัตราขยายวงรอบจากสมการที่ (1)

มีค่าน้อยกว่า 1 อยู่ระหว่าง -34.5 ถึง 3.35 ไมโครแอมป์ต่อโวลต์ ดังแสดงในรูปที่ 5 หมายความว่า ในกรณีที่วงจรรองใช้โครงสร้างออปแอมป์ที่มีค่า G_{mc} เป็นบวก G_{mc} จะต้องไม่เกิน 3.35 ไมโครแอมป์ต่อโวลต์ และไม่น้อยกว่า -34.5 ไมโครแอมป์ต่อโวลต์ ในกรณีที่วงจรรองใช้โครงสร้างออปแอมป์ที่มีค่า G_{mc} เป็นลบ ซึ่งจะเห็นได้ว่าการรักษาเสถียรภาพของวงจรรองแอนด์ฟีดแบ็คแบบปลายคูนั้น สำหรับออปแอมป์ชนิดที่มีค่า G_{mc} เป็นบวกต้องมีการออกแบบให้วงจรสามารถกำจัดสัญญาณโหมตผลร่วมได้เป็นอย่างดีซึ่งทำให้มีข้อจำกัดในการออกแบบมากกว่าเมื่อเทียบกับออปแอมป์ชนิดที่มีค่า G_{mc} เป็นลบ และเนื่องจากออปแอมป์ชนิดที่มีค่า G_{mc} เป็นลบนั้น ไม่ได้มีวงจรป้อนกลับภายใน เมื่อถูกใช้กับวงจรรองทำให้วงจรอินทรีเกรเตอร์ภาคแรกและภาคสุดท้ายมีค่าอัตราขยายเป็นลบ ซึ่งจะช่วยต้านการเกิดวงรอบป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback Loops) ภายในวงจรรอง ทำให้มีเสถียรภาพที่ดีอีกด้วย

โดยจากสมการที่ (1) พบว่าเป็นสมการที่ค่อนข้างซับซ้อน



รูปที่ 5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายลูปกับ G_{mc} เมื่อ $R = 100 \text{ k}\Omega$ และ $G_{oc} = 0.65 \text{ }\mu\text{A/V}$



รูปที่ 6 การต่อโครงข่ายป้อนกลับโหมตผลร่วมที่เอาต์พุตของออปแอมป์

ดังนั้นเพื่อให้ง่ายต่อการนำมาช่วยในการออกแบบวงจรกรอง จะทำการแปลงสมการที่ (1) ให้อยู่ในเงื่อนไขอย่างง่ายที่ทำให้วงจรมีเสถียรภาพได้ โดยกำหนดให้สมการที่ (1) มีค่าเท่ากับ 1 จากนั้นทำการจัดรูปและหาค่า G_{mc} จะพบว่า ของค่า G_{mc} ที่ทำให้วงจรมีเสถียรภาพ สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2) โดยพหุนามทางด้านซ้ายและด้านขวาคือรากของพหุนามที่เกิดจากการกำหนดให้สมการอัตราขยายวงรอบมีค่าเท่ากับ 1 (แสดงอย่างละเอียดในภาคผนวก ข.)

$$\frac{-3.23}{R} - 2.155G_{oc} < G_{mc} < \frac{0.227}{R} + 1.081G_{oc} \quad (2)$$

ซึ่งจากสมการที่ (2) สังเกตได้ว่าเงื่อนไขที่ทำให้วงจรกรองมีเสถียรภาพสำหรับออปแอมป์ที่มีค่า G_{mc} เป็นบวกคือ

$$G_{mc} < \frac{0.227}{R} + 1.081G_{oc} \quad (3)$$

และเมื่อแทนค่า $R = 100$ กิโลโห์ม และ $G_{oc} = 0.65$ ไมโครแอมป์ต่อโวลต์ จะได้ $G_{mc} < 3.35$ ไมโครแอมป์ต่อโวลต์ ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับรูปที่ 5 และเงื่อนไขที่ทำให้วงจรกรองมีเสถียรภาพสำหรับออปแอมป์ที่มีค่า G_{mc} เป็นลบคือ

$$|G_{mc}| < \frac{3.23}{R} + 2.155G_{oc} \quad (4)$$

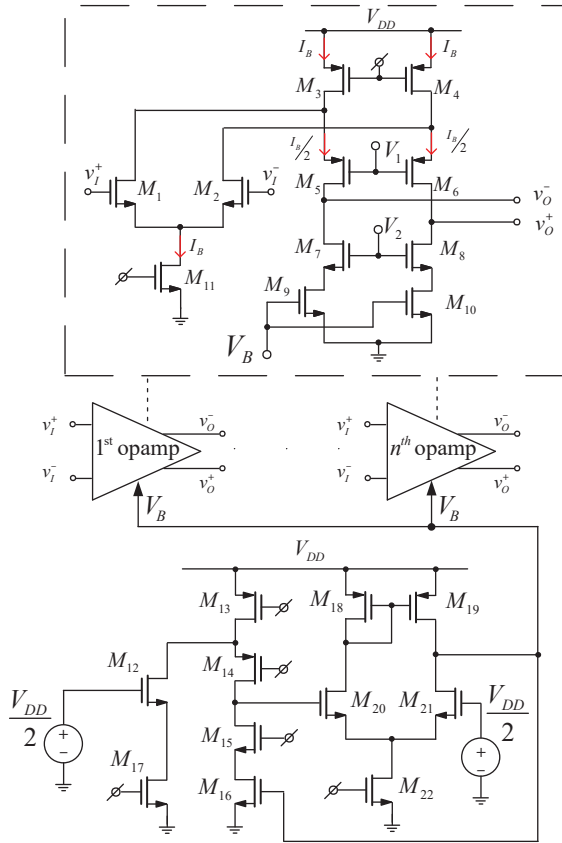
และเมื่อแทนค่า $R = 100$ กิโลโห์ม และ $G_{oc} = 0.65$ ไมโคร

แอมป์ต่อโวลต์ จะได้ค่า $|G_{mc}| < 33.8$ ไมโครแอมป์ต่อโวลต์ ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับรูปที่ 5 เช่นกัน

จากที่กล่าวมาข้างต้นเป็นกรณีที่ออปแอมป์ไม่มีโครงข่ายป้อนกลับโหมตผลร่วม แต่สำหรับกรณีที่เอาต์พุตของออปแอมป์มีการต่อกับโครงข่ายป้อนกลับโหมตผลร่วม ที่มีฟังก์ชันเพื่อปรับกระแสไบแอสในทิศทางที่ยับยั้งการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณโหมตผลร่วมดังรูปที่ 6 ในกรณีนี้ความนำที่เอาต์พุตในโหมตผลร่วมของออปแอมป์ที่ใช้สำหรับพิจารณาอัตราขยายวงรอบในสมการที่ (1) ถึง (4) G_{oc} จะถูกแทนที่ด้วย $G_{oc} + G_{damp}$ เมื่อ G_{damp} คือ ค่าความนำของโครงข่ายป้อนกลับโหมตผลร่วม

3. ผลจำลองการทำงาน

จากวงจรในรูปที่ 1 ออกแบบวงจรกรองแอมป์ที่พี-อาร์ซีอันดับที่ 3 แบบเซมิเชพโดยออกแบบให้มีความกว้างแถบผ่าน (Bandwidth) ที่ 1 เมกะเฮิรตซ์ และมีค่าการกระเพื่อม (Ripple) ที่ 0.5 ดีบีรีปเปิล ด้วยเทคโนโลยี TSMC 0.18 ไมโครเมตร ซึ่งค่าอุปกรณ์คือ $RC_1 = RC_3 = 2514$ นาโนวินาที และ $RC_2 = 1745$ นาโนวินาที โดยเลือกใช้ออปแอมป์โครงสร้างคาสโคดแบบพับที่ไม่มีโครงข่ายป้อนกลับโหมตผลร่วม ที่มีค่า G_{mc} เป็นลบเพื่อให้สามารถยืดหยุ่นในการออกแบบได้ดีกว่าแบบ G_{mc} เป็นบวก และใช้วงจรควบคุมป้อนกลับเพื่อไบอัสจุดทำงานของออปแอมป์ให้ถูกต้อง โดยจะประกอบด้วยวงจรออปแอมป์แบบด้านเดียว ($M_{12} - M_{17}$)



รูปที่ 7 ออปแอมป์คาสโคดแบบพับและวงจรไบอัส

ต่อเข้ากับวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ($M_{18} - M_{22}$) ดังแสดงในรูปที่ 7 โดยขนาดของมอสทรานซิสเตอร์และการไบอัสของวงจรในรูปที่ 7 สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 1

จำลองการทำงานเพื่อพิสูจน์เงื่อนไขที่จะทำให้วงจรองมีเสถียรภาพ โดยจากสมการที่ (4) เสถียรภาพของวงจรองขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์ของตัวแปรสองส่วนคือ ส่วนภายในออปแอมป์ (G_{mc} และ G_{oc}) และส่วนความต้านทานของวงจรอง (R) เพื่อให้ง่ายในการพิสูจน์เงื่อนไขเสถียรภาพของวงจรอง จะทำการเปลี่ยนค่า R ภายในวงจรองเป็นค่าต่าง ๆ และสังเกตการตอบสนองทางเวลาของวงจรอง ดังนั้นจากเงื่อนไขในสมการที่ (4) สามารถเรียบเรียงใหม่ให้อยู่ในรูปของตัวแปร R จะได้

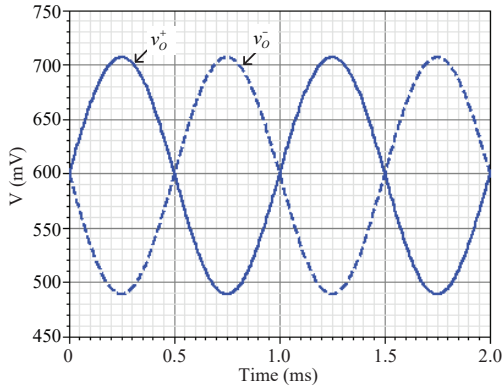
$$R < \frac{3.23}{|G_{mc}| - 2.155G_{oc}} \quad (5)$$

ซึ่งเมื่อใช้ค่าอุปกรณ์ของวงจรจากตารางที่ 1 ทำให้ออปแอมป์มีค่า $G_{mc} = -20.6$ ไมโครแอมป์ต่อโวลต์ และ $G_{oc} = 0.67$ ไมโครแอมป์ต่อโวลต์ ซึ่งเมื่อแทนลงในสมการที่ (5) จะได้ R สูงสุดที่ทำให้ระบบยังมีเสถียรภาพอยู่ประมาณ 170 กิโลโอห์ม ดังนั้นจะเลือกใช้ $R = 50$ กิโลโอห์ม 100 กิโลโอห์ม 150 กิโลโอห์ม (กรณีระบบมีเสถียรภาพ) และ 200 กิโลโอห์ม 250 กิโลโอห์ม (กรณีระบบไม่มีเสถียรภาพ) โดยผลการตอบสนองทางเวลาของวงจรองเมื่อเปลี่ยนค่าตัวต้านทานต่างๆ แสดงดังรูปที่ 8 โดยจะสังเกตเห็นได้ว่ากรณี $R = 50$ กิโลโอห์ม 100 กิโลโอห์ม และ 150 กิโลโอห์ม ผลการตอบสนองทางเวลาและจุดทำงานไม่มีความเปลี่ยนแปลงถึงกรณีเสถียรภาพของวงจรอง และเมื่อ $R = 200$ กิโลโอห์ม และ 250 กิโลโอห์ม จุดทำงานผิดเพี้ยน และรูปสัญญาณมีความบิดเบี้ยวแสดงถึงการไม่มีเสถียรภาพของวงจรอง [9] ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขของสมการที่ (5)

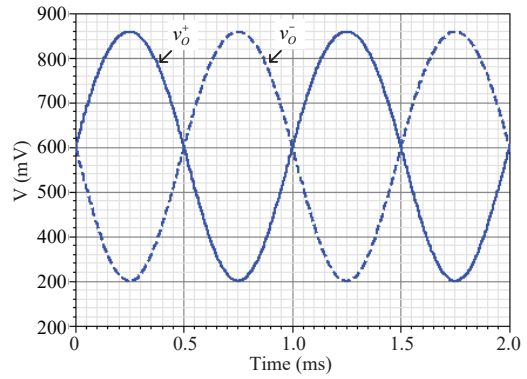
ตารางที่ 1 ค่าอุปกรณ์ของวงจรในรูปที่ 7

Parameters	Values
Supply (V_{DD})	1.2 V
Bias Current (I_B)	250 μ A
V_1, V_2	0.3 V, 1 V
(W/L) _{1,2,12}	50 μ m/0.25 μ m
(W/L) _{3,4,13}	71.9 μ m/0.8 μ m
(W/L) _{5,6,14}	56.2 μ m/0.4 μ m
(W/L) _{7,8,9,10,15,16}	40 μ m/1.2 μ m
(W/L) ₁₁	70.6 μ m/0.3 μ m
(W/L) ₁₇	35.3 μ m/0.3 μ m
(W/L) _{18,19}	40 μ m/3 μ m
(W/L) _{20,21}	30 μ m/0.5 μ m
(W/L) ₂₂	30 μ m/0.25 μ m

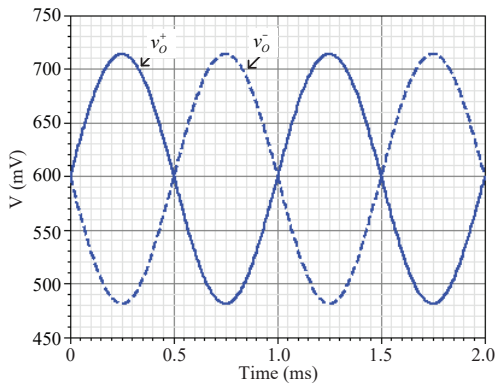
โดยผลการตอบสนองทางความถี่ (AC Response) และค่าประสิทธิภาพต่างๆ ของวงจรองเมื่อ $R = 50$ กิโลโอห์ม 100 กิโลโอห์ม และ 150 กิโลโอห์ม แสดงดังรูปที่ 9 และตารางที่ 2 ตามลำดับ จากรูปที่ 9 จะเห็นได้ว่ายิ่งค่า R มีค่ามากยิ่งขึ้นทำให้ผลการตอบสนองทางความถี่เข้าใกล้อุดมคติ



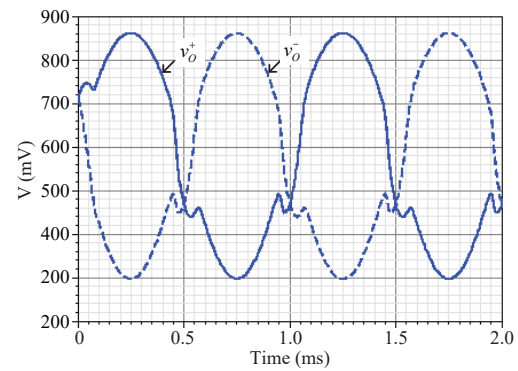
(ก) $R = 50$ กิโลโอห์ม



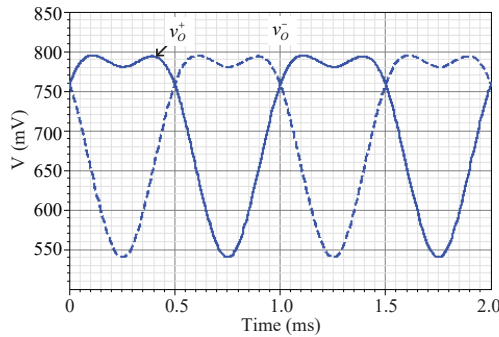
(ค) $R = 150$ กิโลโอห์ม



(ข) $R = 100$ กิโลโอห์ม



(ง) $R = 200$ กิโลโอห์ม

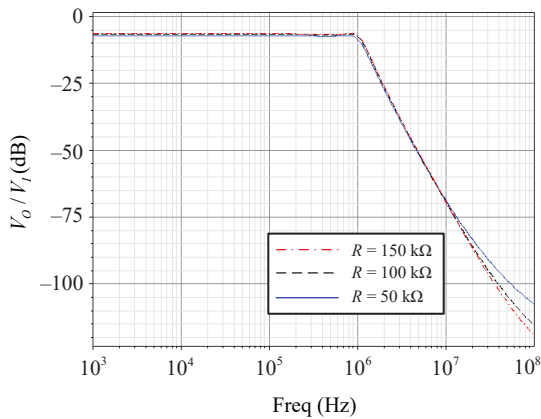


(จ) $R = 250$ กิโลโอห์ม

รูปที่ 8 ผลตอบสนองทางเวลาของวงจรกรองแอมป์-อาร์ซีทีที่ใช้ออปแอมป์แบบปลายคู่สองด้านเมื่อเปลี่ยนค่าตัวต้านทาน 50 กิโลโอห์ม 100 กิโลโอห์ม 150 กิโลโอห์ม 200 กิโลโอห์ม และ 250 กิโลโอห์ม

มากขึ้น อย่างไรก็ตาม เมื่อ R มีค่าสูงมากขึ้นวงจรกรองก็จะไม่มีเสถียรภาพและมีสัญญาณรบกวนที่อินทิเกรต (Integrated Output Noise) เพิ่มขึ้นอีกด้วย ซึ่งจากเหตุผลข้างต้นเมื่อทำการออกแบบวงจรกรองนั้กออกแบบจำเป็นต้องคำนึง

ถึงการปรับเลือกคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรกรองด้วย ซึ่งนักออกแบบสามารถเลือกให้เหมาะสมกับการใช้งานที่ต้องการ อีกทั้งยังเป็นแนวทางสำหรับพัฒนางจรกรองต่อไปอีกด้วย



รูปที่ 9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองเมื่อ $R = 50$ กิโลโอห์ม 100 กิโลโอห์ม และ 150 กิโลโอห์ม

ตารางที่ 2 ค่าประสิทธิภาพของวงจรรอง

Parameters	Values		
R	50 k Ω	100 k Ω	150 k Ω
THD ($V_{in,p} = 0.6V, 100\text{kHz}$)	6.72 m%	6.52 m%	6.45 m%
Integrated output noise (1 Hz –100 MHz)	111 μV	138 μV	161 μV
Power Consumption	628 μW	628 μW	628 μW
Inband IIP3	8 dBV	7.8 dBV	7.5 dBV
DC Gain	0.436	0.466	0.476

โดยสำหรับกรณีที่ใช้โอปแอมป์แบบไม่มีโครงข่ายป้อนกลับโหมดผลรวมจะมีความทนทานต่อการแปรปรวนของไฟเลี้ยงที่ค่อนข้างต่ำ แต่จะใช้จำนวนมอสทรานซิสเตอร์น้อยกว่า ประหยัดพื้นที่กว่า และกินพลังงานต่ำกว่าวงจรรองที่ใช้โอปแอมป์แบบที่มีโครงข่ายป้อนกลับโหมดผลรวมพอสมควร ซึ่งสำหรับการออกแบบวงจรรองที่ใช้โอปแอมป์ที่มีโครงข่ายป้อนกลับโหมดผลรวมนั้น ก็สามารถใช้เงื่อนไขของสมการที่ (2) ได้เช่นกัน โดยค่าความนำที่เอาต์พุต G_{oc} จะถูกแทนที่ด้วย $G_{oc} + G_{damp}$ ดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2 โดยยิ่งค่า $G_{oc} + G_{damp}$ ยิ่งมาก ค่า G_{mc} ที่ทำให้วงจรมีเสถียรภาพทางฝั่งบวกยิ่งมากขึ้นด้วย ทำให้วงจรมีความยืดหยุ่นในการออกแบบมากขึ้น และยังช่วยให้วงจรมีความทนทานต่อการ

แปรปรวนของไฟเลี้ยงที่ค่อนข้างดีมากด้วย

4. สรุป

บทความวิจัยนี้นำเสนอการวิเคราะห์การทำงานของโหมดผลรวมของวงจรรองแอกทีฟ-อาร์ซีที่ใช้โอปแอมป์แบบปลายคู่ เพื่อหาเงื่อนไขทางเสถียรภาพของวงจรรองจากสมการอัตราขยายวงรอบ ซึ่งสัมพันธ์กับค่าการส่งผ่านความนำในโหมดผลรวม ความนำเอาต์พุตในโหมดผลรวมของโอปแอมป์ และค่าตัวต้านทานภายในวงจรรอง เพื่อให้สมการดังกล่าวง่ายต่อการนำไปใช้งานจึงได้วิเคราะห์ให้อยู่ในรูปแบบอย่างง่าย จากนั้นพิสูจน์สมการที่ได้ด้วย ผลการจำลองการทำงานโดยพบเป็นไปตามเงื่อนไขทางเสถียรภาพที่ถูกนำเสนอ โดยเงื่อนไขในสมการที่ (2) ถึงสมการที่ (5) จะช่วยให้ निकออกแบมมีความยืดหยุ่นสำหรับการออกแบบโอปแอมป์และวงจรรองที่เหมาะสมกับการใช้งานที่ต้องการ

เอกสารอ้างอิง

- [1] A. Vasilopoulos, G. Vitzilaios, G. Theodoratos, and Y. Papananos “A low power wideband reconfigurable integrated Active-RC Filter with 73dB SFDR” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, pp. 1997–2008, September, 2006.
- [2] J. Rogin, I. Kouchev, G. Brenna, D. Tschopp, and Q. Huang, “A 1.5-V 45 mW direct conversion WCDMA receiver IC in 0.13- μm CMOS,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 12, 2003.
- [3] F. Ciciotti, M. De Matteis, and A. Baschirotto, “A 0.9V 75MHz 2.8mW 4th-order analog filter in CMOS-bulk 28nm technology” presented at IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Baltimore, MD, USA, May. 28–31, 2017.
- [4] C. Upathamkuekool, A. Jiraseree-amornkun, and J. Mahattanakul, “Ultra low-power low-

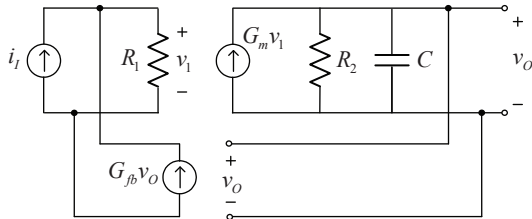


- voltage active-RC Filter Design with on-chip automatic tuning,” in *Proceedings the 8th Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association of Thailand - Conference 2011*, 2011, pp. 86–89 (in Thai).
- [5] K. Trijpech, O. Wiriyannuruknorn, and J. Mahattanakul, “Common-mode rejection ratio analysis of fully differential class AB two-stage op-amp with and without common-mode feedback circuit,” in *Proceedings 7th International Conference on ASIC*, 2007, pp. 557–560.
- [6] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Design of Analog CMOS Integrated Circuit*. McGraw- hill, 2001, pp. 314–326.
- [7] D. Johns and K. Martin, *Analog Integrated Circuit Design*. John Wiley and Sons, Inc., 1997, pp. 242–288.
- [8] F. Ciciotti, M. De Matteis, and A. Baschiroto, “A 0.9V 600MHz 4th-order analog filter with feedforward compensated OPAMP in CMOS 28nm” presented at the 13th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), Giardini Naxos, Italy, June 12–15, 2017.
- [9] S. Chatterjee, Y. Tsvividis, and P. Kinget, “0.5-V analog circuit techniques and their applications to ota and filter design,” *IEEE Journal Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 12, pp. 2373–2387, 2005.
- [10] P. Khumsat and A. Worapishet, “A 0.5-V R-MOSFET- C filter design using subthreshold R-MOSFET resistors and OTAs with cross-forward common-mode cancellation technique,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 47, no. 11, pp. 2751–2762, 2012.
- [11] C. Upathamkuekool, A. Jiraseree-amornkun, and J. Mahattanakul, “Ultra low-power low-voltage active-rc filter design with on-chip automatic tuning,” presented at The 8th Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association of Thailand - Conference 2011, Khon Kaen, Thailand, 2011 (in Thai).
- [12] S. Pokaiudom, *Negative Feedback Circuits and Oscillators*. Bangkok: Mahanakorn university of technology, 2006 (in Thai).
- [13] C. Upathamkuekool and J. Mahattanakul, “Stability analysis of fully-differential active-RC filters with common-mode feedback network,” presented at the 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Phuket, Thailand, 2017 (in Thai).
- [14] A. Phillip, *CMOS Analog Circuit Design*. Oxford University Press, 2002, pp. 243–323.
- [15] P. Gray, P. Hurst, S. Lewis and R. Meyer, *Analysis and Design of analog Integrated Circuits*. John Wiley & Sons Inc, Hoboken, 2010, pp. 404–470.

ภาคผนวก

ก. ความสัมพันธ์ระหว่างโพลและอัตราขยายวงรอบของระบบ

โดยทั่วไปโครงข่ายป้อนกลับในรูปที่ 10 จะมีเสถียรภาพเมื่อค่าโพลทั้งหมด (The Real Parts of all Poles) ของโครงข่ายมีค่าเป็นลบ อย่างไรก็ตามเพื่อกำหนดความเสถียรของวงจรไม่จำเป็นต้องรู้ค่าของโพลทั้งหมด ยกตัวอย่างเช่น โครงข่ายป้อนกลับในรูปที่ 10 ซึ่งสามารถแสดงค่าโพลได้ดัง



รูปที่ 10 โครงข่ายป้อนกลับแบบ shunt-shunt

ค่าของโพล

ข. การวิเคราะห์สมการอัตราขยายวงรอบ

ในส่วนนี้จะแสดงวิธีหาสมการที่ (2) โดยจากสมการอัตราขยายวงรอบกำหนดให้ $LG = 1$ จากนั้นนำสมการที่ได้มาจัดรูปใหม่ดังสมการที่ (9)

สมการที่ (6)

$$p = \frac{G_m G_{fb} R_1 R_2 - 1}{R_2 C} \quad (6)$$

จากสมการที่ (6) เงื่อนไขที่ทำให้ค่า p มีค่าเป็นลบคือ

$$G_m G_{fb} R_1 R_2 < 1 \quad (7)$$

ซึ่งจากโครงข่ายป้อนกลับในรูปที่ 10 สามารถหาอัตราขยายวงรอบได้สมการที่ (8)

$$LG = G_m G_{fb} R_1 R_2 \quad (8)$$

จะสังเกตได้ว่าเงื่อนไขสำหรับโพลที่มีค่าน้อยกว่าศูนย์คือเงื่อนไขเดียวกับที่อัตราขยายวงรอบมีค่าน้อยกว่า 1 ซึ่งแสดงถึงความสัมพันธ์กันระหว่างอัตราขยายวงรอบและ

$$G_{mc}^3 + c_2 G_{mc}^2 + c_1 G_{mc} + c_0 = 0 \quad (9)$$

เมื่อ

$$c_0 = 3G^3 + 18.5G^2 G_{oc} + 20G G_{oc}^2 + 6G_{oc}^3$$

$$c_1 = -13G^2 - 16G G_{oc} - 5G_{oc}^2$$

$$c_2 = -G - 1.5G_{oc}$$

โดยประมาณการแยกตัวประกอบพหุนามในมุมซ้ายมือของสมการที่ (9) จะได้

$$(G_{mc} - g_A)(G_{mc} - g_B)(G_{mc} - g_C) \approx 0 \quad (10)$$

เมื่อ

$$g_A = -3.23G - 2.155G_{oc}$$

$$g_B = 0.227G + 1.081G_{oc}$$

$$g_C = 4.088G + 2.573G_{oc}$$