

วงจรรขยายค่าความนำโดยใช้ GaAs MESFETs

วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์¹ วันชัย รั้วรุจา² และ วัลลภ สุระกำพลธร³
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอวงจรรขยายค่าความนำโดยใช้ depletion-mode GaAs MESFET ชนิดเอ็นเป็นหลัก วงจรประกอบด้วยวงจรรทรานส์คอนดักเตอร์พื้นฐานต่อยอดกับวงจรสะท้อนกระแสซึ่งค่าความนำของวงจรมีค่าปรับได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัสที่คู่ผลต่างของวงจรรทรานส์คอนดักเตอร์ เนื่องจากวงจรมีค่าความนำสูงได้รับการออกแบบให้มีความทำงานในรูปของกระแส โดยใช้อุปกรณ์เมสเฟตซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ใช้งานในย่านความถี่สูง ดังนั้นจึงทำให้สมรรถนะของวงจรมีผลตอบสนองทางความถี่สูงมาก สามารถยืนยันได้ด้วยการเปรียบเทียบผลวิเคราะห์การทำงานของวงจรมุ่งเน้นที่การเปลี่ยนแปลงแบบการทำงานของวงจรมุ่งเน้นด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งปรากฏผลที่ใกล้เคียงและสอดคล้องกับหลักการที่ได้นำเสนอ

¹ อาจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

² ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

³ ศาสตราจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

Operational Transconductance Amplifier Circuit Using GaAs MESFETs

Worapong Tangsirat¹ Vanchai Riewruja² and Wanlop Surakamporn³

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

Abstract

This paper describes an operational transconductance amplifier circuit (OTA) using n-channel depletion GaAs (gallium arsenide) MESFET devices. The circuit consists of GaAs current mirror and a simple transconductor circuit. It will be shown that the way to adjust the circuit's transconductance gain is convenience by only control the differential tail pair bias current. Designed to work in current mode using GaAs MESFETs, so circuit can operate in very high frequency band. The results of using PSPICE analogue simulation program analysis show that the properties of the circuit are in close agreement with the theoretical prediction.

¹Lecturer, Department of Control Engineering

² Assistant Professor, *Department of Control Engineering*

³ Professor, *Department of Electronic Engineering*

1 กล่าวนำ

วงจรรขยายค่าความนำ (Operational Transconductance Amplifier, OTA) หรือ วงจรโอทีเอเป็นวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนศักดาเป็นกระแสแบบปรับค่าความนำของวงจรได้ ซึ่งเป็นวงจรส่วนหนึ่งที่มีความสำคัญมากในงานด้านการประมวลผลของสัญญาณในรูปกระแส เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์, วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ เป็นต้น โดยส่วนใหญ่วงจรรขยายค่าความนำดังกล่าวจะออกแบบพัฒนามาจากเทคโนโลยีไบโพลาร์จังก์ชันทรานซิสเตอร์ (BJT) หรือ มอสเฟต (MOSFET) แต่ในบทความนี้ขอเสนอคุณสมบัติและสมรรถนะของวงจรรขยายค่าความนำที่ออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีเมสเฟตแกลเลียมอาร์เซไนด์ (Gallium Arsenide Metal Semiconductor Field-Effect Transistor) หรือ GaAs MESFET เป็นหลัก วงจรจะประกอบด้วยวงจรรานส์คอนดักเตอร์พื้นฐานต่อกับวงจรรสะท้อนกระแส ซึ่งค่าความนำของวงจรมันสามารถปรับได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัสที่คู่อิพเพอเรนเชียลของวงจรรานส์คอนดักเตอร์ และเนื่องจากวงจรรดังกล่าวได้รับการออกแบบให้มีการทำงานในรูปของกระแสโดยใช้อุปกรณ์เมสเฟตซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ใช้งานในย่านความถี่สูง ดังนั้นจึงทำให้สมรรถนะของวงจรมันได้มีประสิทธิภาพที่ตีวงจรมัน และมีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงการปฏิบัติงาน ตลอดจนมีผลตอบสนองทางความถี่สูงมาก

2 หลักการพื้นฐานของวงจรรานส์คอนดักเตอร์แบบใช้ GaAs MESFETs

วงจรรานส์คอนดักเตอร์เป็นวงจรซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนศักดาให้เป็นกระแส ดังแสดงในรูปที่ 1 เมื่ออุปกรณ์เมสเฟต M_1 และ M_2 มีคุณสมบัติสอดคล้องกันแล้ว ความสัมพันธ์ระหว่างศักดาจุดเข้าและกระแสผลต่างจุดออกระหว่างกระแสเดรนของ M_1 , M_2 จะอยู่ในรูปของค่าความนำของวงจรมัน ดังนี้

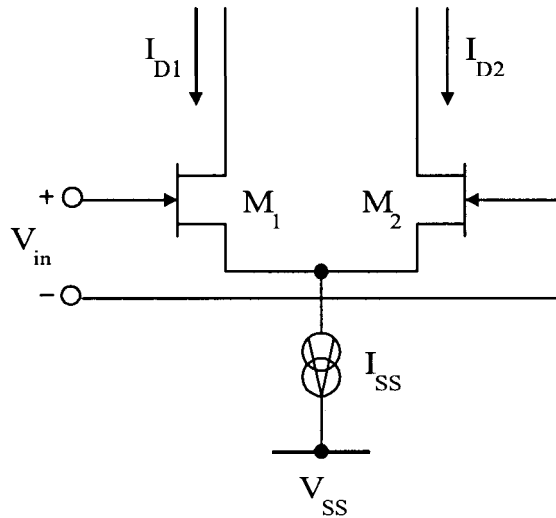
$$I_{out} = I_D = I_{D2} - I_{D1} = G_m V_m \quad (1)$$

หรือ

$$G_m = \frac{I_{out}}{V_{in}} \quad (2)$$

เมื่อ V_{in} เป็นศักดาผลต่างจุดเข้าของวงจรมันเท่ากับ $V_1 - V_2$, I_{out} เป็นผลต่างของกระแสจุดออก และ G_m คือค่าความนำของวงจรมันซึ่งกระแสไบอัสจะเป็นผลรวมของกระแสเดรนของเมสเฟต M_1 กับ M_2 นั่นคือ

$$I_{ss} = I_{D1} + I_{D2} \quad (3)$$

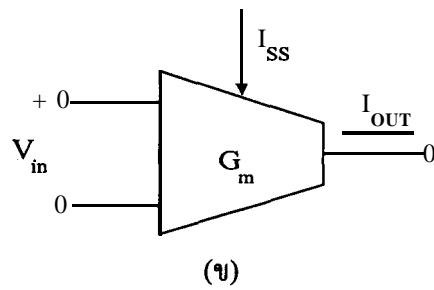
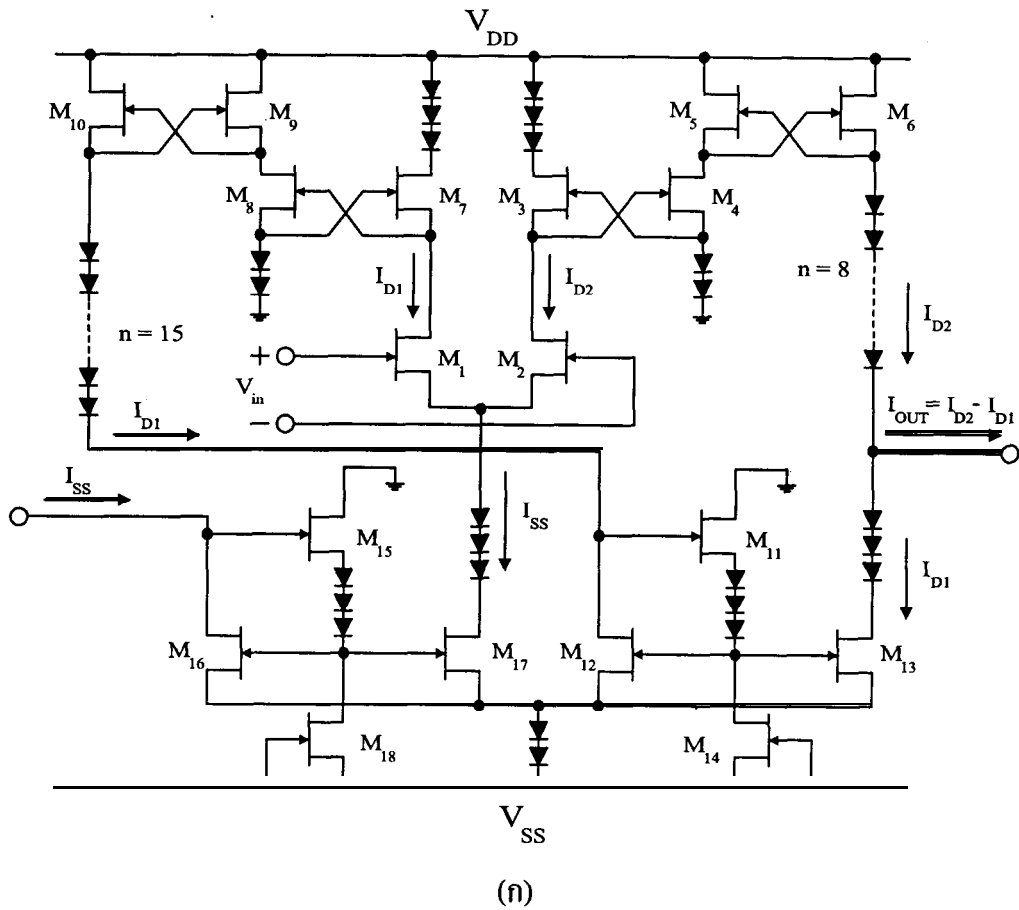


รูปที่ 1 วงจร GaAs ทรานส์คอนดักเตอร์พื้นฐาน

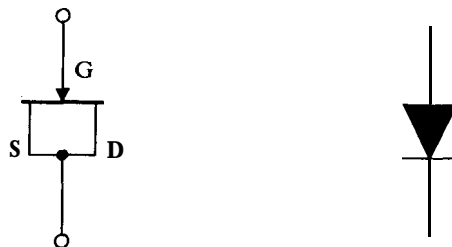
3 หลักการทำงานของวงจรรขยายค่าความนำแบบใช้ GaAs MESFETs

วงจรรขยายค่าความนำโดยใช้อุปกรณ์เมสเฟทและสัญญาณแสดงได้ดังรูปที่ 2 ประกอบด้วยวงจรรส่วนหน้าที่เป็นวงจรรทรานส์คอนดักเตอร์พื้นฐาน M_1, M_2 วงจร GaAs สะท้อนกระแสแบบลบ M_3-M_6, M_7-M_{10} [1], [2] และแบบบวก $M_{11}-M_{14}$ [2], [3] ที่มีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง เพื่อทำหน้าที่รักษากระแสเดรนของ M_1 (I_{D1}) ให้เท่ากับกระแสเดรนของ M_{13} (I_{D13}) และกระแสเดรนของ M_2 (I_{D2}) ให้เท่ากับกระแสเดรนของ M_6 (I_{D6}) ตามลำดับ ดังนั้นจึงทำให้กระแสที่จุดออกของวงจรร I_{out} มีค่าเท่ากับผลต่างของกระแส I_{D1} กับ I_{D2} เป็นไปตามสมการที่ (1) โดยมีวงจรรสะท้อนกระแสแบบบวก $M_{15}-M_{18}$ ทำหน้าที่ปรับค่ากระแสไบอัส I_{SS} และไดโอดในวงจรรจะทำหน้าที่จัดระดับสัญญาณไบอัสไฟตรงเพื่อไบอัสให้เมสเฟททุกตัวทำงานอยู่ในช่วงอิมิตัว ซึ่งไดโอดดังกล่าวจะอาศัยโครงสร้างที่เป็นรอยสัมผัสชอทที่ไดโอดบริเวณเขตของเมสเฟทซึ่งทำได้โดยการลัดวงจรรที่ขาเดรนกับขาชอร์ตดังแสดงในรูปที่ 3 [4] ดังนั้นเมื่อเมสเฟททุกตัวทำงานอยู่ในช่วงอิมิตัวแล้ว ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนกับศักดาเขตชอร์ตของเมสเฟทจะมีคุณสมบัติเป็นไปตามกฎกำลังสอง [1] ดังนี้

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_T} \right] \quad (4)$$



รูปที่ 2 (ก) วงจรขยายค่าความนำแบบใช้ n-channel depletion-mode GaAs MESFETs (ข) สัญลักษณ์



รูปที่ 3 ขอตกัไดโอดที่ต่อโดยใช้ GaAs MESFET

โดยที่ I_{DSS} คือกระแสเดรนอิ่มตัวของเมสเฟทที่ $V_{GS} = 0$ และ V_T คือศักดาขีดเริ่ม (threshold voltage) ดังนั้นจากสมการที่ (1) และสมการที่ (4) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก I_{out} กับศักดาผลต่าง V_{in} ของวงจร ดังนี้

$$I_{out} = \left[\left(\sqrt{KI_{SS}} \right) \left(\sqrt{1 - \frac{KV_{in}^2}{4I_{SS}}} \right) \right] V_{in} \quad (5)$$

โดยที่ $K = \frac{2I_{DSS}}{V_T^2}$ ดังนั้นค่าความนำรวมของวงจร G_m มีค่าเท่ากับ

$$G_m = \left. \frac{\partial(I_{out})}{\partial(V_{in})} \right|_{V_{in} = 0} = \sqrt{KI_{SS}} \quad (6)$$

ช่วงศักดาปฏิบัติงานสูงสุดของวงจร $V_{in(max)}$ เท่ากับ

$$|V_{in(max)}| \leq V_T \sqrt{\frac{2I_{SS}}{I_{DSS}}} \quad (7)$$

จากสมการที่ (6) และ (7) แสดงให้เห็นว่าสมรรถนะของวงจรมันขึ้นขึ้นกับกระแสไบอัส I_{SS} ดังนั้นจึงสามารถควบคุมค่าความนำตลอดจนช่วงศักดาในการปฏิบัติงานของวงจรได้อย่างสะดวกด้วยการปรับค่าของกระแส I_{SS} ตัวอย่างเช่น ถ้าอุปกรณ์เมสเฟทมีคุณสมบัติประจำตัว ดังนี้ $V_T = -1$ V , $I_{DSS} = 1.6$ mA เมื่อกระแสไบอัส I_{SS} ปรับให้แปรค่าเปลี่ยนแปลงเป็น 0.2 , 0.4 , 0.6 mA ตามลำดับจะได้ช่วงศักดาปฏิบัติงานสูงสุดของวงจร $V_{in(max)}$ มีค่าเท่ากับ ± 0.50 V , ± 0.71 V และ ± 0.87 V ตามลำดับ

สำหรับผลตอบสนองทางความถี่ในการปฏิบัติงานของวงจรรขยายค่าความนำ ในที่นี้จะวิเคราะห์ในรูปของค่าความนำระหว่างกระแสจุดออก i_{out} และศักดาจุดเข้า v_{in} โดยแทนวงจรมูลทางไฟฟ้าของเมสเฟททรานซิสเตอร์กรณีสัญญาณขนาดเล็ก [4] โดยพิจารณาค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเกตกับชาซอร์ส C_{gs} และค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเกตกับชาเดรน C_{gd} เป็นหลัก ซึ่งจะได้ฟังก์ชันการส่งผ่าน (transfer function) ของวงจรมันดังนี้

$$G_m = \frac{i_{out}}{v_{in}} = \left(\frac{g_m}{2} \right) \left[\frac{g_{m4}(g_{m6} + sC_A)}{s^2(C_B C_C) + s(C_{gs3}g_{m5} + C_{gs4}g_{m5} + C_C g_{m3}) + g_{m3}g_{m5}} \right] \quad (8)$$

เมื่อ $g_m = g_{m1} = g_{m2}$, $g_{m3} = g_{m7}$, $g_{m4} = g_{m8}$, $g_{m5} = g_{m9}$, $g_{m6} = g_{m10}$ และ $C_A = C_{gs5} + C_{gs6}$, $C_B = C_{gs3} + C_{gs4} + C_{gd4}$, $C_C = C_{gd4} + C_{gd6} + C_{gs5} + C_{gs6}$ โดยที่ g_{mi} คือค่าความนำของเมสเฟท M_i และ C_{gsi} , C_{gdi} คือค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาคาทกับชาซอร์ส ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาคาทกับชาเตรนของเมสเฟท M_i ตามลำดับ ดังนั้นจากสมการที่ (8) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมโพล (pole frequency) ซึ่งเป็นขีดความสามารถในการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรจะอยู่ที่ประมาณ

$$p_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m3}g_{m5}}{C_B C_C}} \quad (9)$$

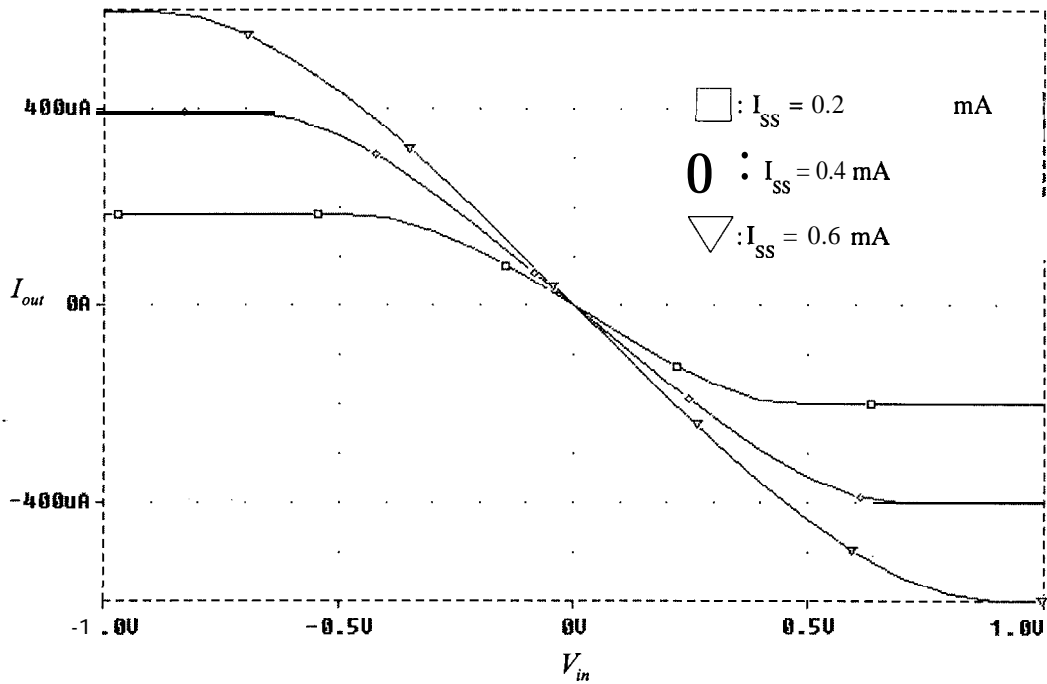
ตัวอย่างเช่นที่ $I_{SS} = 0.6$ mA ได้ค่า $g_{m3} = 9.26 \times 10^{-4}$ A/V , $g_{m5} = 1.38 \times 10^{-4}$ A/V และ $C_{gsi} = C_{gdi} = 6.30 \times 10^{-15}$ F ดังนั้นความถี่เชิงมุมของโพล p_1 มีค่าเท่ากับ 2.61 GHz

สำหรับความต้านทานจุดออกของวงจรจะเท่ากับความต้านทานจุดออกของวงจรสะท้อนกระแส $M_3 - M_6$ ขนานกับความต้านทานจุดออกของวงจรสะท้อนกระแส $M_{11} - M_{14}$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ

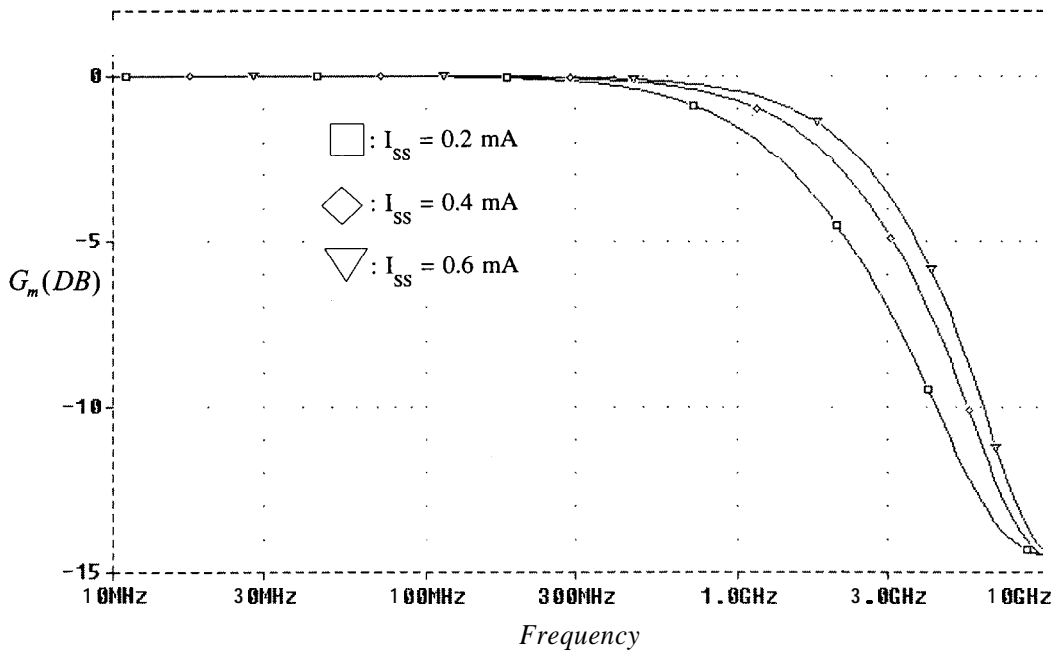
$$r_{out} = \frac{1}{g_{d6} + g_{d13}} \quad (10)$$

4 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรในที่นี้ได้ใช้โปรแกรม PSPICE [7] ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยแบบจำลองของอุปกรณ์เมสเฟทจะใช้ค่าพารามิเตอร์ตามเทคโนโลยี STL P1 PROCESS ดังมีรายละเอียดตามที่เสนอในเอกสาร [4], [5] และ [6] เมื่อกำหนดความกว้างขาคาทของอุปกรณ์เมสเฟททุกตัวมีค่าเท่ากับ 16 μ m และ $V_{DD} = +7.5$ V , $V_{SS} = -7.5$ V กระแสไบอัส I_{SS} ปรับให้มีค่าเปลี่ยนแปลงเป็น 0.2 , 0.4 , 0.6 mA ตามลำดับ ศึกษาผลต่างที่ป้อนให้กับวงจรแปรค่าอยู่ในช่วง -1 V ถึง +1 V ผลตอบสนองทางสัญญาณไฟตรงระหว่างศักดาจุดเข้า V_{in} กับกระแสจุดออก I_{out} ของวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 4 ซึ่งจะเห็นว่าผลที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ปรากฏผลสอดคล้องกับที่ได้คาดการณ์เอาไว้จากสมการที่ (7)



รูปที่ 4 ผลตอบสนองทางสัญญาณตรงระหว่าง I_{out} กับ V_{in}

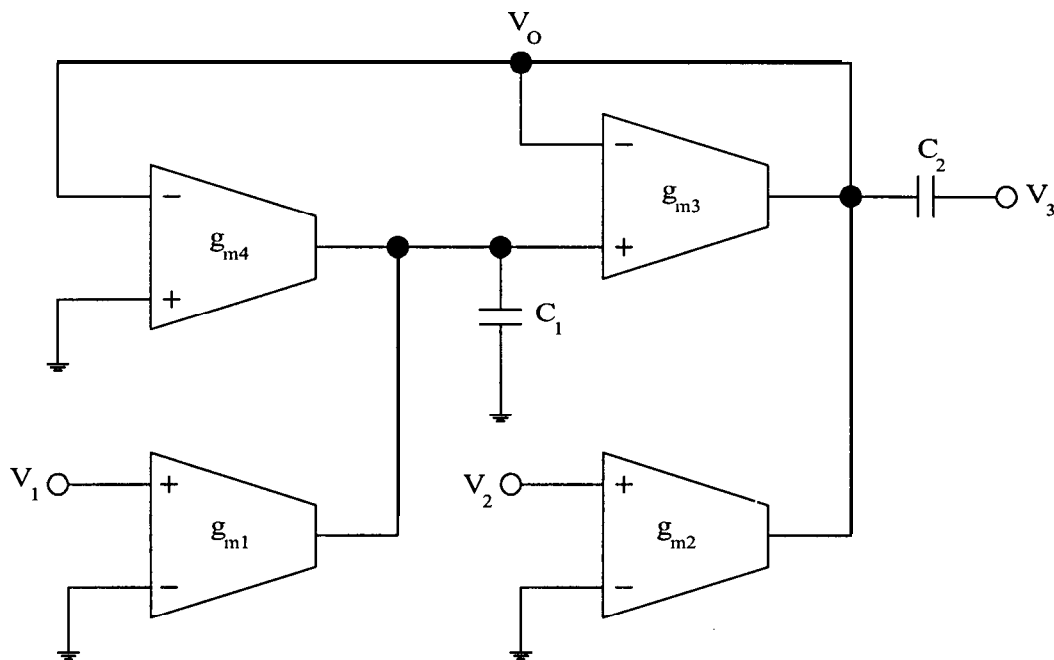


รูปที่ 5 ผลตอบสนองทางความถี่

สำหรับผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE เมื่อกระแส I_{SS} แปรค่าเป็น 0.2 , 0.4 และ 0.6 mA แสดงได้ดังรูปที่ 5 ซึ่งจะได้ตำแหน่งความถี่เชิงมุมโพลของวงจรประมาณ 1.4 GHz , 2 GHz และ 2.5 GHz ตามลำดับ จะเห็นว่าผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ปรากฏผลที่ใกล้เคียงกับผลจากการคาดการณ์เอาไว้จากสมการที่ (9)

5 การประยุกต์ใช้งาน

ในหัวข้อนี้จะแสดงถึงตัวอย่างการนำเอาวงจรขยายค่าความนำแบบใช้เมสเฟททรานซิสเตอร์มาประยุกต์ใช้งานโดยนำมาต่อเป็นวงจรฟิลเตอร์แบบ biquads [8] ดังแสดงในรูปที่ 6 ซึ่งฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจร มีค่าเท่ากับ



รูปที่ 6 วงจรฟิลเตอร์แบบ biquads แบบใช้วงจรขยายค่าความนำ

$$v_o = \frac{s^2 v_3 + s \left(\frac{g_{m2}}{C_2} \right) v_2 + \left(\frac{g_{m1} g_{m3}}{C_1 C_2} \right) v_1}{s^2 + s \left(\frac{g_{m3}}{C_2} \right) + \left(\frac{g_{m3} g_{m4}}{C_1 C_2} \right)} \quad (11)$$

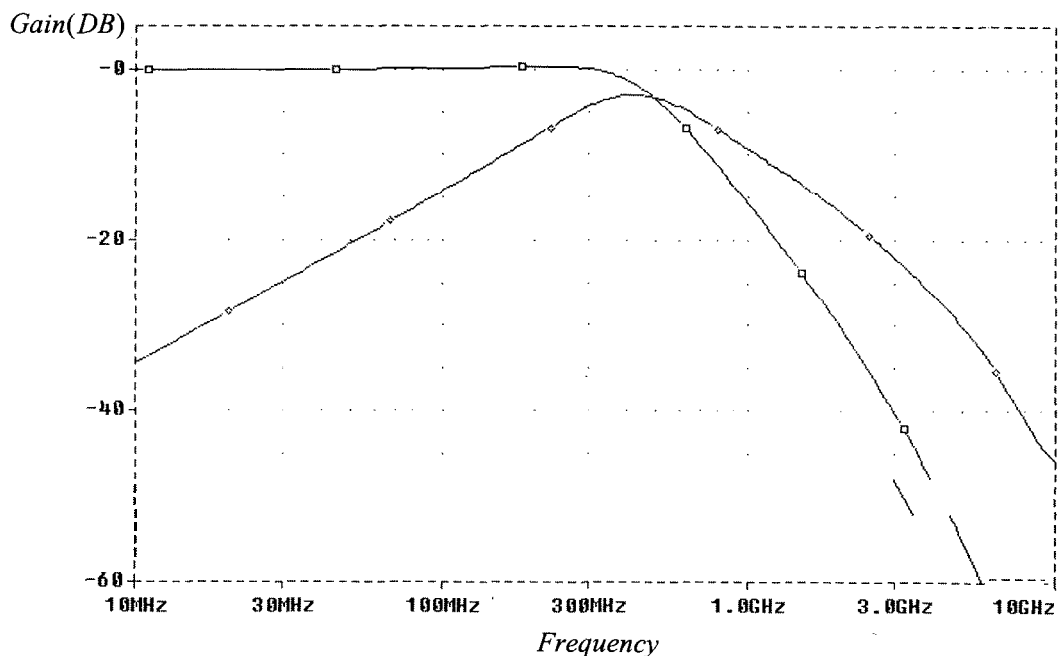
ซึ่งจะได้ความถี่เชิงมุมโพล เท่ากับ

$$\omega_p = \sqrt{\frac{g_{m3}g_{m4}}{C_1C_2}} \quad (12)$$

และ

$$\frac{\omega_p}{Q} = \left(\frac{g_{m3}}{C_2} \right) \quad (13)$$

ตัวอย่าง เช่น กำหนดกระแสไบอัส I_{SS} ของวงจรขยายค่าความนำทุกตัวเท่ากับ 0.4 mA วงจรจะมีค่า $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_{m4} = 0.8 \text{ mA/V}$ ดังนั้นถ้าเลือก $C_1 = C_2 = 0.2 \text{ pF}$ แล้ว ความถี่เชิงมุมโพล ω_p ของวงจรจะมีค่าเท่ากับ 600 MHz ในที่นี้เพื่อเป็นการทดสอบและยืนยันการทำงานของวงจรว่าสามารถทำงานตามหลักการและมีคุณสมบัติของวงจรเป็นไปตามที่คาดหวังเอาไว้ จึงได้จัดวงจรรูปที่ 6 เป็นลักษณะของวงจรแบบ low-pass เมื่อกำหนดให้ $v_2 = v_3 = 0$, $v_1 = v_{in}$ และ band-pass filter เมื่อกำหนดให้ $v_1 = v_3 = 0$, $v_2 = v_{in}$ โดยกระแสไบอัส I_{SS} ของวงจรขยายค่าความนำทุกตัวกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0.4 mA และ $C_1 = C_2 = 0.2 \text{ pF}$ ผลการวิเคราะห์การทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE แสดงได้ดังรูปที่ 7 ซึ่งพบว่าความถี่ f_p มีค่าประมาณ 500 MHz และ 470 MHz ตามลำดับ จะเห็นว่ามีความใกล้เคียงกับที่ได้กำหนดเอาไว้จากสมการที่ (12)



รูปที่ 7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรูปที่ 6

6 บทสรุป

วงจรรขยายค่าความนำที่ออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีเมสเฟทแกลเลียมอาร์เซไนด์ที่นำเสนอมาข้างต้น นอกจากวงจรที่ได้จะมีประสิทธิภาพที่ดี มีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงการปฏิบัติงานสูงแล้ว ยังมีขอบเขตในการใช้ประยุกต์งานกว้างขวางอีกด้วย เนื่องจากสมรรถนะของวงจรถูกกล่าวสามารถควบคุมปรับค่าความนำของวงจรได้ง่ายและสะดวก ทั้งยังมีช่วงความถี่ปฏิบัติงานสูงมากอีกด้วย ซึ่งสามารถยืนยันได้จากผลวิเคราะห์การทำงานของวงจรในทางทฤษฎีกับผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ที่ปรากฏผลใกล้เคียงสอดคล้องกับเป็นไปตามหลักการที่นำเสนอ

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณสำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ (สวทช) ที่ได้ให้ทุนสนับสนุนในการพัฒนางานวิจัยนี้

เอกสารอ้างอิง

1. Toumazou, C., Haigh, D.G., 1990, "Design and application of GaAs MESFET current mirror circuits", *IEE Proceeding*, Vol. 137, Pt. G, No. 2, pp.101-108.
2. วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์, วันชัย ธีรจุฑา, จเรสุวัฒน์ปัญญา และ วัลลภ สุระกำพลธร, 2537 "การศึกษาคุณสมบัติของวงจรถ่อนกระแสความถี่สูงโดยใช้ GaAs MESFETs", *การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 17*, หน้า 487- 491.
3. Scheinberg, N., 1987, "High speed GaAs Operational Amplifier", *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. SC-22, pp.522-527.
4. Harrold, S.J., 1993, "An Introduction to GaAs IC Design", Prentice Hall International.
5. Toumazou, C., Haigh, D.G., 1987, "Design of a High-Gain, Single-Stage Operational Amplifier for GaAs Switched-Capacitor Filters", *Electronics Letters*, Vol. 23, No.14, pp.752-754.
6. Toumazou, C., Lidgely, F.J. and Haigh, D.G., 1990, "Analogue IC Design the Current-Mode Approach", Peter Peregrinus, London.
7. Microsim Corp., 1993, "PSPICE", Laguna Hills, CA 92653, U.S.A.
8. Sanchez-Sinencio, E., Geiger, R.L. and Nevarez-Lozano, H., 1988, "Generation of Continuous-Time Two Integrator Loop OTA Filter Structures", *IEEE Trans. Circuit Systems*, Vol. 35 ,No.8,pp.936-945.