เทคนิคการออกแบบวงจรซีมอสทรานส์คอนดัคเตอร์ที่ปรับค่าขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์

Techniques for the Realization of CMOS-based Electronically Tunable Transconductors

ขนิษฐา แก้วแดง
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี อ.วารินชำราบ จ.อุบลราชธานี 34190

Khanittha Kaewdang
Faculty of Engineering, Ubon Ratchathani University, Warinchamrap, Ubonratchathani 34190
Tel: 0-4535-3354 E-mail: khanittha.k@ubu.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้เกี่ยวกับเทคนิคการออกแบบวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์แบบเชิงเส้น ที่ออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส โดยได้รวบรวมหลักการและเทคนิคในการออกแบบวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ที่ได้มีการนำเสนอไว้ ทั้งที่เป็นแบบควบคุมอัตราขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ได้ด้วยแรงดันและแบบที่ควบคุมอัตราขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ได้ด้วยกระแส วงจรทรานส์คอนดัคเตอร์แบบที่สามารถความคุมด้วยกระแสนั้น จะสามารถให้ช่วงอัตราขยายทรานส์คอนดัคเตอร์ที่กว้างกว่า และสามารถทำงานได้ในช่วงความถี่สูงกว่า ซึ่งถือว่าเป็นคุณสมบัติที่ดีสำหรับการนำวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ไปประยุกต์ใช้ในระบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ เช่น วงจรกรองแบบเวลาต่อเนื่อง เป็นต้น ในบทความนี้ได้อธิบายถึงทฤษฎีและหลักการสำหรับการออกแบบ การวิเคราะห์การทำงานของแต่ละวงจรรวมทั้งการอภิปรายคุณสมบัติเฉพาะของแต่ละวงจรที่ได้จากการออกแบบในแต่ละวิธี นอกจากนั้นยังได้นำเสนอ 2 เทคนิคใหม่ สำหรับการพัฒนาวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ที่สามารถปรับค่าอัตราขยายได้แบบเชิงเส้นที่ควบคุมด้วยกระแสไว้ด้วย

คำหลัก ทรานส์คอนดัคเตอร์ ซีมอส การปรับค่าแบบเชิงเส้น วงจรกระแสควบคุม วงจรแรงดันควบคุม

Abstract

This paper is concern with the design techniques of linear transconductors based on CMOS technology. The design principle and technique of both voltage-controlled and current controlled transconductors are reviewed. Since the current-controlled transconductors have wider tuning range and higher frequency response, they are nowadays found popular realizations for many electronic circuits, such as integrated continuous time filter. In this paper, the realization methods, the principle of operations, and the circuit characteristics of the transconductor circuits are described and discussed. Moreover two new circuit design techniques for the synthesis of current-controlled linearly tuned CMOS transconductors are outlined in this paper.

Keywords: Transconductor, CMOS, linear tunable, current-controlled circuits, voltage-controlled circuits.

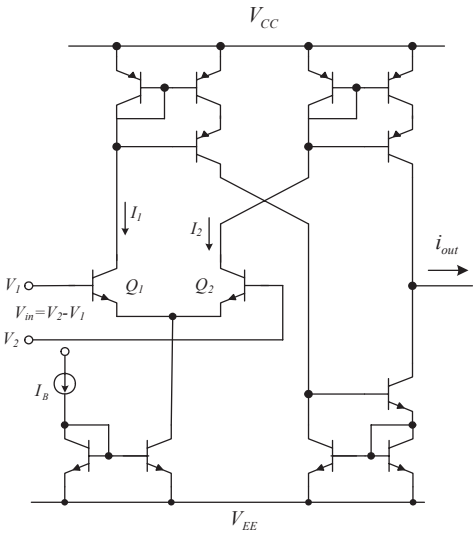
1. บทนำ

ปัจจุบันความก้าวหน้าในเทคโนโลยีการออกแบบวงจรรวม หรือ ไอซี (Integrated Circuit, IC) มีความเจริญรุดหน้าไปอย่างรวดเร็วมาก เพื่อให้สามารถตอบสนองกับเทคโนโลยีในปัจจุบันที่มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ดังนั้นการพัฒนาและออกแบบวงจรรวมให้มีประสิทธิภาพสูงและเหมาะสมกับเทคโนโลยีที่ใช้ในปัจจุบันจึงเป็นสิ่งสำคัญและจำเป็นมาก โดยทั่วไปในระบบประมวลผลสัญญาณนั้นยังมีส่วนของวงจรแอนะล็อกที่มีความสำคัญอย่างยิ่ง วงจร

แอนะล็อกยังมีการประยุกต์ใช้งานมากมาย ยกตัวอย่างเช่น ในระบบสื่อสาร ระบบเครื่องมือวัด ระบบการแสดงผล ซึ่งจะต้องมีส่วนของวงจรแอนะล็อกทั้งนั้น วงจรพื้นฐานที่สำคัญและมีการนำไปประยุกต์ใช้สำหรับการออกแบบวงจร ในระบบแอนะล็อกวงจรหนึ่ง คือ วงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ หรือวงจรแปลงสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณกระแส วงจรนี้มีการประยุกต์ใช้สำหรับการออกแบบระบบวงจรอิเล็ก-ทรอนิกส์แบบแอนะล็อกอย่างมากมาย ตัวอย่างเช่น ในส่วนของวงจรเชื่อมต่อ (interface circuits) ส่วนของโครงสร้างของวงจรขยายทางด้านเครื่องมือวัด (instrumentation amplifiers) โครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณเชิงสัญญาณต่อเนื่อง (continuous time filters) และวงจรกำเนิดความถี่ (oscillators) เป็นต้น และถ้าหากสามารถออกแบบให้วงจรทรานส์คอนดัคเตอร์มีคุณสมบัติที่ค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ (transconductance gain) สามารถปรับค่าไปได้อย่างเป็นเชิงเส้นด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ (electronically tunable) ได้ด้วยการควบคุมโดยกระแส หรือ ควบคุมโดยแรงดันไฟฟ้า วงจรทรานส์คอนดัคเตอร์นี้จะสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้กว้างขวางมากยิ่งขึ้น โดยเฉพาะในระบบวงจรที่ต้องการปรับค่าพารามิเตอร์ เช่น วงจรควบคุมค่าขยายอัตโนมัติ (automatic gain controlled circuit) และวงจรคูณสัญญาณทางแอนะล็อก (analog multiplier circuit) เป็นต้น

ในรอบสองทศวรรษที่ผ่านมา เป็นที่ยอมรับกันว่าวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์แบบเชิงเส้นที่มีชื่อเรียกว่าวงจรขยายโอเปอเรชันแนลทรานส์คอนดัคแตนซ์ หรือ โอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier: OTA) ที่ออกแบบโดยใช้ไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ (bipolar transistor) ตามวงจรรูปที่ 1 [1] เป็นวงจรที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน ประกอบด้วย วงจรขยายสัญญาณผลต่าง (differential amplifier) และวงจรสะท้อนกระแส (current mirror) นั้น เป็นอุปกรณ์พื้นฐานหลักที่มีความสำคัญอีกตัวหนึ่ง มีการนำไปใช้ประโยชน์กันอย่างกว้างขวางในการออกแบบวงจรทางด้านแอนะล็อก

โดยทั่วไปสำหรับไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ความสัมพันธ์ของกระแสคอลเลคเตอร์ (I_C) กับแรงดันเบสอิมิตเตอร์ (V_{BE}) กรณีสัญญาณเข้ามีขนาดใหญ่ (large signal) จะอยู่ในเทอมของฟังก์ชันเอกโปเนนเทียล ดังสมการที่ 1



รูปที่ 1 วงจรขยายโอเปอเรชันแนลแบบไบโพล่าร์เทคโนโลยี

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

เมื่อ I_S คือ กระแสอิ่มตัว (saturation current) $V_T = kT/q$ คือแรงดันอุณหภูมิ (thermal voltage) โดยที่ k คือ Boltzman Costant ($1.38\text{X}10^{-23}$J/K), q คือ ค่าประจุของอิเล็กตรอน ($1.60\text{x}10^{-19}$ C) และ T คือ อุณหภูมิสัมบูรณ์ ดังนั้นตามวงจรรูปที่ 1 สามารถแสดงความสัมพันธ์ของกระแส I_1 และ I_2 ดังสมการ (2) และ (3) ตามลำดับ

$$I_1 = I_S \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right) \quad (2)$$

$$I_2 = I_S \exp\left(\frac{V_2}{V_T}\right) \quad (3)$$

และเนื่องจาก ค่ากระแสดีซีไบอัส I_B เป็นผลบวกของกระแส

$$I_B = I_1 + I_2 \quad (4)$$

ทำให้จากการวิเคราะห์วงจรรูปที่ 1 และพิจารณาจากสมการ (2), (3) และ (4) จะได้ว่า

$$I_{out} = I_2 - I_1 = I_B \tanh\left(\frac{V_2 - V_1}{2V_T}\right) \quad (5)$$

โดยที่แรงดันอินพุต $V_{in}= V_2-V_1$ ดังนั้น จากสมการ (5) จะได้ว่า

$$I_{out} = I_2 - I_1 = I_B \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \qquad (6)$$

และเนื่องจากค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ (transconductance gain) ของโอทีเอแบบไบโพล่าร์ กรณีสัญญาณเข้าขนาดเล็ก (small signal) หาได้จาก

$$g_m = \left.\frac{dI_{out}}{dV_{in}}\right|_{V_{in}=0} = \left.\left[\frac{I_B}{2V_T}\operatorname{sech}^2\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right)\right]\right|_{V_{in}=0} \qquad (7)$$

ดังนั้นจะได้

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \qquad (8)$$

ผลจากสมการ (8) แสดงถึงคุณสมบัติที่สำคัญของโอทีเอ คือค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ (g_m) แปรผันตรงกับค่ากระแสไบอัส I_B ทำให้สามารถปรับค่าขยายไปได้แบบเป็นเชิงเส้นโดยการปรับกระแส I_B ด้วยหลักการนี้ทำให้โอทีเอที่ผลิตเป็นวงจรรวมแบบอุตสาหกรรม เช่น CA3080 หรือ CA3080A [1] สามารถปรับค่าอัตราขยายด้วยกระแส I_B ในช่วงกว้างถึง 4 เดเคด (decade) เช่น จากค่ากระแส $I_B = 0.1\mu A$ ถึง $I_B = 1mA$ (หรือปรับ I_B ไปได้หมื่นเท่า) ทำให้ค่าขยายสามารถปรับไปได้หมื่นเท่าด้วย เป็นต้น และมีโอทีเอบางแบบเช่น LM13600 [2] มีความสามารถในการปรับค่าขยายได้ถึง 6 เดเคด หรือล้านเท่า ด้วยข้อเด่นนี้ จึงมีการนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับกรณีที่วงจรต้องการให้คุณสมบัติของวงจรปรับค่าไปได้อย่างเป็นเชิงเส้นได้ แต่อย่างไรก็ตามมีข้อน่าสังเกตว่าวงจรโอทีเอแบบไบโพล่าร์นี้ก็มีข้อจำกัดหลักในการประยุกต์ใช้ใน 2 ข้อ คือ 1) ช่วงปฏิบัติงานด้านอินพุทของวงจรถูกจำกัด เนื่องจากสมการ (8) จะมีค่าผิดเพี้ยนต่ำซึ่งอินพุทของวงจรควรมีค่าไม่เกิน $2V_T$ ($\approx$ 50 มิลลิโวลต์) เพื่อให้ความผิดเพี้ยนของค่าขยายไม่เกินร้อยละ 10 โดยเป็นช่วงที่ทรานส์คอนดัคเตอร์ที่ยังประมาณการได้ว่าเป็นความสัมพันธ์เชิงเส้น และ 2) ค่า g_m ของโอทีเอจะแปรผันตามอุณหภูมิเนื่องจากผลของแรงดันอุณหภูมิ V_T จึงทำให้ไบโพล่าร์โอทีเอมีผลกระทบจากอุณหภูมิเป็นอย่างมาก ซึ่งเป็นผลที่ไม่ต้องการในการออกแบบวงจร อย่างไรก็ตามได้มีการนำเสนอวิธีชดเชยผลของอุณหภูมินี้ไว้ในเอกสารอ้างอิง [3,4]

มีข้อควรกล่าวถึงอีกบางประการคือ วงจรขยายโอทีเอมีภาคสัญญาณเข้าเป็นวงจรขยายสัญญาณต่าง สัญญาณเหมือนกับภาคสัญญาณเข้าของ วงจรขยายโอเปอเรชันแนล หรือ ออปแอมป์ (operational amplifier) ดังนั้นทั้งโอทีเอและออปแอมป์จึงเป็นวงจรขยายสัญญาณผลต่างทั้งคู่ ต่างกันที่สัญญาณออกของโอทีเอเป็นสัญญาณกระแส ส่วนสัญญาณออกของออปแอมป์เป็นแรงดัน เนื่องจากสัญญาณออกเป็นกระแสทำให้การนำวงจรโอทีเอไปต่อประยุกต์ใช้คำนวณต่างได้หลากหลาย เช่น วงจรบวกสัญญาณ (summing) วงจรอินทิเกรเตอร์ (integrator) วงจรดิฟเฟอเรนชิเอเตอร์ (differentiator) ทำได้โดยง่ายและได้หลากหลาย จึงได้ชื่อว่าเป็นวงจรขยายโอเปอเรชันแนล เหมือนออปแอมป์ โดยเฉพาะการออกแบบระบบวงจรที่ต้องการปรับค่าคุณสมบัติของระบบวงจรรวมไปอย่างอัตโนมัติได้ ตัวอย่างการวิเคราะห์และการประยุกต์สามารถศึกษาได้จากเอกสารอ้างอิง [5] ถึง [14] เป็นต้น อย่างไรก็ตามถ้าหากเปรียบเทียบกับเทคโนโลยีในการสร้างวงจรรวม (fabrication) ในปัจจุบันนอกจากซึ่งเป็นวงจรรวมแบบซีมอสเทคโนโลยี (CMOS technology) แล้ว โอทีเอแบบไบโพล่าร์ค่อนข้างล้าสมัยและมีข้อด้อยหลัก 2 ประการ คือ 1) วงจรแบบไบโพล่าร์เทคโนโลยีจะมีขนาดที่ใหญ่กว่าวงจรแบบซีมอสเทคโนโลยีมาก จึงมีราคาแพง ใช้เนื้อที่สารกึ่งตัวนำมากกว่าวงจรแบบ ซีมอสเทคโนโลยี ที่มีขนาดเล็ก ใช้เนื้อที่สารกึ่งตัวนำน้อยกว่า และมีแน้วโน้มที่ขนาดของทรานซิสเตอร์แบบเทคโนโลยีมอสสามารถลดลงไปได้จนถึงขนาดเป็นนาโนเมตร และ 2) ปัจจุบันเทคโนโลยีในการสร้างวงจรรวมในอุตสาหกรรมส่วนใหญ่เป็นแบบซีมอสเทคโนโลยี ซึ่งมีข้อดีคือ ซีมอสเทคโนโลยีสามารถสร้างวงจรแอนะล็อกและดิจิตัลบนสารกึ่งตัวนำชิ้นเดียวกันได้ ทำให้ขนาดของระบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์เล็กลงไปได้มาก

จากการที่โอทีเอแบบไบโพล่าร์ตามรูปที่ 1 มีประโยชน์ในการนำไปประยุกต์ใช้อย่างมากมาย และมีความเป็นเอนกประสงค์ (general purpose) [6,7,13] รวมถึงสามารถนำไปออกแบบระบบวงจรที่ปรับค่าขยายในช่วงกว้างได้ง่าย แต่ดังที่กล่าวแล้วว่าปัจจุบันเทคโนโลยีการออกแบบวงจรรวมส่วนใหญ่มุ่งเน้นเป็นแบบซีมอส

เทคโนโลยี และเทคโนโลยีการออกแบบวงจรรวมแบบซีมอสมีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็ว มีการพัฒนาให้ดีขึ้นอยู่ตลอดเวลาและมีขนาดเล็กลงไป 2 เท่าทุกๆ 4 ปี และปัจจุบันขนาดของซีมอสทรานซิสเตอร์เข้าใกล้ขนาดนาโนมิเตอร์มาก ซึ่งในแต่ละเทคโนโลยีที่เปลี่ยนแปลงไป ตัวอย่างเช่น 0.5 ไมครอน 0.35 ไมครอน และ 0.1 ไมครอน เทคนิคสำหรับการออกแบบวงจรเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งผลของอุปกรณ์แฝง (stray elements) หรือ ผลความกว้างของช่องทางนำกระแสสั้น (short channel effect) ในการออกแบบจำเป็นต้องนำมาพิจารณาร่วมด้วย นักวิจัยจึงมีการคิดค้น พัฒนา หาหลักการออกแบบวงจรโอทีเอแบบซีมอสเทคโนโลยีกันอย่างแพร่หลาย ดังนั้นในหัวข้อต่อไปนี้จะได้ทำการรวบรวม วิเคราะห์ วิจารณ์ และแนะนำหลักการและวิธีการที่นักวิจัยได้ทำการนำเสนอไว้ โดยมุ่งเน้นเฉพาะวงจรโอทีเอ หรือ วงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ ที่ประยุกต์ใช้และพัฒนามาจากวงจรขยายสัญญาณผลต่างแบบหางยาว (long tail pair differential amplifier) เป็นหลัก เพื่อที่โอทีเอแบบซีมอสเทคโนโลยีที่พัฒนาได้สามารถนำไปทดแทนวงจรโอทีแบบไบโพล่าร์เดิมได้

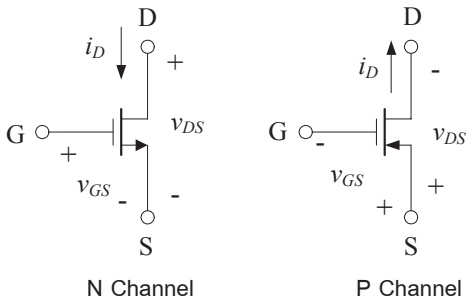
2. วงจรขยายสัญญาณผลต่างแบบซีมอส

ข้อจำกัดที่สำคัญของการนำซีมอสทรานซิสเตอร์มาออกแบบเป็นวงจรเชิงเส้น ก็คือการทำงานของซีมอสทรานซิสเตอร์สามารถประมาณการได้เป็นแบบฟังก์ชันของสมการกำลังสอง ซึ่งเป็นสมการไม่เป็นเชิงเส้น ดังแสดงให้เห็นในสมการ (9)

กรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) สมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรน (i_D) และ แรงดันเกตซอร์ส (V_{GS}) ในช่วงอิ่มตัวคือ

$$i_D = K' \frac{W}{2L}\left(v_{GS} - V_t\right)^2, \quad 0 < \left(v_{GS} - V_t\right) \le v_{DS} \qquad (9)$$

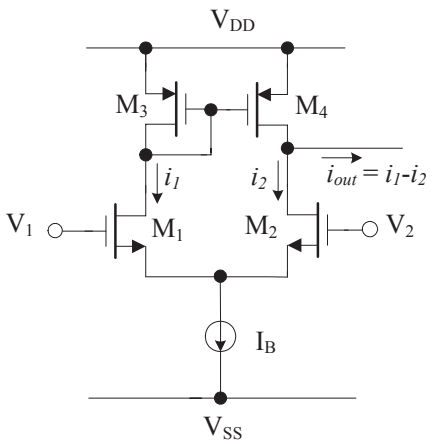
เมื่อ $K' = \mu_0 C_{ox}$ คือ transconductance parameter ($\mu A/V^2$), μ_0 คือ ค่าสภาพคล่องที่ผิวของแชนแนล (surface mobility) มีหน่วยเป็น (cm^2/Vs), C_{ox} คือ ค่าความหนาแน่นตัวเก็บประจุที่เกตออกไซด์ (gate oxide capacitance density) มีหน่วยเป็น (F/cm^2), V_t คือ แรงดันขีดเริ่มต้น (threshold voltage) มีหน่วยเป็น (V), v_{DS} คือ แรงดันระหว่างเดรนซอร์ส, W คือ ค่าความกว้าง



รูปที่ 2 ความสัมพันธ์ของขั้วกระแสและแรงดันของซีมอสทรานซิสเตอร์

ของแชนแนล (effective channel width) มีหน่วยเป็นเมตร (m) และ L คือ ค่าความยาวของแชนแนล (effective channel length) มีหน่วยเป็นเมตร (m) จากสมการคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ใน (9) จะเห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรน i_D และ แรงดันเกตซอร์ส V_{GS} เป็นสมการยกกำลังสอง ซึ่งจะออกแบบให้คุณสมบัติเป็นเชิงเส้นนั้นทำได้ยาก ต้องอาศัยเทคนิคในการออกแบบวงจรบางประการเพื่อทำให้ได้คุณสมบัติดังกล่าว

รูปที่ 3 แสดงวงจรวงจรขยายสัญญาณต่างแบบใช้ซีมอสทรานซิสเตอร์ สมมุติว่ามอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงษ์กันและทำงานในย่านอิ่มตัว ดังนั้นอาศัยคุณสมบัติสมการยกกำลังสองของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านอิ่มตัว โดยค่าผลต่างของสัญญาณแรงดันอินพุท $V_{id} = V_1 - V_2$ และ I_B คือค่ากระแสดีซีไบอัสจากภายนอก



รูปที่ 3 วงจรขยายสัญญาณต่างแบบซีมอส

จากสมการ (9) จะได้ว่ากระแส i_1 และ i_2 แสดงได้ดังสมการ (10) และ (11)

$$i_1 = \frac{I_B}{2} + \frac{\mu_n C'_{ox}}{4}\left(\frac{W}{L}\right)V_{id}\sqrt{\frac{4I_B}{\mu_n C'_{ox}(W/L)} - V_{id}^2} \qquad (10)$$

และ

$$i_2 = \frac{I_B}{2} - \frac{\mu_n C'_{ox}}{4}\left(\frac{W}{L}\right)V_{id}\sqrt{\frac{4I_B}{\mu_n C'_{ox}(W/L)} - V_{id}^2} \qquad (11)$$

ดังนั้น กระแสเอาท์พุท (i_{out}) ของวงจรสามารถแสดงได้ดังนี้

$$i_{out} = i_1 - i_2 = \frac{\mu_n C'_{ox}}{2}\left(\frac{W}{L}\right)V_{id}\sqrt{\frac{4I_B}{\mu_n C'_{ox}(W/L)} - V_{id}^2} \qquad (12)$$

โดยที่ $K = \frac{\mu_n C'_{ox}}{2}\left(\frac{W}{L}\right)$, μ_n คือ ค่าสภาพคล่องที่ผิวของแชนแนลแบบ n (n-channel surface mobility of the channel) มีหน่วยเป็น (cm^2/Vs) และ I_B คือ ค่ากระแสดีซีไบอัส (DC bias current) และ $V_{id} = V_1 - V_2$ คือ ค่าแรงดันสัญญาณผลต่างอินพุท (differential input voltage)

จากสมการ (12) จะได้ว่าค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ ของวงจรขยายสัญญาณต่างนี้ คือ

$$G_m = \frac{i_{out}}{V_{id}} = \frac{\mu_n C'_{ox}}{2}\left(\frac{W}{L}\right)\sqrt{\frac{4I_B}{\mu_n C'_{ox}(W/L)} - V_{id}^2}\left[1 - \frac{V_{id}^2}{\frac{4I_B}{\mu_n C'_{ox}(W/L)} - V_{id}^2}\right] \qquad (13)$$

ถ้าพิจารณาว่า V_{id} เป็นสัญญาณขนาดเล็ก $V_{id} << 1$ จะได้ค่าค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ มีค่าเป็น

$$\left.\frac{di_{out}}{dV_{id}}\right|_{V_{id}=0} = \sqrt{\mu_n C'_{ox}(W/L)I_B} \qquad (14)$$

หรือ

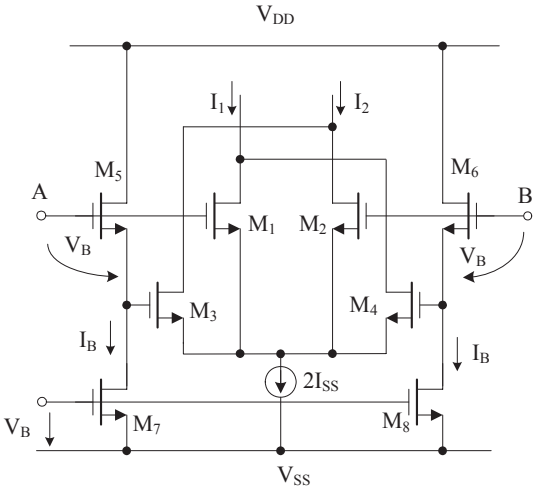
$$g_m = \sqrt{2KI_B} \qquad (15)$$

จากสมการ (15) จะเห็นว่า ค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ของวงจรขยายสัญญาณต่างแบบซีมอส จะอยู่ในเทอมรากที่สองของกระแสดีซีไบอัส I_B ซึ่งหมายความว่าค่าขยายนี้สามารถปรับค่าได้ด้วยกระแส I_B แต่มีสัมพันธ์แบบไม่เป็นเชิงเส้น วงจรตามรูปที่ 3 อาจเรียกชื่ออีกอย่างหนึ่งว่า วงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ และโดยใช้หลักการออกแบบวงจรเดียวกับวงจรโอทีเอแบบไบโพล่าร์ตามรูปที่ 1 วงจรขยายสัญญาณต่างแบบซีมอสเมื่อนำไปประกอบกับวงจรสะท้อนกระแส ก็สามารถพัฒนาเป็นวงจรโอทีเอแบบซีมอสได้ ในการอธิบายต่อไปนี้จึงจะขอกล่าวถึงเฉพาะการพัฒนาวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์เท่านั้น

3. วงจรทรานส์คอนดัคเตอร์แบบซีมอส

3.1 วงจรทรานส์คอนดัคเตอร์แบบควบคุมด้วยแรงดัน

ที่ผ่านมาได้มีการเสนอเทคนิคในการพัฒนา โดยปรับปรุงคุณสมบัติของวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ตามรูปที่ 3 เพื่อให้ได้วงจรทรานส์คอนดัคเตอร์แบบซีมอส ที่ให้ค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ที่เป็นเชิงเส้นในรูปแบบเดียวกับหรือใกล้เคียงกับสมการ (8) มีการนำเสนอหลักการการออกแบบอยู่หลายวิธี เช่น การออกแบบที่นำเสนอในเอกสารอ้างอิงหมายเลข [15-21] แต่มีข้อน่าสังเกตว่า วงจรที่นำเสนอนั้นส่วนใหญ่จะปรับค่าขยายทรานส์คอนดัคเตอร์ด้วยการปรับแรงดันควบคุม (voltage control) ซึ่งการปรับค่าด้วยแรงดันควบคุมนี้จะมีข้อจำกัดที่สำคัญคือ มีช่วงการปรับค่าได้อย่างเป็นเชิงเส้นของทรานส์คอนดัคเตอร์ที่ไม่กว้าง และไม่เหมาะสมกับวงจรแบบใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ (low voltage)



รูปที่ 4 วงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ที่ควบคุม g_m ด้วยแรงดัน [17]

ตัวอย่างเช่น วงจรทรานส์คอนดัคเตอร์แบบมอสเทคโนโลยีตามรูปที่ 4 เป็นวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ที่ออกแบบโดยใช้เทคนิค cross- coupled ที่นำเสนอโดย

Z. Wang และ W. Gugembuhl ในเอกสารอ้างอิง [17] ค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ สามารถวิเคราะห์ โดยเขียนค่ากระแสสัญญาณออกได้เป็น

$$I_o = I_1 - I_2 = 2KV_B(V_P - V_N) \quad (16)$$

เมื่อ $K = \frac{\mu_n C'_{ox}}{2}\left(\frac{W}{L}\right)$ และแรงดันอินพุต $V_{in}=V_P-V_N$ เมื่อ V_P และ V_N คือแรงดันเกต-ซอร์ส ของทรานส์ซิสเตอร์ M_1 และ M_2 ตามลำดับ ดังนั้นจากสมการ (16) จะได้

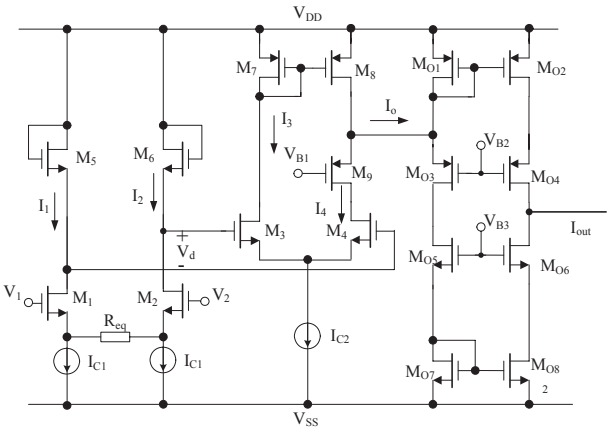
$$I_o = I_1 - I_2 = g_m V_{in} = 2KV_B V_{in} \quad (17)$$

จากสมการ (17) จะได้ว่าค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ $g_m = I_o/V_{in} = 2KV_B$ นั่นคือ g_m สามารถปรับค่าได้อย่างเป็นเชิงเส้นด้วยแรงดันควบคุม V_B แต่เนื่องจากข้อจำกัดด้านแรงดันของแรงดันที่ควบคุม (V_B) จะถูกจำกัดด้วยแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจร โดยจะปรับค่า V_B ได้ในช่วงไม่เกินแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง จึงทำให้วงจรที่ค่า g_m ถูกควบคุมด้วยแรงดันนี้ไม่สามารถปรับค่า g_m ได้ในช่วงกว้าง ดังนั้นถ้าหากสามารถออกแบบโดยปรับค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์โดยการควบคุมจากกระแส ก็สามารถเลี่ยงข้อจำกัดนี้ได้

3.2 วงจรวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์แบบควบคุมด้วยกระแส

3.2.1 วงจรทรานส์คอนดัคเตอร์แบบทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วง weak inversion

สำหรับวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์แบบซีมอส ที่สามารถปรับค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ ได้อย่างเป็นเชิงเส้นด้วยการควบคุมกระแสดีซี ได้มีการนำเสนอเช่นกัน [26, 27] แต่วงจรยังมีข้อด้อยที่สำคัญคือ มีช่วงที่ปรับค่าได้ไม่กว้างนัก เนื่องจากเป็นออกแบบโดยอาศัยคุณสมบัติของมอสที่ทำงานในช่วง weak inversion ดังแสดงในรูปที่ 5 วงจรนี้อาศัยคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่าน weak inversion ซึ่งความสัมพันธ์ของสมการกระแสเดรน (I_D) และแรงดันเกต-ซอร์ส (V_{GS}) ในย่านนี้จะเป็นความสัมพันธ์ของฟังก์ชันเอ็กโปเนนเทียล ดังแสดงในสมการ (18)



รูปที่ 5 วงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ที่ควบคุม g_m ได้ด้วยกระแส [26]

$$I_D = \frac{W}{L} I_{DO} \exp\left(\frac{v_{GS}}{nV_T}\right) \quad (18)$$

โดยที่ I_{D0} คือ กระแสย้อนกลับอิ่มตัว (reverse saturation current), n คือ sub-threshold slope factor, $V_T = KT/q$ คือ ค่า thermal voltage

เนื่องจากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรน (I_D) และแรงดันเกต-ซอร์ส (V_{GS}) เป็นความสัมพันธ์เชิงเอ็กโปเนนเทียล ซึ่งคล้ายกับความสัมพันธ์ของกระแสอิมิตเตอร์ (I_E) และแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ (V_{BE}) ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นถ้าจัดให้สัญญาณที่อินพุตมีค่าน้อยๆ (small signal) จะทำให้กระแสเอาท์พุตที่เกิดจากวงจรขยายสัญญาณผลต่าง (differential pair) มีความเป็นเชิงเส้นกับแรงดันสัญญาณเข้าได้ ดังบทความที่ [20] ดังนั้นจึงเสนอเทคนิคการสร้างสัญญาณอินพุตของแรงดันเป็น logarithmic ก่อนที่จะเข้าส่วนของวงจรขยายสัญญาณผลต่างตามรูปที่ 5 คือ ส่วนของวงจรที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ M_1, M_2, M_5 และ M_6 โดยแรงดันอินพุตของวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ V_d มีค่าดังสมการ (19)

$$V_d = nV_T \ln\left(\frac{I_2}{I_1}\right) \quad (19)$$

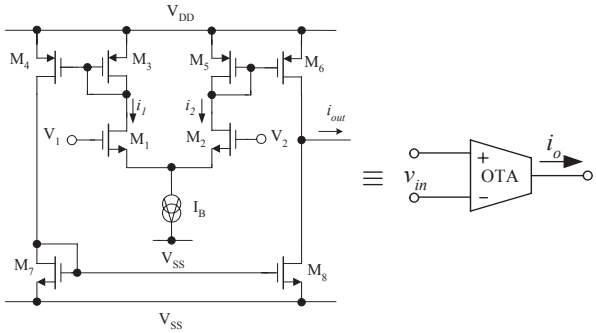
จึงทำให้ได้กระแสเอาท์พุตที่ได้มีความเป็นเชิงเส้นและมีค่าดังสมการ (20)

$$I_{out} = A\frac{I_{C2}}{I_{C1}}\ln\left(\frac{V_2 - V_1}{R_{eq}}\right) \qquad (20)$$

ซึ่งจะเห็นว่าค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ สามารถปรับค่าไปได้โดย กระแสไบอัส (I_{C1} หรือ I_{C2}) แต่อย่างไรก็ตาม ช่วงการปรับค่า g_m ด้วยกระแสนี้ยังจำกัดในช่วงแคบๆ คือ ทำได้ไม่ถึง 100 เท่า ข้อจำกัดนี้เนื่องมาจากต้องทำการไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วง weak inversion นั่นเอง

3.2.2 วงจรโอทีเอแบบต่อกันแบบคาสเคด

เพื่อออกแบบสร้างวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ที่ปรับค่าขยายได้อย่างอิเล็กทรอนิกส์ ผู้เขียนจึงได้มีการคิดค้นการออกแบบวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์แบบซีมอส ที่สามารถปรับค่าได้อย่างเป็นเชิงเส้นด้วยกระแสดีซีไบอัสจากภายนอกได้ในช่วงกว้างถึงประมาณ 3 เดเคด (1000 เท่า) ไว้ [28] โดยเรียกว่าเป็นวงจรขยายโอเปอเรชันแนลทรานส์คอนดัคแตนซ์ ที่ปรับค่าขยายได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ หรือ วงจร EOTA (Electronically Tunable Operational Transconductance Amplifiers) วงจร EOTA ได้แสดงไว้ตามรูปที่ 7 โดยที่การออกแบบของวงจรอาศัยคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงอิ่มตัว และใช้เทคนิคการสร้างสมการยกกำลังสอง ทั้งนี้เนื่องจากเทอมที่ไม่เป็นเชิงเส้นของทรานส์คอนดัคเตอร์ของวงจรซีมอสซึ่งเดิมอยู่ในฟังก์ชันของรากที่สอง ดังนั้นเมื่อยกกำลังสองแล้วจะได้ค่าขยายทรานส์คอนดัคเตอร์ของวงจรที่เป็นเชิงเส้นเกิดขึ้น โดยค่าขยายทรานส์คอนดัคเตอร์นั้นเป็นฟังก์ชันที่เป็นเชิงเส้นที่ขึ้นกับค่ากระแส ดีซีไบอัสจากภายนอกได้ หรือวงจรสามารถปรับค่าขยาย ทรานส์คอนดัคแตนซ์ได้ด้วยกระแสดีซีไบอัสจากภายนอกอย่างเป็นเชิงเส้นได้

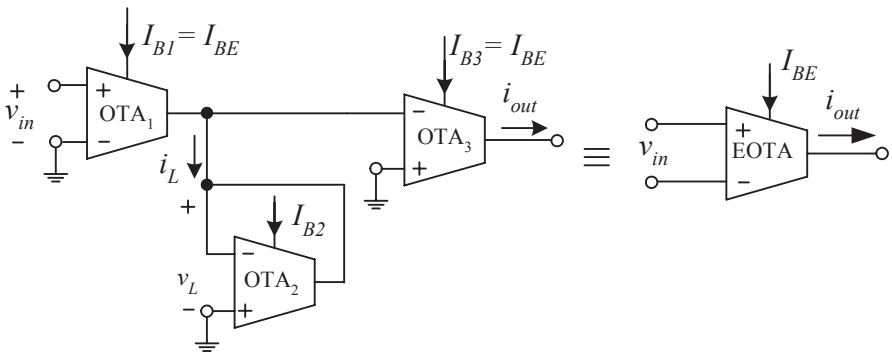


รูปที่ 6 วงจรซีมอสโอทีเอแบบสมดุล

ผู้เขียนได้นำเอาท์ทรานส์คอนดัคเตอร์รูปที่ 3 มาต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสเพื่อสร้างเป็น วงจรซีมอสโอทีเอแบบสมดุลตามวงจรรูปที่ 6 จากนั้นนำเสนอโครงสร้างของวงจร EOTA ตามรูปที่ 7 ที่ประกอบด้วยวงจรซีมอสโอทีเอแบบสมดุล 3 ตัว โดย OTA_1 ทำหน้าที่แปลงสัญญาณแรงดันอินพุต ($V_{in} = V_1 - V_2$) เป็นสัญญาณกระแส i_L และส่งผ่านไปยัง OTA_2 ซึ่งต่อเป็นตัวต้านทานแบบแอกทีฟ (Z_L) โดยที่ $Z_L = 1/g_{m2}$ และ g_{m2} คือ ค่าค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ ของ OTA_2 ดังนั้น สัญญาณกระแส $i_L = g_{m1}V_{in}$ จะได้ค่าแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานแบบแอกทีฟ (OTA_2) มีค่าเป็น

$$V_L = i_L Z_L = g_{m1}V_{in} \cdot \frac{1}{g_{m2}} \qquad (21)$$

ถ้ากำหนดให้ g_{m3} คือค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ของ OTA_3 ดังนั้น OTA_3 สามารถแปลงแรงดัน V_L เป็นค่ากระแส i_{out} ได้ดังสมการ



รูปที่ 7 วงจร EOTA ที่ออกแบบโดยใช้โอทีเอแบบซีมอสแบบสมดุล 3 ตัว [28]

$$i_{out} = g_{m3}V_L \tag{22}$$

จากสมการ (21) และ (22) จะได้สัญญาณกระแส i_{out} เป็นดังนี้

$$i_{out} = \frac{g_{m1}g_{m3}}{g_{m2}}V_{in} \tag{23}$$

เนื่องจากค่าค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ $g_{m1} = \sqrt{2I_{B1}K_1}$, $g_{m2} = \sqrt{2I_{B2}K_2}$ และ $g_{m3} = \sqrt{2I_{B3}K_3}$ และกำหนดให้ $I_{B1}=I_{B3}=I_{BE}$ ดังนั้นจากสมการ (23) จะได้

$$i_{out} = \frac{2I_{BE}\sqrt{K_1K_3}}{\sqrt{2I_{B2}K_2}}V_{in} = g_{mT}V_{in} \tag{24}$$

เมื่อ g_{mT} คือค่าค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ ของวงจร EOTA มีค่าดังนี้

$$g_{mT} = 2I_{BE}K_T \tag{25}$$

และ $K_T = \sqrt{K_1K_3/2I_{B2}K_2}$ กำหนดให้เป็นค่าคงที่ จากสมการ (25) จะเห็นได้ว่าค่าขยาย ทรานส์คอนดัคแตนซ์ของวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ที่นำเสนอ สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับกระแสไบอัส I_{BE} ซึ่งสามารถปรับค่า g_m ได้กว้างถึง 1000 เท่า

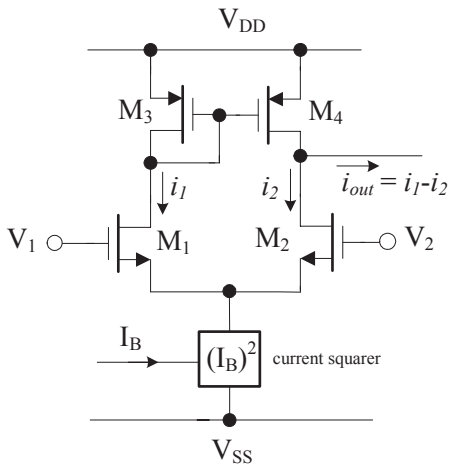
อย่างไรก็ตามเนื่องจากวงจร EOTA ตามรูปที่ 7 ออกแบบโดยใช้โอทีเอแบบซีมอส 3 ตัวต่อพ่วงกันเป็นหลัก โดยรวมจึงมีข้อด้อยคือ 1) วงจร EOTA จึงมีความซับซ้อนและมีขนาดใหญ่กินเนื้อที่สารกึ่งตัวนำมาก เนื่องจากต้องใช้ โอทีเอแบบซีมอสถึง 3 ตัว 2) มีข้อจำกัดที่ช่วงกว้างพลวัต (dynamic range) ถูกจำกัดด้วยช่วงกว้างพลวัตของโอทีเอเอง ซึ่งขึ้นกับกระแสดีซีไบอัส และในทางปฏิบัติวงจรจำเป็นต้องมีการชดเชยกระแสไบอัสด้วย ทำให้วงจรซับซ้อนยิ่งขึ้นไปอีก 3) เมื่อเทียบกับโอทีเอแบบไบโพล่าร์การปรับค่าค่าขยายก็ยังทำได้แค่ 3 เดเคต ซึ่งยังทำได้ไม่กว้างนัก 4) วงจร EOTA ยังต้องใช้ไฟเลี้ยงเป็นแบบไฟบวกและไฟลบ เช่น ±5 โวลต์ ในปัจจุบันอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์มักมีขนาดเล็กสามารถพกพาไปได้ง่าย เช่น โทรศัพท์มือถือ คอมพิวเตอร์ เป็นต้น มีแนวโน้มว่าอุปกรณ์เหล่านี้มักจะใช้แบตเตอรีที่มีขนาดเล็กที่มีแรงดันไฟฟ้าเพียง 3 - 5 โวลต์เป็นต้น ดังนั้นวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ที่อยู่ในอุปกรณ์เหล่าต้องทำงานได้ดีกับแรงดันไฟฟ้าที่มีค่าน้อยและกินพลังงานต่ำ เพื่อที่จะใช้แบตเตอรี่ได้นาน ดังนั้นจึงมีความจำเป็นในการออกแบบวงจร EOTA ให้สามารถทำงานได้ดีภายใต้ข้อจำกัดนี้ และที่สำคัญ 5)การออกแบบวงจรแอนะล็อกโดยซีมอสเทคโนโลยีนั้น ถ้าหากขนาดของตัวทรานซิสเตอร์แบบซีมอสเล็กลงไป เนื่องจากเทคโนโลยีการสร้างวงจรจะเล็กลงไปตลอด คุณสมบัติของวงจรก็จะต่างออกไปด้วย เช่น การออกแบบสำหรับเทคโนโลยี 0.35 ไมครอน (1 ไมครอน = 10^{-6} เมตร) ก็จะต่างไปจากการออกแบบสำหรับเทคโนโลยี 0.1 ไมครอน เนื่องจากมีตัวแปรอื่นๆที่จะต้องนำมาพิจารณาเพิ่ม เป็นต้น

4. การพัฒนาวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ที่สามารถปรับค่าขยายได้

จากผลการศึกษาค้นคว้าจากบทความและหนังสืออ้างอิง ที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์แบบซีมอสเทคโนโลยีดังที่กล่าวมาข้างต้น โดยเฉพาะสำหรับวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ที่สามารถปรับค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ได้อย่างเป็นเชิงเส้นด้วยกระแสดีซีไบอัสจากภายนอก ผู้เขียนได้พบแนวคิดที่สามารถทำการออกแบบสร้างและพัฒนาวงจรทรานส์คอนดัคแตนซ์ ที่สามารถปรับค่าได้อย่างเป็นเชิงเส้นด้วยกระแสดีซีไบอัสจากภายนอก โดยอาศัยโครงสร้างหลักเป็นวงจรขยายสัญญาณผลต่างแบบซีมอส ได้อีก 2 วิธีหลัก ดังต่อไปนี้

4.1 เทคนิคการสร้างสมการยกกำลังสองของกระแสดีซีไบอัส

แนวคิดแรกที่จะสามารถพัฒนาออกแบบวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ ที่ให้ค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ด้วยกระแสดีซีไบอัสอย่างเป็นเชิงเส้น คือ ออกแบบให้ส่วนของกระแสดีซีไบอัสของคู่ผลต่าง (differential pair) อยู่ในเทอมของ I_B^2 นั้นคือต้องอาศัยการทำงานของวงจรยกกำลังสองของสัญญาณกระแส (current squarer) ดังแสดงในรูปที่ 8



รูปที่ 8 เทคนิคการออกแบบวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ที่สร้างสมการยกกำลังสองของกระแสดีซีไบอัส

รูปที่ 9 เป็นวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ที่สามารถปรับค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ ได้อย่างเป็นเชิงเส้น ที่นำเสนอด้วยเทคนิคการสร้างสมการยกกำลังสองของกระแสดีซีไบอัส โครงสร้างของวงจรอาศัยการทำงานของวงจรขยายสัญญาณผลต่างแบบซีมอส และวงจรสัญญาณกระแสยกกำลังสอง (current squarer) โดยมอสทรานซิสเตอร์ M_9-M_{16} เป็นส่วนของวงจรสัญญาณกระแสยกกำลังสอง ซึ่งทรานซิสเตอร์ M_{14}, M_{15} และ M_{16} ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสที่มีค่าขยายเท่ากับ 1 (unity gain current mirror) เมื่อกำหนดให้ I_A เป็นกระแสดีซีไบอัส และ สัญญาณอินพุทที่เป็นสัญญาณกระแส I_B

ดังนั้นจากการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 8 จะได้ว่ากระแส I_{BB} มีค่าดังนี้

$$I_{BB} = \frac{I_B^2}{4I_A} \tag{26}$$

จากจากสมการ (25) และ (26) เมื่อวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 9 จะได้ว่าค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ของวงจรมีค่าดังสมการ (27)

$$g_m = \sqrt{2K\left(\frac{I_B^2}{4I_A}\right)} \tag{27}$$

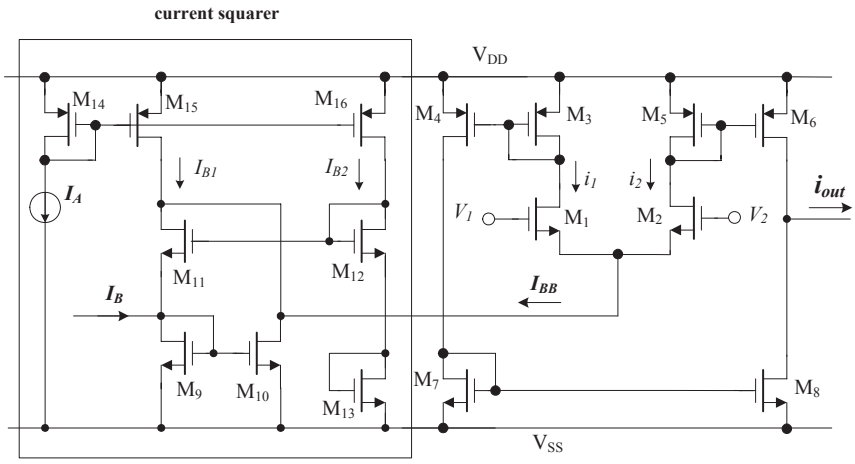
ดังนั้น

$$g_m = \sqrt{\frac{K}{2I_A}}I_B \tag{28}$$

เมื่อกำหนดให้ $K_T = \sqrt{K/2I_A}$ เป็นค่าคงที่ จะได้ว่า

$$g_m = K_T I_B \tag{29}$$

จากสมการ (29) จะเห็นว่า ค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์สามารถปรับค่าได้อย่างเป็นเชิงเส้น ด้วยกระแสดีซีไบอัส อย่างไรก็ตามวิธีการนี้ต้องการวงจรสัญญาณกระแสยกกำลังสองที่ทำงานได้ในช่วงกระแสที่กว้างมากได้



รูปที่ 9 วงจรทรานคอนดัคเตอร์ที่ปรับค่า g_m ได้อย่างเป็นเชิงเส้น

4.2 เทคนิคการสร้างสมการยกกำลังสองให้กับเทอมที่ไม่เป็นเชิงเส้นของทรานส์คอนแตนซ์ของวงจรขยายสัญญาณต่างซึ่งเดิมอยู่ในฟังก์ชันของรากที่สอง

โดยเทคนิคการออกแบบวงจรวิธีนี้ เมื่อสร้างฟังก์ชันยกกำลังสองให้กับเทอมรากที่สองแล้วจะได้ค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ของวงจรที่เป็นเชิงเส้นเกิดขึ้น พิจารณาวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 10 ซึ่งวงจรประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณต่างแบบซีมอส 2 ชุด ที่กำหนดให้มีค่ากระแสดีซีไบอัสจากภายนอก เท่ากับ I_B โดยมีแรงดันอินพุทคือ $v_{in} = v_1 - v_2$ จากการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 10 จะได้ว่ากระแสเอาท์พุท (i_{o1}) ของวงจรขยายสัญญาณผลต่างตัวที่ 1 คือ

$$i_{o1} = g_{m1} v_{in} \tag{30}$$

กระแส i_{o1} จะไหลผ่านตัวต้านทาน R ซึ่งทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม R แรงดันนี้จะเป็นแรงดันอินพุทของวงจรขยายสัญญาณต่างตัวที่สอง ดังนั้นจะได้ว่า

$$i_{out} = g_{m2} v_R = g_{m2}\left(i_{o1} R\right) \tag{31}$$

จาก (30) และ (31) กระแสเอาท์พุทของวงจรสามารถแสดงได้ดังนี้

$$i_{out} = g_{m1} g_{m2} R v_{in} \tag{32}$$

เนื่องจากค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ $g_{m1} = \sqrt{2 I_{B1} K_1}$ และ $g_{m2} = \sqrt{2 I_{B2} K_2}$ เมื่อกำหนดให้ $I_{B1}=I_{B2}=I_B$ และ $K_1=K_2=K$ จากสมการ (32) จะได้

$$i_{out} = \left(\sqrt{2 I_B K R}\right)^2 v_{in} = \left(2 I_B K R\right) v_{in} \tag{33}$$

ถ้าให้ g_{mT} คือค่าค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ ดังนั้นจากสมการ (33)

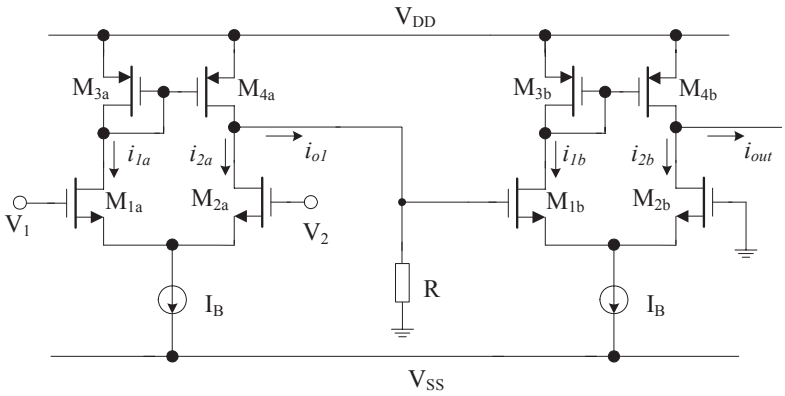
$$g_{mT} = 2 I_B K R \tag{34}$$

จากสมการ (34) ถ้าออกแบบให้ K และ R เป็นค่าคงที่ จะเห็นได้ว่าค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ ของวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับกระแสไบอัส I_B ซึ่งทำให้ช่วงความเป็นเชิงเส้นของค่าขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์กว้างและไม่ถูกจำกัดด้วย

สำหรับแนวทางสำหรับการออกแบบวงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ที่ปรับค่าขยายแบบเป็นเชิงเส้นทั้งสองวิธีนี้ สามารถพัฒนาต้องพัฒนาโครงสร้างของวงจรต่อเพื่อให้วงจรมีประสิทธิภาพและมีความเหมาะสมในการสร้างเป็นวงจรรวมมากขึ้น เช่น การเปลี่ยนตัวต้านทานในรูปที่ 11 เป็นตัวต้านทานแบบแอกทีฟ และพัฒนาให้วงจรสามารถทำงานได้เป็นเชิงเส้นในช่วงสัญญาณเข้าขนาดใหญ่ (large signal)

5. บทสรุป

เทคนิคการออกแบบวงจรซีมอสทรานส์คอนดัคเตอร์ได้มีการพัฒนาและนำเสนอกันมาอย่างต่อเนื่อง ทั้งนี้เนื่องจากเป็นวงจรแอนะล็อกพื้นฐานที่มีความสำคัญและมีการประยุกต์ใช้อย่างกว้างขวาง จากการศึกษาพบว่าวงจร



รูปที่ 10 วงจรทรานคอนดัคเตอร์ที่ปรับค่า g_m ได้อย่างเป็นเชิงเส้น
โดยเทคนิคการสร้างสมการยกกำลังสองให้กับเทอมที่ไม่เป็นเชิงเส้นของทรานส์คอนแตนซ์

ทรานส์คอนดัคเตอร์ที่อัตราขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์สามารถปรับค่าได้ด้วยแรงดันแบบเป็นเชิงเส้นนั้น ยังมีขีดจำกัดของคุณสมบัติด้านการปรับค่าอัตราขยายที่ทำได้ในช่วงแคบ เนื่องจากแรงดันไฟเลี้ยงมีค่าจำกัด ดังนั้นการพัฒนาเพื่อให้ได้วงจรที่สามารถปรับอัตราขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ได้ในช่วงกว้าง จึงใช้เทคนิคการควบคุมอัตราขยายทรานส์คอนดัคแตนซ์ด้วยกระแสแทน ในบทความนี้ นอกจากทำการประมวลหลักการออกแบบวงจรต่างๆ ของวงจรทรานส์คอนดักเตอร์ที่ปรับอัตราขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ที่ได้มีการนำเสนอไว้แล้ว ยังได้นำเสนอเทคนิคการพัฒนาวงจรให้สามารถปรับค่าอย่างเป็นเชิงเส้นด้วยกระแสดีซีไบอัสจากภายนอกได้ในช่วงกว้าง โดยลดความซับซ้อนของวงจรลงเพื่อให้กำลังสูญเสียในวงจรลดน้อยลง ทำให้มีความเหมาะสมกับเทคโนโลยีที่ใช้ในปัจจุบันไว้ด้วย ผู้เขียนหวังว่า บทความนี้จะเป็นประโยชน์ต่อผู้วิจัยในสาขาวิชาการออกแบบวงจรรวมแอนะล็อก ที่จะนำความรู้ไปต่อยอดต่อไปได้ไม่มากก็น้อย

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบพระคุณ ศ.ดร.วัลลภ สุระกำพลธร เป็นอย่างสูง สำหรับคำแนะนำและข้อเสนอแนะที่เป็นประโยชน์ในการเขียนบทความนี้

เอกสารอ้างอิง

[1] Wittlinger H. A. 1972. Application of the CA3080 and CA3080A High Performance Operational Transconductance Amplifiers, RCA Application Note ICAN-6668. Data book: 247-248.

[2] National Semiconductor Corporation. 1989. LM 13600 Dual Operational Transconductance Amplifiers with Linearizing diodes and Buffers, General Purpose Linear Devices Data book. National Semiconductor: 3.713-3.730.

[3] Silva-Martinez, J. and Sanchez-Sinencio, E. 1989. Analogue OTA Multiplier without Input Voltage Swing Restrictions and Temperature-Compensation. Electronics Letters, 22: 599-600.

[4] Surakampontorn, W., Kumwachara, K., Riewruja, V. and Fongsamut, C. 1998. Temperature Compensation of Translinear Current Conveyor and OTA. Electronics Letters, 34: 707-708.

[5] Surakampontorn, W., Riewruja, V., Kumwachara, K., Surawatpunya, C. and Anuntahiranruk, K. 1999. Temperature-Insensitive OTA-Based Voltage-to-Current Converter and It's Applications. IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, 48: 1270-1277.

[6] Randall L. Geiger and Edgar Sanchez-Sinencio, 1985. Active Filter Design Using Operational Transconductance Amplifier: A Tutorial. IEEE Circuit, Devices Mag., 1: 20-32.

[7] Edgar Sabchez-Sinencio, Jame Ramirez-Angulo, Bernabe Linares-Barranco and Angel Rodriguez-Vazquez. 1989. Operational Transconductance Amplifier-Based Nonlinear Function Syntheses. IEEE Solid-State Circuits, 24: 315 – 317.

[8] Jie wu and Ezz I. El-Masry. 1998. Current-Mode Bandpass Ladder Filters Using OTAs. International Journal of Electronics, 85: 61-70.

[9] Park, C. S. and Schaumann, R. 1986. A High-frequency CMOS Linear Transconductance

Element. IEEE Trans. Circuits Systems., CAS-33: 1132-1138.

[10] Krummenacher, F. and Joehl, N. 1988. A 4 MHz CMOS Continuous-time Filter with On-Chip Automatic Tuning. IEEE J. of Solid-State circuits, SC-23: 750-758.

[11] Senari, R. and Kumar, B.A. 1989. Linearly Tunable Wien Bridge Oscillator Realised with Operational Transconductance Amplifiers. Electronics Letters, 25: 19-21.

[12] Chung, W.S., Kim, K.H. and Cha, H.W. 1992. A Linear Operational Transconductance Amplifier for Instrumentation Applications. IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, 41: 441-443.

[13] Ray, M. 1988. Working with OTA's: How to Use Operational Transconductance Amplifier in Your Designs and Projects. Radio-Electronics Magazine, 63-68.

[14] Khan IQBAL, A. and Ahmed Muslim, T. 1987. Wide-range Electronically Tunable Multifunctional OTA-C Filter for Instrumentation Applications. IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, IM-36:13-17.

[15] Klumperink, E., van der Zwan, E. and Seevinck, E. 1989. CMOS Variable Transconductance Circuit with Constant Bandwidth. Electronics Letters, 25:675-676.

[16] Huang, S.-C. and Ismail, M. 1993. Linear Tunable COMFET Transconductor. Electronics Letters, 29:459-461.

[17] Wang, Z. and Guggenbuhl, W. 1990. A Voltage-Controllable Linear MOS Transconductor Using Bias Offset Technique. IEEE J. Solid-State Circuits, 25: 315-317.

[18] Wilson, G. and Chan, P.K. 1993. Saturation-Mode CMOS Transconductor with Enhanced Tunability and Low distortion. Electronics Letters, 29: 459-461.

[19] Wang, Z. and Walter, G. 1990. A Voltage-Controlled Linear MOS Transconductor Using Bias Offset Technique. IEEE J. Solid-State Circuits, 25: 315-317.

[20] Wang, Z. 1990. Novel linearisation technique for implementing large-signal MOS tunable transconductor. Electronics Letters, 26: 138–139.

[21] Jiunn, Y. L., Chien, C. T. and Wei, H. C. 2000. A 3 V linear input range tunable CMOS transconductor and its application to a 3.3 V 1.1 MHz Chebyshev low-pass Gm-C filter for ADSL. IEEE 2000 Custom Integrated Circuits Conference, 21-24 May 2000: 387 - 390.

[22] Pamisano, G. and Pennisi, S. 2001. New CMOS tunable transconductor for filtering applications. The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 6-9 May 2001: 196 – 199.

[23] Torralba, A., Martinez-Heredia, J.M., Carvajal, R.G. and Ramirez-Angulo, J. 2002. Low-voltage transconductor with high linearity and large bandwidth. Electronics Letters, 38:1616-1617.

[24] Galán, J.A., Carvajal, R.G., Muñoz, F., Torralba A. and Ramírez-Angulo J. 2003. Low-Power Low-Voltage Class-AB Linear OTA for HF Filters with a Large Tuning Range. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 37: 275-280.

[25] Calvo, B., Celma, S., Sanz, M.T., Alegre, J.P. and Aznar, F. 2008. Low-Voltage Linearly Tunable CMOS Transconductor With Common-Mode Feedforward. IEEE Transactions on Circuits and Systems I, 55: 715-721.

[26] Hung, C.-C. and Halonen, K. 1997. Micropower CMOS GM-C Filters for Speech Signal Processing. IEEE International Symposium on Circuit and systems, 1972-1974.

[27] Bruschi, P., Sebastiano, F., Nizza, N. and Piotto, M. 2005. A tunable CMOS transconductor for ultra-low Gm with wide differential input voltage range. Proceedings of the 2005 European Conference on Circuit Theory and Design, 28 Aug.-2 Sept. 2005, 3: III/337 - III/340.

[28] Kaewdang, K., and Surakampontorn, W. 2007. On the Realization of Electronically Current-tunable CMOS OTA. International Journal of Electronics and Communications, 61: 300-306.