

รายงานฉบับสมบูรณ์โครงการวิจัย

เรื่อง

การออกแบบวงจรเปลี่ยนศักย์ไฟฟ้าเป็นกระแสแบบสร้างตัวช่วยมอสเทคโนโลยี



หัวหน้าโครงการ

นาย เกียรติศักดิ์ คมวัชระ

RCH
TK
๗๘๗๔
๓๘๕๕๘

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....28197
วัน, เดือน, ปี 23 ก.ค. 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรเปลี่ยนศักย์ไฟฟ้าเป็นกระแสแบบสร้างด้วยมอสเทคโนโลยี

Design of CMOS-Based Voltage-to-Current Transducer

บทคัดย่อ

การออกแบบวงจรเปลี่ยนศักย์ไฟฟ้าเป็นกระแสแบบสร้างด้วยมอสเทคโนโลยีที่ได้นำเสนอในโครงการนี้ได้ถูกออกแบบวงจรในรูปลักษณะวงจรรวมที่เป็น OTA ด้วยเทคโนโลยีของมอสเฟด ที่แสดงรูปแบบการประยุกต์ใช้งานที่มีคุณสมบัติด้านอินพุทของวงจรที่สังเคราะห์ขึ้นแสดงเป็นค่าส่วนกลับของอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัว สามารถเป็นได้ทั้งค่าบวกและลบ และเปลี่ยนแปลงค่าส่วนกลับอิมพีแดนซ์ของวงจรด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการใช้กระแสควบคุม ในการออกแบบวงจรดังกล่าวอาศัยหลักการพื้นฐานทำงานของวงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลเป็นสำคัญและเพื่อเป็นการทดสอบถึงการทำงานของวงจรในด้านอื่น ๆ ได้นำวงจรไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรไจเรเตอร์ วงจรแปลงอิมพีแดนซ์และวงจรทวีค่าคาปาซิแตนซ์สุดท้ายเพื่อเป็นการยืนยันถึงสมรรถนะในการทำงานและคุณลักษณะของวงจรที่ได้นำเสนอ ได้เลียนแบบการทำงานของวงจรกับโปรแกรม PSPICE และทดลองกับวงจรจริง ซึ่งปรากฏผลให้ค่าที่สอดคล้องกับหลักการที่ได้นำเสนอ

Abstract

The design of CMOS-based voltage-to-current transducer, implementing by a MOS circuit design technique, is described in this project. This circuit designs based on operational transconductance amplifier (OTA) from. The applications of voltage-to-current transducer (VCT) is show the driving point impedance of the electronically tunable general impedance inverter, that is inversely proportional to a given impedance, can be a positive or a negative value and can be electronically varied. The realization scheme employs the proposed differential amplifier, that are designed by based on a source coupled pairs, as basic circuit building blocks. Some applications of VCT as a gyrator, a general impedance converter and a floating capacitance multiplier are discussed. Experimental and simulation results that demonstrate the characteristics of the VCT are included.

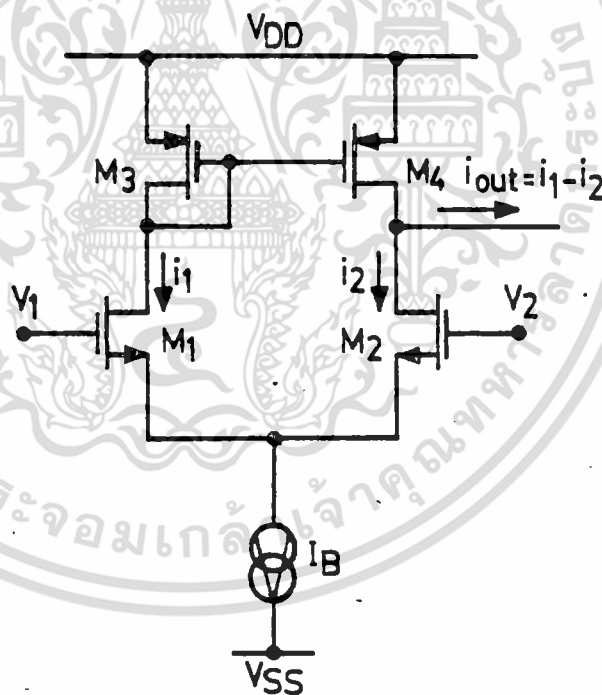
1. บทนำ

เอกสารนี้เป็นที่ทราบกันดีว่าวงจรเปลี่ยนศักย์ไฟฟ้าเป็นกระแส (Voltage-to-Current Transducer) หรือ VCT ได้มีการนำไปใช้ประโยชน์และแพร่หลายมาก ในการออกแบบสังเคราะห์เน็ตเวิร์คต่าง ๆ อาทิ เช่น ออกแบบเป็นวงจรรไจเรเตอร์ วงจรแปลงอิมพีแดนซ์

ที่แดนซ์ค่าลบ ฯลฯ แต่การใช้งานของ VCT ดังกล่าวให้ความแม่นยำต่ำ และนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับวงจรอื่น ๆ มักมีขีดจำกัดอีกทั้งยังมีการออกแบบวงจร VCT จากดีไวซ์ที่เป็นมอสเฟตน้อย แต่ปัจจุบันพบว่า VCT ที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ [1-3] แพร่หลายและเป็นที่ยอมรับมากขึ้นซึ่งถ้าสามารถรวมเทคโนโลยีการออกแบบวงจรจากมอสเฟตบวกกับการปรับค่าวงจรด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ได้แล้วเชื่อว่าวงจรมีแนวโน้มจะได้รับความนิยมและแพร่หลายมากขึ้นกว่าวงจรเดิม ในบทความนี้ได้อาศัยการออกแบบวงจร VCT จากหลักการพื้นฐานของเทคโนโลยีที่ใช้ดีไวซ์เป็นมอสเฟตพบว่าวงจรดังกล่าวใช้ประโยชน์มากกว่าการเลือกใช้ OPAMP ที่มีแพร่หลายในปัจจุบัน ซึ่งพบว่าสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าราว 50 MHz-100 MHz [4, 5] เมื่อเปรียบเทียบกับ OPAMP ที่ใช้งานย่านความถี่ไม่เกิน 1 MHz และเมื่อนำไปออกแบบเป็นวงจร VCT แล้ววงจรมีขนาดดีไวซ์น้อยเมื่อเปรียบเทียบกับการใช้ OPAMP [6], วงจรสายพานกระแส (Current Conveyor) [7] หรือ ไบโพลาร์ (Bipolar) [8]

ดังนั้นจุดประสงค์ของบทความนี้เพื่อต้องการสังเคราะห์เป็นเนทเวอร์ทแนวใหม่ขึ้นที่มีคุณลักษณะเป็นวงจรเปลี่ยนศักย์ไฟฟ้าเป็นกระแสที่สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้วงจรเหมาะสมที่จะถูกวางและออกแบบทำเป็นวงจร LSI ได้ดี

2. วงจรเปลี่ยนศักย์เป็นกระแสหรือ VCT



รูปที่ 1 วงจร Source Coupled pair

จากรูปที่ 1 เป็นวงจร VCT ซึ่งเป็นรูปแบบของวงจร Source coupled pair โดยใช้ดีไวซ์ที่เป็นมอส ถ้าเลือกให้มอสมีการทำงานในช่วงอิมิตัว จะมีค่าของกระแสเดรน (I_D) มีค่าเป็นไปตามกฎกำลังสองดังนี้

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \quad \text{for } V_{GS} > V_T \quad (1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 0 \quad \text{for } V_{GS} \leq V_T$$

เมื่อ $K = \mu_n C_{ox} W/2L$ ดังนั้นในการวิเคราะห์ห้วงจรรูปที่ 1 จะได้

$$V_i = V_1 - V_2 = V_{GS1} - V_{GS2} \quad (2)$$

$$i_{out} = i_1 - i_2 \quad (3)$$

$$\text{และ } I_B = i_1 + i_2 \quad (4)$$

เมื่อ V_i คือศักดาที่อินพุต i_{out} คือกระแสเอาต์พุตและ I_B คือค่ากระแสไบอัสให้กับวงจรซึ่งพิจารณาว่า M_1 และ M_2 สมพงษ์กัน จะได้ $K_1 = K_2 = K$ และที่ M_3 และ M_4 เป็นวงจรสะท้อนกระแสขนาด 1:1 จากสมการ (2) ถึง (4) จะได้ค่า i_{out} เป็น

$$i_{out} = \sqrt{2I_B K} V_i \sqrt{1 - \frac{KV_i^2}{2I_B}} \quad \text{for } -\sqrt{\frac{I_B}{K}} \leq V_i \leq \sqrt{\frac{I_B}{K}} \quad (5)$$

และสามารถหาค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductan) หรือ G_m ได้เป็น

$$G_m = \left. \frac{di_{out}}{dV_i} \right|_{V_i=0} = \sqrt{2I_B K} \quad (6)$$

เมื่อ

$$i_{out} = G_m V_i = \sqrt{2I_B K} V_i \quad (7)$$

จากสมการ (7) แสดงให้เห็นว่าค่า G_m ของวงจรรูป 1 สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการปรับค่ากระแสที่ I_B

3. วงจรเปลี่ยนศักย์ไฟฟ้าเป็นกระแสที่นำเสนอรูปแบบแสดงเป็นวงจรกลับอิมพีแดนซ์แบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้ CMOS หรือ EVCG

จากรูป 2 เป็นวงจร EVCG ซึ่งออกแบบจากพื้นฐานจากวงจร VCT ในรูปที่ 1 และแสดงเป็นรูปแบบเพื่อให้เข้าใจได้ง่ายในรูป 3(a) ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์ที่จุด A และ B มีค่าเป็น Z_{AB} ดังรูป 3(b) วงจร EVCG สามารถแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนแรกประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ M_1 ถึง M_6 ซึ่งเป็นพื้นฐานของ VCT₁ ซึ่งจะทำหน้าที่เปลี่ยนค่าศักดา $V_{in} = V_A - V_B$ เป็นค่ากระแส i_L ไหลไปผ่านโหลดที่เป็น Z_L ดังนั้นจะได้

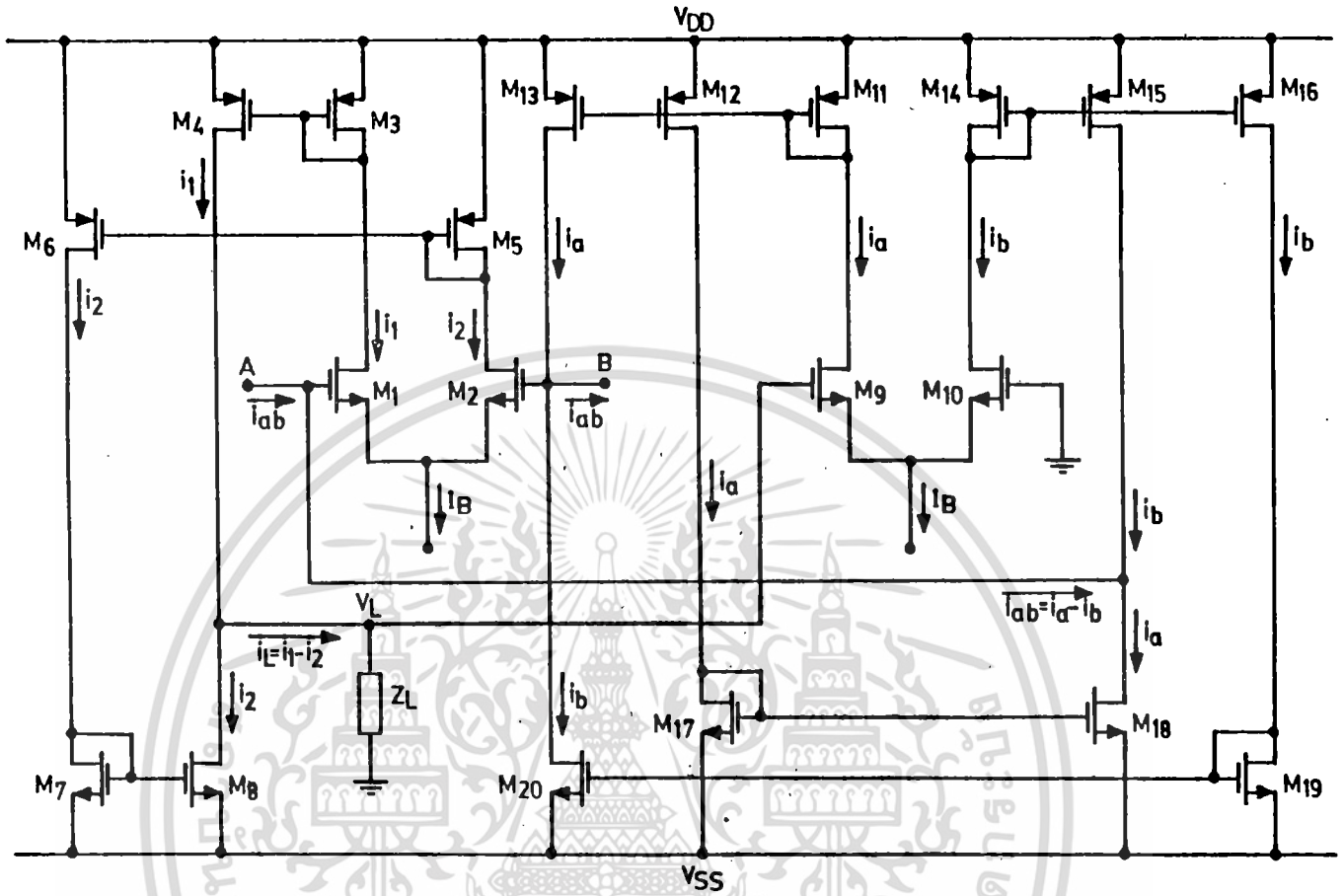
$$i_L = G_{m1} V_{in} \quad (8)$$

และ

$$V_L = i_L Z_L = G_{m1} Z_L V_{in} \quad (9)$$

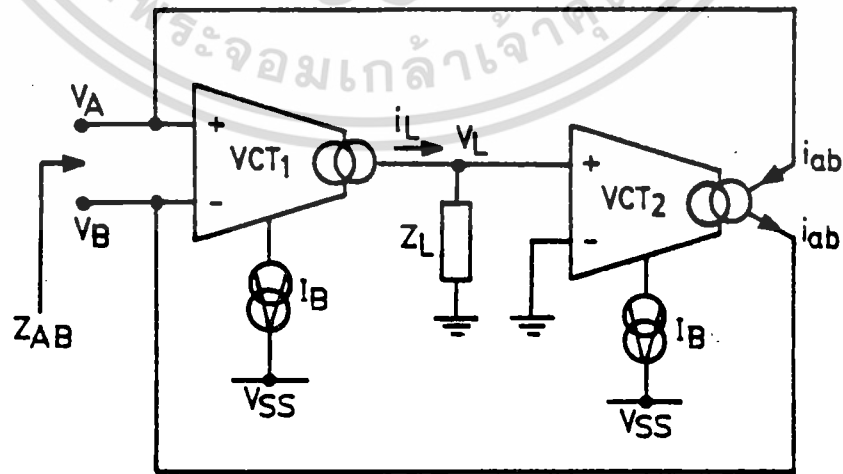
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ G_{m1} แสดงค่าเป็นทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจร VCT_1

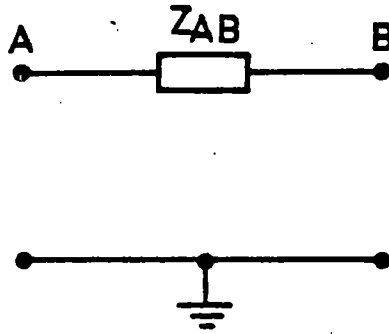


รูปที่ 2 วงจรเปลี่ยนศักย์ไฟฟ้าเป็นกระแสแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (EVCG) โดยใช้มอสเฟตที่นำเสนอในรูปแบบของวงจรกลับอิมพีแดนซ์

EGII



รูปที่3(a) รูปแบบวงจร EVCG ในรูปที่ 2 ที่ประกอบขึ้นด้วยพื้นฐานของวงจร VCT เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3(b) ค่าอิมพีแดนซ์ ณ จุด A และ B (Z_{AB}) ของวงจรรูปที่ 2

ในส่วนที่ 2 ที่ VCT_2 ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ M_9 ถึง M_{20} ซึ่งวงจรในส่วนนี้จะทำการเปลี่ยนศักดา V_L เป็นค่ากระแส i_{ab} 2 ส่วนมีค่าเท่ากันแต่ทิศทางการไหลตรงกันข้ามกัน ซึ่งถ้าสมมุติว่า $V_{in} > 0$ จะเกิดมีค่า i_{ab} ไหลเข้าสู่ node A และไหลออกจาก node B ดังนั้นถ้าให้ Gm_2 เป็นค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของ VCT_2 จะได้ i_{ab} เป็น

$$i_{ab} = Gm_2 V_L \quad (10)$$

จากสมการ (9) และ (10) จะได้อิมพีแดนซ์ ณ จุด A และ B (Z_{AB}) เป็น

$$Z_{AB} = \frac{V_{in}}{i_{ab}} = \frac{1}{G_{m1} G_{m2} Z_L} \quad (11)$$

จากรูป 2 ถ้าสมมุติว่า M_1, M_2, M_9 และ M_{10} สมพจน์กันและถูกควบคุมโดยค่ากระแสไบอัส I_B ด้วยกัน จะได้ $Gm_1 = Gm_2 = \sqrt{2I_B K}$ ดังนั้นจาก (11) ได้

$$Z_{AB} = \frac{1}{2I_B K Z_L} \quad (12)$$

ที่สมการ (12) พบว่าค่าอิมพีแดนซ์ที่จุด A และ B มีค่าเป็นส่วนกลับกับค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด Z_L และสามารถถูกควบคุมได้โดยใช้กระแสไบอัส I_B ควบคุมค่า Z_{AB} ซึ่งเป็นการควบคุมแบบ Electronically tunable ซึ่งค่า Z_{AB} ที่เกิดขึ้นมีค่าเป็นบวกในทางกลับกันเราสามารถทำให้ Z_{AB} มีค่าเป็นลบได้ด้วยการสลับขั้วทรานส์ M_9 และ M_{10} กับ M_{14} และ M_{11} ซึ่งจะทำให้ค่า Z_{AB} มีค่าเป็น

$$Z_{AB} = \frac{-1}{2I_B K Z_L}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A. การวิเคราะห์ค่าความผิดพลาดของความต้านทานที่อินพุท (Z_{AB}) ที่สั่งกระแสที่ขึ้น

ด้วยวิธีการวิเคราะห์ค่า small signal ของวงจรถบว่าจะได้ค่า Z_{AB} มีค่าเป็น

$$Z_{AB} = \frac{1}{G_{m1} G_{m2} Z_L} \left[\frac{1}{1 + (g_{d15} + g_{d18})(g_{d13} + g_{d20})} \right] \left[\frac{G_{m1} G_{m2} Z_L (g_{d13} + g_{d15} + g_{d18} + g_{d20})}{1} \right] \quad (14)$$

เมื่อ g_{di} คือค่าทรานคอนดักแตนซ์ (drian Conductance) ของดีไวซ์ M_i และ $G_{m1} = G_{m2} = \sqrt{2I_B K}$ ดังนั้นเปอร์เซ็นต์ของความผิดพลาดของ Z_{AB} มีค่าเป็น

$$\frac{\delta Z_{AB}}{Z_{AB}} = \frac{(g_{d15} + g_{d18})(g_{d13} + g_{d20})}{2KI_B Z_L (g_{d13} + g_{d15} + g_{d18} + g_{d20})} \times 100\% \quad (15)$$

ตัวอย่างเช่น $g_{d13} = g_{d15} = g_{d18} = g_{d20} = 1.02 \times 10^{-6} \text{ AV}^{-1}$, $I_B = 100 \mu\text{A}$, $K = 3.378 \times 10^{-4} \text{ AV}^{-2}$ และ $W/L = 200 \mu\text{m} / 10 \mu\text{m} = 20$ เมื่อเลือกให้ $Z_L = R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ดังนั้นเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นมีค่าเป็น 0.15 % ค่าความผิดพลาดดังกล่าวนี้สามารถลดลงได้ ถ้าเลือกให้ I_B , W/L หรือ R_L ที่มีค่ามากขึ้นกว่าตัวอย่าง

B. การพิจารณาผลการตอบสนองต่อความถี่ของความต้านทานที่อินพุท (Z_{AB})

จากการพิจารณาวงจรที่มีผลต่อความถี่พบว่าค่าอิมพีแดนซ์ ณ จุด A และ B หรือ $Z_{AB}(s)$ มีค่าเป็น

$$Z_{AB}(s) = \frac{\frac{s}{C_2} + \frac{1}{C_1 C R_{12}}}{s^2 + s \left[\frac{1}{C_1 R_{11}} + \frac{1}{C_2 R_{22}} \right] + \frac{(2I_B K R_{12} R_{22} + 1)}{C_1 C R_{12} R_{22}}} \quad (16)$$

เมื่อ

$$R_1' = \frac{Z_L}{1 + Z_L (g_{d4} + g_{d8})}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_2 = \frac{gd_{13} + gd_{15} + gd_{18} + gd_{20}}{(gd_{15} + gd_{18})(gd_{13} + gd_{20})} \quad (17)$$

$$C_1 = C_{gs9} + \left(1 + \frac{g_{m9}}{g_{m11}}\right) C_{gd9}$$

$$C_2 = \left[C_{gs1} + \left(1 + \frac{g_{m1}}{g_{m3}}\right) C_{gd1} \right] \parallel \left[C_{gs2} + \left(1 + \frac{g_{m2}}{g_{m5}}\right) C_{gd2} \right]$$

เมื่อ g_{mi} คือค่าคอนดัคแตนซ์ของดีไวซ์ M_i , C_{gsi} และ C_{gdi} เป็นค่า gate-to-source และ gate-to-drain capacitances ของดีไวซ์ M_i ตามลำดับค่าของ g_m , C_{gs} และ C_{gd} นั้นขึ้นกับ t_{ox} หรือ thickness of oxide และค่า L_D หรือ Lateral diffusion on the drain and source ตัวอย่างเช่นในดีไวซ์มีค่า $\gamma = 0.5 \text{ V}^{1/2}$, $t_{ox} = 1.0 \times 10^{-7} \text{ m}$, $L_D = 0.3 \times 10^{-6} \text{ m}$ และ $K = \mu_n C_{ox} W/2L = 3.378 \times 10^{-4} \text{ AV}^{-2}$ และเลือกให้ $W/L = 200 \text{ } \mu\text{m}/10 \text{ } \mu\text{m} = 20$ สำหรับดีไวซ์ทั้งหมดและใช้ $I_B = 10 \text{ } \mu\text{A}$ ดังนั้นจะได้ $C_{gd} = 2.10 \times 10^{-14} \text{ F}$, $C_{gs} = 4.88 \times 10^{-13} \text{ F}$, $g_m = 8.22 \times 10^{-5} \text{ AV}^{-1}$ และ $g_d = 1.02 \times 10^{-7} \text{ AV}^{-1}$ ถ้าเลือกให้ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ดังนั้นจากสมการ (16) และ (17) จะได้ $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 9.8 \text{ M}\Omega$, $C_1 = 5.3 \times 10^{-13} \text{ F}$, $C_2 = 2.65 \times 10^{-13} \text{ F}$ จะได้ว่าค่าของ Cut-off Frequency ของวงจรมีค่าเป็น 35 MHz

4. การประยุกต์ใช้งาน

เป็นที่ทราบกันดีว่าการประยุกต์ใช้งานของ EVCG ดังรูป 2 มักนิยมนำไปทำเป็นวงจรโพรเซสเซอร์และวงจรมีที่แดนซ์แบบบวก กรณีใช้โหลดเป็นความต้านทาน ดังนั้นถ้าเลือกให้ Z_L เป็นคาปาซิแตนซ์ หรือ $Z_L = 1/sC_L$ จะได้ Z_{AB} มีค่าเป็น

$$Z_{AB}(s) = s \left(\frac{C_L}{2KI_B} \right) = sL_{AB} \quad (18)$$

ขนาดของขดลวดเหนี่ยวนำ (inductance) ที่เกิดจากวงจรโพรเซสเซอร์ มีค่าเป็น

$$L_{AB} = \frac{C_L}{2KI_B} \quad (19)$$

จาก (19) จะเห็นว่า L_{AB} สามารถปรับค่าได้ด้วยการควบคุมค่ากระแสไบอัส I_B ที่ให้ค่าเป็นบวก ซึ่ง L_{AB} นี้สามารถสร้างให้มีค่าเป็นลบได้ด้วยการสลับขั้วขดลวดของ M_9 และ M_{10} กับขดลวดของ M_{14} และ M_{11}

ทำนองเดียวกันถ้าให้ $Z_L = R_L$ วงจร EVCG จะทำงานเป็นวงจรแปลงความต้านทานแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ มีค่าเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

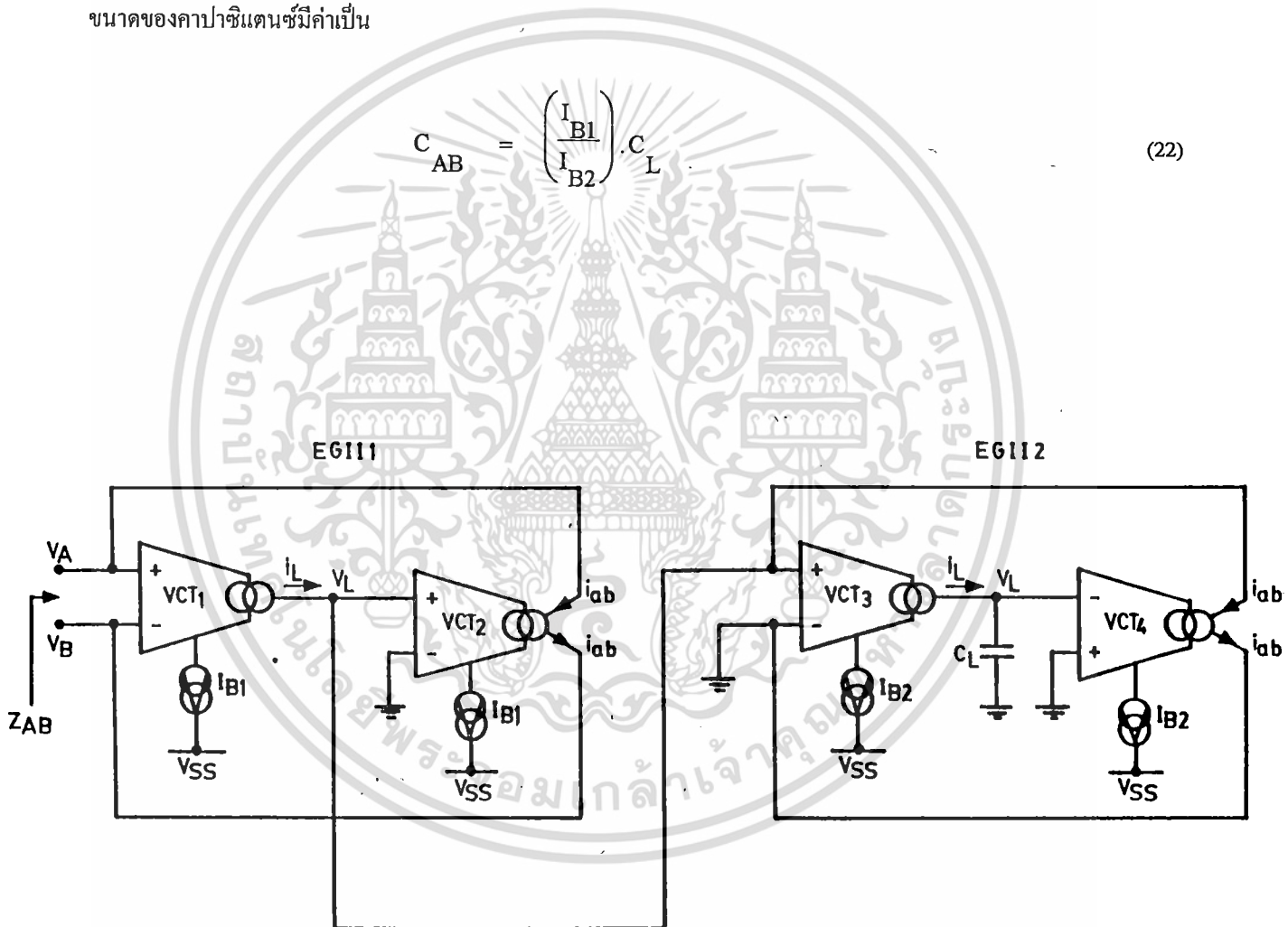
$$\left| R_{AB} \right| = \frac{1}{2KI_B R_L} \quad (20)$$

ส่วนในการเลียนแบบเป็นคาปาซิแตนซ์ที่สามารถหาค่าได้ (Capacitance multiplier) ดังแสดงในรูป 4 โดยการเพิ่มวงจร EVCG เป็น 2 ชุดคือ EVCG1 และ EVCG2 โดยใช้โหลดเป็นค่าคาปาซิแตนซ์ (C_L) ดังนั้นที่ Z_{AB} ได้

$$Z_{AB}(s) = \frac{1}{s \left(\frac{I_{B1}}{I_{B2}} \right) C_L} = \frac{1}{s C_{AB}} \quad (21)$$

ขนาดของคาปาซิแตนซ์มีค่าเป็น

$$C_{AB} = \left(\frac{I_{B1}}{I_{B2}} \right) \cdot C_L \quad (22)$$

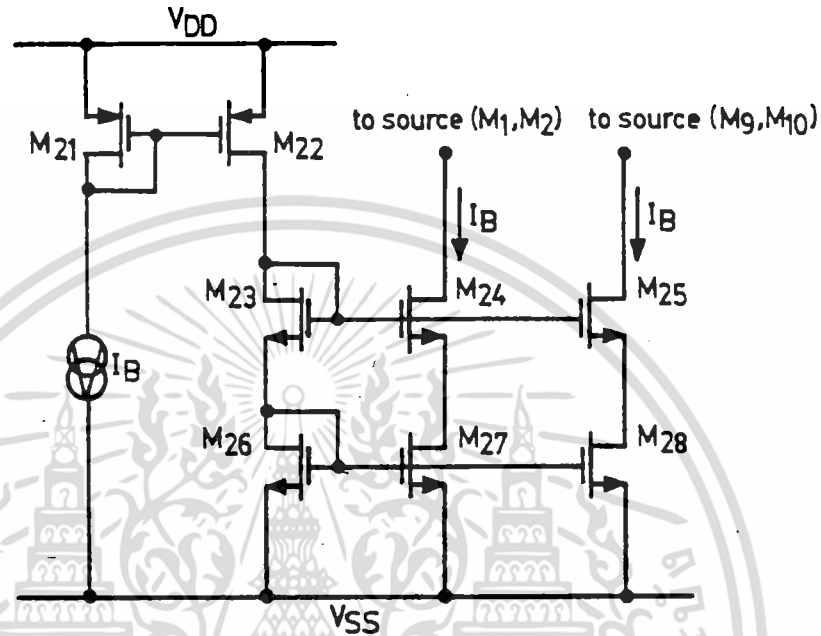


รูปที่ 4 วงจรหาค่าคาปาซิแตนซ์ด้วยค่ากระแสที่ไม่มีผลต่อเทอมของอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (22) จะเห็นว่าขนาดของค่า C_{AB} ไม่ขึ้นกับค่า $K = \mu_n C_{ox} W/L$ ซึ่งหมายความว่าไม่มีผลต่อเทอม อุณหภูมิ และยังสามารถปรับเปลี่ยนค่าได้โดยอัตราส่วนของกระแส I_{B1}/I_{B2} ได้อีกด้วย ทำนองเดียวกันถ้าต้องการให้ค่า C_{AB} มีค่าเป็นลบก็ทำได้โดยการสลับขั้วขั้วของ M_9 และ M_{10} กับขั้วของ M_{14} และ M_{11} ที่ EVCG1 เท่านั้น

5. ผลการทดลองและผลการเลียนแบบการทำงานวงจรด้วย PSPICE

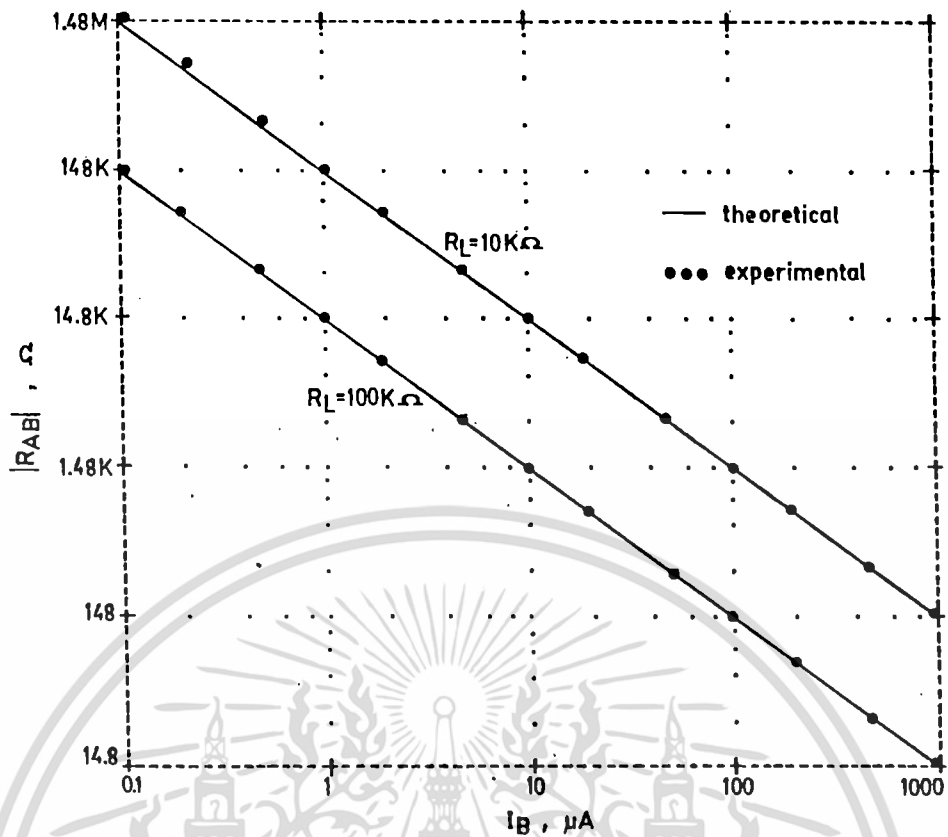


รูปที่ 5 วงจรจ่ายกระแสไบอัส I_B ให้กับวงจรรูปที่ 2 ในการทดลองวงจรดังรูป 2

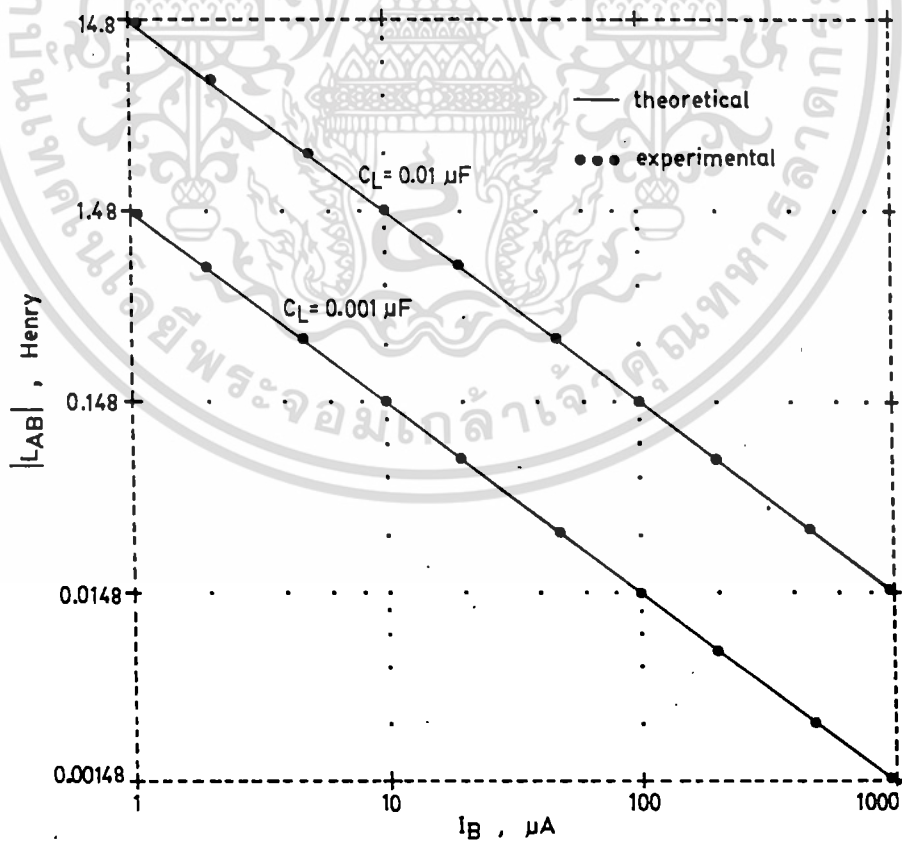
เลือกใช้ดีไวซ์ที่เป็นมอสเฟตจาก IC # CD4007 ที่มีกรอกแบบให้มีการจ่ายค่าของกระแสไบอัส I_B ให้กับวงจรดังแสดงในรูป 5 และเลือกใช้ $V_{DD} = 5\text{ V}$, $V_{SS} = -5\text{ V}$ ส่วนในการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE กำหนดให้แต่ละดีไวซ์ในมอสเฟตมีค่า $K = \mu_n C_{ox} W/L = 3.37 \times 10^{-4} \text{ AV}^{-2}$, $V_T = 1.2\text{ V}$ และ $W/L = 20$ จากการทดลองวงจรรูป 2 เลียนแบบเป็นวงจรแปลงความต้านทานแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์เมื่อให้ $Z_L = R_L = 10\text{ k}\Omega$ และ $100\text{ k}\Omega$ โดยให้ I_B เปลี่ยนจากค่า $0.1\text{ }\mu\text{A}$ ถึง $1000\text{ }\mu\text{A}$ ค่าดังกล่าวที่ได้ดังแสดงในรูป 6 ทำนองเดียวกันเมื่อให้ $Z_L = 1/sC_L$ ทดลองในวงจรรูป 2 วงจรจะเลียนแบบเป็นขดลวดเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์เมื่อให้ $C_L = 0.001\text{ }\mu\text{F}$ และ $0.01\text{ }\mu\text{F}$ โดยให้ I_B เปลี่ยนจากค่า $1\text{ }\mu\text{F}$ ถึง $1000\text{ }\mu\text{A}$ ค่าดังกล่าวที่ได้ดังแสดงในรูป 7

ส่วนในการทดสอบหาค่า cut-off frequency ของวงจรจะทดสอบโดยการเลียนแบบโดยโปรแกรม PSPICE เท่านั้น เพราะในการทดลองจริงอาจเกิดมีค่าของ Stray Capacitances จากภายนอกรวมทั้งวงจรทำให้ผลที่ได้ การพิจารณาความถี่สูง ๆ คลาดเคลื่อนได้ จากการเลียนแบบวงจรรูป 2 ด้วย PSPICE เลือก $I_B = 10\text{ }\mu\text{A}$ และ $100\text{ }\mu\text{A}$ และเลือกใช้ $R_L = 30\text{ k}\Omega$, $40\text{ k}\Omega$, และ $50\text{ k}\Omega$ ค่าที่ได้ดังแสดงผลในรูป 8 ซึ่งจากการวิเคราะห์พบว่าถ้าประมาณให้ค่าในสมการ (16) มีค่าของ $2 I_B K R_1 R_2 \gg 1$ จะพบว่า cut-off Frequency ($f_c \cong \sqrt{2 I_B / C_1 C_2} / .2\pi$, ซึ่ง $C_1 = 5.30 \times 10^{-13}\text{ F}$, $C_2 = 2.6510^{-13}\text{ F}$, $K = 3.3710^{-14}\text{ AV}^{-2}$ ณ $I_B = 10\text{ }\mu\text{A}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



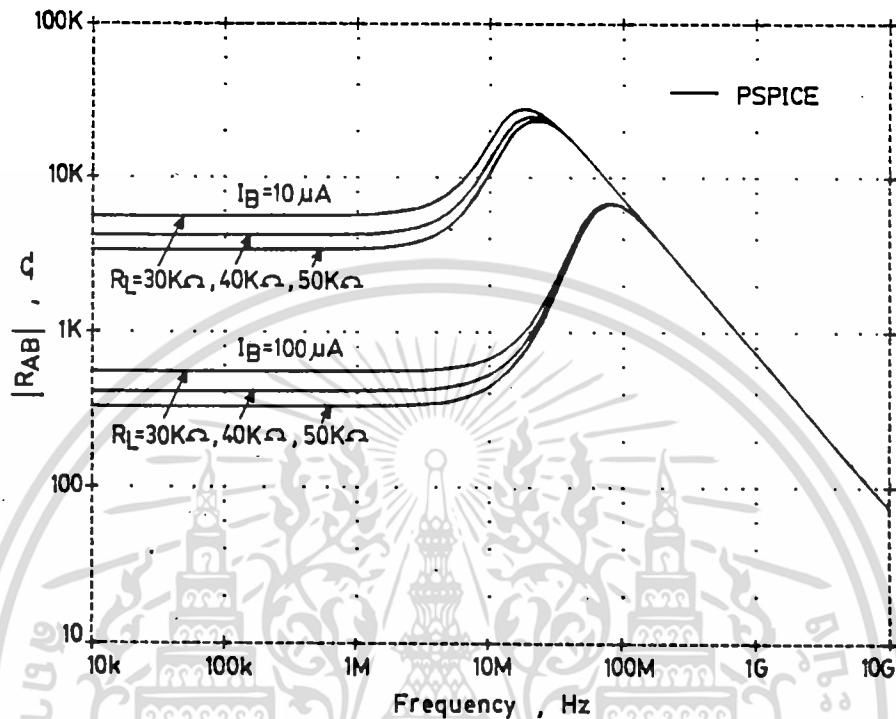
รูปที่ 6 ผลการเขียนแบบและทดลองจริงค่าของ R_{AB} กับค่ากระแส I_B ของวงจรรูปที่ 2



รูปที่ 7 ผลการเขียนแบบและทดลองจริงค่าของ L_{AB} กับค่ากระแส I_B ของวงจรรูปที่ 2

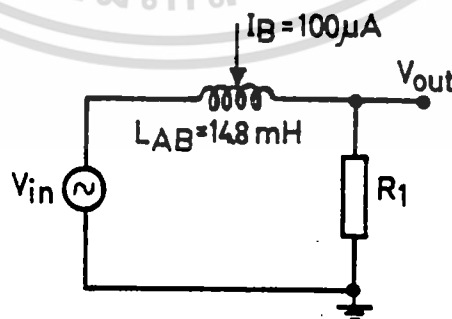
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ $f_c = 35 \text{ MHz}$ และที่ $I_B = 100 \mu\text{A}$ ได้ $f_c = 110 \text{ MHz}$ ตามลำดับ ซึ่งให้ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรสอดคล้องกับหลักการที่ได้นำเสนอ และเพื่อเป็นการ



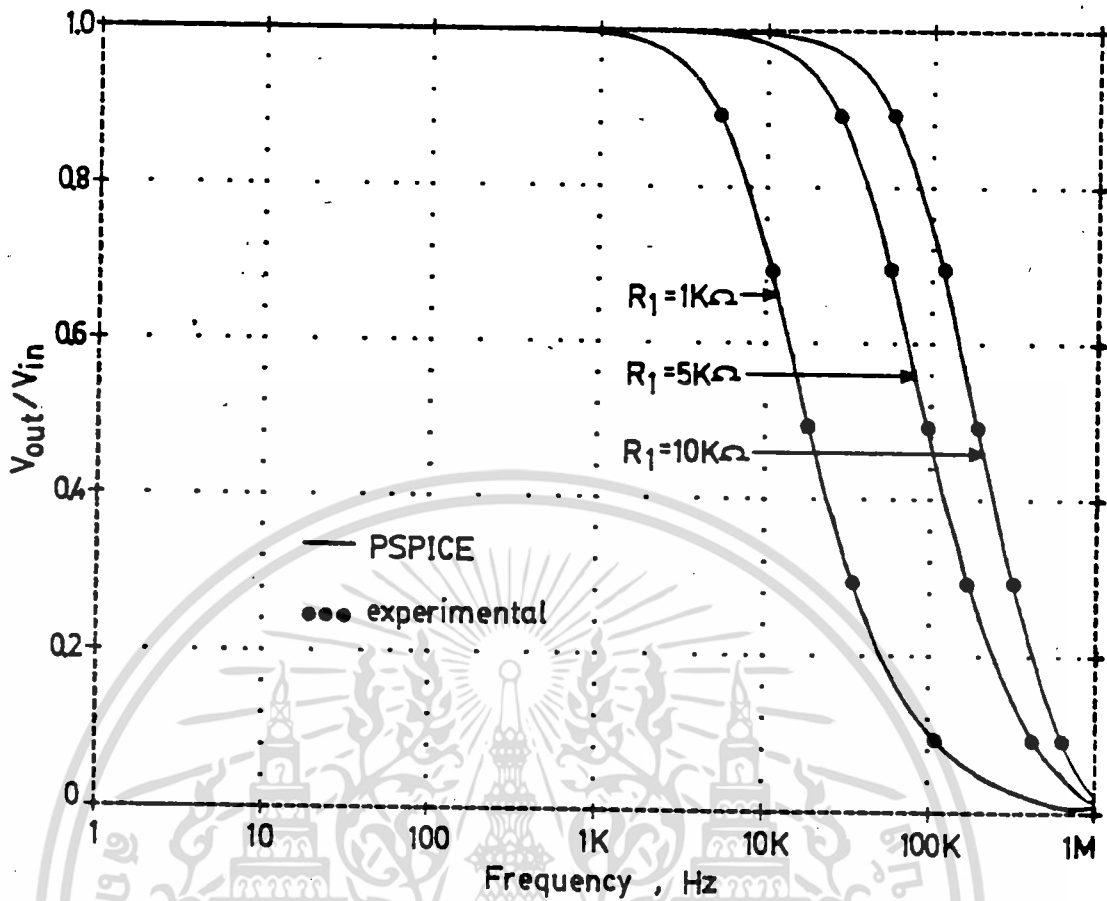
รูปที่ 8 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าของ R_{AB} กับค่าความถี่ของวงจร รูปที่ 2

ทดสอบวงจรในการนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านอื่น ๆ ได้เปลี่ยนแบบวงจรในรูปที่ 2 โดยต่อโหลด $Z_L = 1/sC_L$ เมื่อใช้ $C_L = 0.001 \mu\text{F}$ และ $I_B = 100 \mu\text{A}$ ซึ่งจะได้ $L_{AB} = 14.8 \text{ mH}$ แล้วนำมาต่อร่วมกับความต้านทาน $R_1 = 1 \text{ K}\Omega, 5 \text{ K}\Omega$



รูปที่ 9(a) วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

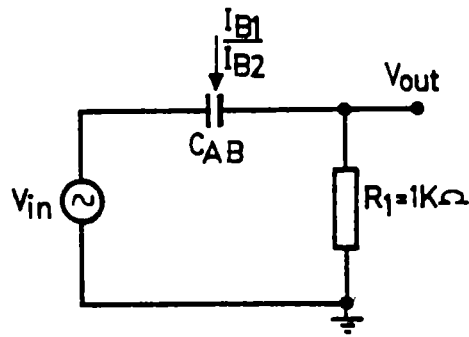


รูปที่ 9(b) ผลการเลียนแบบและทดลองจริงค่าของ V_{out}/V_{in} กับค่าความถี่ของวงจรรูปที่ 9(a)

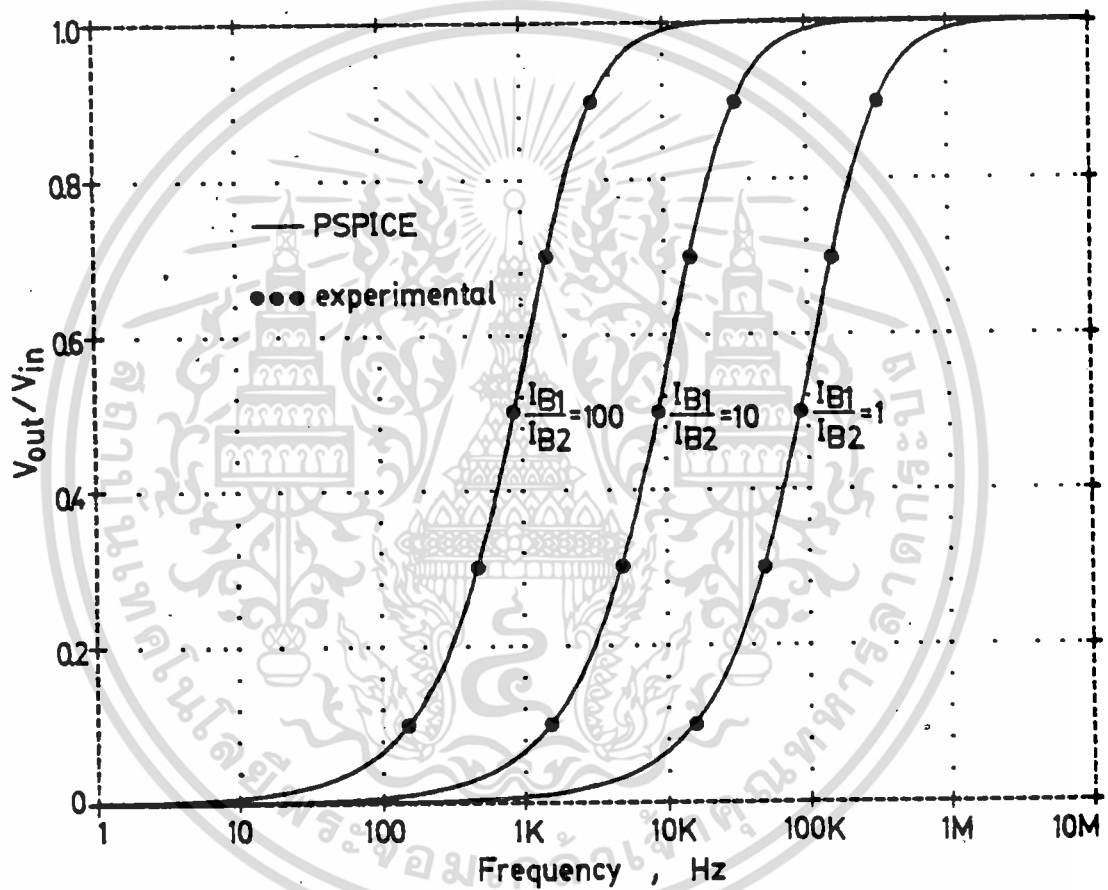
และ 10 KΩ ดังแสดงในรูป 9(a) ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำซึ่งแสดงผลของค่า cut-off frequency หรือ f_c ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการ (23) ที่มีค่าเป็น 11 KHz, 54 KHz และ 108 KHz ดังแสดงผลในรูป 9(b) ทำนองเดียวกันถ้า นำเอาวงจรรูปที่ 4 โดยกำหนดให้ $C_L = 0.001 \mu F$ เลียนแบบเป็น C_{AB} แล้วนำมาต่อร่วมกับ $R_1 = 1 K\Omega$ ดังรูป 10(a) ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่สูงที่สามารถคำนวณค่า f_c ได้จากสมการ (24) ซึ่งถ้าปรับให้กระแส I_{B1}/I_{B2} ในวงจรรูป 4 มีค่าเป็น 100 μA / 100 μA , 100 μA /10 μA และ 100 μA /1 μA จะได้ค่า f_c มีค่าเป็น 159 KHz, 15.9 KHz และ 1.59 KHz ดังแสดงผลในรูป 10 (b)

$$f_{c(\text{Lowpass})} = \frac{(2K I_{B1} R_1)}{2\pi C_L} \quad (23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 10(a) วงจรกรองสัญญาณความถี่สูง



รูปที่ 10(b) ผลการเปลี่ยนแปลงและทดลองจริงค่าของ V_{out}/V_{in} กับค่าความถี่ของวงจรรูปที่ 10(a)

$$f_{c(\text{highpass})} = \frac{\left(\frac{I_{B2}}{I_{B1}} \right)}{2\pi R_1 C_L} \quad (24)$$

ซึ่งจากรูป 9 และรูป 10 จะพบว่าเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำและสูงตามลำดับซึ่งสามารถควบคุมค่า f_c ของวงจรได้จากกระแสไบอัส I_B ซึ่งเป็นรูปแบบการควบคุมแบบอิเล็กทรอนิกส์ทำให้สามารถนำวงจรไปประยุกต์และใช้งานได้กว้างขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. บทสรุป

วงจรเปลี่ยนศักย์ไฟฟ้าเป็นกระแสแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (EVCG) ที่ได้นำเสนอในรูปแบบวงจรกลับอิมพีแดนซ์นี้ ภายในวงจรออกแบบขึ้นด้วยเทคโนโลยีของมอสเฟตจำนวน 28 ตัวกับอีก 1 แพสซีฟ ซึ่งคุณสมบัติของวงจรที่สังเคราะห์ขึ้นสามารถแสดงเป็นค่าอิมพีแดนซ์ Z_{AB} ที่มีค่าเป็นสัดส่วนกลับกับการต่อโหลด Z_L เข้ากับวงจร ค่าของ Z_{AB} สามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยง่าย ละเอียดและแม่นยำด้วยการควบคุมค่ากระแสไบอัส I_B ภายในวงจรซึ่งเป็นหลักการออกแบบและนำเสนอด้วยวิธีการปรับเปลี่ยนค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ค่าที่เกิดขึ้นจากทฤษฎีที่นำเสนอถูกทดสอบการเลียนแบบวงจรและผลการทดลองจริงซึ่งให้ค่าดังกล่าวที่เกิดขึ้นสอดคล้องให้ผลใกล้เคียงกับหลักการที่ได้นำเสนอพร้อมทั้งแสดงตัวอย่างการนำวงจรไปประยุกต์ใช้งาน

เอกสารอ้างอิง

- [1] S.K. Mitra, Analysis and synthesis of linear active network. New York : John Wiley & Sons, 11970.
- [2] G.S.Moschyz, Linear integrated network fundamentals. New York : Van Nostrand Rienhold, NJ, 1974.
- [3] S. Pookaiyaudom and S. Surakampontron, "An accurate integrable voltage variable floating gyrator," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol.IM-29, no.1, pp.15-19, 1980.
- [4] H. Khorramabadi and P.R. Gray, "High-frequency CMOS continuous-time filters," IEEE J. Solid- State Circuits, vol.SC-19, no.6, pp.939-948, 1984.
- [5] R.R. Torrance, T.R. Viswanathan and J.V.Hanson, "CMOS voltage to current transducers," IEEE Trans. Circuit & Syst., vol.CAS-32, no.11, pp.1097-1104, 1985.
- [6] G. Norman , "Floating-impedance realisation using a dual operational-mirrored amplifier," Electron. Lett., vol.22, no.10, pp.521-522, 1986.
- [7] C. Toumazou, F.T. Lidgery and D.G.Haigh, Analog IC design : the current mode approach. London : Peter peregrinus Ltd, 1990.
- [8] D. Qui, "Circuit design of an integrable simulated inductor and its application," IEEE Trans.Instrum. Meas., vol.IM-40, no.6, pp.902-907, 1991.
- [9] M. Ohnishi and N. Inaba, "A singular bifurcation into instant chaos in piece wise linear circuit Trans Circuit & Syst., vol.CAS-41, no.6, pp. 433-442. 1994.
- [10] I.A. Khan and M.I. Ahmed, "OTA-based integrable voltage/current-controlled ideal C-multiplier," Electron. Lett., vol. 22, no 7, pp.365-366, 1986.
- [11] PSPICE, Microsim Corp., Laguna Hills. CA 92653, U.S.A., May, 1980.
- [12] A. Vladimirescu and S. Liu, "The simulation of MOS integrated circuit using SPICE2," Memorandum no. UCB/ERL M 80/7, 1980.
- [13] P.Antognetti and G. Massobrio, Semiconductor device modeling with SPICE. New York : McGraw-Hill, Chapter 6, 1988.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้