

* สมคิด แซ่โจ้ว และ ** อภินันท์ ธนชยานนท์

วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบคลาสเอบี โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดัน $\pm 1V$ A ± 1 VOLT VERY HIGH FREQUENCY CLASS AB CMOS ACTIVE INDUCTOR

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบคลาสเอบีในรูปแบบใหม่ที่มีโครงสร้างของวงจรเหมาะสมสำหรับใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำในเทคโนโลยีซีมอส วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่นำเสนอจะถูกจำลองผลการทำงานโดยใช้ HSPICE และใช้แบบจำลองผลการทำงาน BSIM3V3 ในเทคโนโลยีซีมอส $0.35\ \mu\text{m}$ วงจรกินกำลังงาน

เท่ากับ $I\ 25\text{mW}$ โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดัน $\pm 1\text{V}$ วงจรมีการตอบสนองทางความถี่สูงสุด $3\text{--}3\text{-GHz}$ และมีพิสัยพลวัต 43 dB ที่ความถี่ 1 GHz

คำสำคัญ: วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำคลาสเอบี แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ

ABSTRACT

This paper presents a new VHF class AB CMOS active inductor suitable for low voltage operation. The proposed circuit is simulated by using HSPICE with parameters from a $0.35\ \mu\text{m}$ CMOS technology. The active inductor exhibits

* ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยอีสเทิร์นเอเซีย

** ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยอีสเทิร์นเอเซีย

a maximum self-resonance at 3.3-GHz and 43-dB dynamic range while dissipation 1.25 mW from a ± 1 V power supply voltage.

Keywords: Active Inductor, Class AH . Low Voltage Supply

1. คำนำ

การใช้วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแทนตัวเหนี่ยวนำแบบ on-chip กำลังถูกสนใจและศึกษา ซึ่งสามารถพบได้ในบทความ (Ismail, Wassenaar and Morrison, 1991, pp. 1761-1764) เนื่องจากข้อดีของมันคือมีค่าอินดักแตนซ์และค่าตัวประกอบคุณภาพสูงปรับค่าได้และใช้พื้นที่ขนาดเล็ก ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าวมีความจำเป็นสำหรับใช้ในเครื่องรับ-ส่งสัญญาณแบบไร้สาย (Abidi, Pottie and Kaiser, 2000, pp. 1528-1545) โดยเฉพาะในส่วนของวงจร กรองความถี่แบบแถบผ่าน แถบหยุดและวงจรกำเนิดความถี่ ข้อจำกัดที่สำคัญสำหรับการใช้งานของวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำคือความไม่เป็นเชิงเส้นและการตอบสนองคุณสมบัติเหล่านี้

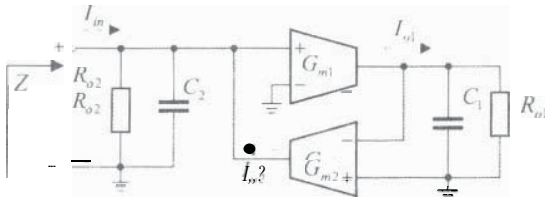
ยังไม่เพียงพอสำหรับการนำไปใช้งานได้ วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำถูกสร้างขึ้นจากทรานซิสเตอร์ วงจรจึงจำเป็นต้องการใช้แหล่งจ่ายแรงดัน เมื่อวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำถูกนำไปใช้งานในเครื่องรับ-ส่งสัญญาณแบบไร้สาย จะส่งผลทำให้ระบบกินกำลังงานและมีสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้น ดังนั้นจึงเกิดความไม่สอดคล้องกันระหว่างความต้องการที่จะลดขนาดพื้นที่กับการเพิ่มสัญญาณรบกวน และความไม่เป็นเชิงเส้นเข้าไปในระบบ

ในบทความนี้มีจุดมุ่งหมายในการนำเสนอวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ โดยใช้โครงสร้างแบบคลาสเอบีซึ่งเป็นรูปแบบใหม่ที่มีโครงสร้างการใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำและมีความสามารถในการตอบสนองแรงดันที่สูงกว่าและพิสัยพลวัตกว้างกว่าวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบคลาสเอบีที่ถูกนำเสนอมาก่อนหน้านี้ ในส่วนที่ 2 กล่าวถึงวิธีการสร้างวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำโดยใช้โครงสร้างของไจเรเตอร์-ซี ในส่วนที่ 3

อธิบายเกี่ยวกับวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบคลาสเอบี ส่วนที่ 4 เป็นผลการจำลองการทำงานของวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้โครงสร้างคลาสเอบี และในที่สุดท้ายเป็นการกล่าวถึงบทสรุปของบทความนี้

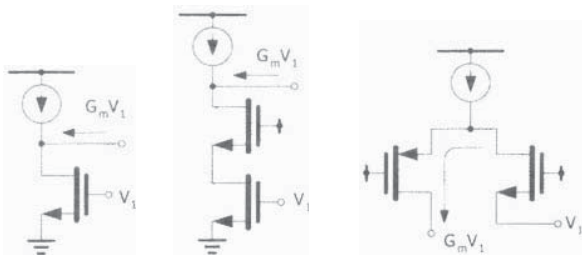
2. การออกแบบวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ

ไจเรเตอร์-ซีเป็นโครงสร้างพื้นฐานในการสร้างวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ สำหรับการทำงานที่ความถี่สูงประมาณ f_T ของทรานซิสเตอร์ ทางเลือกหนึ่งสำหรับการสร้างไจเรเตอร์คือการใช่วงจรขยายที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ I ตัวแทนทรานคอนดักเตอร์ II ตัว ดังนั้นจะทำให้วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำมีความถี่ self resonance ที่สูงมากประมาณ f_T ของทรานซิสเตอร์ และขึ้นอยู่กับเทคโนโลยีที่ใช้สร้างทรานซิสเตอร์ โครงสร้างของวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวถูกรวบรวมและสรุปไว้ในบทความ (Thanachayanont and Sae Ngow, 2002, pp. 552-555) อย่างไรก็ตาม ผลของความไม่เป็นอุดมคติและผลของ Channel length modulation ของทรานซิสเตอร์ซึ่งปรากฏการณ์เหล่านี้จะมีผลกระทบโดยตรงต่อคุณสมบัติของวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ ดูรูปที่ 1 โดยที่ R_{o1} และ R_{o2} คือความต้านทานเอาต์พุตของทรานคอนดักเตอร์ตัวที่ I และ 2 ตามลำดับ C_1 และ C_2 คือตัวเก็บประจุที่ขั้วของไจเรเตอร์ค่า R_{o1} และ R_{o2} จะเป็นตัวกำหนดค่าความสูญเสียของตัวเหนี่ยวนำในช่วงความถี่ต่ำและความถี่สูงตามลำดับ โดยเฉพาะค่า R_{o2} ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดค่า Q ของตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่สูงซึ่งเป็นบริเวณใกล้เคียงกับความถี่ self resonance ของวงจร แถบความถี่ ณ บริเวณนี้จะเป็นแถบความถี่ที่ใช้งานของวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำสำหรับการสร้างวงจรกรองแถบความถี่ผ่านและแถบหยุด



รูปที่ 1 โครงสร้างของโอเพอเรเตอร์-ซี
ที่ใช้ทรานคอนดักเตอร์ในทางปฏิบัติ

เทคนิคในการเพิ่มความต้านทานเอาต์พุตของทรานคอนดักเตอร์แสดงให้เห็นในรูปที่ 2 โดยที่ (ข) เป็นวงจรขยายแบบคาสโคด (cascode) (ค) วงจรขยายแบบโฟลด์แคสโคด (folded cascode) ซึ่งเทคนิคดังกล่าวถูกนำเสนอในวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ (Thanachayanont and Payne, 1996, pp. 999-1000) ข้อดีของวงจรขยายแบบคาสโคดและโฟลด์แคสโคดคือวงจรมีความต้านทานเอาต์พุตค่อนข้างสูงกว่าการใช้ทรานซิสเตอร์ 1 ตัวดูรูปที่ 2(ก) และเมื่อเปรียบเทียบความต้องการใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำสุดของวงจร จะเห็นได้ว่าโครงสร้างของเทคนิคโฟลด์แคสโคดมีความเหมาะสมสำหรับใช้สร้างทรานคอนดักเตอร์ในวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ



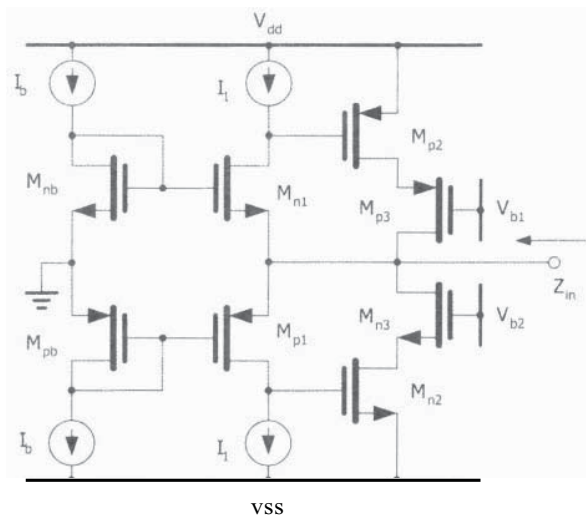
(ก) (ข) (ค)
รูปที่ 2 วงจรทรานคอนดักเตอร์ในย่านความถี่สูง

สำหรับข้อคำนึงในการนำวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำไปใช้งานแทนตัวเหนี่ยวนำในส่วนของเรโซเนเตอร์แบบ LC เพื่อใช้สร้างวงจรกรองความถี่แบบแถบผ่านและแถบหยุด คุณสมบัติพัสซีฟพลวัตและ IIP3 ของวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ จะเป็นตัวกำหนดคุณสมบัติของพัสซีฟพลวัตและความเป็นเชิงเส้นของวงจรกรองความถี่

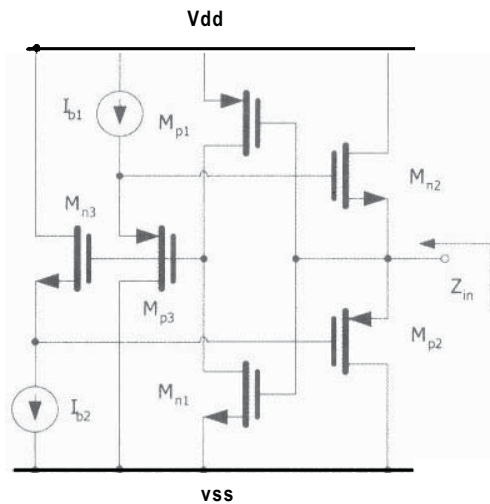
ดังนั้นทางเลือกหนึ่งของการปรับปรุงคุณสมบัติพัสซีฟพลวัตคือการใช้วิธีการของคลาสเอบีในวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งถูกนำเสนอในบทความนี้และจะถูกอธิบายในหัวข้อต่อไป

3. วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบคลาสเอบี

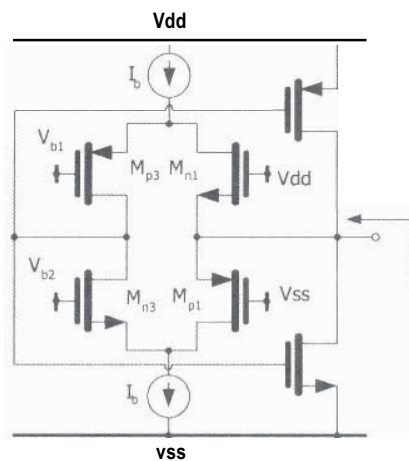
ในรูปที่ 3 แสดงวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบคลาสเอบี พิจารณาวงจรในรูปที่ 3(ก) ซึ่งถูกนำเสนอโดย Thanachayanont และ Sae-Ngow (2002, pp. 64-67) โอเพอเรเตอร์ถูกสร้างขึ้นโดยใช้วงจรขยายแบบเกตรวม (M_{n1} และ M_{p1}) และวงจรขยายขอสระรวมแบบคาสโคด (M_{p2} - M_{p3} และ M_{n2} - M_{n3}) วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบนี้มีค่าตัวประกอบคุณภาพที่สูง อันเนื่องมาจากผลของการเพิ่มความต้านทานเอาต์พุตของทรานคอนดักเตอร์แบบลบ วงจรนี้มีความต้องการใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำสุดคือ $2V_{GS}+2V_{DS,SAT}$



ก) แบบ CG-CS [11]



(a) แบบ CS-CD

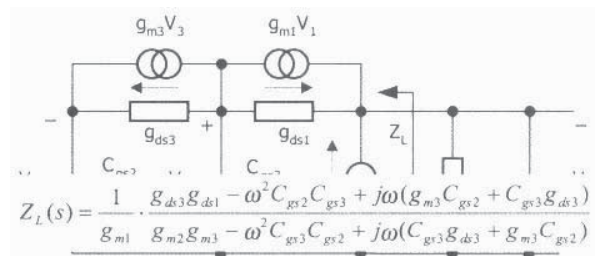


(n) แบบ CG-CS

รูปที่ 3 วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบคลาสเอบี

ในบทความนี้นำเสนอทางเลือกใหม่สำหรับวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบคลาสเอบีแสดงในรูปที่ 3(ข) และ(ค) พิจารณาวงจรในรูปที่ 3(ข) วงจรประกอบด้วยวงจรตามแรงดันแบบคลาสเอบีและวงจรกลับเฟสแบบพุช-พูล (push-pull stage) พิจารณาในส่วนของวงจรตามแรงดันแบบคลาสเอบีซึ่งถูกสร้างเป็นทรานคอนดักเตอร์แบบบวก ดังนั้นค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่เหมือนกันจะเป็นตัวกำหนดความสามารถในการตอบสนองการแกว่งของแรงดันสัญญาณอินพุต ครั้นเมื่อพิจารณาในส่วนของทรานคอนดักเตอร์แบบลบ ถูกสร้างขึ้นโดยใช้วงจรรยาย

วงจรรยายกลับเฟสแบบพุช-พูล ซึ่งถูกสร้างขึ้นโดยใช้วงจรรยายแบบซอสส์ร่วมต่อในลักษณะแบบเติมเต็ม (complementary) โดยที่อินพุตขาเกิดของทรานซิสเตอร์ทั้งสองถูกต่อเข้าด้วยกัน สำหรับการทำงานของวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบนี้สามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อมีสัญญาณอินพุตมีค่าเป็นบวก กระแสเดรนของทรานซิสเตอร์ M_{n1} จะมีค่ามากกว่ากระแสเดรนของทรานซิสเตอร์ M_{p1} ดังนั้นที่เอาต์พุตของวงจรรยายจะดึงกระแสจากขั้วของอินพุตของวงจรตามแรงดัน ณ จุดนี้จะมีสัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุซึ่งเกิดจากตัวเก็บประจุที่แอบแฝงและสะสมอยู่ที่ขั้วเอาต์พุตของไจเรเตอร์ (ที่ขาเกิดของทรานซิสเตอร์ M_{n3} และ M_{p3}) สัญญาณแรงดันที่จุดนี้จะถูกแปลงกลับไปเป็นกระแสที่อินพุตโดยทรานซิสเตอร์ M_{n2} และ M_{p2} ในทางกลับกันเมื่อสัญญาณมีค่าเป็นลบ กระแสเดรนของทรานซิสเตอร์ M_{n1} จะมีค่าน้อยกว่ากระแสเดรนของทรานซิสเตอร์ M_{p1} ดังนั้นที่เอาต์พุตของวงจรรยายจะผลักกระแสไปยังขั้วของอินพุตของวงจรตามแรงดัน ในลักษณะคล้ายกันจะมีสัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุซึ่งเกิดจากตัวเก็บประจุที่แอบแฝงในทรานซิสเตอร์และสะสมอยู่ที่ขั้วเอาต์พุตของไจเรเตอร์ สัญญาณแรงดันที่จุดนี้จะถูกแปลงกลับไปเป็นกระแสที่อินพุตโดยทรานซิสเตอร์ M_{n2} และ M_{p2} จากที่กล่าวมาทั้งหมดนี้คือวิธีการของไจเรเตอร์-ซี สำหรับวงจรในรูปที่ 3(ค) ซึ่งประกอบด้วยวงจรรยายแบบโฟลด์แคสโคด 2 ชุดต่อในลักษณะแบบเติมเต็มและวงจรรยายแบบกลับเฟสแบบพุช-พูล การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้โดยใช้หลักการของไจเรเตอร์-ซี



รูปที่ 4 วงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 3(ค) (ครึ่งบน)

เมื่อพิจารณาการวิเคราะห์วงจรสมมูลสำหรับ สัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 3(ค) แสดงในรูปที่ 4 (พิจารณาเฉพาะวงจรครึ่งบน) อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจร สามารถอธิบายได้เป็นวงจรสมมูลแบบพาสซีฟ ซึ่งเกิดจากการขนานกันของตัวเก็บประจุ C_{gs1} กับ g_{ds2} และ Z_L ซึ่งแสดงในสมการที่ (1) (กำหนดให้ $g_m \gg g_{ds}$ และ $C_{gs} \gg C_{gd}$)

$$Z_L(s) = \frac{1}{g_{m1}} \cdot \frac{g_{ds3}g_{ds1} - \omega^2 C_{gs2}C_{gs3} + j\omega(g_{m3}C_{gs2} + C_{gs3}g_{ds1})}{g_{m2}g_{m3} - \omega^2 C_{gs3}C_{gs2} + j\omega(C_{gs3}g_{ds3} + g_{m3}C_{gs2})} \quad (1)$$

พิจารณาส่วนจริงและส่วนจินตภาพของ Z_L ในสมการที่ (1) จะได้ว่า

$$\text{Im}(Z_L) = \omega \frac{\frac{C_{gs2}}{g_{m1}g_{m2}} + \frac{g_{ds3}C_{gs3}}{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}}{(1 - \omega^2 \frac{C_{gs3}C_{gs2}}{g_{m2}g_{m3}})^2 + \omega^2 (\frac{C_{gs3}g_{ds3}}{g_{m2}g_{m3}} + \frac{g_{m3}C_{gs2}}{g_{m2}g_{m3}})^2} \quad (2)$$

$$\text{Re}(Z_L) = \frac{1}{g_{m1}} \frac{(\frac{g_{ds3}g_{ds1}}{g_{m2}g_{m3}} + \omega^2 \frac{C_{gs2}}{g_{m2}} (\frac{C_{gs2}}{g_{m2}} - \frac{C_{gs3}}{g_{m3}}) + (\omega^2 \frac{C_{gs2}C_{gs3}}{g_{m2}g_{m3}})^2)}{(1 - \omega^2 \frac{C_{gs3}C_{gs2}}{g_{m2}g_{m3}})^2 + \omega^2 (\frac{C_{gs3}g_{ds3}}{g_{m2}g_{m3}} + \frac{g_{m3}C_{gs2}}{g_{m2}g_{m3}})^2} \quad (3)$$

จากสมการที่ (2) และ (3) แสดงให้เห็นว่า อิมพีแดนซ์ Z_L เกิดจากการอนุกรมกันระหว่างตัวเหนี่ยวนำกับความต้านทาน (ที่ไม่ต้องการ) และค่าทั้งสองนี้เป็นฟังก์ชันของความถี่ ที่พิจารณาที่ความถี่ต่ำ ($\omega \ll \omega_T$) ของสมการที่ (2) และ (3) จะได้ว่า

$$L_{eq} = \frac{C_{gs2}}{g_{m1}g_{m2}} \quad (4)$$

$$R_s = \frac{g_{ds1}g_{ds3}}{g_{m1}g_{m2}g_{m3}} \quad (5)$$

จากสมการที่ (4) และ (5) แสดงให้เห็นว่าค่า อินดักแตนซ์และค่าความต้านทานสามารถควบคุมได้ โดยการปรับค่า g_{m1} (หรือ g_{m2}) และ g_{ds3}/g_{m3} ตามลำดับ ค่าตัวประกอบ g_{ds3}/g_{m3} จะเป็นตัวกำหนดคุณลักษณะทางความถี่ของตัวเหนี่ยวนำทางด้านต่ำ

ดังนั้นการเพิ่มค่า g_{m3} จะทำให้วงจรมีค่า Q สูงและแบนด์วิดท์ของตัวเหนี่ยวนำกว้างขึ้น เมื่อพิจารณาที่ความถี่สูงใกล้ความถี่ self-resonance (เทอม ω^2 ของสมการที่ (3)) ตัวเหนี่ยวนำสามารถมีค่า Q สูงมาก โดยการปรับให้ค่า $C_{gs2}/g_{m2} - C_{gs3}/g_{m3}$ เข้าใกล้ศูนย์ ในพื้นที่แถบความถี่บริเวณนี้ ค่า Q สามารถปรับค่าได้ โดยการเปลี่ยนแปลงค่า V_c และ V_b ซึ่งการลดค่า V_c และการเพิ่ม V_b จะทำให้แรงดัน V_{GS} ของ M_{p3} และ M เพิ่มขึ้นตามลำดับ ด้วยเหตุนี้จะทำให้ค่า g_{m3} มีค่าลดลง ผลก็คือค่า Q ของตัวเหนี่ยวนำมีค่ามากขึ้น การแกว่งของสัญญาณแรงดันอินพุตที่สูงที่สุดถูกจำกัดโดย $V_{dd} - V_{THn}$ และ $V_{ss} + |V_{THp}|$ ดังนั้นในการออกแบบวงจรนี้กำหนดให้แรงดันไบอัสให้กับขาเกตของทรานซิสเตอร์ M_{n1} และ M มีค่ามากที่สุดซึ่งทำได้โดยต่อกับ V_{dd} และ V_{ss} ตามลำดับ ข้อดีที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำในรูปที่ 3(ค) วงจรมีความต้องการใช้แหล่งจ่ายต่ำสุดคือ $2V_{GS}$ ซึ่งทำให้วงจรสามารถทำงานที่แหล่งจ่ายแรงดันและการกินกำลังงานต่ำ ดังนั้นวงจรในรูปที่ 3(ค) มีความสามารถในการตอบสนองสัญญาณแรงดันอินพุตที่สูงกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายแรงดันเท่ากัน

4. ผลการจำลองการทำงาน

ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยโปรแกรม HSPICE ใช้แบบจำลองการทำงาน BSIM3V3 ในเทคโนโลยีซีมอส $0.35\text{-}\mu\text{m}$ ตารางที่ I เป็นการสรุปผลจำลองการทำงานของวงจรในรูปที่ 3 จะเห็นได้ว่าวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบคลาสเอบีที่นำเสนอในงานนี้ มีการตอบสนองการแกว่งแรงดันที่สูงกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับค่า THD เท่ากับ 1% และกินกำลังงานที่ต่ำกว่า ในรูปที่ 5 เป็นผลการตอบสนองทางความถี่ของอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรในรูปที่ 3(ค) วงจรมีความถี่ self-resonance เท่ากับ 3.3GHz คุณลักษณะความเป็นตัวเหนี่ยวนำของวงจรมีค่าเริ่มจาก 1M จนถึง 3.3GHz

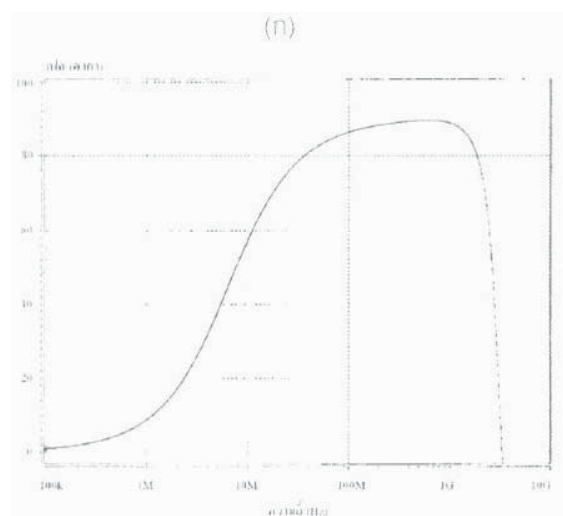
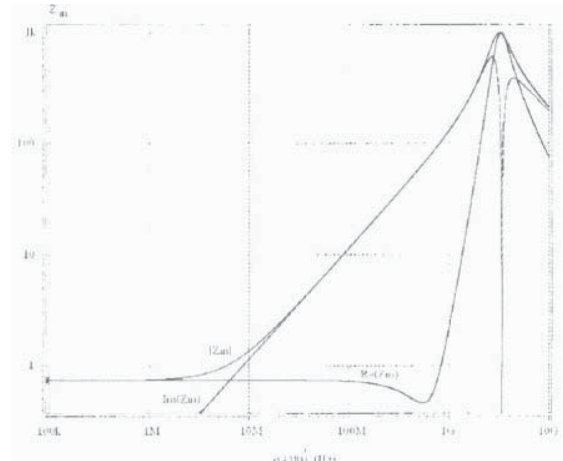
ตารางที่ 1 คุณสมบัติวงจรเลียนแบบขดลวด
เหนี่ยวนำแบบคลาสเอบี

พารามิเตอร์	รูปที่ 3		
	(ก) [11]	(ข) นาเสนอ	(ค) นาเสนอ
เทคโนโลยี	0.35- μm CMOS		
แหล่งจ่ายแรงดัน	$\pm 1.5\text{V}$	$\pm 1\text{V}$	$\pm 1\text{V}$
การกินกำลังงาน	1.7mW	2.18mW	1.25mW
f_{max}	3.34GHz	4GHz	3.3GHz
อินดักแตนซ์**	21.63	14nH	20nH
Q (ปรับค่าได้)**	12.7	5	60
สัญญาณรบกวน*	109 μV_{rms}	65 μV_{rms}	73.6 μV_{rms}
V_{imax} (THD 1%)	8 mV _{p-p}	25.4mV _{p-p}	30.8mV _{p-p}
พิสัยพลวัต	28 dB	42.8 dB	43.4 dB

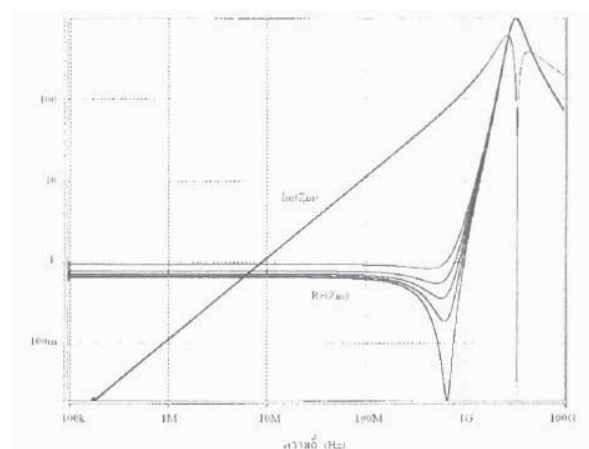
*แบนด์วิดท์ 500MHz **ความถี่ 1GHz

การปรับค่า Q ของตัวเหนี่ยวนำในรูปที่ 3(ค) สามารถแสดงให้เห็นในรูปที่ 6 โดยการปรับค่าแรงดัน V_C โดยเริ่มจาก 0.1 ถึง 0.5 V ครึ่งละ 0.1 V ทำให้ค่า Q เปลี่ยนจาก 126 ถึง 41 และมีผลทำให้ค่าอินดักแตนซ์ เปลี่ยนแปลง 3.2% วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ มีค่า Q สูงสุดเท่ากับ 3,665 ที่ความถี่ 700MHz ในรูปที่ 7 เป็นสเปกตรัมทางความถี่ของระดับแรงดันสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำในรูปที่ 3(ค) ที่ชั่วอินพุตของวงจร มีสัญญาณรบกวนเท่ากับ $3.28\text{nV}/\text{Hz}^{1/2}$ ที่ความถี่ 1GHz

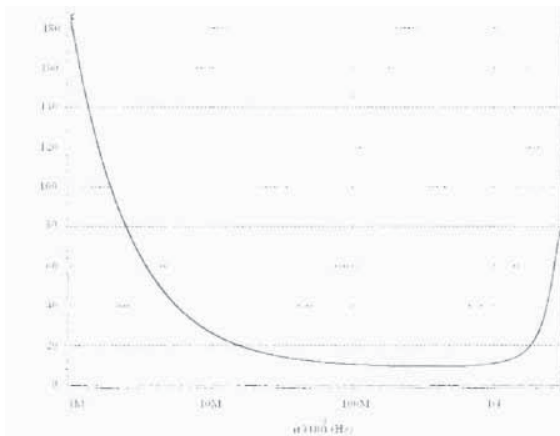
ในการทดสอบความเป็นเชิงเส้นของวงจรในรูปที่ 3(ค) ทำได้โดยการป้อนสัญญาณกระแสอินพุต 2 ความถี่ที่มีขนาดเท่ากัน และมีความถี่ 0.99GHz กับ 1GHz วงจรมีจุดตัดระหว่างระดับแรงดันความถี่มูลฐาน และฮาร์โมนิค (IIP3) มีค่าเท่ากับ 1.58mA (-56 dB) และ SDFR เท่ากับ 55 แสดงในรูปที่ 8



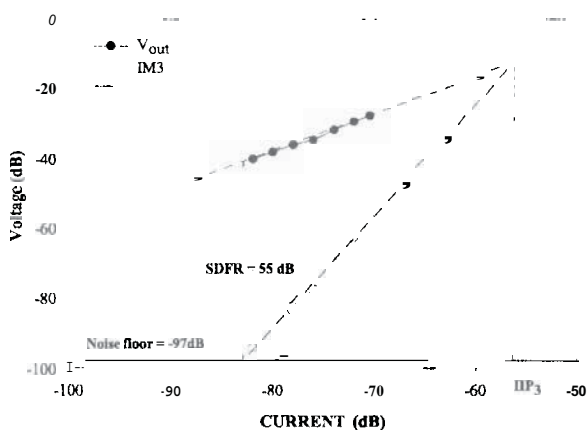
(ข)
รูปที่ 5 ผลตอบสนองทางความถี่ของอินพุต
อิมพีแดนซ์วงจรในรูปที่ 3(ค)



รูปที่ 6 การปรับค่า Q ของวงจรเลียนแบบขดลวด
เหนี่ยวนำโดยการปรับ V_C



รูปที่ 7 สัญญาณรบกวนของวงจรเลียนแบบ
ขดลวดเหนี่ยวนำ



รูปที่ 8 การทดสอบความเป็นเชิงเส้นของวงจร
เลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ

5. สรุปผลการทำงาน

บทความนี้นำเสนอวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำโดยใช้โครงร่างแบบคลาสเอบี วงจรที่นำเสนอ
นี้มีความสามารถในการตอบสนองของสัญญาณแรงดัน
ที่สูงและใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ คุณสมบัติของ
ตัวเหนี่ยวนำแสดงให้เห็นโดยการจำลองผลการทำงาน
ด้วยข้อดีของวงจรที่มีขนาดเล็ก ปรับค่าอินดักแตนซ์ได้
และมีค่าตัวประกอบคุณภาพสูงรวมถึงการปรับปรุง
คุณสมบัติพิเศษพลวัต ความเป็นเชิงเส้น เราเชื่อว่
การปรับคุณสมบัติเหล่านี้ของวงจรเลียนแบบขดลวด
เหนี่ยวนำจะนำไปสู่การใช้ในงานของเครื่องรับ-ส่ง
สัญญาณแบบไร้สายในย่านความถี่สูงที่ใช้แหล่งจ่าย
แหล่งต่ำได้

- Abidi, A., Pottie, G. and Kaiser, W. (2000) .Power -conscious design of wireless circuits and systems. *Proc. IEEE*. 88 ,1528 - 1545 .
- Gray, P. R. and Meyer, R. G. (1995) .Future Directions in Silicon ICs for RF Personal Communications. *IEEE Custom IC Conference*, 83 - 90 .
- Ismail, M., Wassenaar, R. and Morrison, W. (1991) .A high-speed continuous-time bandpass VHF filter in MOS technology. *Proc. IEEE ISCAS'91*. 3 ,1761 - 1764 .
- Karsilayan, A. and Schaumann, R. (2000) .A high-frequency high -Q CMOS active inductor with DC bias control. *Proc. 43rd IEEE Midwest Symp. on Circuits and Systems*. 486 - 489 .
- Leifso, C. and Haslett, J. W. (2001) .A Fully Integrated Active Inductor with Independent Voltage Tunable Inductance and Series -Loss Resistance. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*. 49 ,671 - 676 .
- Li, W., Ooi, B. L., Xu, Q. J. and P. S. Kooi. (1999) .High Q active inductor with loss compensation by feedback. *Electronics Letters*. 35 ,132 - 1329 .
- Lin, T.Y.K. and Payne. A.J. (2000) .Design of a low-voltage, low-power, wide-tuning integrated oscillator. *Proc. ISCAS'2000*. 5 ,629 - 632 .
- Thanachayanont, A. (2001). A 1.5-VCMOS fully -differential inductorless RF bandpass amplifier. *Proc. IEEE ISCAS'2001*. 1 ,49 - 52 .
- Thanachayanont, A. and Payne, A. (1996) .VHF CMOS integrated active inductor. *Electronics Letters*. 32 , 999 - 1000 .
- Thanachayanont, A. and Payne, A. (2000) .CMOS floating active inductor and its applications to bandpass filter and oscillator designs. *IEE Procs. Circuits, Devices and Systems*. 147 ,42 - 48 .
- Thanachayanont, A. and Sae Ngow, S. (2002) .Class AB VHF CMOS Active Inductor. *In Proc. 45th IEEE Midwest Symp On Circuit and System* .1, 64 - 67 .
- Thanachayanont, A. and Sae Ngow, S. (2002) .Low Voltage High -Q VHF CMOS Transistor-only Active Inductor. *In Proc. 45th IEEE Midwest Symp. On Circuit and System*. 3 ,552 - 555 .
- Samori, C., Levantino, S. and Lacaita, A. (2002) .Integrated LC Oscillators for frequency Synthesis in Wireless Applications. *IEEE Communications Magazine*. 40 ,166-171 .
- Wu, Y., Ismail, M. and Olsson, H. (2000) .A novel CMOS fully-differential inductorless RF bandpass filter. *Proc. IEEE ISCAS'2000*. 4 , 149-152 .

