



การปรับปรุงสวิตช์หลักในแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงแบบใช้ตัวเก็บประจุลดแรงดัน

มงคล เดชนครินทร์
ราชบัณฑิต สำนักวิทยาศาสตร์
ราชบัณฑิตยสถาน

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวิธีปรับปรุงสมรรถนะของสวิตช์สารกึ่งตัวนำ ในแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงแบบใช้ตัวเก็บประจุลดแรงดันที่เคยลงพิมพ์เผยแพร่มาก่อน สิ่งที่พิจารณาปรับปรุงก็คือวงจรขับนำกระแสเบสของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ที่ใช้เป็นสวิตช์หลักของวงจรลดแรงดัน วงจรเดิมใช้การขับนำกระแสเบสแบบหุ้มมวล คือใช้กระแสเบสที่มีรูปร่างคล้ายครึ่งคลื่นไซน์ แต่วงจรที่ปรับปรุงใหม่เปลี่ยนเป็นการขับนำกระแสเบสแบบกระชาก โดยที่กระแสเบสมีรูปร่างเป็นพัลส์ยอดแหลมอยู่ทางด้านขอบนำ ผลที่ได้ก็คือ กระแสคอลเล็กเตอร์กับแรงดันคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์เหลื่อมกันในช่วงเวลาที่สั้นลง จึงลดการสูญเสียกำลังเป็นความร้อนในตัวทรานซิสเตอร์ลงได้ และทำให้ประสิทธิภาพของวงจรโดยรวมเพิ่มขึ้น การปรับปรุงสวิตช์หลักอีกวิธีหนึ่งก็คือเปลี่ยนจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์เป็นทรานซิสเตอร์แบบมอสเฟต ในการนี้จำเป็นต้องเปลี่ยนจากวงจรขับนำกระแสเบสของทรานซิสเตอร์แบบแรก เป็นวงจรขับนำแรงดันเกต-ซอร์ซของทรานซิสเตอร์แบบหลัง การปรับปรุงสวิตช์ทั้งสองวิธีดังกล่าวให้ผลได้ใกล้เคียงกัน คือทำให้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงในที่มีประสิทธิภาพโดยรวมเพิ่มขึ้นเล็กน้อย จากร้อยละ ๕๘ ในวงจรแบบเดิม เป็นร้อยละ ๖๑ และร้อยละ ๖๒.๕ ตามลำดับ

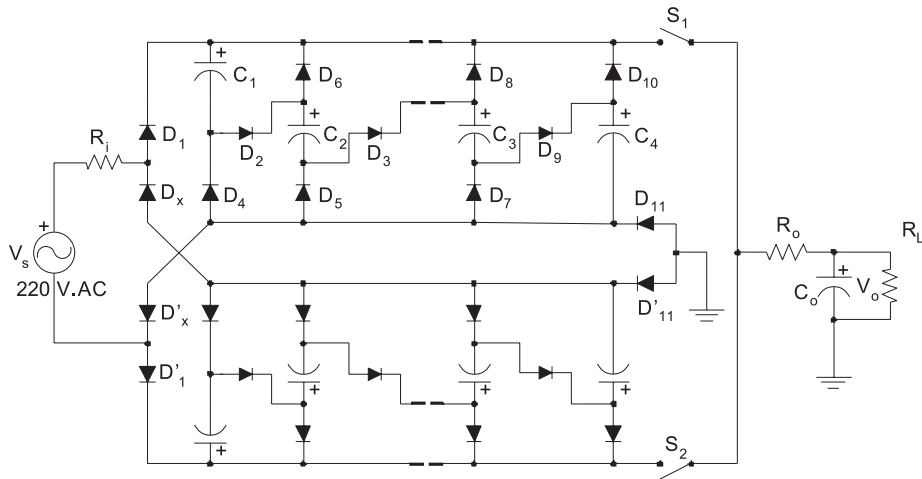
คำสำคัญ : แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง, การปรับปรุงสวิตช์, วงจรขับนำ

บทนำ

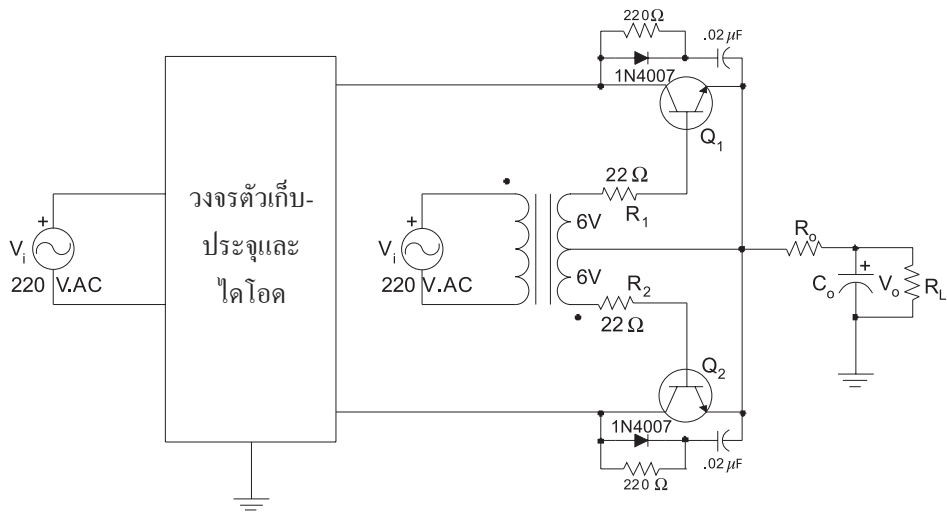
ในบทความที่เคยตีพิมพ์บทแรก [๑] ผู้นิพนธ์ได้นำเสนอวงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงที่ไม่ใช้หม้อแปลงกำลัง (power transformer) ในการลดแรงดัน แต่ใช้วงจรของตัวเก็บประจุกับไดโอดสารกึ่งตัวนำทำหน้าที่นี้แทน ในบทความที่ตีพิมพ์ต่อมา [๒] ผู้นิพนธ์

ได้ปรับปรุงสมรรถนะของวงจรดังกล่าว โดยได้แก้ไขข้อบกพร่องของวงจรส่วนหน้าที่ทำหน้าที่ลดแรงดัน และเปลี่ยนแปลงวงจรคูล์ค่าแรงดันด้านออกเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงขึ้น การปรับปรุงประการแรกทำให้วงจรลดแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายกำลังในนี้เป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ ๑ โดยที่สวิตช์หลัก S_1 และ

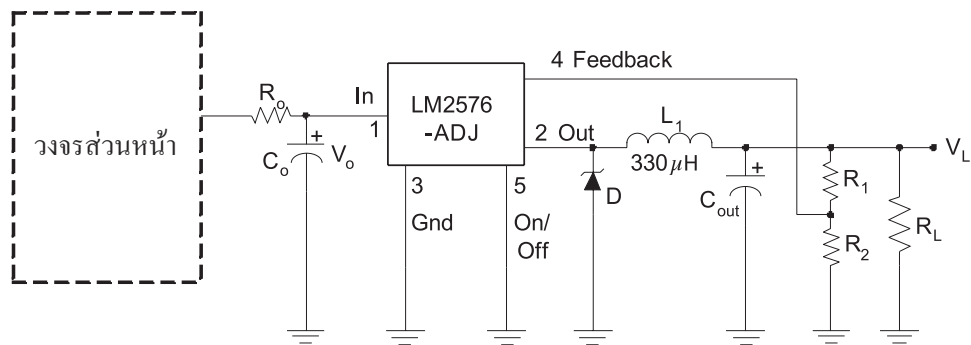
S_2 ก็คือทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (bipolar junction transistor) Q_1 และ Q_2 ซึ่งมีวงจรขับนำกระแสเบสตามรูปที่ ๒ ส่วนการปรับปรุงประการหลังนั้นทำให้วงจรคูล์ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ ๓



รูปที่ ๑ วงจรส่วนที่แปลงแรงดันด้านเข้า 220 V.AC เป็นแรงดันด้านออก ~30 V.DC



รูปที่ ๒ วงจรขั้วนำกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นสวิตช์ S1 และ S2 ในรูปที่ ๑



รูปที่ ๓ วงจรคุมค่าแรงดันด้านออกของแหล่งจ่ายกำลังกระแสตรง



จุดประสงค์ของบทความนี้ก็เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายกำลังที่เกี่ยวข้องอีกครั้งหนึ่ง โดยมีเป้าหมายอยู่ที่การลดกำลังที่สูญเสียเป็นความร้อนในตัวทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นสวิตช์หลักในวงจรลดแรงดัน กล่าวคือ ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ในรูปที่ ๒

แนวทางการปรับปรุงสมรรถนะของสวิตช์หลักในวงจรส่วนหน้า

ในวงจรตามรูปที่ ๒ จะเห็นได้ว่า วงจรขับนำกระแสเบสของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ Q_1 และ Q_2 นั้นเป็นวงจรรอง่าย คือประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดันรูปคลื่นไซน์ขนาด ๖ โวลต์ (อาร์เอ็มเอส) ที่ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานขนาด ๒๒ โอห์ม แล้วต่ออนุกรมกับขั้วเบสของทรานซิสเตอร์ ก่อนที่จะผ่านออกไปครบวงจรที่ขั้วอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ วงจรขับนำนี้จะให้กระแสเบสรูปร่างคล้ายรูปไซน์ครึ่งคลื่น ซึ่งหมายความว่ากระแสเบสจะเพิ่มขึ้นจากค่าศูนย์อย่างค่อยเป็นค่อยไป จนถึงค่าสูงสุดตรงกลาง แล้วจึงลดลงสู่ศูนย์ในทำนองเดียวกัน ผลที่ตามมาก็คือกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างค่อยเป็นค่อยไป ในขณะที่แรงดันระหว่างขั้วคอลเลกเตอร์กับขั้วอิมิตเตอร์ (แรงดันคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์) จะลดลงอย่างค่อยเป็นค่อยไปเช่นกัน ซึ่งก็หมายความว่ากระแสกับแรงดันดังกล่าวนี้จะมีช่วงเวลาเปลี่ยนผ่านที่เหลื่อมกันอยู่ค่อนข้างยาวนาน และทำให้เกิดการสูญเสียกำลังเป็นความร้อนค่าสูงในตัวทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลานี้ ตาม

สมการ

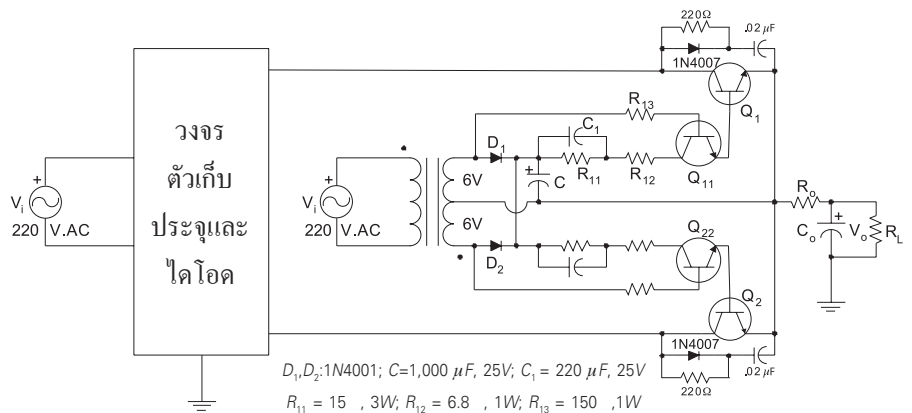
$$P_{heat} = \int_0^{\tau} v_{CE} i_C dt \quad (๑)$$

โดยที่ v_{CE} = แรงดันคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์, i_C = กระแสคอลเลกเตอร์ ซึ่งเริ่มไหลที่เวลา $t = 0$, และ τ = ช่วงเวลาเหลื่อมกันระหว่าง v_{CE} กับ i_C วิธีลดกำลังสูญเสียในตัวทรานซิสเตอร์วิธีหนึ่งทำได้โดยการลดช่วงเวลาเปลี่ยนผ่านที่เหลื่อมกัน (τ) ของกระแสคอลเลกเตอร์กับแรงดันคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์ ในกรณีนี้ ตำราทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (อย่างเช่นเอกสารอ้างอิง [๓]) เสนอแนะให้ใช้วงจรขับนำที่ให้กระแส

เบสแบบกระชาก คือกระแสเบสที่มีรูปคลื่นเป็นพัลส์ยอดแหลมทางด้านขอบหน้า โดยที่ความสูงของยอดแหลมเป็น ๒-๓ เท่าของค่ากระแสเบสที่จะใช้ตำรากระแสคอลเลกเตอร์ในภาวะอยู่ตัว ในหัวข้อต่อไปจากนี้ ผู้พิมพ์จะนำเสนอวงจรขับนำกระแสเบสแบบหนึ่งที่จะให้ผลได้ตามข้อเสนอแนะดังกล่าว

วงจรขับนำกระแสเบสแบบปรับปรุง

เพื่อให้ได้กระแสเบสที่เริ่มต้นด้วยพัลส์ยอดแหลม เราจะเปลี่ยนวงจรขับนำกระแสเบสตามที่แสดงไว้ในรูปที่ ๒ มาเป็นวงจรตามรูปที่ ๔



รูปที่ ๔ วงจรขับนำสำหรับสร้างกระแสเบสแบบพัลส์ยอดแหลมที่ขอบหน้า

เมื่อพิจารณาเฉพาะวงจรครึ่งบนในรูปนี้ ซึ่งทำหน้าที่ขับนำกระแสเบสของ Q_1 จะเห็นได้ว่า เราได้เปลี่ยนแหล่งจ่ายแรงดันกระแสสลับรูปคลื่นไซน์มาเป็นแหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรงเปลี่ยนตัวต้านทาน $R_1 = 22$ โอห์มตัวเดียวเป็นวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้าน

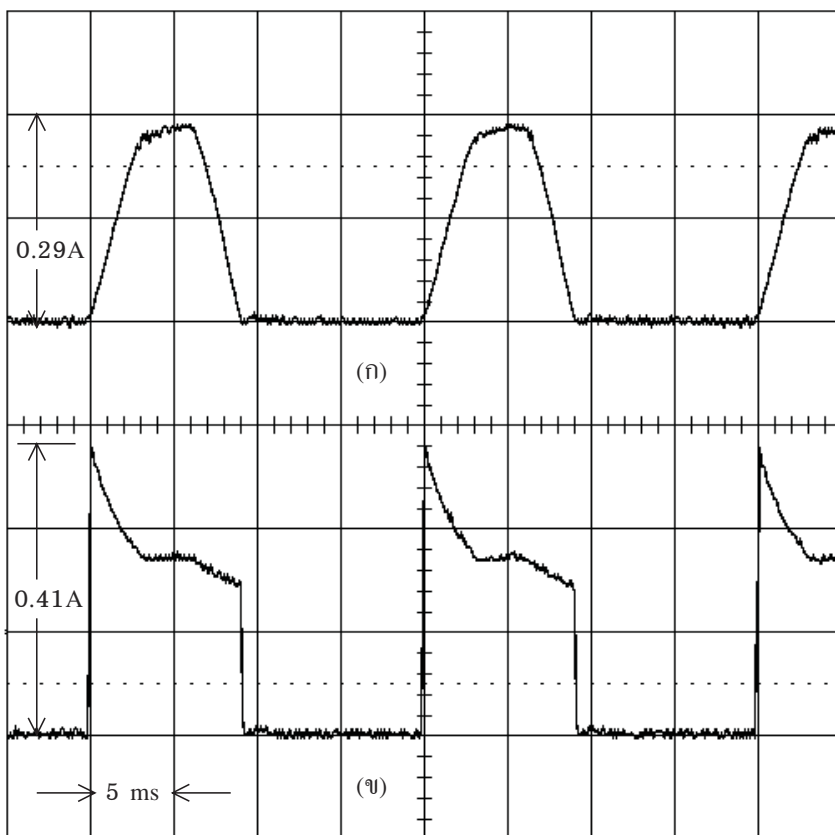
ทาน ๒ ตัว คือ $R_{11} = 15$ โอห์ม และ $R_{12} = 6.8$ โอห์ม กับตัวเก็บประจุ (C_1) อีกหนึ่งตัว (องค์ประกอบวงจรทั้งสามตัวนี้จะร่วมกันให้กระแสพัลส์เริ่มแรกในวงจรขับนำมีค่าราว ๓ เท่าของกระแสช่วงปลาย) และต่อทรานซิสเตอร์แบบเอ็นพีเอ็น Q_{11} (เบอร์ 2N2222) เพิ่ม

เข้ามาเพื่อทำหน้าที่เป็นสวิตช์ปิดเปิด กระแสเข้าสู่ขั้วเบสของทรานซิสเตอร์หลัก Q_1 แหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรงในที่นี้สร้างขึ้นจากแหล่งจ่ายแรงดันกระแสสลับเดิม (ชุดขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงขับนำซึ่งจ่ายแรงดันชีกัลละ ๖ โวลต์อาร์เอ็มเอส) โดยต่อไดโอด D_1 และ D_2 (เบอร์ 1N4001) เพิ่มเข้ามาเพื่อแปลงแรงดันให้เป็นแบบทศทางเดียว แล้วต่อตัวเก็บประจุ C เพื่อกรองแรงดันให้เรียบ ทรานซิสเตอร์ Q_{11} จะถูกควบคุมด้วยแรงดันกระแสสลับเดิมผ่านทางตัวต้านทาน $R_{13} = 150$ โอห์ม

ตัวเก็บประจุ C_1 ที่ต่อขนานกับ R_{11} จะทำหน้าที่สร้างกระแสพัลส์ยอดแหลมเมื่อทรานซิสเตอร์ Q_{11} เริ่มนำกระแส ทั้งนี้ ก็เพราะแรงดันคร่อมตัวของมันจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว และกระแสที่ไหลผ่านตัวมันเป็นสัดส่วนโดยตรงกับอัตราการเปลี่ยนแปลงเทียบกับเวลาของแรงดันดังกล่าว C_1 ควรมีค่าสูงพอที่จะทำให้แอดมิตแตนซ์ (admittance) $\omega C_1 \gg 1/R_{11}$ แต่ในขณะเดียวกันก็ต้องยอมให้ตัวมันเองคายประจุได้หมดภายในเวลาครึ่งรอบการเปลี่ยนแปลงของแรงดันความถี่ ๕๐ เฮิร์ตซ์ จากแหล่งจ่ายกระแสสลับ เนื่องจากช่วงเวลาคายประจุจนหมดของตัวเก็บประจุนั้นมีค่าโดยประมาณเท่ากับ ๓ เท่าของค่าเวลาคงตัวของวงจร $R_{11}-C_1$ ดังนั้นเราจะมีเงื่อนไขอีกอย่างหนึ่งสำหรับ C_1 คือ

$$3R_{11}C_1 < T/2 = 1/(2f) \quad (๒)$$

โดยที่ $f = 50$ เฮิร์ตซ์ และ $T = 1/f =$



รูปที่ ๕ รูปคลื่นกระแสเบสที่ได้จาก (ก) วงจรตามรูปที่ ๒ และ (ข) วงจรตามรูปที่ ๔

2×10^{-2} วินาที

เมื่อใช้เงื่อนไขตามสมการ (๒) โดยแทนค่า $R_{11} = 15$ โอห์ม เราจะได้ $C_1 < 2.22 \times 10^{-4}$ ฟาร์ต ดังนั้นเราจะเลือกใช้ค่า $C_1 = 2.2 \times 10^{-4}$ ฟาร์ต = ๒๒๐ ไมโครฟาร์ต โดยที่ตัว C_1 ทนแรงดันได้อย่างน้อย ๒๕ โวลต์

จากการทดลองปรากฏว่า วงจรขับนำกระแสเบสแบบเดิมตามรูปที่ ๒ และวงจรขับนำกระแสเบสแบบปรับปรุงตามรูปที่ ๔ ให้รูปคลื่นกระแสเบส (i_b) ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ ๕ (ก) และรูปที่ ๕ (ข) ตามลำดับ

รูปคลื่นกระแสและแรงดันของทรานซิสเตอร์หลักในวงจรลดแรงดันไฟฟ้า

ในการตรวจสอบความถูกต้องของแนวทางการลดกำลังที่สูญเสียเป็นความร้อนในตัวทรานซิสเตอร์ ตามที่ได้กล่าวถึงแล้วในหัวข้อก่อน ผู้นิพนธ์ได้ทดลองใช้วงจรขับนำกระแสเบสแบบเดิมตามรูปที่ ๒ ร่วมกับวงจรลดแรงดันไฟฟ้าตามรูปที่ ๑ และต่อมาได้ทดลองใช้วงจรขับนำกระแสเบสแบบปรับปรุงตามรูปที่ ๔ แทนวงจรตามรูปที่ ๒ จากนั้นสังเกตรูปคลื่นกระแสและรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าของตัวทรานซิส-

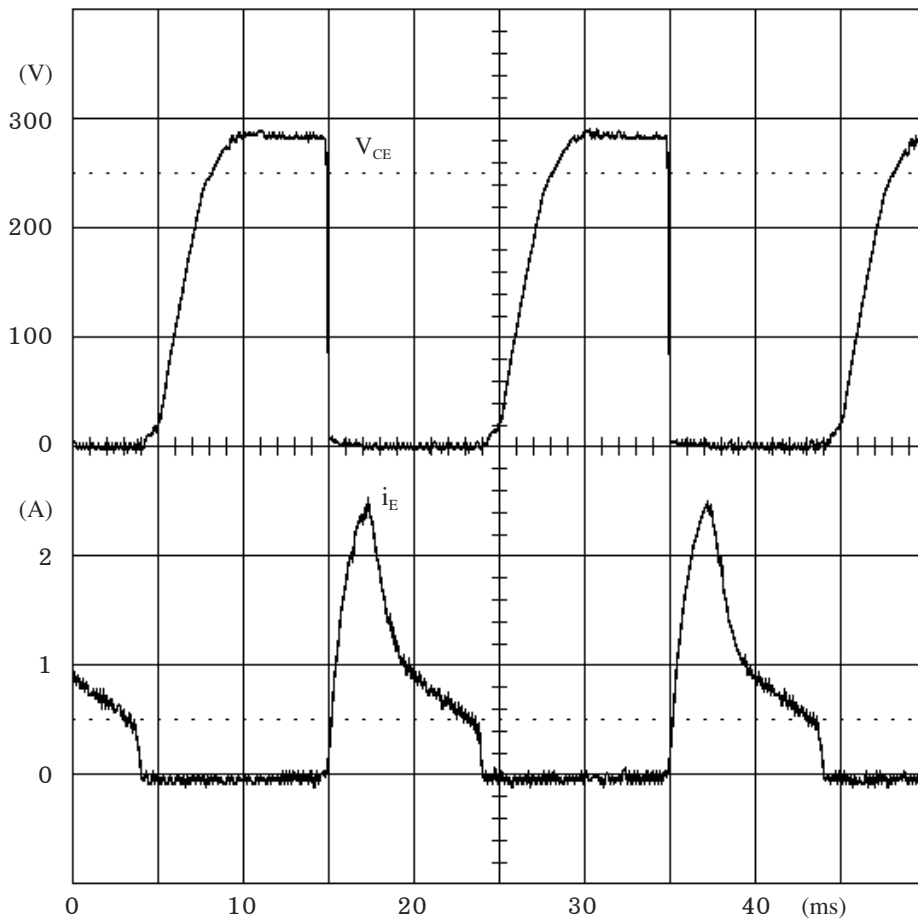


เตอร์หลักในทั้งสองกรณีนี้ เพื่อเปรียบเทียบกัน ในการทดลองทั้งสองนี้ ผู้นิพนธ์ได้ใช้ค่าความต้านทานและความจุไฟฟ้าในวงจรโหลดตามรูปที่ ๑ ดังนี้ คือ $R_0 = 0.2$ โอห์ม, $R_L = 25$ โอห์ม และ $C_0 = 2,350$ ไมโครฟารัด ส่วนทรานซิสเตอร์หลัก Q_1 และ Q_2 ในวงจรตามรูปที่ ๒ และรูปที่ ๔ นั้น ผู้นิพนธ์ใช้เบอร์ C3039 ซึ่งจะรับแรงดันคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ (v_{CE}) ได้สูงสุด ๔๐๐ โวลต์ และรับกระแสคอลเล็กเตอร์ (i_C) ได้สูงสุด ๑๒ แอมแปร์ อย่างไรก็ตาม เพื่อความสะดวกในการบันทึก รูปคลื่นประมาณ

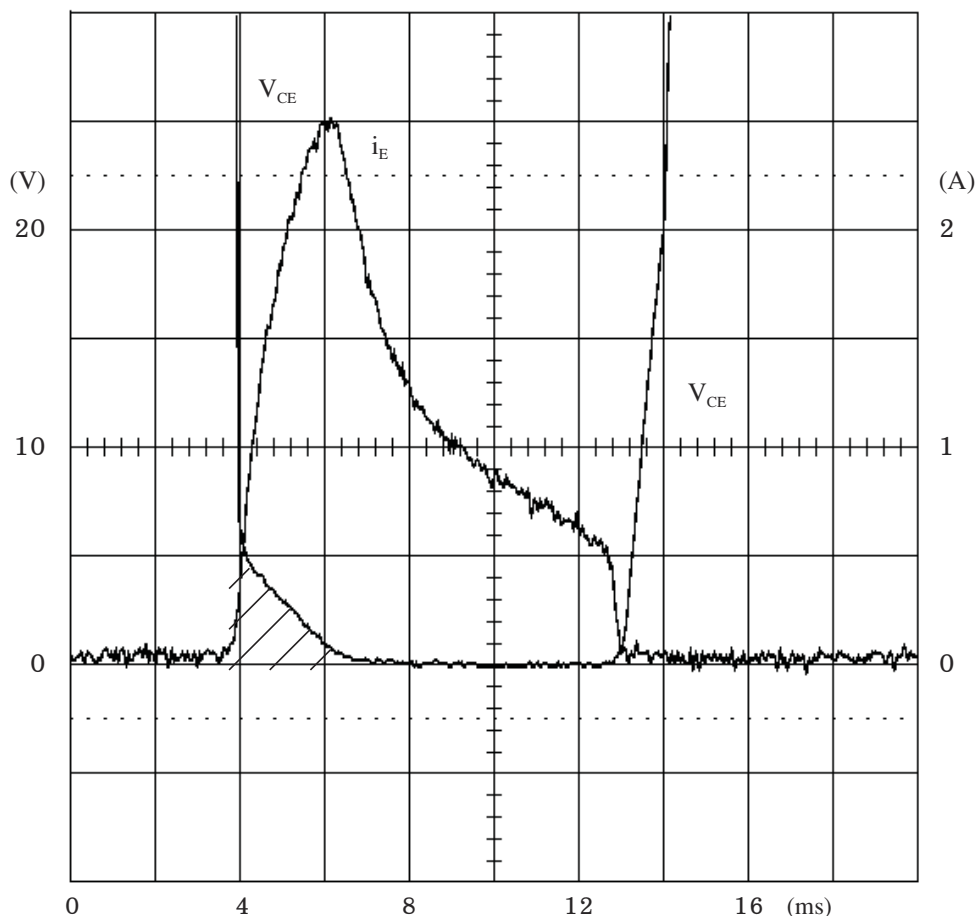
ทางไฟฟ้า ผู้นิพนธ์ได้ทดลองวัดกระแสอิมิตเตอร์ (i_E) แทนกระแสคอลเล็กเตอร์ ด้วยเหตุผลที่ว่ากระแสทั้งสองนี้มีค่าใกล้เคียงกัน กระแสอิมิตเตอร์ดังกล่าววัดจากแรงดันไฟฟ้าคร่อมตัวต้านทานขนาด ๐.๑ โอห์ม ที่ต่ออนุกรมกับขั้วอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์

รูปที่ ๖ แสดงรูปคลื่นแรงดันคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ (v_{CE}) และรูปคลื่นกระแสอิมิตเตอร์ (i_E) ของทรานซิสเตอร์ Q_1 ในวงจรตามรูปที่ ๒ ซึ่งใช้การขับนำกระแสเบสแบบเดิม (ในเอกสารอ้างอิง [๑] และ [๒]) เมื่อนำรูปคลื่นทั้งสองนี้

มาขยายเพื่อดูช่วงเปลี่ยนผ่านที่เหลื่อมกัน ผลที่ได้จะเป็นตามรูปที่ ๗ รูปนี้แสดงว่าช่วงเหลื่อมทางด้านซ้าย (ตอนที่ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแส) ซึ่งแรงงาไว้เพื่อให้สังเกตเห็นได้ง่ายนั้น ยาวประมาณ ๑.๕ ช่องตามแนวนอน (~๓ มิลลิวินาที) และจุดตัดของเส้นโค้งแรงดันกับเส้นโค้งกระแสอยู่ที่ความสูง ๑.๑ ช่องตามแนวยืน (เทียบเท่าแรงดัน ๕.๕ โวลต์ และกระแส ๐.๕๕ แอมแปร์) ส่วนช่วงเหลื่อมทางด้านขวา (ตอนที่ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส) นั้นสั้นมากจนถือว่าเป็นศูนย์ได้



รูปที่ ๖ รูปคลื่นแรงดันคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ (v_{CE}) และ กระแสอิมิตเตอร์ (i_E) ของทรานซิสเตอร์ Q_1 เมื่อขับนำด้วยวงจรตามรูปที่ ๒



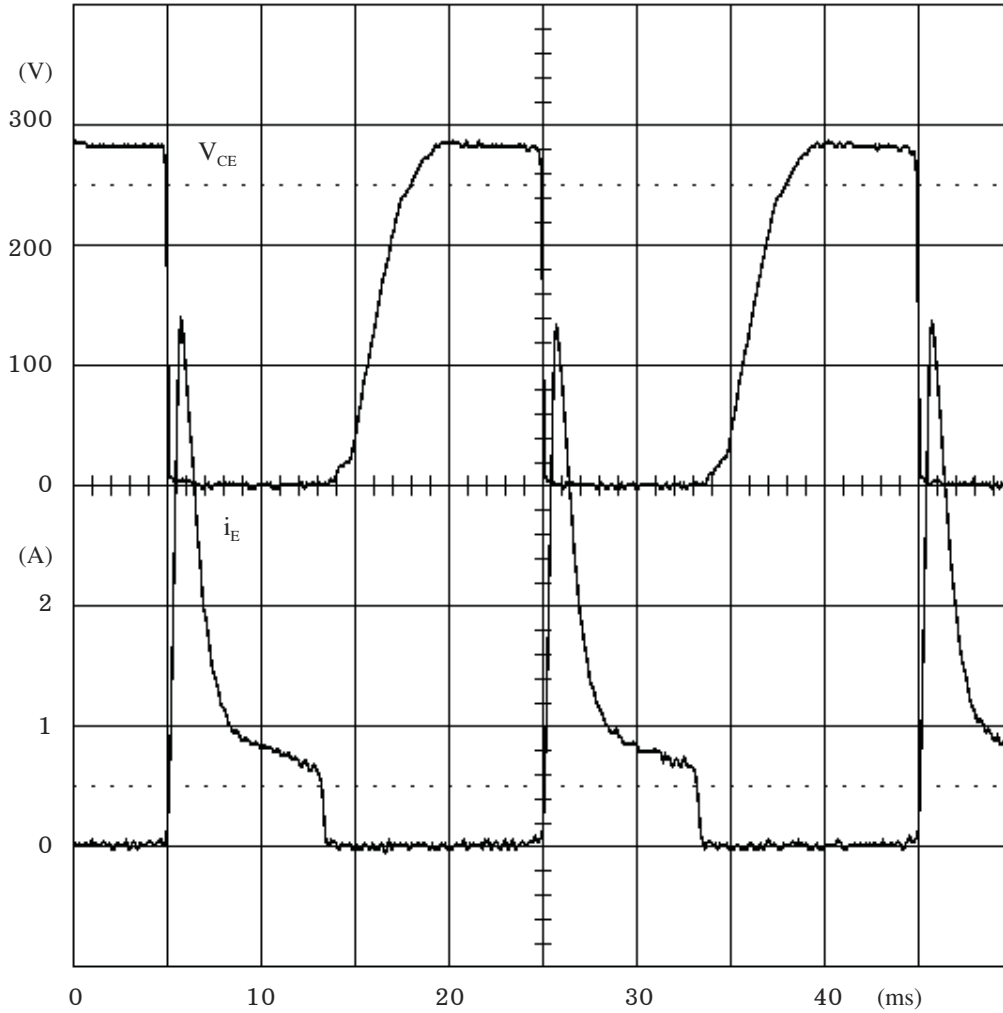
รูปที่ ๗ ช่วงเหลี่ยมของแรงดันและกระแสในรูปที่ ๖

รูปที่ ๘ แสดงรูปคลื่นแรงดันคอล-
 เลกเตอร์-อิมิตเตอร์และรูปคลื่นกระแส
 อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 ในวงจร
 ตามรูปที่ ๔ ซึ่งใช้การขับนำกระแส
 เบสแบบปรับปรุง เมื่อนำรูปคลื่นทั้ง
 สองนี้มาขยายเพื่อดูช่วงเปลี่ยนผ่านที่
 เหลื่อมกัน ผลที่ได้จะเป็นตามรูปที่ ๙
 รูปนี้แสดงว่าช่วงเหลื่อมทางด้านซ้าย
 ยาวประมาณ ๑.๒ ช่องตามแนวนอน
 (~๒.๔ มิลลิวินาที) และจุดตัดของเส้น
 โค้งแรงดันกับเส้นโค้งกระแสอยู่ที่ความ
 สูง ๑.๒ ช่องตามแนวยืน (เทียบเท่า

แรงดัน ๖ โวลต์ และกระแส ๐.๖ แอม-
 แแปร์) ส่วนช่วงเหลื่อมทางด้านขวายัง
 คงสั้นมากจนถือว่าเป็นศูนย์ได้เช่นเดียว
 กับในรูปที่ ๗

เมื่อเปรียบเทียบรูปที่ ๖ กับรูป
 ที่ ๘ เราจะเห็นได้ว่าวงจรขับนำกระแส
 เบสแบบปรับปรุงตามรูปที่ ๔ ทำให้
 กระแสอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์
 Q_1 พุ่งขึ้นสู่ค่ายอด (ประมาณ ๔.๔
 แอมแปร์) ที่สูงกว่าเมื่อใช้วงจรขับนำ
 กระแสเบสแบบเดิมตามรูปที่ ๒ (ซึ่งให้
 ค่ายอดของกระแสอิมิตเตอร์ประมาณ

๒.๖ แอมแปร์) และด้วยอัตราการเพิ่ม
 ที่สูงกว่า นอกจากนี้ เมื่อเปรียบเทียบ
 รูปที่ ๗ กับรูปที่ ๙ เราจะเห็นด้วยว่า
 แรงดันคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ของ
 Q_1 ลดลงสู่ค่าศูนย์เร็วกว่าเดิมอีกด้วย
 ผลการทดลองทั้งหมดนี้สอดคล้องกับ
 หลักการทางทฤษฎีที่กล่าวถึงแล้วใน
 หัวข้อก่อน และปรากฏว่าช่วยเพิ่ม
 ประสิทธิภาพของวงจรแหล่งจ่ายกำลัง
 โดยรวมได้ด้วย ดังที่จะนำเสนอต่อไป



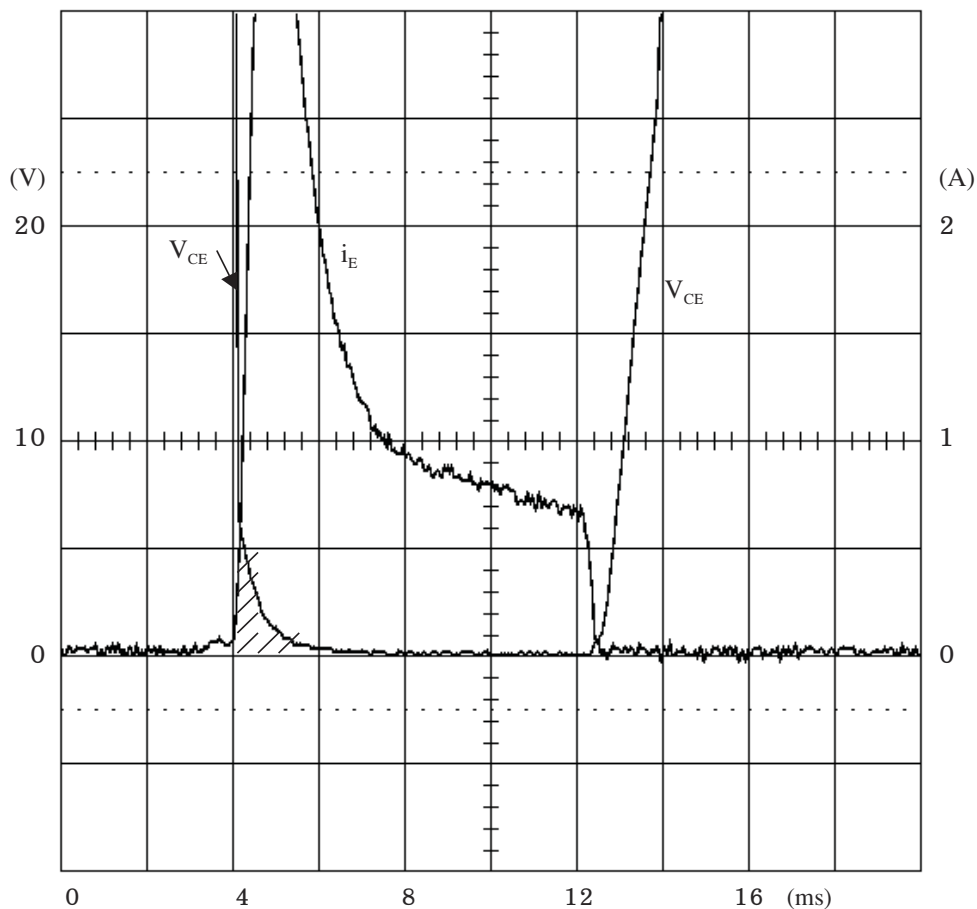
รูปที่ ๘ รูปคลื่นแรงดันคอลเลกเตอร์-อีมีเตอร์ และกระแสอีมีเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 เมื่อขับนำด้วยวงจรมุมรูปที่ ๘

ผลการทดสอบประสิทธิภาพ

ผู้นิพนธ์ได้ทดลองวัดค่าปริมาณไฟฟ้าต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้อง และคำนวณค่าประสิทธิภาพของวงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงที่ปรับปรุงวงจรขับนำกระแสเบสแล้ว (ตามรูปที่ ๘)

เปรียบเทียบกับของวงจรแหล่งจ่ายกำลังที่ใช้วงจรขับนำกระแสเบสแบบเดิม (ตามรูปที่ ๒) แหล่งจ่ายกำลังในการทดลองนี้ใช้วงจรคุมค่าแรงดันด้านออกและวงจรโหลดตามรูปที่ ๓ ทั้งสองกรณี (โดยที่ $R_1 = 13.5$ กิโลโอห์ม และ

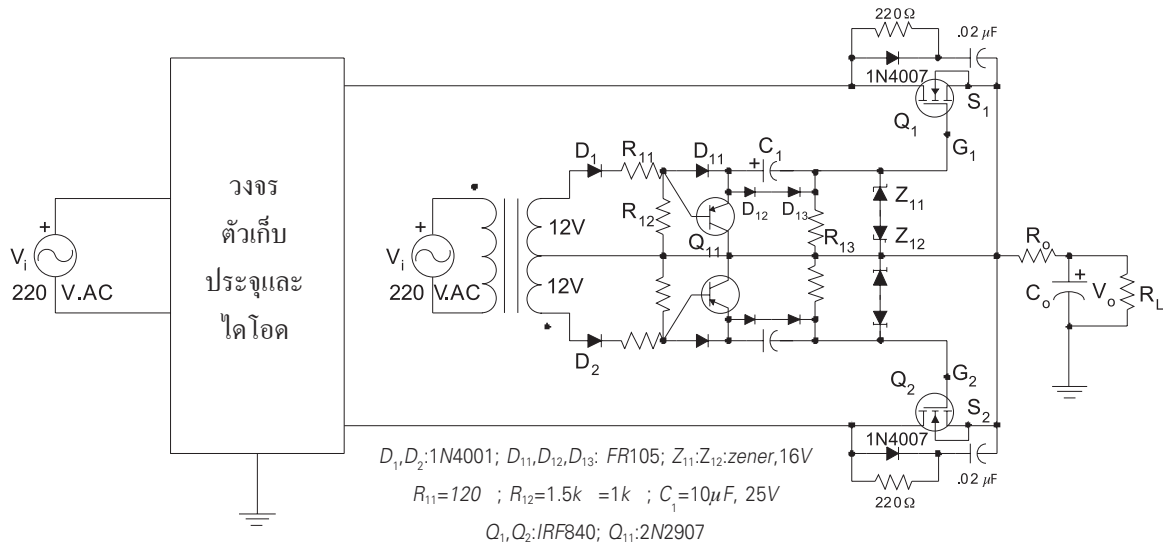
$R_2 = 1.2$ กิโลโอห์ม เพื่อให้ได้แรงดันด้านออก $V_L = 15$ โวลต์ ส่วน $R_L = 15$ โอห์ม) ข้อมูลที่เป็นค่าตัวเลขเปรียบเทียบกันนั้นแสดงไว้ในตารางที่ ๑ ข้างล่างนี้



รูปที่ ๙ ช่วงเหลี่ยมของแรงดันกับกระแสในรูปที่ ๘

ตารางที่ ๑ ค่าปริมาณไฟฟ้าในวงจรแหล่งจ่ายกำลังวงจรเดิมเปรียบเทียบกับวงจรใหม่

	วงจรเดิมก่อนการปรับปรุง	วงจรใหม่หลังการปรับปรุง
๑. แรงดันกระแสสลับด้านเข้า	220 V(rms)	220 V(rms)
๒. กระแสสลับด้านเข้า	0.175 A(rms)	0.165 A(rms)
๓. กำลังงานกระแสสลับด้านเข้า	๒๖ วัตต์	๒๔.๕ วัตต์
๔. ตัวประกอบกำลังทางด้านเข้า	๐.๖๘ (กระแสล้าหลัง)	๐.๖๗ (กระแสล้าหลัง)
๕. แรงดันกระแสตรงด้านออก	๑๕ โวลต์	๑๕ โวลต์
๖. กระแสตรงด้านออก	๑ แอมแปร์	๑ แอมแปร์
๗. กำลังงานกระแสตรงด้านออก	๑๕ วัตต์	๑๕ วัตต์
๘. ประสิทธิภาพโดยรวม	๕๘ เปอร์เซนต์	๖๑ เปอร์เซนต์



รูปที่ ๑๐ วงจรขับนำเกตของมอสเฟต

การใช้ทรานซิสเตอร์แบบมอสเฟตทำหน้าที่เป็นสวิตช์

เป็นที่ทราบกันในวงการอิเล็กทรอนิกส์ว่า ทรานซิสเตอร์แบบมอสเฟต หรือที่เรียกกันสั้น ๆ ว่า มอสเฟต (MOSFET) นั้นเปิดเปิดวงจรได้เร็วกว่า ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ที่ใช้ในภาวะเดียวกัน ซึ่งก็ทำให้กระแสในช่วงเปลี่ยนผ่านของมอสเฟตโดยทั่วไปเพิ่มขึ้นและลดลงได้เร็วกว่าในทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ นอกจากนี้ มอสเฟตยังมีข้อได้เปรียบทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ตรงที่มอสเฟตใช้กระแสขับนำเกต (gate drive current) ค่าต่ำกว่ามาก เมื่อเทียบกับกระแสขับนำเบสของทรานซิสเตอร์แบบหลัง ซึ่งก็ทำให้กำลังไฟฟ้าที่ใช้ในการขับนำมีค่าต่ำกว่าตามไปด้วย ดังนั้น ผู้นิพนธ์จึงได้ทดลองนำมอสเฟตมาใช้แทนทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ในวงจรแหล่งจ่ายกำลังในบทความนี้ด้วย โดยใช้วงจรขับ

นำเกตของมอสเฟตดังที่แสดงในรูปที่ ๑๐ มอสเฟตที่เป็นสวิตช์หลัก Q_1 และ Q_2 ในที่นี้ใช้เบอร์ IRF840 ซึ่งรับแรงดันเดรน-ซอร์ซ (drain-source voltage) ได้ ๕๐๐ โวลต์, รับกระแสเดรน (drain current) ได้ ๘ แอมแปร์ และมีค่าความต้านทานของช่องนำกระแส ($R_{DS(on)}$) ประมาณ ๐.๗๕ โอห์ม

วงจรถับนำของมอสเฟตแต่ละตัวในรูปที่ ๑๐ ได้มาจากเอกสารอ้างอิง [๔] สำหรับส่วนของวงจรถับนำเกตของ Q_1 นั้น มีรายละเอียดดังนี้ คือซิกบับของชุดขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงขับนำ ร่วมกับไดโอด D_1 , ตัวต้านทาน R_{11} และ R_{12} จะให้แรงดันรูปร่างครึ่งคลื่นไซน์ที่มีค่ายอดราว ๑๖ โวลต์ แก่ส่วนของวงจรถับนำเกตไปทางขวา ในขณะที่แรงดันคร่อม R_{12} เพิ่มขึ้นถึงค่าสูงสุดแล้วลดลงสู่ค่าศูนย์นั้น ทรานซิสเตอร์ Q_{11} จะยังไม่นำกระแส ดังนั้น จะมีการสลับไหลผ่านไดโอด D_{11} และตัว

เก็บประจุ C_1 ไปยังขาเกต G_1 ของ Q_1 ไดโอด D_{12} และ D_{13} ซึ่งต่ออนุกรมกันและอยู่คร่อม C_1 จะคงแรงดันคร่อม C_1 ไว้ที่ประมาณ ๑.๔ โวลต์ สำหรับซีเนอร์ไดโอด Z_{11} และ Z_{12} ซึ่งแต่ละตัวมีแรงดันเบรกดาวนเท่ากับ ๑๖ โวลต์ และต่อไว้เพื่อป้องกันแรงดันสูง (ประมาณ ± 20 โวลต์) ที่จะป้อนอันตรายแก่ Q_1 นั้นจะยังไม่นำกระแส จึงไม่ต้องนำมาพิจารณา มอสเฟต Q_1 จะเริ่มนำกระแสเมื่อแรงดันเกต-ซอร์ซ (แรงดันระหว่างขั้ว G_1 กับ S_1) สูงถึงค่าขีดเริ่มเปลี่ยน (threshold) คือประมาณ ๔ โวลต์ และจะหยุดนำกระแสเมื่อแรงดันนี้ต่ำกว่าค่านี้ อย่างไรก็ตาม ในบางครั้งมอสเฟตอาจจะนำกระแสค้าง (latchup) คือยังคงนำกระแสอยู่ทั้งที่แรงดันเกต-ซอร์ซลดลงต่ำกว่าค่าขีดเริ่มเปลี่ยนแล้ว (ซึ่งเป็นข้อเสียที่ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ไม่มี) ดังนั้น เราจะต้องป้องกันเหตุการณ์นี้ในวงจรถับนำของ Q_1 โดย



อาศัยทรานซิสเตอร์ Q_{11} ซึ่งจะนำกระแสผ่านทาง R_{13} เมื่อแรงดันคร่อม R_{12} ลดลงเป็นศูนย์ ทั้งนี้ โดยอาศัยแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 เป็นแหล่งจ่ายเพื่อขับนำ เมื่อ Q_{11} นำกระแส ขั้วเกต G_1 ของ Q_1 จะมีศักย์ไฟฟ้าเป็นลบเทียบกับขั้ว S_1 และทำให้ Q_1 หยุดนำกระแสอย่างเด็ดขาด สำหรับส่วนของวงจรที่ต่อคร่อมขาเดรนกับขาซอร์ซของมอสเฟตในรูปที่ ๑๐ นั้น ก็คือวงจร snubber ซึ่งก็เหมือนกันทุกประการกับของทรานซิสเตอร์แบบ

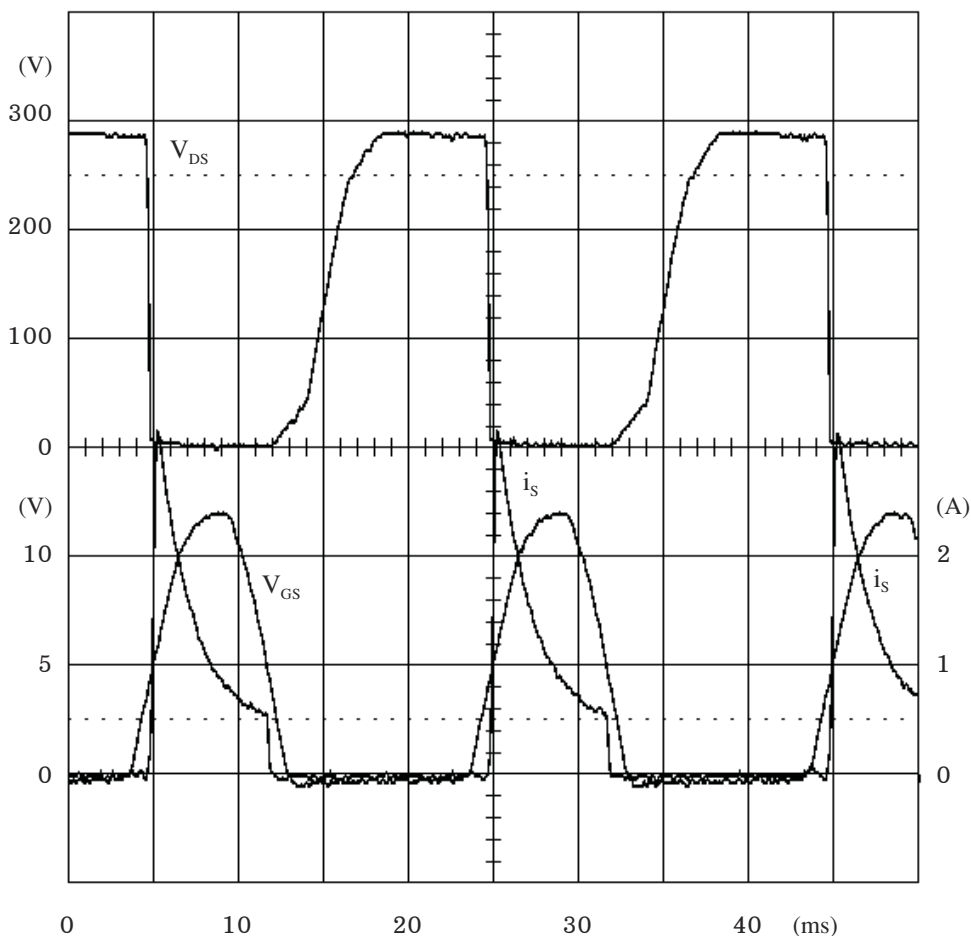
ไบโพลาร์ในรูปที่ ๒ และ ๔

รูปที่ ๑๑ แสดงรูปคลื่นแรงดันเดรน-ซอร์ซ (v_{DS}), กระแสซอร์ซ (i_S) (ซึ่งมีค่าเท่ากับกระแสเดรน) และแรงดันเกต-ซอร์ซ (v_{GS}) ของมอสเฟต Q_1 ในวงจรตามรูปที่ ๑๐ เมื่อใช้ร่วมกับวงจรลดแรงดันตามรูปที่ ๑ และใช้วงจรโหลดเหมือนกับกรณีของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ จากการเปรียบเทียบรูปคลื่น i_S กับ v_{GS} เราจะเห็นว่าช่วงเวลาปรากฏอยู่ (duration time) ของรูปคลื่น i_S สั้นกว่าของรูปคลื่น v_{GS} ทั้งนี้ ก็เพราะ

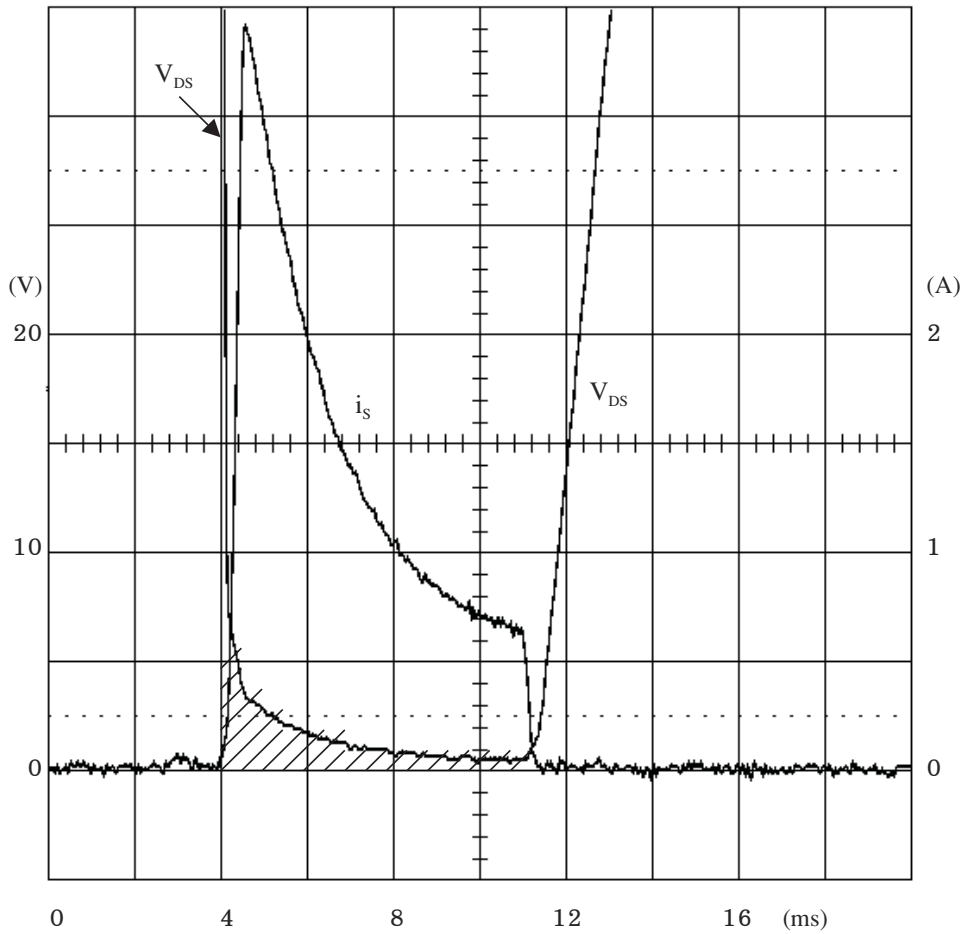
ว่ามอสเฟตจะเริ่มนำกระแสก็ต่อเมื่อแรงดันเกต-ซอร์ซสูงกว่าประมาณ ๔ โวลต์ ดังที่ได้กล่าวไว้ก่อนแล้ว (รูปที่ ๑๑ แสดงว่ามอสเฟตเริ่มนำกระแสเมื่อ v_{GS} สูงกว่าประมาณ ๕ โวลต์ และหยุดนำกระแสเมื่อ v_{GS} ต่ำกว่าประมาณ ๕ โวลต์)

รูปที่ ๑๒ แสดงรูปคลื่น v_{DS} และ i_S ที่ขยายใหญ่ขึ้นของมอสเฟต Q_1 ทำนองเดียวกับรูปที่ ๙ สำหรับกรณีของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

เมื่อเปรียบเทียบรูปที่ ๑๒ กับรูป



รูปที่ ๑๑ รูปคลื่นแรงดันเดรน-ซอร์ซ (v_{DS}), กระแสซอร์ซ i_S และแรงดันเกต-ซอร์ซ (v_{GS}) ของมอสเฟต Q_1 ในรูปที่ ๑๐



รูปที่ ๑๒ รูปคลื่นที่ขยายใหญ่ขึ้นของแรงดันเดรน-ซอร์ซ และกระแสซอร์ซ ของ Q_1 ในรูปที่ ๑๐

ที่ ๙ เราจะเห็นว่ากระแสซอร์ซของ มอสเฟตในวงจรตามรูปที่ ๑๐ เพิ่มขึ้น สู่ค่าสูงสุดด้วยอัตราเร็ว (ความชันของ เส้นโค้งกระแส) ใกล้เคียงกับของกระแส อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์แบบ ไบโพลาร์ตามรูปที่ ๔ ในขณะที่แรงดัน เดรน-ซอร์ซลดลงอย่างรวดเร็วเช่น เดียวกัน ดังนั้น กระแสซอร์ซค่าสูงกับ แรงดันเดรน-ซอร์ซค่าสูงจึงเหลือมกัน เฉพาะในช่วงประมาณ ๒ มิลลิวินาที นับจากขอบนำของกระแสซอร์ซ อย่างไรก็ดีตาม แรงดันเดรน-ซอร์ซของมอส

เฟตยังคงมีค่าน้อย ๆ ค่าหนึ่ง (ต่ำกว่า ๒ โวลต์) ในช่วงที่มอสเฟตยังคงนำ กระแสต่อไป ซึ่งก็สอดคล้องกับความ สัมพันธ์ $v_{DS} = i_S R_{DS(on)}$ ตามกฎของโอห์ม ข้อแตกต่างอีกอย่างหนึ่งระหว่างรูป ที่ ๑๒ กับรูปที่ ๙ ก็คือช่วงปรากฏอยู่ (ซึ่งยาวประมาณ ๗.๒ มิลลิวินาที) ของกระแสซอร์ซในรูปที่ ๑๒ นั้นสั้น กว่าช่วงปรากฏอยู่ (ซึ่งยาวประมาณ ๘.๔ มิลลิวินาที) ของกระแสอิมิตเตอร์ ในรูปที่ ๙ จากข้อมูลทั้งหลายเหล่านี้ เราพอจะคาดได้ว่า กำลังที่สูญเสียไป

เป็นความร้อนในตัวมอสเฟตในวงจร ตามรูปที่ ๑๐ น่าจะมีค่าใกล้เคียงกัน กับกำลังสูญเสียแบบเดียวกันในตัว ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ในวงจร ตามรูปที่ ๔

ตารางที่ ๒ แสดงสมรรถนะของ วงจรแหล่งจ่ายกำลังกระแสตรงในบทความนี้ เมื่อใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์หลัก ตามรูปที่ ๑๐ เปรียบเทียบกับสมรรถนะ ของวงจรเดียวกันเมื่อใช้ทรานซิสเตอร์ แบบไบโพลาร์เป็นสวิตช์หลักตามรูปที่ ๔ โดยที่วงจรทั้งสองแบบนี้ใช้วงจรคุม



ค่าแรงดันด้านออกตามรูปที่ ๓ ด้วยกัน จากตารางนี้ จะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของวงจรที่ใช้มอสเฟตสูงกว่าของวงจร

ที่ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์เล็กน้อย ผลที่ปรากฏเช่นนี้น่าจะมาจากการที่วงจรขับนำมอสเฟตมีการสูญเสีย

กำลังน้อยกว่าวงจรขับนำทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์นั่นเอง

ตารางที่ ๒ สมรรถนะของวงจรแหล่งจ่ายกำลังที่ใช้มอสเฟตเปรียบเทียบกับวงจรเดียวกันเมื่อใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

	วงจรทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์	วงจรมอสเฟต
๑. แรงดันกระแสสลับด้านเข้า	220 V(rms)	220 V(rms)
๒. กระแสสลับด้านเข้า	0.165 A(rms)	0.165 A(rms)
๓. กำลังงานกระแสสลับด้านเข้า	24.5 วัตต์	24.0 วัตต์
๔. ตัวประกอบกำลังทางด้านเข้า	0.67 (กระแสล้าหลัง)	0.66 (กระแสล้าหลัง)
๕. แรงดันกระแสตรงด้านออก	15 โวลต์	15 โวลต์
๖. กระแสตรงด้านออก	1 แอมแปร์	1 แอมแปร์
๗. กำลังงานกระแสตรงด้านออก	15 วัตต์	15 วัตต์
๘. ประสิทธิภาพโดยรวม	61 เปอร์เซ็นต์	62.5 เปอร์เซ็นต์

บทวิจารณ์

วงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงที่สวิตช์หลักได้รับการปรับปรุงสมรรถนะ ดังที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อต่าง ๆ ก่อนหน้านี้ มีประสิทธิภาพสูงกว่าวงจรเดิมในเอกสารอ้างอิง [๒]ราว ๓-๔ เปอร์เซ็นต์ ซึ่งนับว่าไม่มากนัก เหตุผลประการแรกก็คือ วงจรขับนำสวิตช์แบบปรับปรุงตามรูปที่ ๔ ทำให้กระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์มีค่าสูงกว่าเมื่อใช้วงจรขับนำแบบเดิมตามรูปที่ ๒ ดังนั้น แม้ว่าแรงดันคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์ (V_{CE}) จะต่ำกว่าเดิมในช่วงเวลา (T) ที่เชื่อมกับกระแสคอลเลกเตอร์ (i_C) และแม้ว่าช่วงเวลาที่เกี่ยวข้องกันดังกล่าวจะสั้นกว่าเดิมก็ตาม การที่ i_C สูงกว่าเดิมนี้อาจจะทำให้กำลังสูญเสียเป็นความร้อน

(P_{heat}) ตามสมการ (๑) ลดลงได้ไม่มากนัก ในกรณีของสวิตช์แบบมอสเฟตตามรูปที่ ๑๐ นั้น กระแสเดรน (i_D) ก็พุ่งขึ้นสูงกว่ากระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ในวงจรตามรูปที่ ๒ เช่นกัน ดังนั้น กำลังที่สูญเสียเป็นความร้อนในกรณีของมอสเฟต จึงไม่ต่างกันมากนักกับกรณีของทรานซิสเตอร์ในวงจรตามรูปที่ ๔

เหตุผลอีกประการหนึ่งที่ทำให้ประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นค่อนข้างน้อยก็คือ วงจรขับนำสวิตช์แบบปรับปรุงทั้งในรูปที่ ๔ และในรูปที่ ๑๐ นั้นใช้ชิ้นส่วนวงจรมากกว่าวงจรขับนำแบบเดิมในรูปที่ ๒ จึงทำให้สูญเสียกำลังเป็นความร้อนเพิ่มขึ้น ซึ่งก็หักล้างกับส่วนหนึ่งของกำลังที่ประหยัดได้ในสวิตช์

สรุป

บทความนี้ได้แสดงวิธีการปรับปรุงสมรรถนะของวงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าในเอกสารอ้างอิง [๒] โดยการปรับปรุงสวิตช์หลักที่ใช้ในวงจรลดแรงดัน วิธีการปรับปรุงวิธีแรกก็คือ เปลี่ยนวงจรขับนำกระแสเบสของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ให้เป็นวงจรที่สร้างรูปคลื่นกระแสเบสแบบมีพัลส์ยอดแหลมอยู่ทางด้านขอบนำ วิธีปรับปรุงวิธีที่ ๒ ก็คือเปลี่ยนสวิตช์หลักจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ไปเป็นทรานซิสเตอร์แบบมอสเฟต แม้ว่าการปรับปรุงสวิตช์ทั้งสองวิธีนี้จะทำให้วงจรแหล่งจ่ายกำลังโดยรวมมีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อยก็ตาม ผลการทดลองได้แสดงถึงหลักสำคัญในการปรับปรุงสมรรถนะ



ของสวิตช์ ซึ่งก็สามารถนำไปใช้ประโยชน์ในงานอิเล็กทรอนิกส์กำลังอย่างอื่นได้

ไฟฟ้าของวงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าในบทความนี้

สถาน. กทม. : ราชบัณฑิตยสถาน; ปีที่ ๒๘ ฉบับที่ ๑ ม.ค.-มี.ค. ๒๕๔๖, หน้า ๑๒๕-๑๓๑.

[๓] Pressman, A. I., *Switching Power Supply Design*, McGraw-Hill, N.Y., 1992, pp. 321-324.

[๔] Dejnakintra, M., Y. Kulvitit, and G. Arya, *Research and Development of Switched-mode Power Supplies*, Technical Report prepared under Science and Technology Development Board, Ministry of Science, Technology and Energy, Project No. 493-0340, Electrical Engineering Dept., Faculty of Engineering, Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand, 1990, p. 43.

เอกสารอ้างอิง

กิตติกรรมประกาศ

ผู้นิพนธ์ขอขอบคุณ นายอรรถพล ลิมสิมารัตน์ นิสิตหลักสูตรปริญญาเอก ห้องปฏิบัติการวิจัยไฟฟ้าแรงสูง ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ที่ได้ช่วยเหลือในการบันทึกรูปคลื่นปริมาณ

[๑] มงคล เดชนครินทร์. แหล่งจ่ายกำลังกระแสตรงแบบใช้ตัวเก็บประจุในการลดแรงดัน, *วารสารราชบัณฑิตยสถาน*. กทม. : ราชบัณฑิตยสถาน; ปีที่ ๒๗ ฉบับที่ ๓ ก.ค.-ก.ย. ๒๕๔๕, หน้า ๗๒๗-๗๓๗.

[๒] มงคล เดชนครินทร์. การปรับปรุงสมรรถนะของแหล่งจ่ายกำลังกระแสตรงแบบใช้ตัวเก็บประจุลดแรงดัน, *วารสารราชบัณฑิตย-*

Abstract

Improvement of Main Switches in the Switched-capacitor, DC Power Supply Mongkol Dejnakintra

Fellow of the Academy of Science, The Royal Institute, Thailand

This article presents performance improvement of the main switches in the switched-capacitor, DC power supply described in a previously published article. The targets of improvement are the drive circuits of the two bipolar transistors used as the main switches. The old drive circuits use a gradually changing base current, whose waveform is similar to a half-sine wave, but the improved drive circuits use a jolting base current, whose waveform consists of a peaking pulse at the leading edge. This results in the collector current and the collector-emitter voltage overlapping in a shorter time, thus decreasing power dissipation in the transistors and increasing the efficiency of the whole power supply circuit. Another method for main switch improvement is achieved by replacing the bipolar transistors with MOSFETs and replacing the drive circuits for the base currents of the former with those for the gate-source voltages of the latter. Both methods give similar results, i.e., increasing the efficiency of the whole power supply circuit slightly, from 58% for the old circuit to 61% and 62.5%, respectively, for the two improved circuits.

Key words : DC power supply, switch improvement, drive circuit.