



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าและกระแสฮาร์โมนิกโดย
ใช้วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ชนิดชอฟต์สวิตชิงและเทคนิคัลติเฟสอินเตอร์ลีฟ

โดย

ผศ.ดร. อิษฏา บุญญารุณนตร
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าและกระแสฮาร์มอนิกโดย
ใช้วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตซ์ชนิดซอเฟต์สวิตชิงและเทคนิคัลติเฟสอินเวอร์ส

โดย

ผศ.ดร. อิชฎา บุญญารุณเนตร
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าและกระแสฮาร์โมนิกโดย
ใช้วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตซ์ชนิดซอฟต์แวร์สวิตชิงและเทคนิคมัลติเฟสอินเวอร์ส

คณะผู้วิจัย สังกัด

ผศ.ดร. อธิภา บุญญารุณเนตร	ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
---------------------------	--

ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์	ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
----------------------------	--

สนับสนุนโดยทบวงมหาวิทยาลัย และสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย

(ความเห็นในรายงานฉบับนี้เป็นของผู้วิจัย ทบวงและสกว ไม่จำเป็นต้องเห็นด้วยเสมอไป)

Abstract

In this research, the development of power factor correction (PFC) circuit and the operation with multiphase interleaved technique are presented and experimental verified. The proposed PFC circuit is based on the single switch soft-switching non-minimum voltage cell. By integrate two winding of the resonant inductors on one magnetic core and apply the proposed design method, the component count and volume of proposed PFC can be reduced, and the operation of proposed circuit is nearly same with the separated winding type. Moreover, the multi-phase interleaved technique can be applied with the proposed PFC circuit to increase the power rating without any effect with the soft-switching operation.

บทคัดย่อ

งานวิจัยฉบับนี้ นำเสนอวิธีการและผลการทดลอง การพัฒนาของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าและกระแสฮาร์โมนิโดยใช้วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ชนิดซอฟต์สวิตชิงร่วมกับเทคนิคมัลติเฟสอินเตอร์ลีฟ วงจรที่นำมาวิจัยเพื่อพัฒนามีพื้นฐานจากวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ชนิดซอฟต์สวิตชิงโดยใช้สวิตช์ไวงานหลักตัวเดียว การพัฒนาเพื่อลดจำนวนอุปกรณ์ประกอบวงจรและขนาดของวงจรทำได้โดยการรวมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ที่พันบนแกนแม่เหล็กซึ่งแยกกันอยู่ในวงจรเข้าด้วยกันบนแกนอันเดียวโดยใช้วิธีการออกแบบที่เสนอในรายงานการวิจัยฉบับนี้ ผลที่ได้คือวงจรสามารถทำงานได้ใกล้เคียงกับวงจรต้นแบบมาก โดยยังคงสามารถรักษาสภาวะการทำงานแบบซอฟต์สวิตชิงไว้ได้ นอกจากนั้นในรายงานผลการวิจัยนี้ยังเสนอวิธีการประยุกต์ใช้เทคนิคมัลติเฟสอินเตอร์ลีฟกับวงจรที่นำเสนอ เพื่อที่จะเพิ่มอัตราการจ่ายกำลังงานโดยที่ไม่มีผลกระทบกับการทำงานของวงจรที่นำเสนอ

Executive Summary

การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าและกระแสฮาร์โมนิกโดยใช้ วงจรเรียง กระแสแบบวิธีสวิตช์ชนิดซอฟต์แวร์สวิตชิงและเทคนิคมัลติเฟสอินเวอร์ส

ในระบบส่งจ่ายกำลังงานไฟฟ้าให้แก่โรงงานอุตสาหกรรมหรือสำนักงานที่อยู่อาศัยทั่วๆ ไปนั้น สิ่งหนึ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบนั่นก็คือ ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power factor: PF) ของภาระงาน กระแสฮาร์โมนิก (Harmonics current) และค่าตัวประกอบยอดคลื่น (Crest factor) ที่เกิดขึ้นในระบบ เนื่องจากโดยปกติภาระงานหรือโหลดที่เกิดขึ้นในโรงงานอุตสาหกรรมส่วนใหญ่จะเป็น เครื่องจักรที่ใช้มอเตอร์เป็นส่วนประกอบหลักและใช้ วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังทำหน้าที่ควบคุมความเร็วรอบ แรงบิด และตำแหน่งการหมุนโดยส่วนใหญ่จะใช้วงจรเรียง กระแสชนิดพาสซีฟที่ประกอบด้วยไดโอดและคาปาซิเตอร์ขนาดใหญ่ ซึ่งมีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้นทำหน้าที่เรียง กระแสไฟฟ้าสลับจากระบบส่งจ่ายแรงต่ำให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงก่อนที่จะจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์หรือคอนเวอร์เตอร์ให้ทำงานต่อไป เนื่องจากคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรเรียงกระแสชนิดพาสซีฟทำให้เกิดกระแสฮาร์โมนิกและค่าตัวประกอบความเค้นกระแสมีค่าสูงและส่งผลกระทบต่อค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของระบบมีค่าต่ำซึ่งทำให้เกิด การไหลของกระแสไฟฟ้าในระบบเป็นจำนวนมากโดยไม่เกิดกำลังงานจริงที่โหลดซึ่งทำให้ประสิทธิภาพการส่งจ่าย กำลังงานไฟฟ้ามีค่าต่ำจะต้องใช้สายส่งและหม้อแปลงไฟฟ้าที่มีขนาดใหญ่กว่าที่ควรจะเป็นและเป็นการสูญเสีย พลังงานและทรัพยากรโดยไม่เกิดประโยชน์ ในปัจจุบันได้มีการนำวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ (Switching mode rectifier) มาใช้ในระบบขับและควบคุมมอเตอร์ตลอดจนอุปกรณ์ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์เพื่อลดปัญหาค่าตัว ประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำ, กระแสฮาร์โมนิกและค่าตัวประกอบยอดคลื่นกระแสสูง วงจรทบทระดับ (Boost Converter) มีความเหมาะสมมากที่จะใช้เป็นวงจรเรียงกระแสด้วยวิธีสวิตช์เนื่องจากวงจรควมมีกระแสด้านเข้ารูปไซน์ซึ่งมีเฟส ตรงกับแรงดันเพื่อให้ตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่ง กระแสด้านเข้าของวงจรทบทระดับเป็นกระแสต่อเนื่อง จึงสามารถ ปรับสัณฐานรูปคลื่นให้เป็นรูปใกล้เคียงได้ง่ายกว่าวงจรทอนระดับ (Buck) หรือวงจรทอนทบทระดับ (Buck-Boost) ซึ่ง กระแสด้านเข้าไม่ต่อเนื่อง และต้องการวงจรกรองผ่านต่ำเพื่อกรองรูปคลื่นของกระแสให้ใกล้เคียงกับรูปไซน์ วงจรเรียงกระแส ด้วยวิธีสวิตช์ยังไม่เป็นที่แพร่หลายในประเทศไทยนักและส่วนใหญ่มีการทำงานในแบบฮาร์ดสวิตชิง เนื่องจาก งานวิจัยทางด้านนี้ยังมีไม่มากโดยวงจรที่ใช้มีขนาดใหญ่และประสิทธิภาพการแปลงกำลังงานต่ำ การสูญเสียกำลัง งานของอุปกรณ์สวิตช์กำลัง (Power transistor, MosFET, IGBT) ซึ่งเป็นปัญหาหลักในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยการสูญเสียที่เกิดขึ้นประกอบด้วย 2 ส่วนคือ การสูญเสียเนื่องจากเปิดปิดของอุปกรณ์สวิตช์กำลัง (Switching loss) และการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตช์กำลัง (Conduction loss) ปริมาณของการสูญเสียใน ตัวสวิตช์กำลัง เนื่องจากการนำกระแสมีค่าเท่ากับผลคูณของแรงดัน (V_T) ตกคร่อมตัวมันขณะนำกระแสกับ กระแส (I_T) ที่ไหลผ่านตัวมันซึ่งเป็นเรื่องที่หลีกเลี่ยงไม่ได้เนื่องจากขึ้นอยู่กับโครงสร้างของสารกึ่งตัวนำที่นำมาผลิต เป็นอุปกรณ์สวิตช์กำลัง ส่วนเรื่องการสูญเสียเนื่องจากเปิดปิดของอุปกรณ์สวิตช์กำลัง ที่ทำงานแบบฮาร์ดสวิตชิง นั้นแปรผันตรงกับกับความถี่ของการทำงาน ค่าความจุไฟฟ้าทางด้านขาออกและแรงดันขณะทำงาน ส่วนการ ทำงานในแบบซอฟต์แวร์สวิตชิง จะเกิดการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตช์กำลังเพียงอย่างเดียว เนื่องจากในช่วงการเปิด-ปิดของอุปกรณ์สวิตช์กำลังไม่มีการเกิดขึ้นพร้อมกันของแรงดันและกระแสที่ตัวสวิตช์ทำ ให้ผลคูณของแรงดันและกระแสมีค่าเท่ากับศูนย์ การที่จะทำให้อุปกรณ์สวิตช์ด้วยวิธีสวิตช์ทำงานในแบบซอฟต์แวร์ สวิตชิงนั้นทำได้โดยการเพิ่มอุปกรณ์เข้าไปจำนวนหนึ่ง เช่น สวิตช์ ไดโอด ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า ตัวเก็บประจุไฟฟ้า เพื่อให้เกิดการเรโซแนนซ์ที่เหมาะสมที่ทำให้ผลคูณของแรงดันและกระแสที่ตัวสวิตช์กำลังขณะทำงานมีค่าเท่ากับ ศูนย์ จากผลของปรากฏการณ์นี้เองจึงทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ตัวสวิตช์ขึ้นที่ตัวสวิตช์กำลังมีค่าคงที่โดยไม่ เพิ่มขึ้นตามความถี่ที่สูงขึ้น ข้อดีของการที่วงจรเรียงกระแสด้วยวิธีสวิตช์หรือวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังทำงานที่

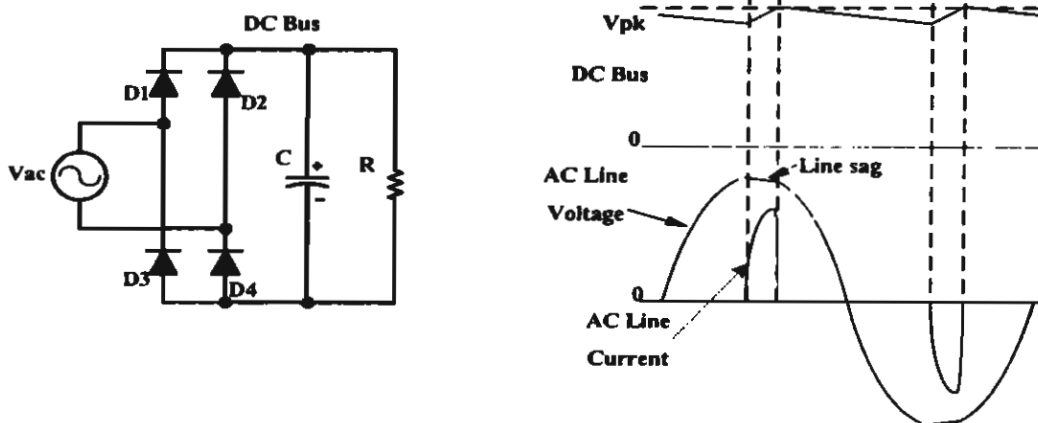
ความถี่สูงจะทำให้ขนาดและค่าของอุปกรณ์พาสซีฟที่ใช้ในวงจรได้แก่ ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า ตัวเก็บประจุไฟฟ้า และหม้อแปลงไฟฟ้า มีขนาดเล็กลงโดยแปรผกผันกับความถี่การทำงานโดยยิ่งความถี่การทำงานสูงขึ้นขนาดและค่าของอุปกรณ์พาสซีฟเหล่านี้ก็จะยิ่งเล็กลง ปัญหาที่สำคัญมากอีกอย่างหนึ่งของอุตสาหกรรมการผลิตเครื่องใช้ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์เพื่อการส่งออกหรือแม้แต่การผลิตเพื่อใช้ในประเทศนั้นก็คือ ข้อกำหนดมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรมซึ่งในปัจจุบันในหลายประเทศทั่วโลกที่เป็นตลาดส่งออกที่สำคัญของประเทศไทย มีการกำหนดมาตรฐานทางไฟฟ้า เช่น ความเข้ากันได้ทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic compatibility; EMC) กระแสฮาร์โมนิก ค่าตัวประกอบยอดคลื่นและค่าตัวประกอบกำลังที่ยอมรับได้ของผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรมที่นำเข้าและในอนาคตอันใกล้ในประเทศไทยโดยกระทรวงอุตสาหกรรมก็จะนำมาตรฐานเหล่านี้มาบังคับใช้กับผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรมที่ผลิตในประเทศเช่นกัน วงจรส่วนใหญ่ที่ใช้ในปัจจุบันยังมีการกำเนิดการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) สูงเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแสอย่างรุนแรงขณะสวิตช์นั้นเป็นสาเหตุสำคัญของการกำเนิดการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งจะไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และเครื่องจักรที่อยู่ใกล้เคียง

โครงการนี้นำเสนอวิธีการและผลการทดลอง การพัฒนาของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าและกระแสฮาร์โมนิกโดยใช้วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ชนิดซอเฟต์สวิตช์ซึ่งร่วมกับเทคนิคมัลติเฟสอินเวอร์สเฟส วงจรที่นำมาวิจัยเพื่อพัฒนานี้มีพื้นฐานจากวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ชนิดซอเฟต์สวิตช์ซึ่งโดยใช้สวิตช์ไวงานหลักตัวเดียว การพัฒนาเพื่อลดจำนวนอุปกรณ์ประกอบวงจรและขนาดของวงจรทำได้โดยการรวมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ที่พันบนแกนแม่เหล็กซึ่งแยกกันอยู่ในวงจรเข้าด้วยกันบนแกนอันเดียวโดยใช้วิธีการออกแบบที่เสนอในรายงานการวิจัยฉบับนี้ ผลที่ได้คือวงจรสามารถทำงานได้ใกล้เคียงกับวงจรต้นแบบมาก โดยยังคงสามารถรักษาสภาวะการทำงานแบบซอเฟต์สวิตช์ไว้ได้ นอกจากนั้นในรายงานผลการวิจัยนี้ยังเสนอวิธีการประยุกต์ใช้เทคนิคมัลติเฟสอินเวอร์สเฟสกับวงจรที่นำเสนอ เพื่อที่จะเพิ่มอัตราการใช้กำลังงานโดยที่ไม่มีผลกระทบกับการทำงานของวงจรที่นำเสนอ

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

1.1 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

สำหรับอุปกรณ์ไฟฟ้าประเภทอิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยทั่วไป เช่น แหล่งจ่ายไฟที่ทำงานแบบสวิตช์ (Switch Mode Power Supply ;SMPS) แหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง (Uninterruptible Power Supply ;UPS) รวมทั้ง วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า (Motor Drive) ปกติแล้วการทำงานต้องมีการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็น แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงก่อน แล้วจึงนำแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้ไปใช้งาน ซึ่งส่วนใหญ่จะใช้วงจรเรียงกระแส แบบไดโอดบริดจ์ (Bridge Rectifier) โดยมีตัวเก็บประจุ (Capacitor) ขนาดใหญ่ต่ออยู่ด้านขาออก เพื่อทำหน้าที่ลด ระยะเวลาคลื่นแรงดันขาออกให้น้อยลงส่งผลให้กระแสทางด้านขาเข้ามีรูปร่างเหมือนกับสัญญาณพัลส์ (Pulsating Current) แสดงดังรูปที่ 1 จึงทำให้ค่า ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power Factor) ของกระแสสลับทางด้านของสาย ส่งไฟฟ้ามีค่าต่ำและเกิดความเพี้ยนฮาร์โมนิกของกระแสขาเข้า (Total Harmonics Distortion) ที่สูง



รูปที่ 1 กระแสที่ไหลเข้าวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

การพิจารณารูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าและแรงดันขาเข้า ทำได้โดยการใช้อนุกรมฟูเรียร์ (Fourier - Series) โดยแทนรูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่เวลาใดๆ ด้วยผลรวมระหว่างองค์ประกอบที่เป็นค่าคงที่ (กระแสตรง) และสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่เป็นจำนวนเท่าตัวสมการที่ 1 และสมการที่ 2

$$v(t) = V + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t - \varphi_n) \quad (1)$$

$$i(t) = I + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t - \theta_n) \quad (2)$$

เมื่อ V, I = ค่าเฉลี่ยของแรงดันและกระแส
 V_n, I_n = ค่าแรงดันและกระแส *rms* ของลำดับฮาร์โมนิก
 φ_n และ θ_n = มุมของแรงดันและกระแสด้านขาเข้า

จากสมการข้างต้น สามารถคำนวณค่ากำลังทางไฟฟ้าเฉลี่ยที่ป้อนให้กับวงจรได้ดังสมการที่ 3

$$P_{av} = VI + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n I_n}{2} \cos(\varphi_n - \theta_n) \quad (3)$$

และจากค่าของกระแส *rms* และค่าแรงดัน *rms* แสดงดังสมการที่ 4 และสมการที่ 5

$$(rms \text{ voltage}) = \sqrt{V^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{2}} \quad (4)$$

$$(rms \text{ current}) = \sqrt{I^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}} \quad (5)$$

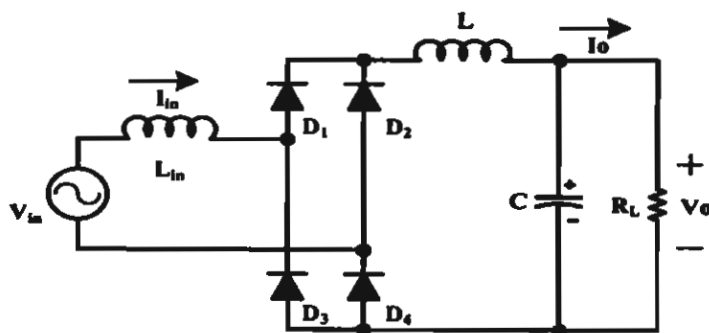
จากนิยามของค่าตัวประกอบกำลัง

$$power \ factor = \frac{(average \ power)}{(rms \ voltage)(rms \ current)} \quad (6)$$

ดังนั้นค่าตัวประกอบกำลังในกรณีที่ภาระงานไม่ใช่ตัวต้านทานแสดงดังสมการที่ 7

$$(power \ factor) = \left(\frac{\frac{I_1}{\sqrt{2}}}{\sqrt{I^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}} \right) (\cos(\varphi_1 - \theta_1)) \quad (7)$$

จากสมการที่ 7 พบว่าค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าของวงจรไม่ได้ขึ้นอยู่กับมุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสที่ความถี่มูลฐานเพียงอย่างเดียว แต่จะขึ้นอยู่กับค่าความเพี้ยนของกระแสด้วย ดังนั้นหากต้องการปรับปรุงให้ตัวประกอบใกล้เคียงหนึ่งแล้ว จะต้องทำให้รูปคลื่นของกระแสมีลักษณะใกล้เคียงไซน์ให้มากที่สุด ซึ่งก็คือการทำให้ค่าตัวประกอบความเพี้ยนมีค่าใกล้เคียงหนึ่งมากที่สุด

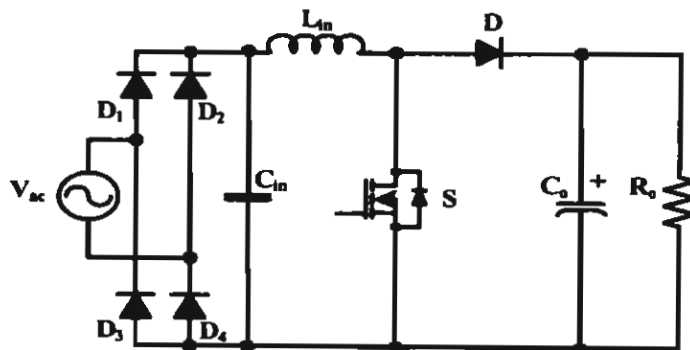


รูปที่ 2 วงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟ

ในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรนั้นสามารถทำได้โดยการปรับรูปคลื่นของกระแสให้มีเฟสใกล้เคียงกับรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและทำให้รูปคลื่นของกระแสมีลักษณะใกล้เคียงไซน์มากที่สุด ซึ่งพบว่าจะต้องให้การทำงานของวงจรแก่ค่าตัวประกอบกำลังทำงานเปรียบเสมือนเพียงตัวต้านทานตัวเท่านั้น เมื่อมองจากระบบสายส่งโดยไม่ขึ้นกับลักษณะของภาระงานทางด้านขาออกว่าเป็นแบบใด การควบคุมรูปร่างของกระแสด้านขาเข้าให้ใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์และมีมุมเฟสตรงกันกับแรงดันที่เป็นเทคนิคและวิธีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังสามารถจำแนกออกได้สองชนิดคือ การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟ [1]-[2] และการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟแสดงดังรูปที่ 2 โดยรูปคลื่นของกระแสทางด้านขาเข้าของวงจรจะถูกควบคุมโดยวงจรกรองแบบพาสซีฟที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำทางด้านไฟตรงของวงจร (L) และตัวเก็บประจุ (C) จึงส่งผลให้รูปร่างของกระแสด้านเข้าดีที่สุดที่เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและค่าตัวประกอบกำลังมีค่าประมาณ 0.9 เท่านั้น

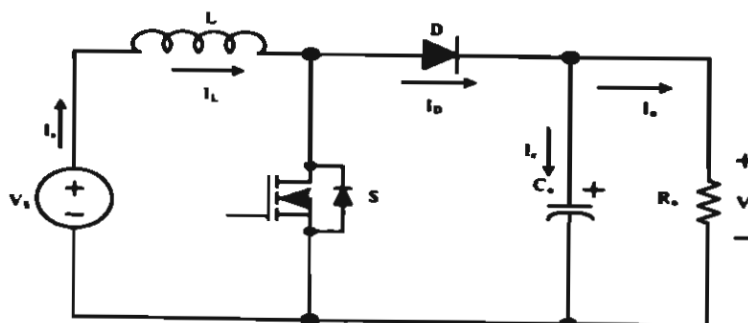
1.2 วงจรทบทระดับแรงดัน

ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้วงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงแบบวงจรทบทระดับแรงดัน (Boost Converter) แสดงดังรูปที่ 3 ในการควบคุมรูปร่างกระแสด้านขาเข้า เนื่องจากเป็นที่นิยม เพราะวงจรมีองค์ประกอบหลักของอุปกรณ์น้อยและการควบคุมการทำงานง่าย การทำงานของวงจรสามารถควบคุมรูปร่างของกระแสขาเข้าให้มีลักษณะต่อเนื่องได้ (Continuous Conduction Mode; CCM)

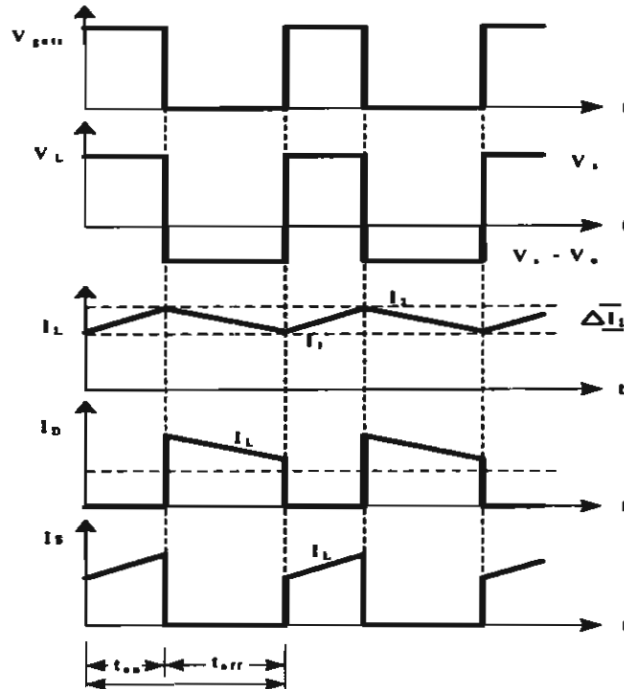


รูปที่ 3 วงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงแบบวงจรทบทระดับแรงดัน

ในการทำงานของวงจรทบทระดับแรงดันสามารถแบ่งออกเป็น 2 ช่วงคือ ช่วงที่สวิตช์นำกระแสและช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแส โดยจะแสดงถึงการวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผันไฟตรงแบบทบทระดับแรงดันในสภาวะคงตัว (Steady State) ในโหมดของกระแสต่อเนื่อง แสดงดังรูปที่ 4 และรูปคลื่นต่างๆของการทำงาน ดังรูปที่ 5



รูปที่ 4 วงจรทบทระดับแรงดันที่สภาวะคงตัว



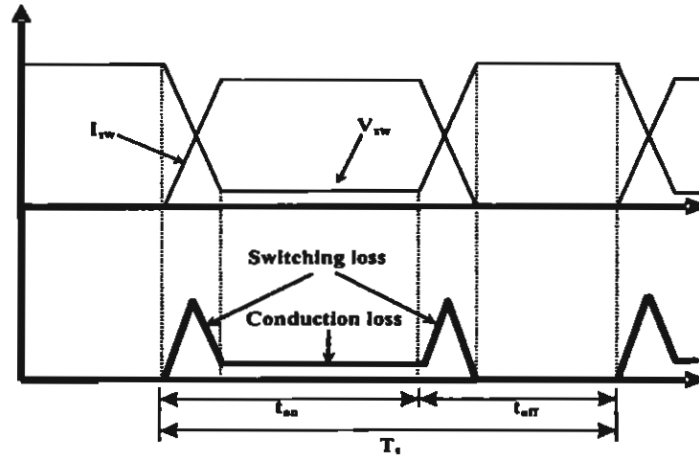
รูปที่ 5 รูปคลื่นต่างๆของวงจรหม้อแปลงแรงดันในโหมดกระแสต่อเนื่อง

1.3 การสูญเสียกำลังงานที่เกิดขึ้นเนื่องจากการสวิตช์

แม้ว่าวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังแบบแอคทีฟ จะสามารถควบคุมให้กระแสทางด้านขาเข้ามีลักษณะใกล้เคียงแรงดันขาเข้าที่เป็นรูปคลื่นไซน์จนทำให้ค่าตัวประกอบกำลังของวงจรมีค่าใกล้เคียงหนึ่งได้ แต่เนื่องจากต้องใช้อุปกรณ์สวิตช์ในการเปลี่ยนสภาวะการทำงานของวงจรหรือมีความถี่ของสวิตช์ที่สูง เป็นผลให้กระแสและแรงดันที่สวิตช์เกิดการเปลี่ยนระดับอย่างรวดเร็วและรุนแรง ถ้าสวิตช์อยู่ในสภาวะนำกระแส (*on*) แรงดันที่คร่อมสวิตช์จะมีค่าต่ำ (ใกล้ศูนย์) แต่กระแสสวิตช์จะมีค่าสูง และขณะที่สวิตช์อยู่ในสถานะหยุดนำกระแส (*off*) กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์จะมีค่าต่ำแต่แรงดันคร่อมสวิตช์มีค่าสูง ทั้งสองสถานะนี้จะเกิดการสูญเสียขึ้นที่ตัวสวิตช์ โดยกำลังไฟฟ้าสูญเสียมีค่าเท่ากับผลคูณของแรงดันและกระแส เมื่อสวิตช์มีการเปลี่ยนสถานะทั้งจากนำกระแสเป็นหยุดนำกระแส (*Trun-off*) และจากหยุดนำกระแสเป็นนำกระแส (*Trun-on*) ทั้งสองสถานะกระแสและแรงดันที่สวิตช์จะมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงเดียวกัน เกิดเป็นกำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะขึ้น (Switching Loss) แสดงดังรูปที่ 6 หากไม่พิจารณาถึงกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นขณะที่สวิตช์กำลังนำกระแส (Conduction Loss; W_{con}) กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในหนึ่งคาบเวลาสวิตช์ (T_s) จะมีค่าเท่ากับสมการที่ 8

$$P_{sw} = f_s \cdot (W_{con} + W_{off}) \quad (8)$$

- เมื่อ P_{sw} = กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่สวิตช์ในหนึ่งคาบเวลาสวิตช์
 W_{con} = พลังงานไฟฟ้าสูญเสียที่สวิตช์ขณะปิดวงจร
 W_{off} = พลังงานไฟฟ้าสูญเสียที่สวิตช์ขณะเปิดวงจร
 f_s = ความถี่ในการสวิตช์



รูปที่ 6 กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่สวิตช์ขณะเปลี่ยนสถานะ

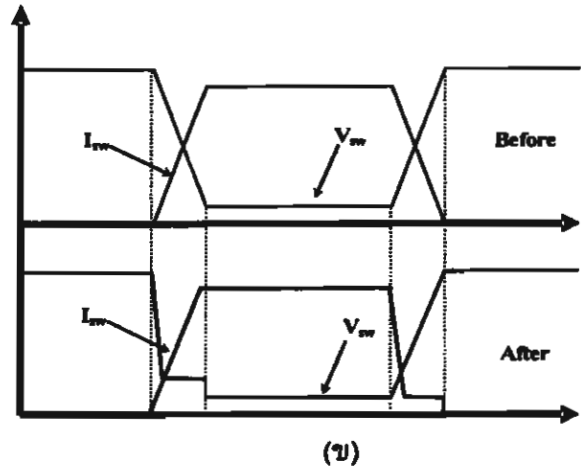
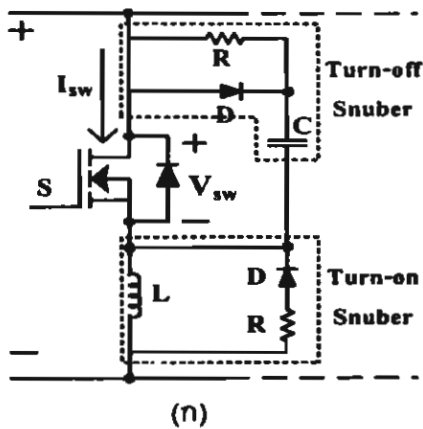
จากสมการที่ 8 พบว่าหากความถี่ในการสวิตช์มีค่าสูงขึ้นกำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะสวิตช์จะสูงขึ้นตามทำให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นประสิทธิภาพของวงจรจึงมีค่าลดลง

1.4 การลดกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นเนื่องจากการสวิตช์

เนื่องจากความต้องการที่จะทำให้วงจรแปลงผันมีขนาดเล็กและกะทัดรัด จึงจำเป็นต้องลดขนาดของอุปกรณ์ในวงจรแปลงผันที่มีขนาดใหญ่ เช่น ตัวเหนี่ยวนำ, ตัวเก็บประจุรวมทั้งหม้อแปลงให้มีขนาดเล็กลง ซึ่งขนาดของอุปกรณ์เหล่านี้จะแปรเปลี่ยนไปตามความถี่สวิตช์ของวงจร ดังนั้นถ้าสวิตช์มีค่าสูงขึ้นขนาดของวงจรจะเล็กลงได้ รวมทั้งต้นทุนในการผลิตก็จะถูกลงด้วย แต่เนื่องด้วยความถี่ในการสวิตช์ไม่สามารถเพิ่มขึ้นได้อย่างอิสระ เพราะผลของกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เพิ่มขึ้นตามค่าความถี่เป็นตัวจำกัดเอาไว้ ทำให้เราไม่สามารถเพิ่มความถี่ได้สูงเกินไปเพราะจะทำให้ประสิทธิภาพของวงจรลดลง ด้วยเหตุนี้หากต้องการให้วงจรสามารถทำงานที่ความถี่สวิตช์สูงขึ้นโดยที่ประสิทธิภาพของวงจรไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก จะต้องหาทางให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแสที่สวิตช์มีค่าน้อยลง พร้อม ๆ กับหลีกเลี่ยงการเปลี่ยนสถานะของค่าทั้งสองขณะที่ยังคงค่าสูงอยู่ ซึ่งจะเป็นผลให้สวิตช์เปลี่ยนสถานะได้อย่างนุ่มนวลขึ้น วิธีการปรับปรุงการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ให้นุ่มนวลขึ้นมีอยู่หลายวิธี มีวิธีหนึ่งที่ใช้กันอยู่คือการใช้วงจร snubber เป็นการนำอุปกรณ์จำพวก ตัวต้านทาน (Resistor), ตัวเก็บประจุ (Capacitor), ตัวเหนี่ยวนำ (Inductor) และไดโอด (Diode) มาต่อเพิ่มเข้าไปในวงจร ซึ่งสามารถแบ่งได้เป็นสองวิธีหลัก ๆ คือ การสวิตช์นุ่มนวลโดยใช้วงจร snubber แบบเฉื่อยงาน (Passive Snubber) และโดยใช้วงจร snubber แบบไวงาน (Active Snubber)

1.5 วงจร snubber (Snubber Circuit)

โดยการเพิ่มวงจร snubber [1]-[2] ซึ่งประกอบด้วยตัวต้านทาน, ตัวเก็บประจุ, ตัวเหนี่ยวนำและไดโอดให้กับสวิตช์ แสดงดังรูปที่ 7 (ก) เพื่อไปช่วยหยุดนำกระแสและหน่วงแรงดันที่สวิตช์ ผลจากการทำงานของวงจร snubber จะทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงทางแรงดันและกระแสที่สวิตช์ก่อนและหลังการใช้วงจร snubber มีค่าลดลงดังรูป 7 (ข) เป็นผลให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่สวิตช์มีค่าน้อยลง ถึงแม้ว่าวงจร snubber ในรูปที่ 7 จะช่วยให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ตัวสวิตช์ขณะเปลี่ยนสถานะลดลงได้แต่ก็ไม่ได้ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพให้กับวงจร เนื่องจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่สวิตช์จะถูกถ่ายโอนไปที่วงจร snubber แทน หากความถี่สวิตช์ของวงจรสูงขึ้นกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่วงจร snubber จะมากขึ้นและอุปกรณ์ภายในวงจร snubber ก็ต้องมีอัตราการทนกำลังสูงตาม จึงทำให้ประสิทธิภาพของวงจรลดลง รวมทั้งขนาดของวงจร snubber ที่ค่อนข้างใหญ่และสิ้นเปลืองเนื้อที่จึงทำให้วงจรแปลงผันมีขนาดใหญ่และความหนาแน่นกำลังของวงจรจะมีค่าต่ำลง



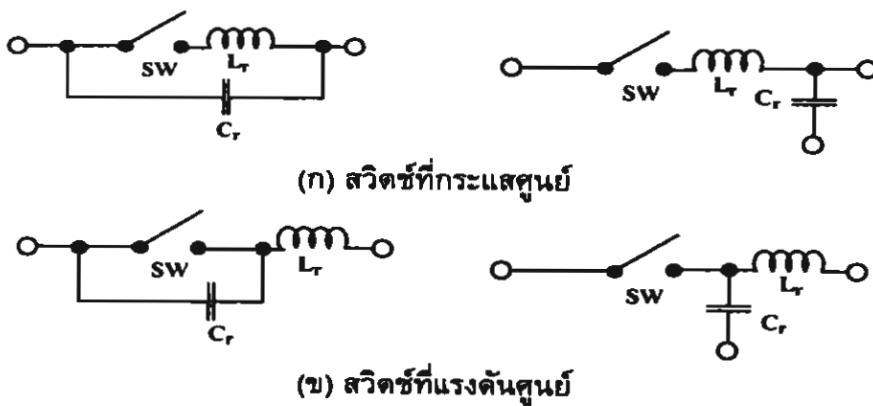
รูปที่ 7 การลดกำลังสูญเสียที่สวิตช์ขณะหยุดนำกระแสด้วยวงจร snubber

(ก) วงจรแปลงผันที่ใช้วงจร snubber

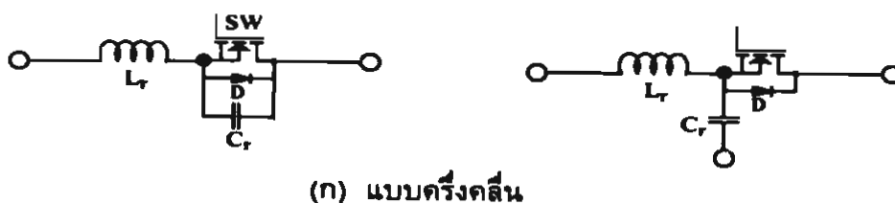
(ข) รูปกระแสและแรงดันสวิตช์

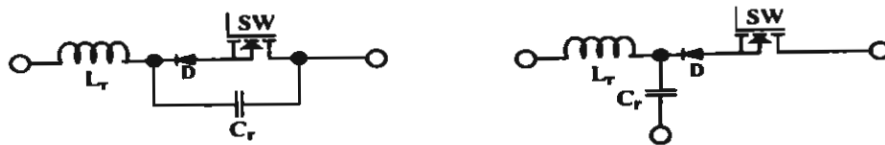
1.6 สวิตช์เรโซแนนซ์ (Resonant Switch)

การแทนที่สวิตช์ธรรมดาด้วยสวิตช์เรโซแนนซ์ (Resonant Switch) ดังรูปที่ 8 ซึ่งประกอบด้วยสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (Zero-Voltage Switch) โดยการต่อวงจรเรโซแนนซ์ (Resonant Circuit) ที่มีตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุรวมเข้ากับสวิตช์หลักในวงจรเรโซแนนซ์แปลงผันเพื่อทำให้เกิดสภาวะเรโซแนนซ์ในขณะเปลี่ยนสถานะขึ้น ในรูปที่ 9 แสดงสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ที่ใช้ MOSFET มาเป็นสวิตช์ ผลของสภาวะเรโซแนนซ์ ทำให้สวิตช์เปลี่ยนสถานะขณะที่แรงดันเป็นศูนย์ (Zero-Voltage Switching; ZVS) และกระแสเป็นศูนย์ (Zero-Current Switching, ZCS) แสดงดังรูปที่ 10



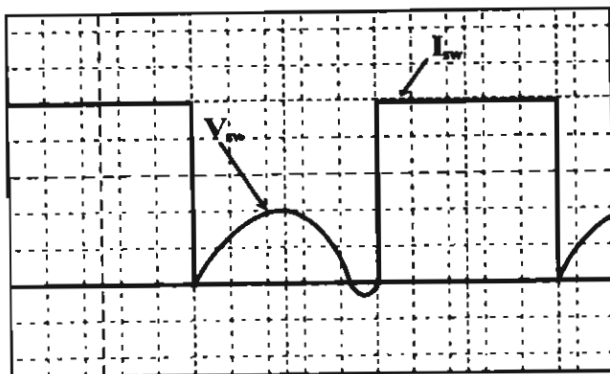
รูปที่ 8 สวิตช์ที่ประกอบด้วยวงจรเรโซแนนซ์



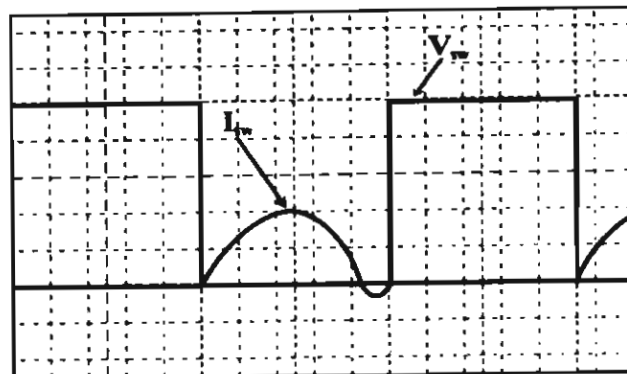


(ข) แบบเต็มคลื่น

รูปที่ 9 สวิตช์เรโซแนนซ์ที่แรงดันศูนย์



(ก) การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์



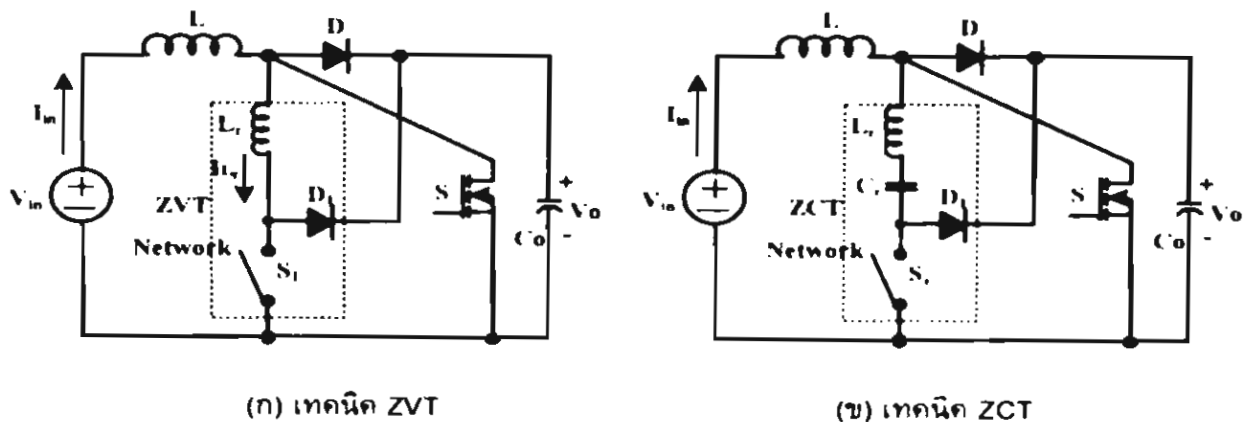
(ข) การสวิตช์ที่กระแสศูนย์

รูปที่ 10 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของสวิตช์เรโซแนนซ์

จากรูปที่ 10(ก) พบว่ากรณีที่ใช้สวิตช์กระแสศูนย์ (ZCS) กระแสที่สวิตช์จะมีรูปร่างเหมือนกับสัญญาณไซน์ โดยเริ่มจากค่าศูนย์เมื่อสวิตช์เริ่มต่อวงจรและลดค่าเป็นศูนย์เมื่อสวิตช์เริ่มตัดวงจร ส่วนกรณีที่ใช้สวิตช์แรงดันศูนย์ (ZVS) ในรูปที่ 10(ข) แรงดันที่คร่อมสวิตช์จะมีรูปร่างเหมือนกับสัญญาณไซน์ โดยเริ่มจากศูนย์เมื่อเริ่มตัดวงจรและลดค่าเป็นศูนย์เมื่อสวิตช์เริ่มต่อวงจร สำหรับมอสเฟต (MOSFET) จะถูกเลือกใช้เป็นอุปกรณ์สวิตช์ของวงจรเนื่องจากมีความสะดวกในการควบคุมการสวิตช์และมีความเร็วเหมาะสมกว่าอุปกรณ์สวิตช์ชนิดอื่น แต่เนื่องจากค่าความจุภายในรอยต่อของมอสเฟต หากนำมอสเฟตไปใช้งานในวงจรแบบสวิตช์กระแสศูนย์ ซึ่งสวิตช์เริ่มทำงานที่กระแสเป็นศูนย์ขณะที่แรงดันมีค่าสูงอยู่ ประจุไฟฟ้าที่อยู่ในตัวเก็บประจุแผ่นเหล่านี้จะถูกคายผ่านไปยังสวิตช์เป็นผลให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียในตัวสวิตช์มีค่าสูงขึ้น [3] ดังนั้นในวงจรที่สวิตช์แรงดันศูนย์จึงมีความเหมาะสมในการทำงานมากกว่าสวิตช์กระแสศูนย์ สำหรับปัญหาที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์แบบการใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ที่ประกอบเป็นวงจรแปลงผัน [4]-[6] เพื่อควบคุมรูปร่างของแรงดันและกระแสที่สวิตช์ โดยผลของสภาวะเรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุสามารถทำให้สวิตช์เปลี่ยนสถานะได้อย่างนุ่มนวล แต่อย่างไรก็ตามสวิตช์ในวงจรจะได้รับค่าความเค้นทางแรงดันที่สูงขึ้นเนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์สามารถแปรเปลี่ยนศักย์ไฟฟ้าได้สองทิศทาง (Bidirectional Voltage) นอกจากนี้ผลจากพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ทำให้มีพลังงานบางส่วนไหลวนอยู่ในวงจรเรโซแนนซ์ เป็นผลให้กำลังไฟฟ้าขณะนำกระแสมีค่าสูงขึ้น รวมทั้งพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ยังมีค่าที่แปรเปลี่ยนไปตามสภาวะของกระแสที่ภาระและแรงดันของแหล่งจ่าย ทำให้การเปลี่ยนสภาวะของสวิตช์ไวต่อการเปลี่ยนแปลงของภาระและแหล่งจ่ายเป็นผลให้วงจรแปลงผันที่ใช้วงจรเรโซแนนซ์แบบเดิมไม่สามารถที่จะรักษาการเปลี่ยนสถานะแบบนุ่มนวลไว้ได้หากนำไปใช้งานในย่านที่แหล่งจ่ายและภาระมีการเปลี่ยนแปลงมาก ๆ (Wide Line and Load Range)

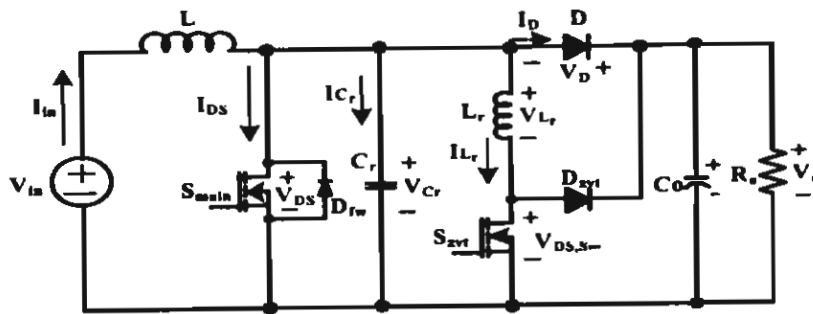
1.7 วงจรสับเบอร์แบบไวงาน

โดยการนำเอาวงจรช่วยที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ, ตัวเก็บประจุ, ไดโอด และสวิตช์ช่วย โดยต่อส่วนของวงจรช่วยขนานเข้ากับสวิตช์หลักของวงจรแปลงผัน ซึ่งช่วงเวลาทำงานของสวิตช์ช่วย (Transition Time) สามารถกำหนดได้โดยการควบคุมระยะเวลาในการทำงานระหว่างที่สวิตช์หลักของวงจรเปลี่ยนสถานะจะเกิดสภาวะเรโซแนนซ์ขึ้นที่ส่วนของวงจรช่วย เป็นผลให้สวิตช์หลักเปลี่ยนสถานะที่แรงดันเป็นศูนย์หรือกระแสเป็นศูนย์ และหลังจากที่สวิตช์เปลี่ยนสถานะได้อย่างนุ่มนวลแล้ว วงจรจะกลับไปทำงานเหมือนกับวงจรแปลงผันแบบธรรมดาที่ทำงานโดยการปรับเปลี่ยนความกว้างพัลส์ (PWM Converter) วงจรแปลงผันที่นำส่วนของสวิตช์ช่วยมาใช้ในการควบคุมการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์สามารถจำแนกได้สองประเภทด้วยกันคือ ส่วนของวงจรที่ทำให้สวิตช์เปลี่ยนสถานะที่แรงดันเป็นศูนย์ (Zero-Voltage-Transition Network; ZVT) [7] และส่วนของวงจรที่ทำให้สวิตช์เป็นสถานะที่กระแสเป็นศูนย์ (Zero-Current-Transition Network; ZCT) [8]

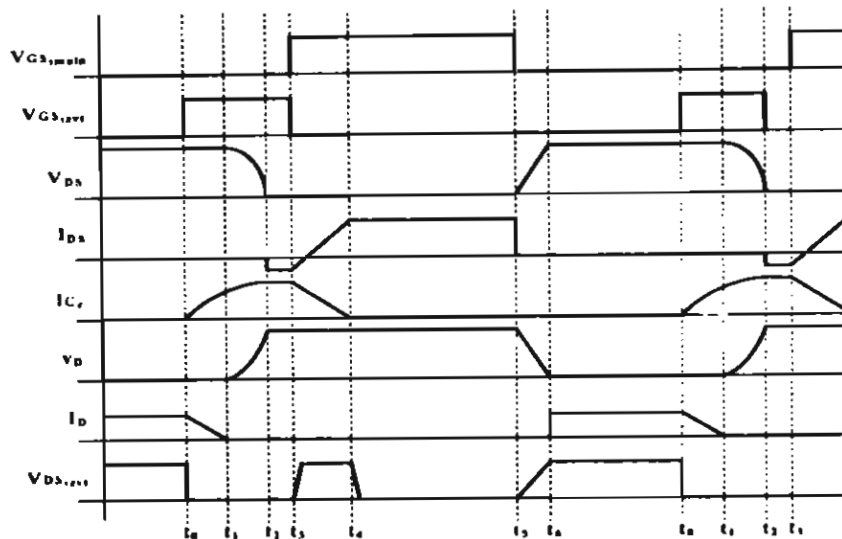


รูปที่ 11 การใช้ส่วนของวงจรเรโซแนนซ์ช่วยเปลี่ยนสถานะสวิตช์ของวงจร

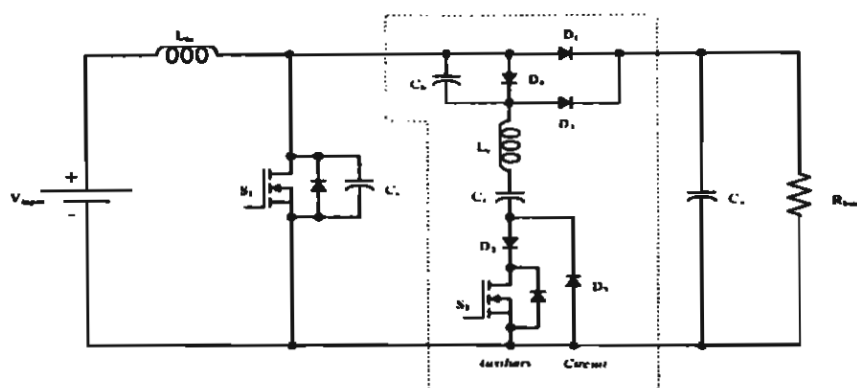
ในรูปที่ 11(ก) แสดงถึงวงจรแปลงผันที่ใช้เทคนิค ZVT ต่อรวมเข้ากับวงจรเพื่อลดปัญหาที่เกิดขึ้นที่สวิตช์ของวงจร ขณะที่รูปที่ 11(ข) แสดงถึงการใช้นิเทศนค ZCT ในวงจรแปลงผันเพื่อให้กระแสที่สวิตช์ตกลงเป็นศูนย์ก่อนที่จะเปิดวงจร ในรูปที่ 12 แสดงวงจรแปลงผันไฟตรงแบบทบระดับแรงดันที่ใช้เทคนิค ZVT[9] ในการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่สวิตช์หลักของวงจร โดยการทำให้แรงดันที่สวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ก่อนเปลี่ยนสถานะ วงจรที่ช่วยทำให้แรงดันที่สวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ก่อนการเปลี่ยนสถานะหรือวงจร ZVT จะประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ (L_r), ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_r), ไดโอด (D_{zw}), และ สวิตช์ ZVT (S_{zw}) โดยในส่วนของวงจร ZVT จะทำงานในช่วงเวลาสั้น ๆ ก่อนที่สวิตช์หลักของวงจรจะเริ่มทำงาน ซึ่งมีรูปคลื่นการทำงานที่ตำแหน่งต่างๆแสดงดังรูปที่ 13



รูปที่ 12 วงจรแปลงผันไฟตรงแบบทบระดับแรงดันที่ใช้เทคนิค ZVT



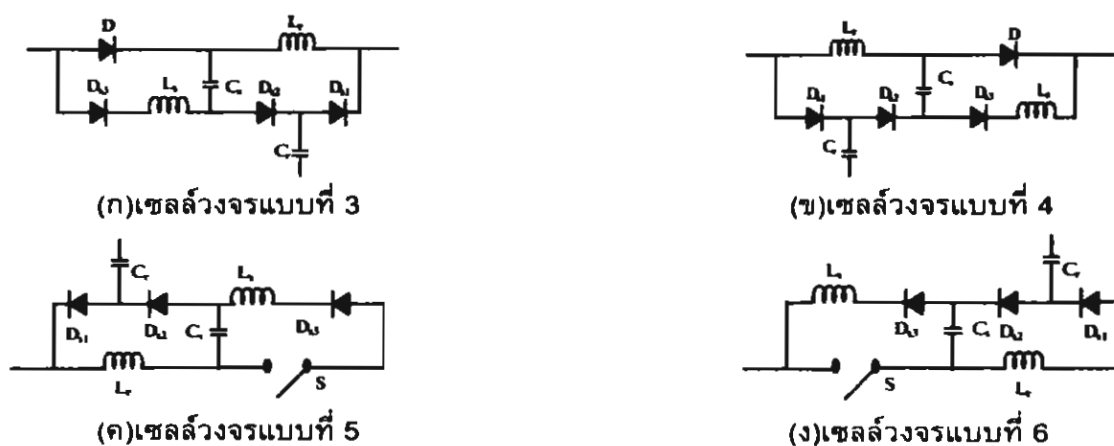
รูปที่ 13 รูปคลื่นการทำงานของวงจร ZVT



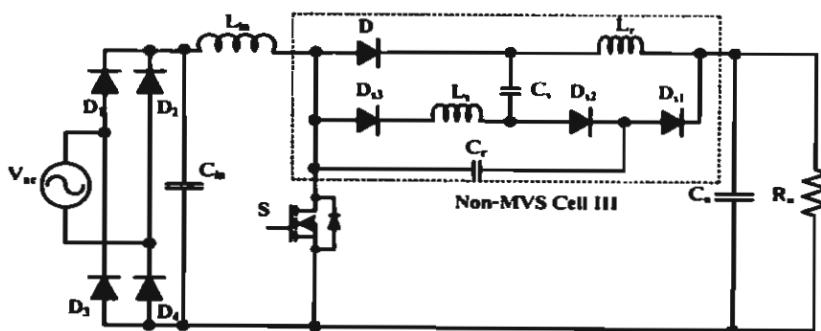
รูปที่ 14 วงจรแปลงผันไฟตรงแบบทบระดับแรงดันที่ใช้เทคนิค ZVT และ ZCT

อย่างไรก็ตามถึงแม้ว่าวิธีที่กล่าวมาจะแก้ปัญหาที่สวิตช์หลักของวงจรได้ แต่ก็มีปัญหาเกิดขึ้นที่วงจรช่วย ถึงแม้ว่าสวิตช์หลักของวงจรจะมีการเปลี่ยนสถานะที่นุ่มนวลขึ้น โดยผลของวงจร ZVT แต่ สวิตช์ ZVT ก็ยังคงเปลี่ยนสถานะแบบรุนแรงอยู่ขณะหยุดนำกระแส รวมทั้งจะเกิดการออสซิลเลตของแรงดันคร่อมสวิตช์ ZVT เนื่องจากค่าแฝงที่อยู่ภายในวงจร โดยแรงดันที่ออสซิลเลตจะมีค่ายอดที่สูงซึ่งจะเกิดที่ในขณะที่กระแสสวิตช์ ZVT

หยุดทำงานและมีกระแสส่วนหนึ่งที่สามารถไหลผ่านไดโอดที่อยู่ภายในสวิตช์ ZVT ได้ เนื่องจากสภาวะเรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์กับตัวเก็บประจุแฝงภายในไดโอด ZVT อีกทั้งสวิตช์หลักยังไม่ทำงานในสภาวะ ZCT ด้วย จึงทำให้มีการแก้ไขวงจรเพื่อลดปัญหาดังกล่าวดังแสดงดังรูปที่ 14 [10] แนวทางการแก้ปัญหาการสูญเสียภายในสวิตช์อีกวิธีหนึ่งคือใช้วิธีการสูญเสียของสวิตช์กำลังน้อยชนิดพาสซีฟ (Lossless Passive Soft Switching with Non-Minimum Voltage Stress Circuit Cells) [11]-[12] ซึ่งใช้อุปกรณ์ชนิดพาสซีฟ ที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ, ตัวเก็บประจุและไดโอดมาต่อกันเป็นเซลล์วงจรเรโซแนนซ์ โดยเซลล์วงจรนี้จะไม่มีการกระทบต่ออัตราการแปลงผันแรงดันของวงจรหลักเพียงแต่จะทำงานช่วยให้สวิตช์หลักทำงานเป็นแบบนุ่มนวล ขณะเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแสเท่านั้น



รูปที่ 15 เซลล์วงจรการสูญเสียของสวิตช์กำลังน้อยแบบ Non-MVS แบบต่าง ๆ



รูปที่ 16 วงจรแปลงผันไฟตรงแบบทระดับแรงดันที่ใช้เซลล์วงจรการสูญเสียของสวิตช์กำลังน้อยแบบที่ 3

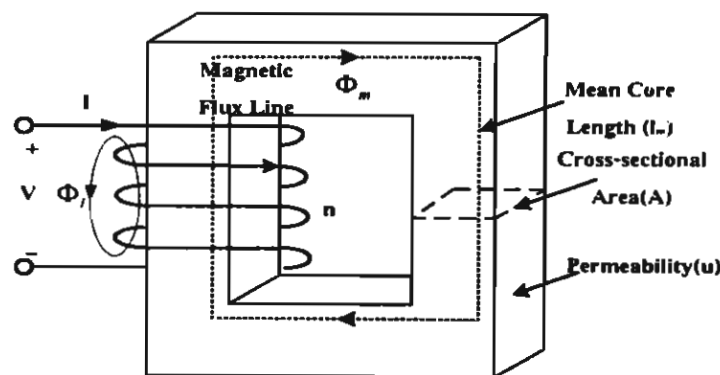
รูปที่ 15 แสดงเซลล์วงจรการสูญเสียของสวิตช์กำลังน้อยแบบต่าง ๆ ที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับวงจรแปลงผันแรงดันชนิดต่าง ๆ ได้ รูปที่ 16 แสดงวงจรแปลงผันไฟตรงแบบทระดับแรงดันที่ใช้ร่วมกับเซลล์วงจรการสูญเสียของสวิตช์กำลังน้อยแบบที่ 3 เพื่อให้สวิตช์ทำงานเป็นแบบนุ่มนวล

จากปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางในการแก้ปัญหา เมื่อเปรียบเทียบวงจรในรูปที่ 14 และรูปที่ 16 วงจรในรูปที่ 16 จะอาศัยวงจรช่วยซึ่งประกอบด้วยวงจรเรโซแนนซ์และสวิตช์ช่วยเพื่อให้สวิตช์หลักทำงานแบบนุ่มนวล ข้อดีก็คือสวิตช์หลักมีการสูญเสียและความเค้นทางแรงดันลดลง แต่ข้อเสียก็คือวงจรควบคุมรวมต้องมีวงจรควบคุมสวิตช์ช่วยเพิ่มขึ้น ทำให้วงจรควบคุมรวมมีการทำงานความยุ่งยากซับซ้อนมากขึ้นและเนื่องจากภายในวงจรต้องใช้

ทั้งสวิตช์ช่วยกับวงจรเรโซแนนซ์ ซึ่งส่วนใหญ่แล้วผู้ออกแบบวงจร จะเลือกใช้ขนาด, พิกัดของสวิตช์หลักและสวิตช์ช่วยชนิดเดียวกัน จึงทำให้ราคาและจำนวนอุปกรณ์ของวงจรเพิ่มมากขึ้น ส่วนวงจรในรูปที่ 14 จะใช้เพียงวงจรเรโซแนนซ์เพียงอย่างเดียว เพื่อให้สวิตช์หลักทำงานแบบนุ่มนวล ข้อดีของวงจรนี้ก็คือวงจรไม่ต้องใช้สวิตช์ช่วย และวงจรควบคุมเพิ่ม ส่วนข้อเสียคือภายในวงจรต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ถึงสองตัว ซึ่งจะทำให้เกิดความสูญเสียในตัวนำและแกนแม่เหล็กเพิ่มมากขึ้น ดังนั้นวงจรในรูปที่ 14 จึงเป็นวงจรที่นำมาใช้ในงานวิจัยนี้เพื่อปรับปรุงข้อจำกัดดังกล่าวต่อไป

1.8 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรแม่เหล็ก

ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรแม่เหล็ก ใช้หลักการที่ประยุกต์มาจากทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้า(Electromagnetic Theory) โดยมีโครงสร้างของวงจรแสดงดังรูปที่ 17 ซึ่งมีส่วนประกอบดังนี้ ขดลวดตัวเหนี่ยวนำ(Inductor) และแกนแม่เหล็ก(Magnetic Core) ในส่วนของขดลวดจะมีการจ่ายกระแสไฟฟ้าให้ไหลผ่านทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็ก (Φ) ขึ้น ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้ สามารถแบ่งออกได้เป็นสองส่วนคือ เส้นแรงแม่เหล็กที่ตัดผ่านขดลวดเพียงอย่างเดียว เรียกว่าเส้นแรงแม่เหล็กรั่ว (Leakage-Flux; Φ_l) และเส้นแรงแม่เหล็กที่ไหลผ่านแกนแม่เหล็กเรียกว่า Magnetizing Flux (Φ_m) โดยที่เส้นแรงแม่เหล็กรั่วนี้มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับเส้นแรงแม่เหล็กที่ไหลผ่านแกนแม่เหล็ก



รูปที่ 17 ส่วนประกอบของวงจรแม่เหล็ก

จากรูปที่ 17 ส่วนของแกนแม่เหล็กจะเป็นทางเดินของเส้นแรงแม่เหล็ก ซึ่งคุณสมบัติของแกนขึ้นอยู่กับชนิดของสารที่นำมาสร้างเป็นแกน (แกนเหล็ก, แกน Ferrite) โดยมีพื้นที่หน้าตัดของแกน (A) และความยาวเฉลี่ยของแกน (l_m) ถ้าขดลวดมีจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำ n รอบ และมีกระแสไฟฟ้า I ไหลผ่านขดลวด จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนขึ้นเรียกว่าแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (Magnetomotive Force; mmf) แสดงดังสมการที่ 9

$$mmf = n \cdot I \quad (\text{Amp} - \text{turn}) \quad (9)$$

แรงเคลื่อนแม่เหล็กนี้ทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กขึ้นในแกน ทิศทางการเคลื่อนที่ของเส้นแรงแม่เหล็กเป็นไปตามกฎมือขวาของขดลวด โดยค่าแรงเคลื่อนแม่เหล็กต่อหนึ่งหน่วยความยาวเฉลี่ยของแกนเรียกว่าค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก (Magnetic Field Intensity; H) แสดงดังสมการที่ 10

$$H = \frac{mmf}{l_m} \quad \left(\frac{\text{Amp} - \text{turn}}{m} \right) \quad (10)$$

เมื่อ l_m = ความยาวเฉลี่ยของแกนมีหน่วยเป็นเมตร (m)

ความเข้มสนามแม่เหล็กทำให้เกิดค่าความหนาแน่นที่เกิดจากฟลักซ์แม่เหล็ก (Magnetic Flux Density; B) ขึ้น แสดงดังสมการที่ 11

$$B = \mu \cdot H \quad \left(\frac{\text{Weber}}{\text{m}^2} = \text{Tesla} \right) \quad (11)$$

ถ้านำค่าความหนาแน่นที่เกิดจากฟลักซ์แม่เหล็กคูณกับพื้นที่หน้าตัดของแกน จะได้เป็นค่าเส้นแรงแม่เหล็ก (Magnetic Flux; Φ_m) แสดงดังสมการที่ 12

$$\Phi_m = B \cdot A \quad (\text{Weber}) \quad (12)$$

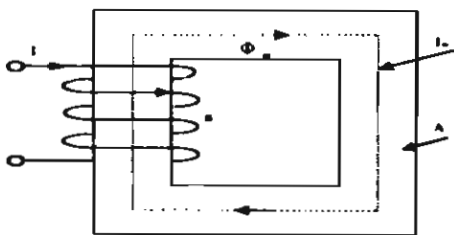
ถ้านำค่าเส้นแรงแม่เหล็กคูณกับจำนวนรอบของขดลวดจะได้เป็นค่า Flux Linkage (λ) มีค่าดังสมการ

$$\lambda = n \cdot \Phi_m \quad (\text{Weber} - \text{turn}) \quad (13)$$

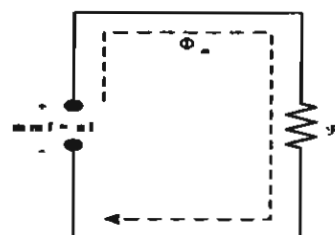
และอัตราส่วนระหว่างค่า Flux Linkage กับค่ากระแสไฟฟ้าเรียกว่าค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance; L) มีค่าแสดงดังสมการที่ 14

$$L = \frac{\lambda}{I} \quad (\text{Henry}) \quad (14)$$

ในการคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำของวงจรแม่เหล็ก เพื่อความสะดวกในการหาจะต้องแปลงวงจรแม่เหล็กให้เป็นวงจรสมมูลกับวงจรไฟฟ้าเสียก่อน แสดงดังรูปที่ 18



(ก) วงจรแม่เหล็ก



(ข) วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

รูปที่ 18 การแปลงวงจรแม่เหล็ก

รูปที่ 18 แสดงการแปลงวงจรแม่เหล็กเป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้า รูปที่ 18(ก) เป็นวงจรแม่เหล็กและรูปที่ 18(ข) เป็นรูปวงจรสมมูลทางไฟฟ้า ดังนั้นจากสมการที่ 2.21 สามารถคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำได้ดังสมการที่ 15

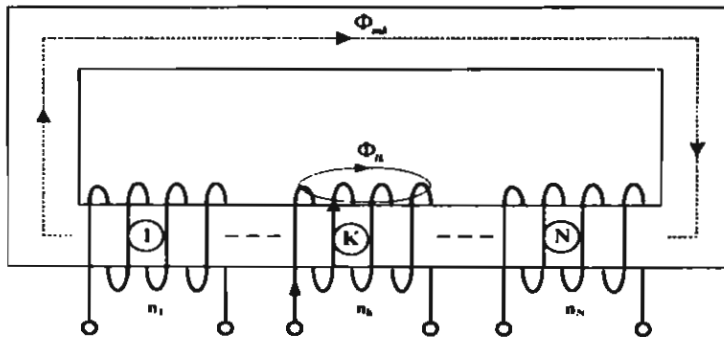
$$L = \frac{\lambda}{I} = \frac{n\Phi_m}{I} = \frac{n^2\Phi_m}{nI} = \frac{n^2}{\mathcal{R}} \quad (15)$$

เมื่อ $\mathcal{R}$ เป็นค่าความต้านทานแม่เหล็ก (Reluctance) มีค่าดังสมการที่ 16

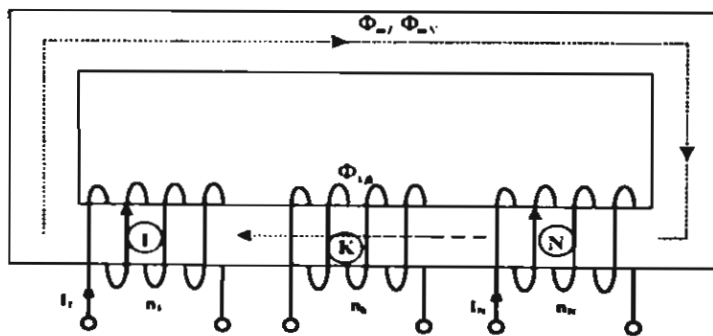
$$\mathcal{R} = \frac{nI}{\Phi_m} = \frac{l_m}{\mu A} \left(\frac{\text{Amp-turn}}{\text{Weber}} \right) \quad (16)$$

ในวงจรสนามแม่เหล็กไฟฟ้าวงจรเดียวกัน อาจมีขดลวดตัวเหนี่ยวนำหลายๆขดมาพันร่วมอยู่บนแกนแม่เหล็กอันเดียวกันได้ ดังนั้นเส้นแรงแม่เหล็กของขดลวดชุดหนึ่งจะส่งผลไปยังขดลวดชุดอื่นๆด้วย ในการพิจารณาฟลักซ์ที่เกิดจากขดลวดชุดที่ K ก็จะจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับขดลวดชุดนั้นก่อน ส่วนขดลวดชุดอื่นๆจะไม่มีกระแสจ่ายกระแสไฟฟ้าให้ ดังรูปที่ 19 ดังนั้นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากขดลวดชุดที่ K เพียงอย่างเดียว Self Flux (Φ_{kk}) สามารถแบ่งได้เป็นสองส่วน คือ ฟลักซ์ที่ตัดขดลวดชุดที่ K เพียงอย่างเดียว เรียกว่า Leakage Flux (Φ_{lk}) และฟลักซ์ที่ส่งผลไปยังขดลวดชุดอื่นๆ เรียกว่า Magnetizing Flux (Φ_{mk}) ดังนั้น Self Flux (Φ_{kk}) จึงมีค่าดังสมการที่ 17

$$\Phi_{kk} = \Phi_{lk} + \Phi_{mk} \quad (17)$$



รูปที่ 19 การเกิด Self Flux



รูปที่ 20 การเกิดฟลักซ์ร่วมกัน

จากรูปที่ 19 ถ้ามีการจ่ายกระแสไฟฟ้าให้ขดลวดทุกขดยกเว้นขดลวดชุดที่ K จะเกิดฟลักซ์เหนี่ยวนำร่วมกันขึ้น (Mutual Flux: Φ_m) ที่ขดลวดชุดที่ K ซึ่งฟลักซ์เหนี่ยวนำร่วมกันนี้ เกิดขึ้นมาจากฟลักซ์ของขดลวดชุดอื่นๆ ที่ส่งผลมายังขดลวดชุดที่ K แสดงดังรูปที่ 20 และมีค่าดังสมการที่ 18

$$\begin{aligned} \Phi_{mk} &= \Phi_{k1} + \Phi_{k2} + \dots + \Phi_{kn} \text{ ยกเว้น } \Phi_{kk} \\ \Phi_{mk} &= \sum_{j=k, j=1}^{j=n} \Phi_{kj} \end{aligned} \quad (18)$$

ดังนั้นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นทั้งหมดที่ขดลวดชุดที่ K (Φ_k) แสดงดังสมการที่ 19

$$\Phi_k = \Phi_{kk} + \sum_{j \neq k, j=1}^{j=N} \Phi_{kj} \tag{19}$$

เมื่อพิจารณาในรูปของค่า (Flux Linkage: λ) จะได้ดังสมการที่ 20

$$\lambda_k = n_k \Phi_k = \lambda_{kk} + \sum_{j \neq k, j=1}^{j=N} \lambda_{kj} \tag{20}$$

จากสมการที่ 20 จะได้สมการใหม่เป็นสมการที่ 21

$$\lambda_k = L_k I_k + \sum_{j \neq k, j=1}^{j=N} M_{kj} I_j \tag{21}$$

เมื่อ M = ค่าความเหนี่ยวนำร่วมกัน (Mutual Inductance) โดยที่ $M_k=M_k$

จากสมการที่ 21 ถ้าให้ค่า $N = 2$ เราสามารถหาค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นที่ขดลวดชุดที่ 1 และขดลวดชุดที่ 2 ได้ดังสมการที่ 22 และสมการที่ 23

$$L_1' = L_1 + \frac{M_{12} I_2}{I_1} \tag{22}$$

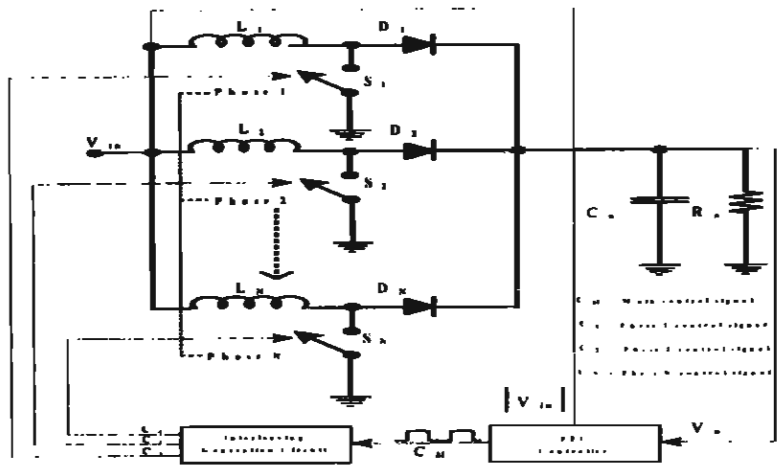
$$L_2' = L_2 + \frac{M_{21} I_1}{I_2} \tag{23}$$

พิจ เรณ สมการที่ 15 กับสมการที่ 22 หรือสมการที่ 23 พบว่าค่าความเหนี่ยวนำ (L_1', L_2') ในสมการที่ 22 และสมการที่ 23 มีค่ามากกว่าค่าความเหนี่ยวนำ (L) ในสมการที่ 15 เมื่อนำมาพันแบบใช้แกนแม่เหล็กร่วมกัน (Coupled Circuit) เนื่องจาก มีเทอมของ $M_{12} I_2 / I_1$ และ $M_{21} I_1 / I_2$ บวกเพิ่มเข้ามา นั้นหมายความว่า ถ้ายังคงใช้ค่าความเหนี่ยวนำ (ที่พันลงบนแกนแม่เหล็กในแต่ละด้าน) กรณีที่ขดลวดเหนี่ยวนำใช้แกนแม่เหล็กร่วมกัน เข้ากับการที่ขดลวดเหนี่ยวนำไม่ได้ใช้แกนแม่เหล็กร่วมกัน จะได้ค่าความเหนี่ยวนำ L_1', L_2' มากกว่าค่าความเหนี่ยวนำ L ผลจากค่าของเทอม $M_{12} I_2 / I_1$ และ $M_{21} I_1 / I_2$ ดังกล่าว

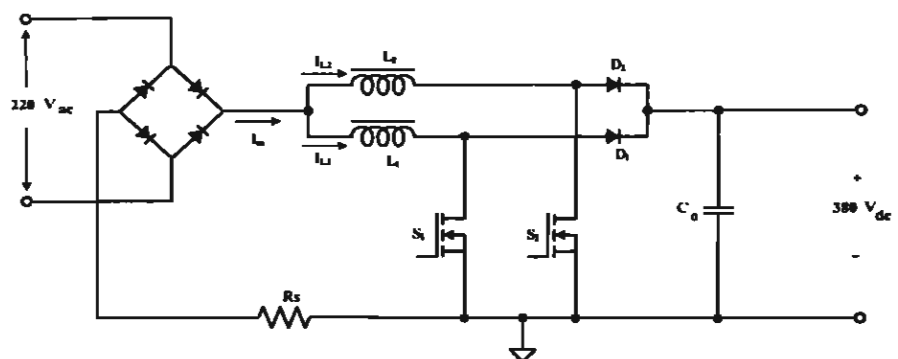
1.9 เทคนิคมัลติเฟสอินเตอร์ลีฟ

เทคนิคอินเตอร์ลีฟ (Interleave Technique) [13]-[14] สามารถทำได้โดย นำเอาสัญญาณขับนำสวิตช์หลักแต่ละ วงจรของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิงหลายวงจรมาต่อกันในลักษณะขนานกัน แล้วมีการกำหนดเฟสของสัญญาณขับนำสวิตช์ให้เลื่อนเวลาการทำงานกันออกไปเพื่อให้วงจรสลับการทำงานซึ่งกันและกัน โดยจะแบ่งมุมการทำงานของสัญญาณขับนำสวิตช์ให้ครบพอดีกันในแต่ละหนึ่งรอบเวลาการทำงาน ($360/N$) ซึ่งจะขึ้นอยู่กับจำนวนวงจร (N) ที่นำมาอินเตอร์ลีฟกันและมีความถี่ของการสวิตช์เท่ากันแสดงดังแผนภาพในรูปที่ 21 ข้อดีของการใช้เทคนิคอินเตอร์ลีฟก็คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวอุปกรณ์ในแต่ละวงจรมีค่าลดลงตามจำนวนเท่าของวงจรที่นำมาอินเตอร์ลีฟกันและระลอกคลื่นของกระแสขาเข้ามีขนาดลดลง จึงทำให้ตัวเหนี่ยวนำซึ่งทำหน้าที่เป็นใช้ลดทางต้านขาเข้ามีขนาดเล็กลง เป็นผลให้วงจรกรองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) ครอบคลุมมีขนาดเล็กลงตามไปด้วย รูป

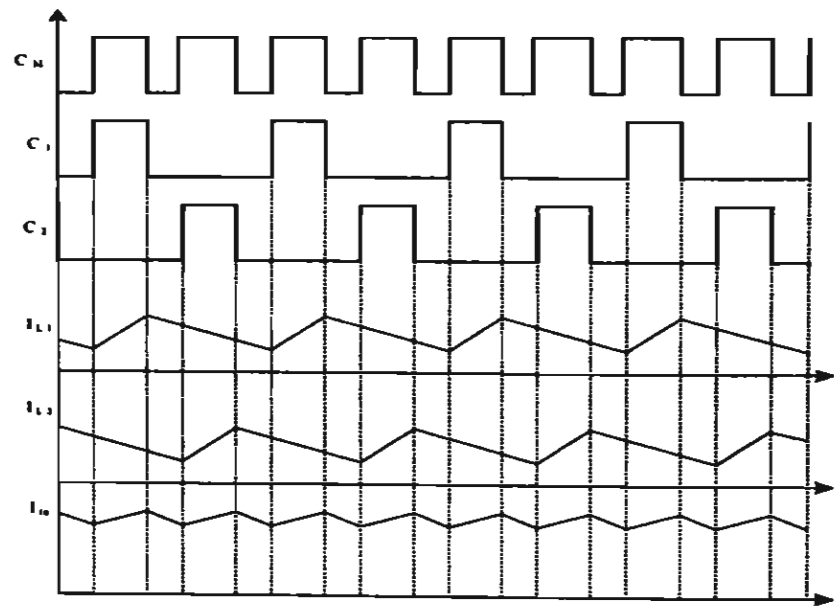
ที่ 22 แสดงวงจรทระดับแรงดันสองวงจร ($N = 2$) ที่ใช้เทคนิคอินเตอร์ลิฟ โดยมีสัญญาณขับนำสวิทช์และกระแสในวงจรส่วนต่างๆแสดงดังรูปที่ 23



รูปที่ 21 แผนภาพการทำงานของเทคนิคอินเตอร์ลิฟ



รูปที่ 22 วงจรทระดับแรงดันที่ใช้เทคนิคอินเตอร์ลิฟ

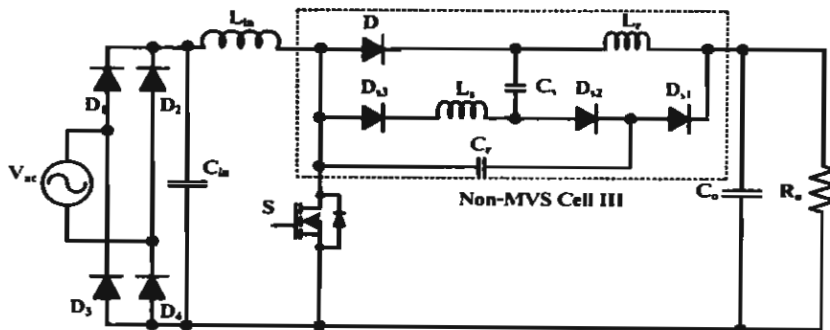


รูปที่ 23 สัญญาณขับนำสวิทช์และกระแสในวงจร

ผลการวิจัย

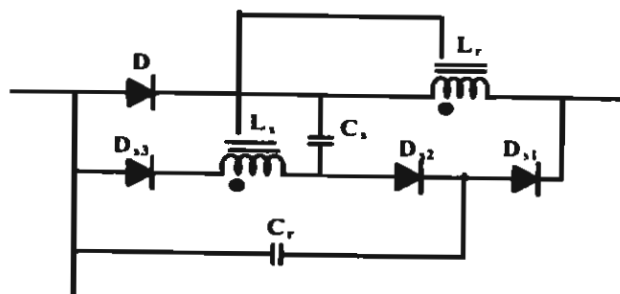
2.1 การพัฒนางจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าโดยใช้วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ชนิดซอเฟต์สวิตชิง

จากการศึกษาโครงการวิจัยในหัวข้อเรื่อง การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าและกระแสฮาร์มอนิก โดยใช้วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ชนิดซอเฟต์สวิตชิงและเทคนิคมัลติเฟสอินเตอร์ลีฟนี้ในส่วนแรกจะทำการวิจัยเพื่อหาวิธีในการพัฒนางจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าโดยใช้วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ชนิดซอเฟต์สวิตชิงที่มีการใช้สวิตช์กำลังเพียงตัวเดียวโดยไม่มีสวิตช์ช่วยและทำการลดขนาดของวงจรให้มีจำนวนอุปกรณ์น้อยและมีขนาดเล็กที่สุด จากวงจรทบทระดับแรงดันที่ใช้ร่วมกับเซลล์วงจรการสูญเสียของสวิตช์กำลังน้อยชนิดพาสซีฟ Non-MVS แบบที่3 ของวงจรต้นแบบแสดงดังรูปที่ 24

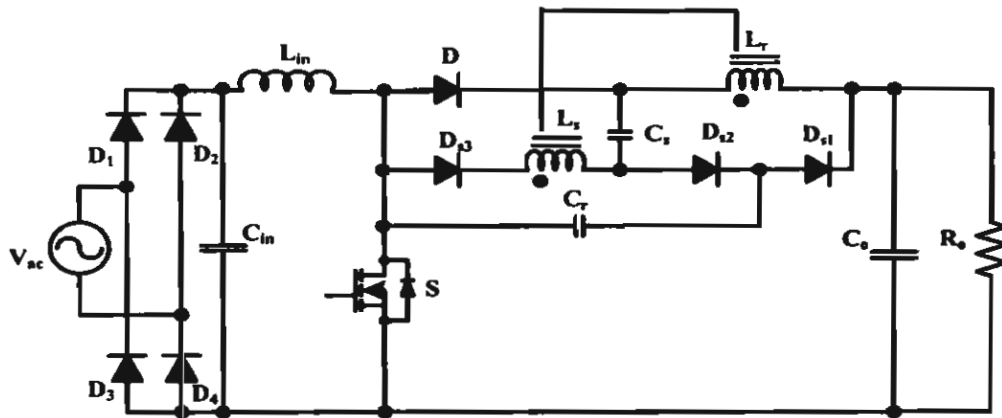


รูปที่ 24 วงจรทบทระดับแรงดันที่ใช้ร่วมกับเซลล์วงจรการสูญเสียของสวิตช์กำลังน้อยชนิดพาสซีฟ Non-MVS แบบที่3

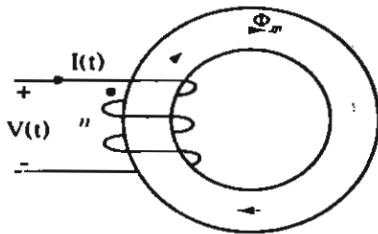
โดยในรูปที่ 24 เป็นวงจรที่จะนำมาวิจัยเพื่อพัฒนาให้มีคุณสมบัติตามที่ต้องการ ซึ่งภายในเซลล์วงจรแบบที่ 3 ประกอบด้วยไดโอดคินตัวเร็ว ($D, D_{s1}, D_{s2}, D_{s3}$), ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_s, C_r) และตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ (L_r, L_s) ซึ่งแยกกันอยู่ ในรูปที่ 25 เป็นรูปแบบของเซลล์วงจรที่ปรับปรุงแล้วโดยรวมเอาตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ L_s และ L_r ทั้งสองตัวมาพันไว้บนแกนแม่เหล็กอันเดียวกันและรูปที่ 26 เป็นรูปแบบของวงจรทบทระดับแรงดันที่ใช้ร่วมกับเซลล์วงจรที่ปรับปรุงแล้ว โดยภายในประกอบด้วย สวิตช์หลัก (S), ไดโอดเรียงกระแส (D_1, D_2, D_3, D_4), ตัวเก็บประจุเข้า (C_m), ตัวเหนี่ยวนำเข้า (L_m), ตัวเก็บประจุขาออก (C_o) และโหลด (R_o)



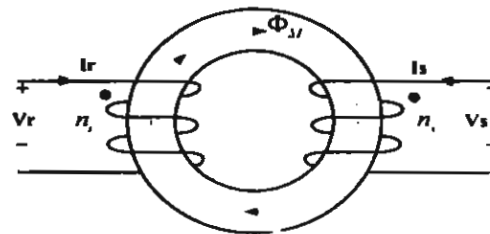
รูปที่ 25 เซลล์วงจรที่ปรับปรุง



รูปที่ 26 วงจรทระดับแรงดันที่ใช้ร่วมกับเซลล์วงจรที่ปรับปรุง



(ก) กรณีแยกแกนแม่เหล็ก



(ข) กรณีรวมแกนแม่เหล็ก

รูปที่ 27 การพันตัวเหนี่ยวนำ

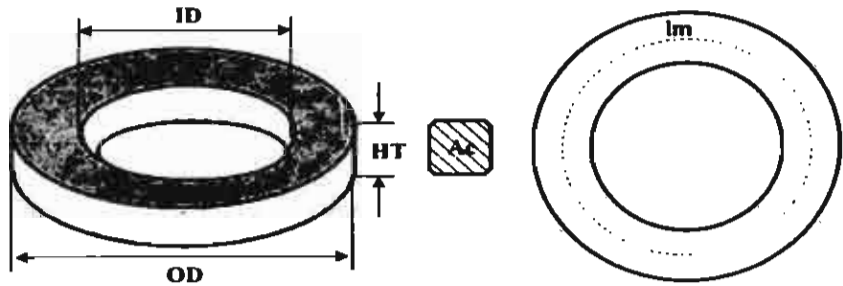
ในรูปที่ 27 กรณีที่ยังไม่ได้ใช้แกนแม่เหล็กร่วมกันนั้น มีวิธีการพันตัวเหนี่ยวนำแต่ละตัว แสดงดังรูปที่ 27(ก) และได้ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์แต่ละตัวดังนี้

$$L_r = \frac{n_r^2}{\mathfrak{R}} = \frac{n_r^2 \mu A}{l_m} \quad (24)$$

$$L_s = \frac{n_s^2}{\mathfrak{R}} = \frac{n_s^2 \mu A}{l_m} \quad (25)$$

2.1.1 การวิเคราะห์และออกแบบตัวเหนี่ยวนำกรณีแยกและรวมแกน

โดยในงานวิจัยนี้ได้ใช้ค่าความเหนี่ยวนำ (L_r, L_s) เท่ากับใน [11] ดังนั้นจากข้อมูลของผลิตภัณฑ์แกนแม่เหล็กแบบทอรอยด์ (Toroid) แสดงดังรูปที่ 28 และตารางที่ 1



รูปที่ 28 แกนแม่เหล็กแบบทอรอยด์ที่ใช้กับตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์

ตารางที่ 1 ข้อมูลของผลิตภัณฑ์แกนแม่เหล็กที่ใช้กับตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์

Core Size	Relative Permeability (μ_r)	ID in.	OD in.	HT in.	Cross Sect.Area cm ²	Mean Length cm
T-200	10	1.250	2.000	0.550	1.330	12.97

จากการคำนวณจากสมการที่ 24 ,25 ได้จำนวนรอบจากการพันของตัวเหนี่ยวนำ $L_r=36$ รอบและตัวเหนี่ยวนำ $L_s=52$ รอบ ในกรณีที่ตัวเหนี่ยวนำใช้แกนแม่เหล็กร่วมกัน จะใช้แกนแม่เหล็กแบบเดียวกันและพันตัวเหนี่ยวนำในลักษณะทิศทางของสนามแม่เหล็กเสริมกัน แสดงดังรูปที่ 27(ข) ซึ่งได้ค่าความเหนี่ยวนำในแต่ละด้านของแกนแม่เหล็กจากดังนี้

$$L'_r = L_r + M \frac{n_r}{n_s} \tag{26}$$

$$L'_s = L_s + M \frac{n_s}{n_r} \tag{27}$$

เมื่อ L'_r, L'_s = ค่าความเหนี่ยวนำแต่ละด้านของแกนแม่เหล็ก
 L_r, L_s = ค่าความเหนี่ยวนำที่ยังไม่ได้รวมแกนแม่เหล็ก

พิจารณาสมการ 24 ถึง 27 พบว่าค่าความเหนี่ยวนำ L'_r, L'_s ในสมการที่ 26 และสมการที่ 27 มีค่ามากกว่าค่าความเหนี่ยวนำ L_r, L_s ในสมการที่ 24 และสมการที่ 25 เนื่องจากมีเทอมของ $M(n_r/n_s)$ และ $M(n_s/n_r)$ บวกเพิ่มเข้ามา นั้นหมายความว่า ถ้ายังคงใช้ค่าความเหนี่ยวนำ(ที่พันลงบนแกนแม่เหล็กในแต่ละด้าน) กรณีที่ใช้แกนแม่เหล็กร่วมกันเท่ากับกรณีที่ยังไม่ได้รวมแกนแม่เหล็ก เราจะได้ค่าความเหนี่ยวนำ L'_r, L'_s ที่มากกว่าค่าความเหนี่ยวนำ L_r, L_s แต่กรณีที่ใช้แกนแม่เหล็กร่วมกันนั้น ต้องการค่าความเหนี่ยวนำแต่ละด้านของแกนแม่เหล็กเท่ากับค่าความเหนี่ยวนำ L_r, L_s เท่านั้น จากสมการที่ 26 และสมการที่ 27 จัดสมการใหม่ได้เป็น

$$L_r = L_r'' + M \sqrt{\frac{L_r''}{L_s''}} = L_r'' + M \frac{n_r''}{n_s''} \quad (28)$$

$$L_s = L_s'' + M \sqrt{\frac{L_s''}{L_r''}} = L_s'' + M \frac{n_s''}{n_r''} \quad (29)$$

เมื่อ $L_r'' L_s''$ = ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการพันบนแกนในแต่ละด้าน
 L_r, L_s = ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการ [11]

จากสมการที่ 28 และสมการที่ 29 พบว่าถ้าต้องการค่าความเหนี่ยวนำในแต่ละด้านของแกนแม่เหล็กให้เท่ากับค่าความเหนี่ยวนำ L_r, L_s นั้น ทำได้โดยการลดจำนวนรอบของการพันตัวเหนี่ยวนำ $L_r'' L_s''$ ที่ต้องการพันลงบนแกนแม่เหล็กซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าของ Mutual Inductance (M) จึงทำให้ความยาวของตัวนำที่นำมาใช้เป็นตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์มีค่าลดลง ในกรณีรวมแกนแม่เหล็กการหาจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำทำได้โดยประมาณค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ $L_r'' L_s''$ ก่อน และหาค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ $L_r'' L_s''$ แต่ละตัวจากการทดลองพันตัวเหนี่ยวนำทั้งสองบนแกนแม่เหล็ก โดยประมาณค่าของตัวเหนี่ยวนำดังนี้ ให้ค่า $M = k \sqrt{L_r'' L_s''}$ แทนลงในสมการที่ 28 และสมการที่ 29 เมื่อ k คือสัมประสิทธิ์ของการเชื่อมโยง (Coefficient of Coupling) มีค่า $0 \leq k \leq 1$ ได้สมการใหม่เป็น

$$L_r'' = \frac{L_r}{(1+k)} \quad (30)$$

$$L_s'' = \frac{L_s}{(1+k)} \quad (31)$$

โดยกำหนดให้ค่า k เป็นไปตามตารางที่ 2 ซึ่งมีค่า $L_r = 15 \mu H$ และ $L_s = 30 \mu H$

ตารางที่ 2 การประมาณหาค่าความเหนี่ยวนำ $L_r'' L_s''$

ค่า k	ค่าความเหนี่ยวนำ L_r'' (μH)	ค่าความเหนี่ยวนำ L_s'' (μH)	Mutual Inductance (μH)
1	7.5	15	10.60
0.75	8.57	17.14	9.09
0.5	10	20	7.07
0.25	12	24	4.24
0	15	30	0

จากการทดลองพันค่าความเหนี่ยวนำ $L_r'' L_s''$ ตามตารางที่ 2 ได้ค่าความเหนี่ยวนำ $L_r'' L_s''$ ที่เหมาะสมคือ $L_r'' = 11 \mu H, L_s'' = 22 \mu H$ และค่าของ Mutual Inductance (M) $5.4 \mu H$ โดยได้จำนวนรอบจากการพันของตัวเหนี่ยวนำ $L_r'' = 23$ รอบและตัวเหนี่ยวนำ $L_s'' = 37$ รอบ

ตารางที่ 3 จำนวนรอบและค่าความเหนี่ยวนำที่ได้จากการพัน ของ L_r, L_s กับ L_r'', L_s''

ตัวเหนี่ยวนำ	ค่าความเหนี่ยวนำ (uH)	จำนวนรอบ	Mutual Inductance (uH)
แยกแกน L_r	15	36	0
L_s	30	52	0
รวมแกน L_r''	11	23	5.4
L_s''	22	37	5.4

ตารางที่ 3 แสดงจำนวนรอบและค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ L_r, L_s กับ L_r'', L_s'' จากการพันก่อนและหลังรวมแกนแม่เหล็ก ส่วนค่า Mutual Inductance (M) นั้นหาได้จากวิธีการวัดใน [24] ดังนี้คือ

$$M = (\dot{L} - \ddot{L})/4 \quad (32)$$

โดยที่ $\dot{L} = L_r'' + L_s'' + 2M \quad (33)$

$$\ddot{L} = L_r'' + L_s'' - 2M \quad (34)$$

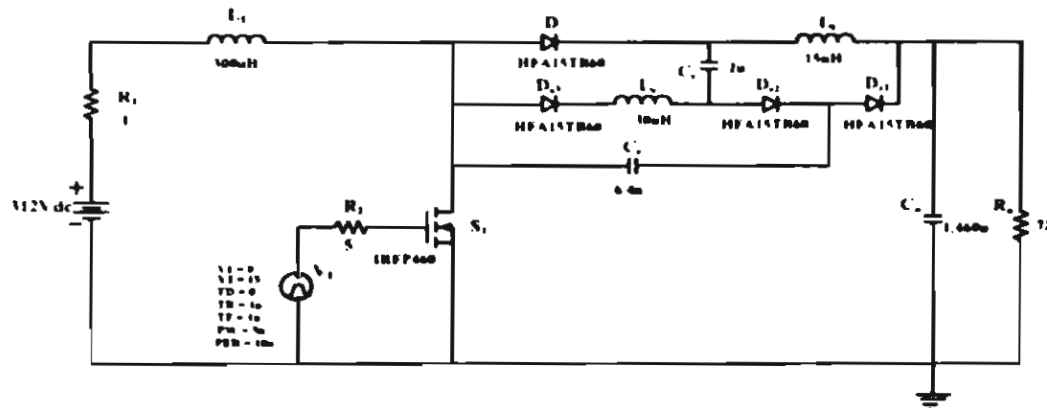
เมื่อ $\dot{L}$ = ค่าความเหนี่ยวนำรวมเมื่อพันตัวเหนี่ยวนำ L_r'', L_s'' ในลักษณะทิศทางของสนามแม่เหล็กเสริมกัน
 $\ddot{L}$ = ค่าความเหนี่ยวนำรวมเมื่อพันตัวเหนี่ยวนำ L_r'', L_s'' ในลักษณะทิศทางของสนามแม่เหล็กหักล้างกัน

2.1.2 ผลการทดสอบการทำงานกรณีสลับเปิดโดยใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

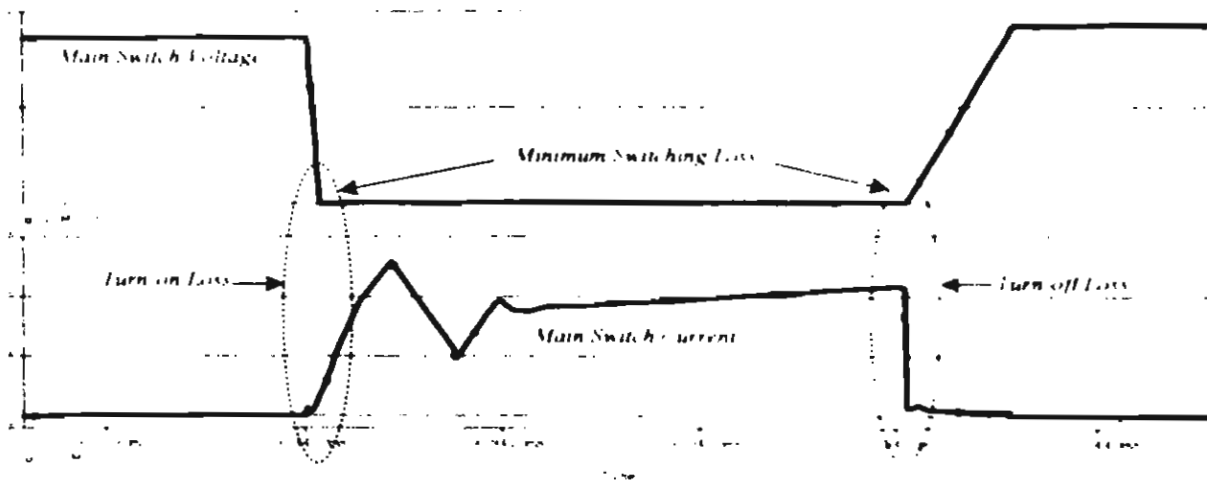
ในขั้นตอนนี้จะเป็นการออกแบบและทดสอบการทำงานเพื่อพิจารณารูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่เกิดขึ้นบนตัวสวิตช์ โดยจะทำการป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้กับวงจร โดยวงจรถูกสร้างขึ้นตามรายละเอียดดังต่อไปนี้

แรงดันด้านเข้า	V_m	=	312 V_{dc}
ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์	L_r	=	15 μH
แรงดันด้านออก	V_o	=	380 V_{dc}
กำลังไฟฟ้าด้านออก(รวม)	P_o	=	2,000 W
ความถี่การสวิตช์	f_s	=	100 kHz
ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์	L_s	=	30 μH
ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์	C_r	=	6.4 μF
ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์	C_s	=	2 μF
ตัวเก็บประจุขาออก	C_o	=	1,460 μF

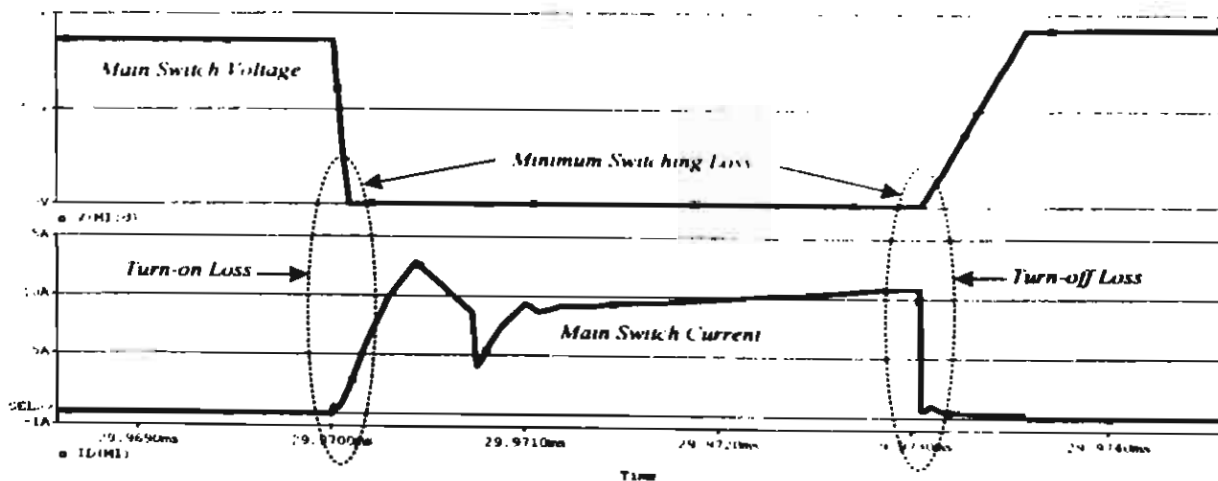
ในการทดสอบการทำงานเราได้จำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม Pspice และสร้างวงจรเพื่อเปรียบเทียบการทำงานกรณีสลับตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ที่พันแยกกันบนแกนแม่เหล็กแบบปกติ และกรณีพันลงบนแกนเดียวกันตามวิธีการออกแบบและทฤษฎีที่ได้



รูปที่ 29 วงจรจำลองของวงจรทบระดับแรงดัน

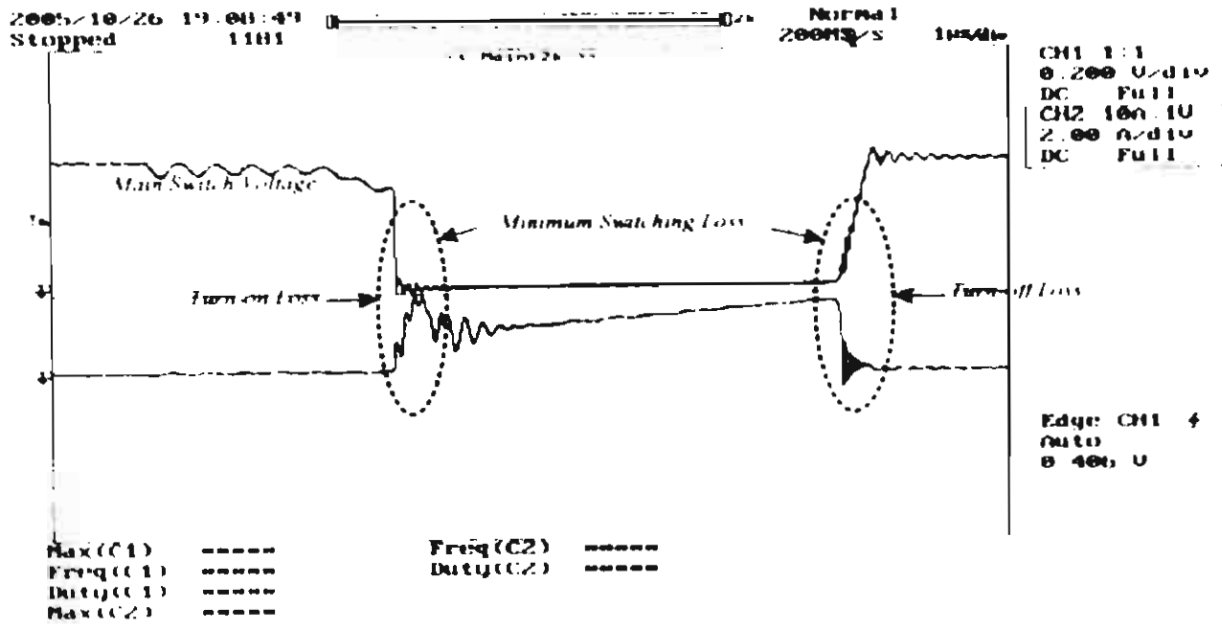


(ก) กรณีแยกแกนแม่เหล็ก

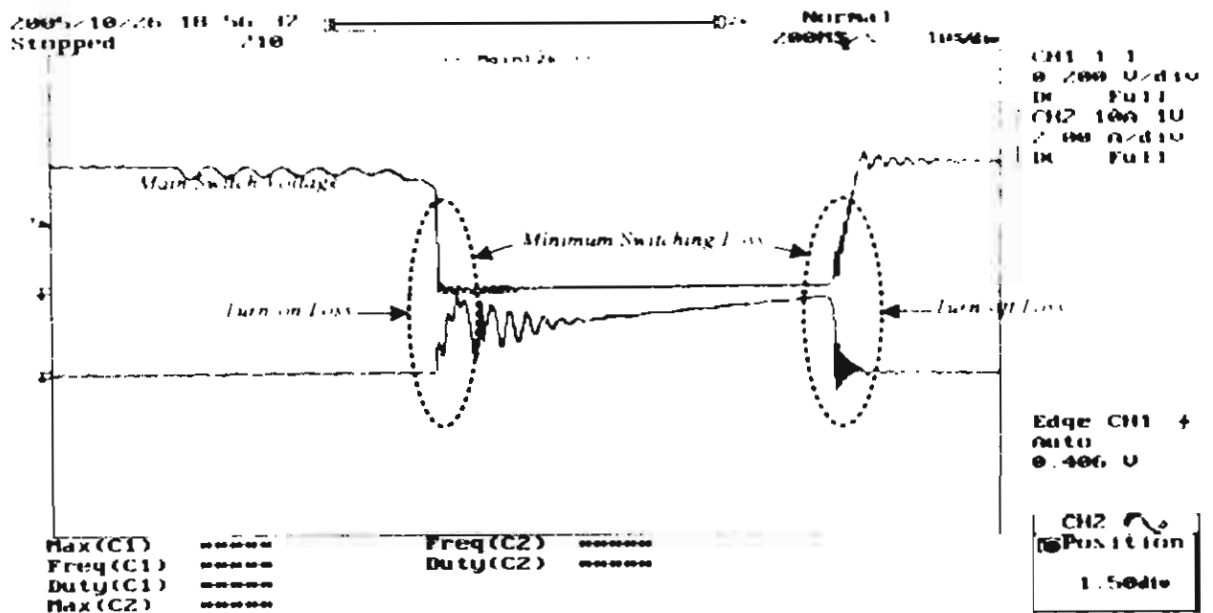


(ข) กรณีรวมแกนแม่เหล็ก

รูปที่ 30 ผลการจำลองการทำงานเพื่อพิจารณารูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่สวิตช์หลัก



(ก) กรณีสวิตช์แยกแฉกแม่เหล็ก



(ข) กรณีรวมแกนแม่เหล็ก

รูปที่ 31 ผลการทดสอบการทำงานเพื่อพิจารณารูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่สวิตช์หลัก

จากผลการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์และจากการวัดจากวงจรที่สร้างขึ้นพบว่าลักษณะรูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่เกิดขึ้นบนตัวสวิตช์กรณีแยกพันตัวเหนี่ยวนำ และวิธีการพันตัวเหนี่ยวนำบนแกนเดียวกันให้ผลการทำงานที่ใกล้เคียงกันมากดังแสดงในรูป 30 และ 31

2.1.3 ผลการทดสอบการทำงานกรณีรูปปิดโดยใช้ไอซีควบคุมแบบวิธีการคุมค่าเฉลี่ยของกระแส

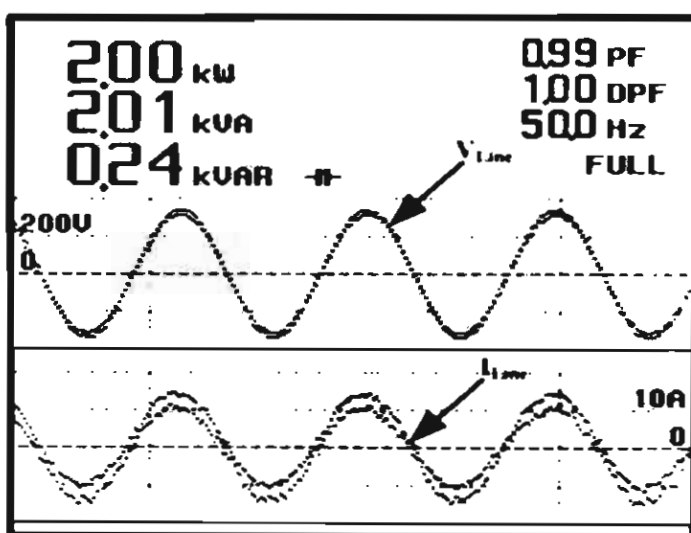
ในส่วนนี้จะเสนอวิธีการออกแบบวงจรควบคุมวงจรทระดับที่ได้ปรับปรุงแล้วเพื่อให้สามารถแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงโดยใช้ไอซีควบคุมแบบวิธีการคุมค่าเฉลี่ยของกระแส (Average Current Control) เบอร์ UC3854N [15] โดยได้กำหนดค่าพิกัดของวงจรดังนี้

$$\text{แรงดันด้านเข้า(กระแสสลับ)} \quad V_{in} = 176-260 \text{ V}$$

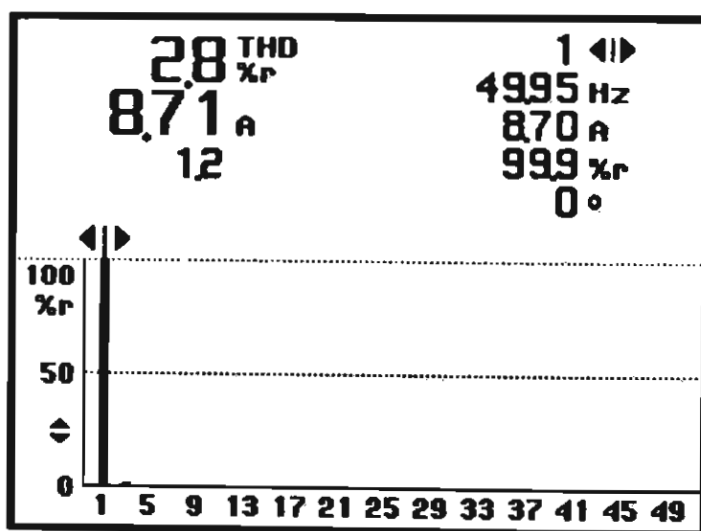
$$\text{แรงดันด้านออก(กระแสตรง)} \quad V_{out} = 380 \pm 5\% \text{ V}$$

$$\text{กำลังไฟฟ้านำออก(รวม)} \quad P_{out} = 2,000 \text{ W}$$

$$\text{ความถี่การสวิตช์} \quad f_s = 100 \text{ kHz}$$



(ก) ค่าตัวประกอบที่ กำลังงานขาเข้า



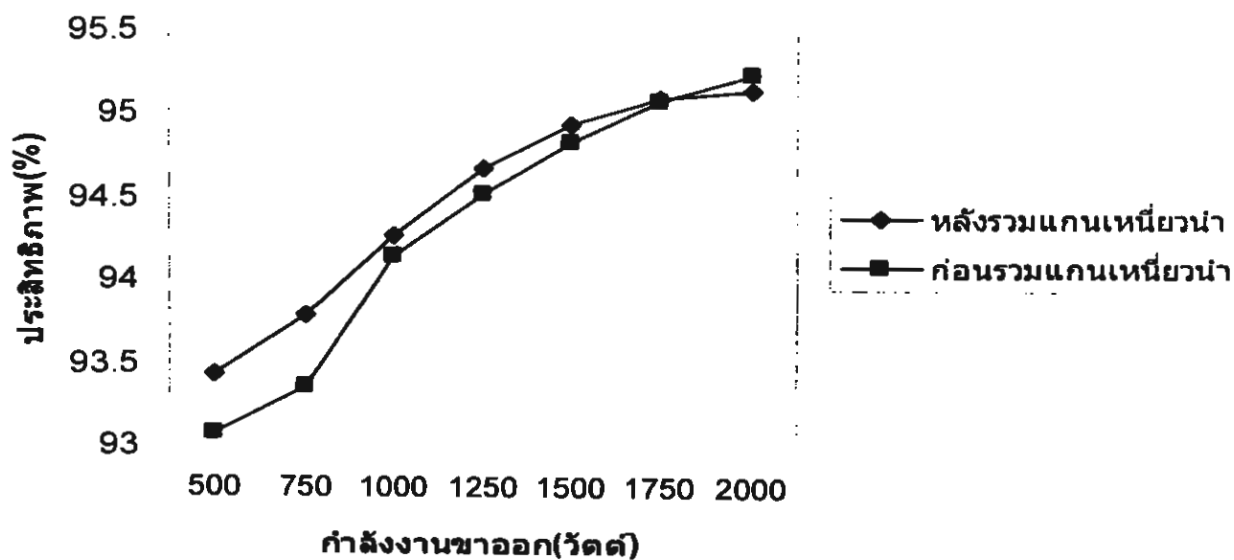
(ข) ค่าสเปกตรัมของกระแสขาเข้า (I_{Line})

รูปที่ 32 แรงดัน (V_{Line}) และกระแสขาเข้า (I_{Line}) ที่ 2,000 W

ตารางที่ 4 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจร

กำลังงานขาเข้า (วัตต์)	กำลังงานขาออก (วัตต์)	ประสิทธิภาพ (เปอร์เซ็นต์)	กำลังงานขาเข้า (วัตต์)	กำลังงานขาออก (วัตต์)	ประสิทธิภาพ (เปอร์เซ็นต์)
550.00	512.00	93.09	550.00	514.00	93.45
800.00	747.00	93.37	800.00	750.00	93.80
1,080.00	998.00	94.15	1,060.00	999.00	94.25
1,280.00	1,210.00	94.53	1,280.00	1,212.00	94.68
1,550.00	1,470.00	94.83	1,550.00	1,471.00	94.90
1,830.00	1,740.00	95.08	1,830.00	1,740.00	95.08
2,100.00	2,000.00	95.23	2,100.00	1,998.00	95.14
แยกแกนแม่เหล็ก			รวมแกนแม่เหล็ก		

กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพ



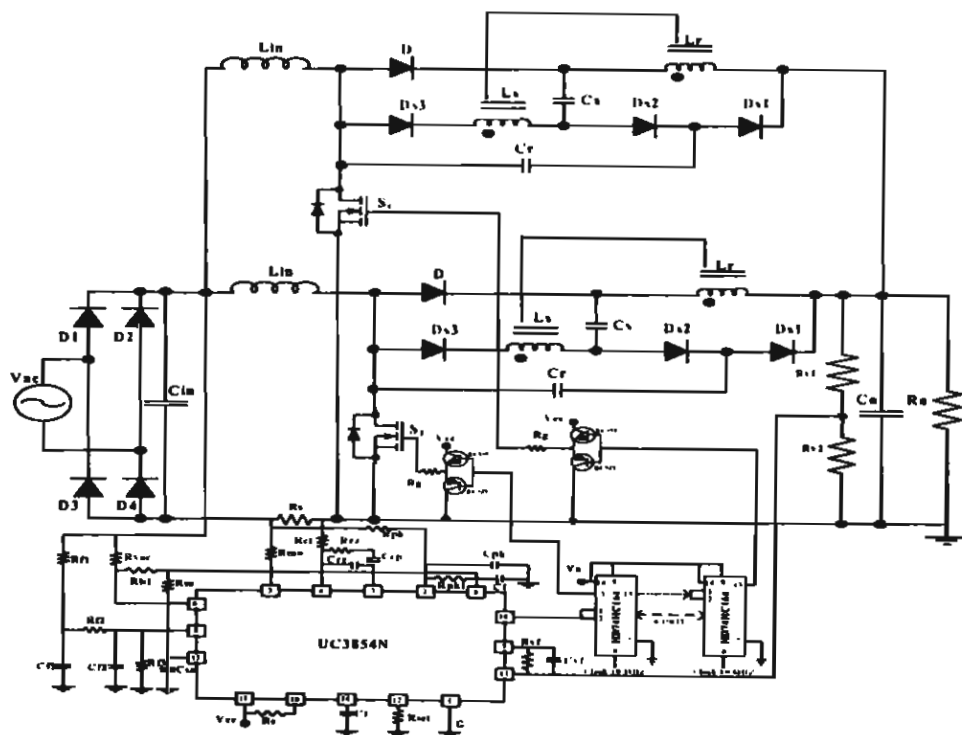
รูปที่ 33 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจร

รูปที่ 32 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน กระแส กำลังงาน ค่าตัวประกอบกำลัง และค่าความเพี้ยนกระแสขาเข้าของวงจรที่ทำการรวมตัวเหนียวนาเข้ากันแล้ว รูปที่ 33 แสดงกราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพการแปลงผันกำลังงานของก่อนและหลังรวมตัวเหนียวนา

2.2 การออกแบบวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าและกระแสฮาร์มอนิกโดยใช้วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ชนิดซอฟต์สวิตชิงและเทคนิคมัลติเฟสอินเวอร์สลิฟ

ในส่วนนี้จะเสนอวิธีการออกแบบวงจรควบคุมวงจรทบทระดับที่ได้ปรับปรุงแล้วเพื่อให้สามารถแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงและวิธีการออกแบบวงจรเพื่อสร้างสัญญาณขับแบบอินเวอร์สลิฟเพื่อควบคุมการทำงานหลายวงจร โดยได้กำหนดค่าพิกัดของวงจรดังนี้

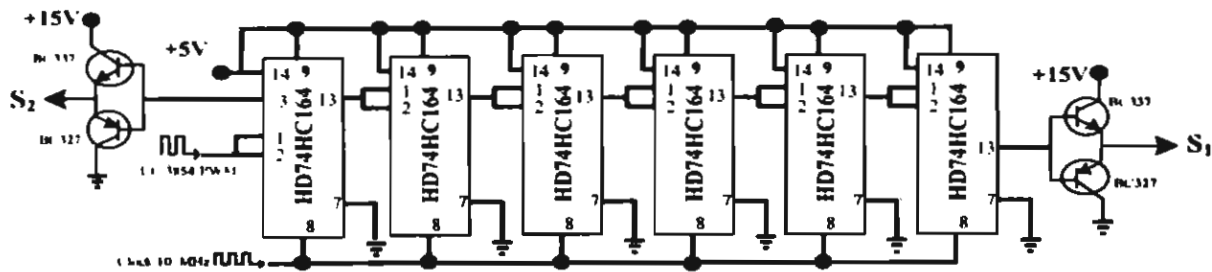
$$\begin{aligned} \text{แรงดันด้านเข้า(กระแสสลับ)} \quad V_m &= 176-260 \text{ V} \\ \text{แรงดันด้านออก(กระแสตรง)} \quad V_o &= 380 \pm 5\% \text{ V} \\ \text{กำลังไฟฟ้าด้านออก(รวม)} \quad P_o &= 2,000 \text{ W (4,000 W)} \\ \text{ความถี่การสวิตช์} \quad f_s &= 100 \text{ kHz} \end{aligned}$$



รูปที่ 34 การอินเวอร์สลิฟวงจรทบทระดับแรงโดยใช้ไอซีแก้ตัวค่าตัวประกอบแบบวิธีการคุมค่าเฉลี่ยของกระแส

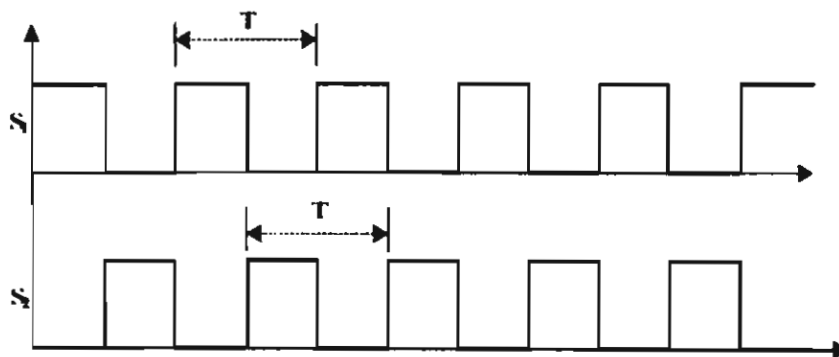
2.2.1 วงจรควบคุมการเลื่อนเฟส

เนื่องจากไอซีสำเร็จรูปเบอร์ UC3854N มีสัญญาณ PWM ของไอซีอยู่เพียงสัญญาณเดียว ถ้าจะนำมาเป็นตัวสัญญาณขับนำสวิตช์ในวงจรที่ใช้การอินเวอร์สลิฟ จำเป็นต้องมีการเพิ่มวงจรในส่วนของการเลื่อนเฟสของสัญญาณขับนำสวิตช์เสียก่อนวงจรจึงจะทำงานได้ตามวัตถุประสงค์ ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ใช้วงจรทบทระดับแรงดันเพียงสองวงจรมาทำการอินเวอร์สลิฟกัน ดังนั้นเฟสของสัญญาณขับนำจึงต้องมีค่าต่างกัน 180 องศา ($360/2$) โดยในงานวิจัยนี้ได้ใช้ไอซี เบอร์ HD74HC164 มาทำเป็นวงจรเลื่อนเฟสของสัญญาณขับนำสวิตช์ แสดงดังรูปที่ 35

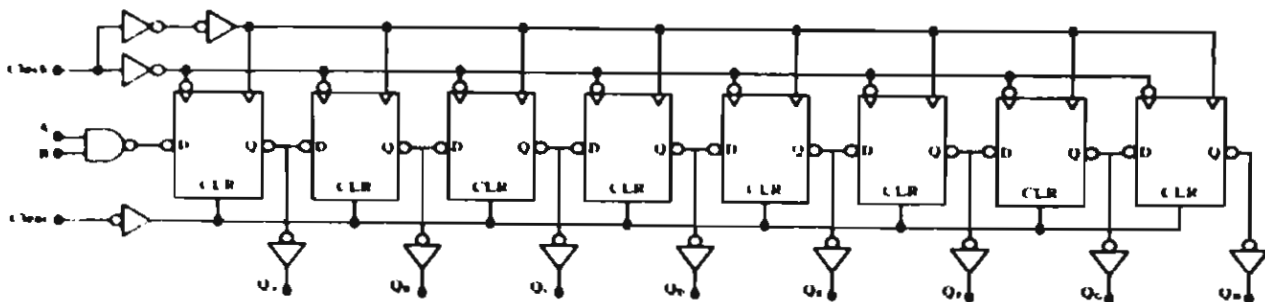


รูปที่ 35 วงจรเลื่อนเฟส

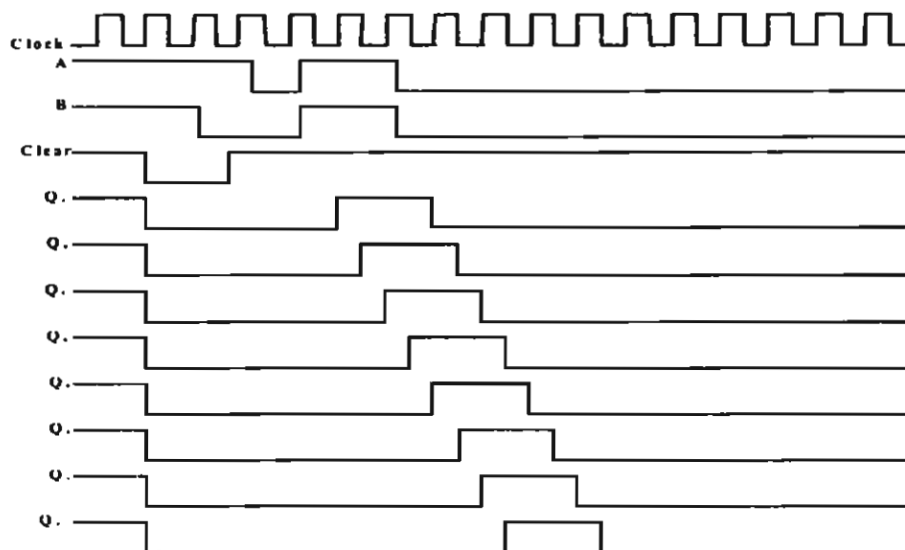
เนื่องจากความถี่ในการสวิตช์มีค่าสูงทำให้ต้องใช้สัญญาณนาฬิกามีค่าสูงตาม เป็นผลให้เวลาในการเลื่อนของสัญญาณน้อยลงจึงจำเป็นต้องใช้จำนวนไอซีหลายตัวในการเลื่อนสัญญาณ แต่ถ้าลดความถี่ของสัญญาณนาฬิกาจะทำให้สัญญาณขับนำสวิตช์ (S_1, S_2) เกิดการสั้นไหวขึ้นซึ่งจากการทดสอบการทำงาน ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาควรอยู่ที่ประมาณ 100 เท่าของความถี่ในการสวิตช์ สัญญาณขับนำสวิตช์ที่ได้จะมีเสถียรภาพที่ดี รูปที่ 36 แสดงรูปสัญญาณขับนำสวิตช์ (S_1, S_2) ที่ได้จากเลื่อนเฟสของสัญญาณขับนำสวิตช์ PWM ไอซี UC3854N ที่วัฏจักรงานเท่ากัน รูปที่ 37 เป็นแผนภาพตรรกะของวงจรเลื่อนเฟส และรูปที่ 38 เป็นแผนภาพเวลาการทำงานวงจรเลื่อนเฟส สัญญาณขับนำสวิตช์ของไอซี เบอร์ HD74HC164 ที่ใช้



รูปที่ 36 สัญญาณขับนำสวิตช์



รูปที่ 37 แผนภาพตรรกะของวงจรเลื่อนเฟส

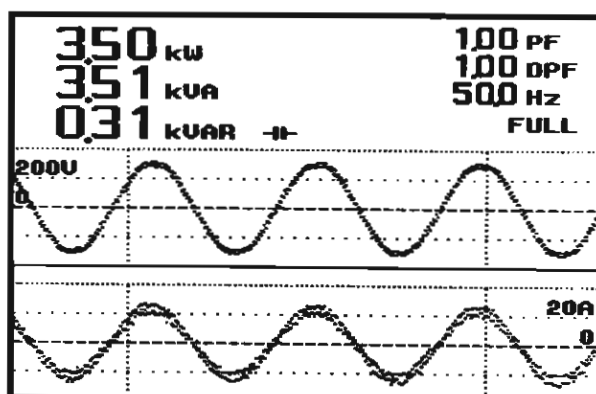


รูปที่ 38 แผนภาพเวลาการทำงานของวงจรเลื่อนเฟส

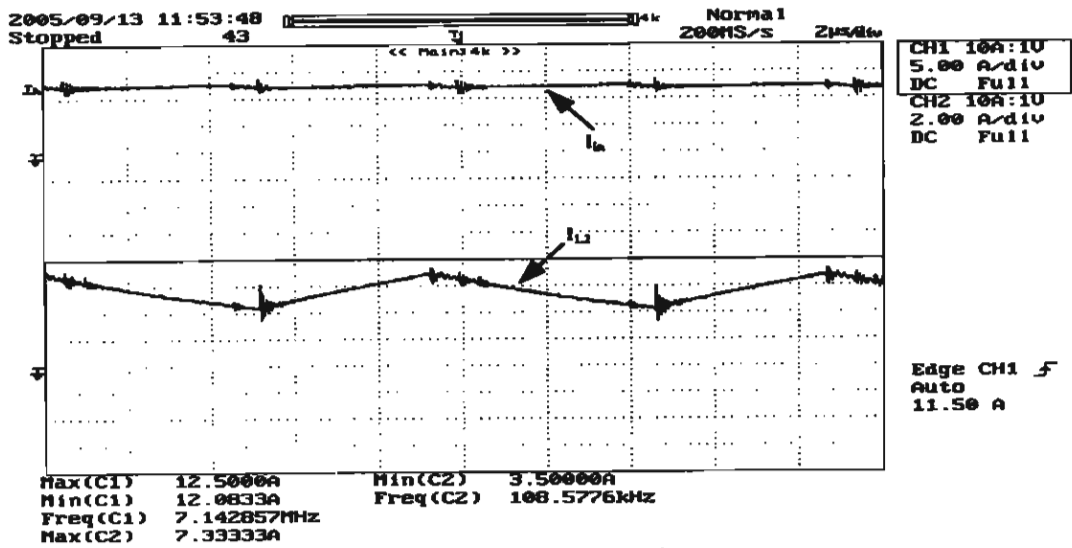
2.2.2 ผลการทดสอบการทำงาน

ก่อนที่จะทำการทดสอบการทำงานของวงจรที่ใช้เทคนิคอินเตอร์ลิฟเราจะทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการแปลงผันกำลังงานของวงจรเรียงกระแสที่ใช้เทคนิคการพันขดลวดเหนี่ยวนำลงบนแกนแม่เหล็กเดียวกันเทียบกับแบบปกติ

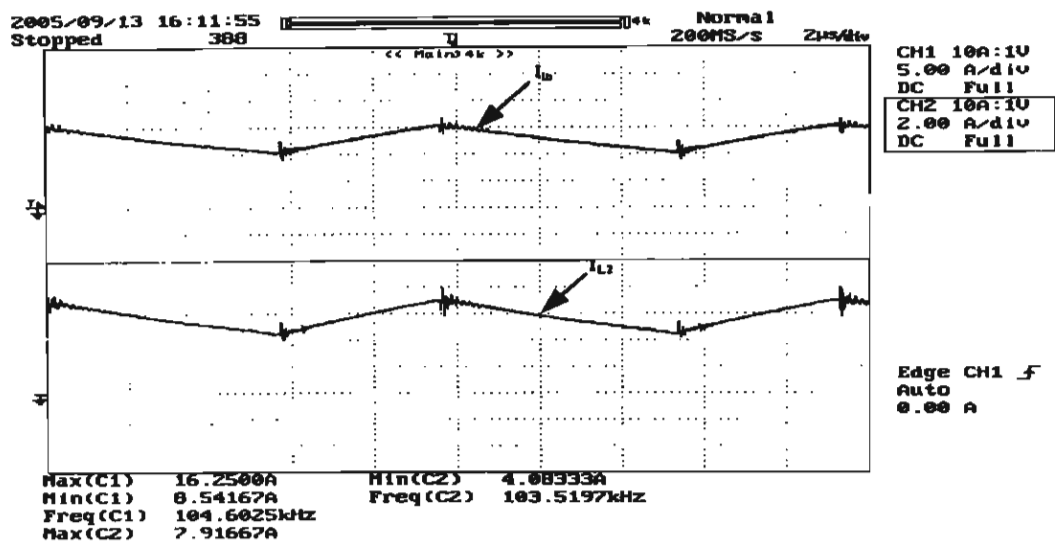
หลังจากจัดสร้างวงจรตามรูปที่ 34 ได้ทำการทดสอบเพื่อหาคุณสมบัติการทำงานของวงจร รูปที่ 39 แสดงรูปคลื่นของแรงดันและกระแสขาเข้าที่กำลังงาน 3.5kW โดยมีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียง 1 และมีความเพี้ยนของกระแสต่ำมาก



รูปที่ 39 ค่าตัวประกอบกำลังขาเข้าของวงจรที่อินเตอร์ลิฟ



รูปที่ 40 รูปคลื่นกระแสขาเข้าของวงจรที่ใช้เทคนิคอินเตอร์ลิฟ



รูปที่ 41 รูปคลื่นกระแสขาเข้าของวงจรแบบไม่ใช่เทคนิคอินเตอร์ลิฟ

รูปที่ 40 และ 41 แสดงผลการเปรียบเทียบของกระแสขาเข้าที่จุดอ้างอิงพิกัดกำลังงานเดียวกัน จะเห็นว่าวงจรที่ใช้เทคนิคอินเตอร์ลิฟจะมีกระแสรบกวนต่ำกว่าแบบที่ไม่ใช้มาก

เอกสารอ้างอิง

1. Mohan, N., Undeland, T.M. and Robbins, W.P., 1995, **Power Electronics: Converters, Applications and Design**, John Wiley & Sons, New York, Chapter 5.
2. Kelley, A.W. and Yadusky, W.P., 1989, "Rectifier Design for Minimum Line Current Harmonics and Maximum Power Factor", **The 4th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**, 13-17 March 1989, pp. 13-22.
3. Forsyth, A.J., 1999, "High Frequency Load Resonant DC-DC Converters", **Power Engineering Journal**, 5-6 August 1999, Vol. 13, pp. 213-220.
4. Beatty, D. and Batareseh, I., 1995, "Topical Overview of Soft-Switching PWM High Frequency Converters", **Southcon/95 Conference Record**, 7-9 March 1995, pp. 47-52.
5. Vorperian, V., 1988, "Quasi-Square-Wave Converters Topologies and Analysis", **IEEE Transactions on Power Electronics**, 6-8 April 1988, Vol. 3, pp. 183-191.
6. Hua, G. and Lee, F.C., 1995, "Soft-Switching Techniques in PWM Converters", **IEEE transactions on Industrial Electronics**, 15-16 December 1995, Vol. 42, pp. 595-603.
7. Guichao, H., ChingShan, L., Yimin, J. and Lee, F.C.Y., 1994, "Novel Zero-Voltage- Transition PWM Converters", **IEEE Transactions on Power Electronics**, 29-30 March 1994, Vol. 9, pp. 213-219.
8. Guichao, H., Yang, E.X., Yimin, J. and Lee, F.C.Y., 1994, "Novel Zero-Current-Transition PWM Converters", **IEEE Transactions on Power Electronics**, 5-6 November 1994, Vol. 9, pp. 601-606.
9. Liu, K.H. and Lee, F.C.Y., 1990, "Zero-Voltage Switching Technique in DC/DC Converters", **IEEE Transactions on Power Electronics**, 11-12 July 1990, Vol. 5, pp. 293-304.
10. Jain, N., Jain, P.K. and Joos, G., 2004, "A Zero-Voltage Transition Boost Converter Employing a Soft Switching Auxiliary Circuit With Reduced Conduction Losses", **IEEE Transactions on Power Electronics**, 9 January 2004, Vol. 19, pp. 130-139.
11. JrSmith, K.M. and Smedley, K.M., 2002, "Engineering Design of Lossless Passive Soft Switching Methods for PWM Converters II with Non-minimum Voltage Stress Circuit Cells", **IEEE Transactions on Power Electronics**, 28 November 2002, Vol. 17, pp. 864-873.
12. JrSmith, K.M. and Smedley, K.M., 2001, "Engineering Design of Lossless Passive Soft Switching Methods for PWM Converters I With minimum Voltage Stress Circuit Cells", **IEEE Transactions on Power Electronics**, 29-30 May 2001, Vol. 16, pp. 336 – 344.
13. Giral, R., Salamero, L. and Singer, S., 1999, "Interleave Converters Operation Based on CMC", **IEEE Transactions on Power Electronics**, 22-24 July 1999, Vol. 14, pp.643-652.
14. Balogh, L. and Redl, R., 1993, "Power Factor Correction with Interleave Boost Converters in Continuous-Inductor Current Mode", **The 8th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**, 7-11 March 1993, pp. 168-174.
15. Todd, P.C., 1999, **UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design**, Unitrode Product Applications Note, No. U-134, pp. 269-288.

ภาคผนวก

Published Paper

1. พงษ์ทัส ทรงประกอบ, เอก ไชยสวัสดิ์, อุดมศักดิ์ ยั่งยืน และ อิสฎา บุญญารอนเนตร, 2548, "วงจรแก้ค่าตัวประกอบกำลังบนพื้นฐานของวงจรทระดับชนิดพาสซีฟซอฟต์สวิตชิ่งที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำร่วมกัน", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 28, 20-21 ตุลาคม, โรงแรมเฟิร์ล วิลเลจ, จ.ภูเก็ต, หน้า 125-128.
2. ไชยณรินทร์ อัครวโรดม และ อิสฎา บุญญารอนเนตร, 2548, "บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ภาคเดียวที่ใช้วงจรเรียงกระแสคลาสดีอีเพื่อการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 28, 20-21 ตุลาคม, โรงแรมเฟิร์ล วิลเลจ, จ.ภูเก็ต, หน้า 173-176.
3. Jirasereeamomkul, K., Kazimierczuk, M., Boonyaroonate, I. and Chamnongthai, K., 2005, "Single-Stage Electronic Ballast with Class E Rectifier as Power-Factor Corrector" The Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), Transaction on Circuit and System. Volume 53, Issue 1, Jan. 2006 Page(s):139 - 148
4. Eakburanawat, J. and Boonyaroonate, I., 2005, "Development of a thermoelectric battery-charger with microcontroller-based maximum power point tracking technique," The Applied Energy Journal. Article in press

วงจรแก้ค่าตัวประกอบกำลังบนพื้นฐานของวงจรทระดับชนิดพาสซีฟซอฟต์แวร์สวิตชิ่งที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำร่วมกัน

The Coupled-Inductor lossless Passive Soft Switching Boost Converter for Power Factor Application

พทศพร ทรงประกอบ^{*}, เอก ไชยสวัสดิ์, อุคมศักดิ์ ยั่งยืน^๑ และ อธิภา บุญญาอรุณนคร^๑

^{*}ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมและเครื่องมือวัด, ^๑ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้า

ธนบุรี 91 ถนนประชาอุทิศ (สุขสวัสดิ์ 48) แขวงบางมด เขตทุ่งครุ กรุงเทพฯ โทร 02-4709096

E-mail: s6403504@st.kmutt.ac.th^{*}, ake.cha@kmutt.ac.th^{*}, udomsak.yan@kmutt.ac.th^๑ and Itsda.Boo@kmutt.ac.th^๑

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรแก้ค่าตัวประกอบกำลังบนพื้นฐานของวงจรทระดับแรงดันที่มีการใช้ตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงกันเพื่อทำให้สวิตช์ทำงานแบบซอฟต์แวร์สวิตชิ่ง ซึ่งวงจรได้ปรับปรุงมาจากเซลล์วงจรการสูญเสียของสวิตช์กำลังน้อยชนิดพาสซีฟด้วยวิธี Non-MVS โดยใช้การรวมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์มาพันไว้บนแกนแม่เหล็กเดียวกัน ทำให้จำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำ การสูญเสียและจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรลดลงแต่ยังคงรักษาสภาวะการสวิตช์แบบซอฟต์แวร์สวิตชิ่งเช่นเดิม ผลการจำลองและการทดสอบที่พิกัดกำลัง 2 กิโลวัตต์ การทำงานของวงจรที่ความถี่ 100 กิโลเฮิรตซ์ มีประสิทธิภาพการแปลงผันกำลังงานสูงสุด 98 เปอร์เซ็นต์ ค่าตัวประกอบมากกว่า 0.99 และความเพี้ยนฮาร์มอนิกของกระแสขาเข้าน้อยกว่า 3 เปอร์เซ็นต์

คำสำคัญ: วงจรแก้ค่าตัวประกอบกำลัง วงจรทระดับแรงดัน ซอฟต์แวร์สวิตชิ่ง

Abstract

In this paper, we proposed the coupled-Inductor lossless passive soft switching boost converter for power factor correcting application. The proposed circuit is modified from the lossless passive soft switching methods with Non-Minimum Voltage Stress cell III by integrating the separated resonant inductors on one magnetic core. By using this method, the number of turn windings of inductors and the number of circuit components can be reduced, and the soft switching of main switch can be maintain from full load to open load. The simulation and experimental results verified the proposed circuit operation at 100 kHz. The maximum efficiency is 98% at 2 kW with PF > 0.99 and current THD < 3%.

Keywords: Power Factor Correction, Boost Converter, Soft Switching

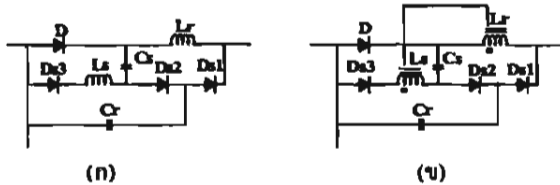
1. บทนำ

ปัจจุบันปัญหาค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าและฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าได้ทวีความรุนแรงมากขึ้น เนื่องจากการใช้งานอย่างแพร่หลายของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังจำพวกสวิตชิ่ง (AC-DC Converter) ทำให้มีการวิจัยวงจรเรียงกระแสแบบสวิตชิ่ง (Switching Mode Rectifier SMR) [1-2] แบบต่างๆขึ้น เพื่อนำมาแก้ปัญหาตัวประกอบกำลังไฟฟ้าและฮาร์มอนิกดังกล่าวแต่วงจรที่นำมาใช้ยังมีประสิทธิภาพที่ต่ำเพราะมีการสูญเสียของสวิตช์กำลัง (Switching Losses) ที่สูง มีการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแสอย่างรุนแรงขณะสวิตช์ทำงาน (Hard Switching) ในงานวิจัยที่ [3-4] ได้นำเสนอวิธีการลดการสูญเสียของสวิตช์กำลัง โดยอาศัยวงจรช่วยซึ่งประกอบด้วยวงจรเรโซแนนซ์และสวิตช์ช่วย ข้อดีก็คือสวิตช์หลักมีการสูญเสียน้อยลงแต่มีข้อเสียคือต้องมีวงจรควบคุมสวิตช์ช่วยเพิ่มทำให้วงจรควบคุมรวมมีความยุ่งยากซับซ้อนมากขึ้นและเนื่องจากต้องใช้ทั้งสวิตช์ช่วยกับวงจรเรโซแนนซ์ จึงทำให้ราคาและจำนวนอุปกรณ์ของวงจรเพิ่มมากขึ้น ในงานวิจัยที่ [5] ได้เสนอการใช้วงจรเรโซแนนซ์เพื่อช่วยลดการสูญเสียของสวิตช์กำลัง ข้อดีคือวงจรไม่ต้องใช้สวิตช์ช่วยและวงจรควบคุม ข้อเสียคือภายในวงจรต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์สองตัวซึ่งทำให้เกิดความสูญเสียในตัวนำและแกนแม่เหล็กเพิ่มมากขึ้น

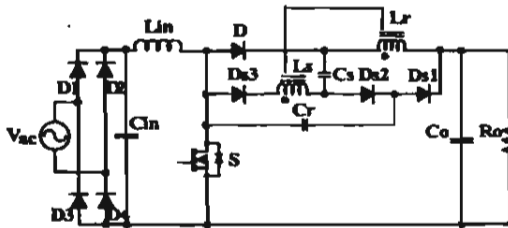
งานวิจัยนี้นำเสนอการปรับปรุงค่าประสิทธิภาพการแปลงผันกำลังงานและการลดขนาดของวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรง (AC-DC Converter) แบบวงจรทระดับแรงดัน (Boost Converter) ที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้า ลดความเพี้ยนฮาร์มอนิกของกระแสขาเข้าและมีการสูญเสียของสวิตช์กำลังน้อย โดยใช้วงจรทระดับแรงดันร่วมกับเซลล์วงจรการสูญเสียของสวิตช์กำลังน้อยชนิดพาสซีฟ Non-MVS แบบที่ 3 [5] (Lossless Passive Soft Switching with Non-MVS Cell III) โดยเสนอวิธีการลดจำนวนรอบการพันและจำนวนตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ ซึ่งทำได้โดยรวมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ของวงจรเดิมทั้งสองตัวมาพันไว้บนแกนแม่เหล็กเดียวกัน ทำให้สามารถลดการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสของขดลวดที่กระแสสูงและเป็นการใช้

แกนแม่เหล็กอย่างเต็มประสิทธิภาพแต่ยังคงมีการสูญเสียของสวิตช์กำลังต่ำเช่นเดิม ทำให้จำนวนอุปกรณ์และราคาของวงจรน้อยลง โดยประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอดีกว่าวงจรก่อนการปรับปรุง

2. รูปแบบวงจร



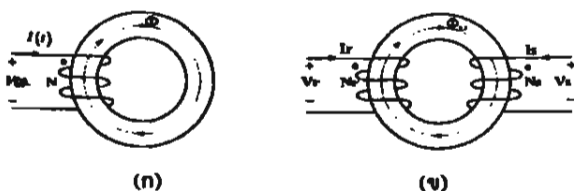
รูปที่ 1 รูปแบบวงจร (ก) วงจรต้นแบบ (ข) วงจรที่ปรับปรุง



รูปที่ 2 วงจรที่นำเสนอ

รูปแบบของวงจร ในรูปที่ 1(ก) เป็นวงจรต้นแบบของเซลล์วงจรการสูญเสียของสวิตช์กำลังน้อยชนิดทาสีฟ Non-MVS แบบที่ 3 [5] ภายในวงจรประกอบด้วยไดโอดคืนตัวเร็ว ($D, D_{s1}, D_{s2}, D_{s3}$), ตัวเก็บประจุโซแนนซ์ (C_s, C_r) และตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์ (L_r, L_s) ซึ่งแยกกันอยู่ รูปที่ 1(ข) เป็นรูปแบบของวงจรที่ได้ปรับปรุง โดยรวมเอาตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์ L_s และ L_r ทั้งสองตัวมาพันไว้บนแกนแม่เหล็กอันเดียวกันและรูปที่ 2 เป็นรูปวงจรที่นำเสนอ ซึ่งโครงสร้างของวงจรได้ใช้วงจรที่ปรับปรุงร่วมกับวงจรบรณะดับแรงดัน โดยภายในวงจรมีสวิตช์หลัก (S), ไดโอดเรียงกระแส (D_1, D_2, D_3, D_4), ตัวเก็บประจุขาเข้า (C_{in}), ตัวเหนี่ยวนำขาเข้า (L_{in}), ตัวเก็บประจุขาออก (C_o) และโหลด (R_o)

3. โครงสร้างของตัวเหนี่ยวนำและสมการที่เกี่ยวข้อง



รูปที่ 3 โครงสร้างของตัวเหนี่ยวนำ (ก) กรณีแยกแกนแม่เหล็ก (ข) กรณีรวมแกนแม่เหล็ก

จากเซลล์วงจรการสูญเสียของสวิตช์กำลังน้อยชนิดทาสีฟ Non-MVS แบบที่ 3 โดยมีภาระการทำงานตาม [5] ในส่วนนี้จะอธิบายถึงลักษณะการพันตัวเหนี่ยวนำและวิเคราะห์ผลลัพธ์ที่ได้จากการใช้แกนแม่เหล็กร่วมกันในลำดับแรกเราต้องการค่าความเหนี่ยวนำ

เรโซแนนซ์ (L_r, L_s) ตามค่าใน [5] ในกรณีที่ยังไม่ได้รวมแกนแม่เหล็กนั้น มีวิธีการพันตัวเหนี่ยวนำแต่ละตัว แสดงดังรูปที่ 3(ก) และได้ค่าความเหนี่ยวนำดังนี้

$$L_r = \frac{N_r^2}{\mathfrak{R}} = \frac{N_r^2 \mu A_c}{l_m} \quad (1)$$

$$L_s = \frac{N_s^2}{\mathfrak{R}} = \frac{N_s^2 \mu A_c}{l_m} \quad (2)$$

เมื่อ $\mathfrak{R}$: ความต้านทานสนามแม่เหล็ก, l_m : ระยะยาวเฉลี่ยแกนแม่เหล็ก
 μ : ความซึมซาบแกนแม่เหล็ก, A_c : พื้นที่หน้าตัดแกนแม่เหล็ก
 N : จำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำ

ในกรณีที่ตัวเหนี่ยวนำใช้แกนแม่เหล็กร่วมกัน จะใช้แกนแม่เหล็กแบบเดียวกันและพันตัวเหนี่ยวนำในลักษณะทิศทางของสนามแม่เหล็กเสริมกัน แสดงดังรูปที่ 3(ข) ซึ่งได้ค่าความเหนี่ยวนำแต่ละด้านของแกนแม่เหล็กจาก [6] ดังนี้

$$L'_r = L_r + M \left(\frac{N_r}{N_s} \right) \quad (3)$$

$$L'_s = L_s + M \left(\frac{N_s}{N_r} \right) \quad (4)$$

เมื่อ L'_r, L'_s : ค่าความเหนี่ยวนำแต่ละด้านของแกนแม่เหล็ก
 L_r, L_s : ค่าความเหนี่ยวนำที่ยังไม่ได้รวมแกนแม่เหล็ก
 M : ค่า Mutual Inductance

พิจารณาสมการที่ 1, 2 กับสมการที่ 3, 4 พบว่าค่าความเหนี่ยวนำ L'_r, L'_s ในสมการที่ 3, 4 มีค่ามากกว่าค่าความเหนี่ยวนำ L_r, L_s ในสมการที่ 1, 2 เนื่องจากในสมการที่ 3, 4 มีเทอมของ $M(N_r/N_s)$ และ $M(N_s/N_r)$ บวกเพิ่มเข้ามา นั้นหมายความว่าถ้ายังคงใช้ค่าความเหนี่ยวนำ (ที่พันลงบนแกนแม่เหล็กในแต่ละด้าน) กรณีที่ใช้แกนแม่เหล็กร่วมกันเท่ากับกรณีที่ยังไม่ได้รวมแกนแม่เหล็ก จะได้ค่าความเหนี่ยวนำ L'_r, L'_s ที่มากกว่าค่าความเหนี่ยวนำ L_r, L_s แต่กรณีที่ใช้แกนแม่เหล็กร่วมกันนั้น ต้องการค่าความเหนี่ยวนำแต่ละด้านของแกนแม่เหล็กเท่ากับค่าความเหนี่ยวนำ L_r, L_s เท่านั้น จากสมการที่ 3, 4 ได้สมการใหม่เป็น

$$L_r = L'_r + M \sqrt{\frac{L'_r}{L'_s}} \quad (5)$$

$$L_s = L'_s + M \sqrt{\frac{L'_s}{L'_r}} \quad (6)$$

เมื่อ L'_r, L'_s : ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการพันบนแกนในแต่ละด้าน
 L_r, L_s : ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการใน [5]

จากสมการที่ 5, 6 พบว่าถ้าต้องการค่าความเหนี่ยวนำในแต่ละด้านของแกนแม่เหล็กให้เท่ากับค่าความเหนี่ยวนำ L_r, L_s นั้น ทำได้โดยการลดจำนวนรอบของการพันตัวเหนี่ยวนำ L'_r, L'_s ที่ต้องการพันลงบนแกน-

แม่เหล็กในแต่ละด้าน ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าของ Mutual Inductance (M)

ตารางที่ 1 : จำนวนรอบและค่าความเหนี่ยวนำของ L_r, L_s กับ L_r'', L_s''

ตัวเหนี่ยวนำ	ค่าความเหนี่ยวนำ (uH)	จำนวนรอบ	Mutual Inductance (uH)
แยก L_r	15	36	0
แกน L_r	30	52	0
รวม L_r''	11	25	5.4
แกน L_r''	22	38	5.4

ตารางที่ 2 : ค่าพารามิเตอร์ของแกนแม่เหล็ก

Core Type	Cross Sect. Area (cm ²)	Mean path Length (cm)	Relative Permeability (u)
T-200	1.330	12.97	10

ตารางที่ 1 แสดงจำนวนรอบและค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ L_r, L_s กับ L_r'', L_s'' ก่อนและหลังรวมแกนแม่เหล็ก ตารางที่ 2 เป็นค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของแกนแม่เหล็กแบบทออยด์ (Toroid) ที่ใช้ในการทดลอง ส่วนค่า Mutual Inductance (M) หาได้จากวิธีการวัดใน [7] ดังนี้คือ

$$M = \frac{(\bar{L} - \bar{L})}{4} \quad (7)$$

โดยที่

$$\bar{L} = L_r'' + L_s'' + 2M \quad (8)$$

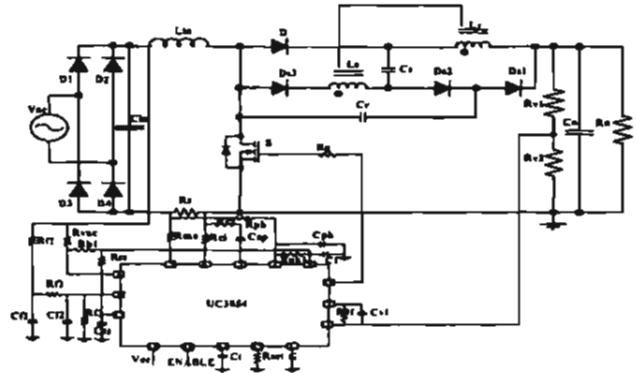
$$\bar{L} = L_r'' + L_s'' - 2M \quad (9)$$

เมื่อ $\bar{L}$: ค่าความเหนี่ยวนำรวมเมื่อพันตัวเหนี่ยวนำ L_r'', L_s'' ในลักษณะทิศทางของสนามแม่เหล็กเสริมกัน

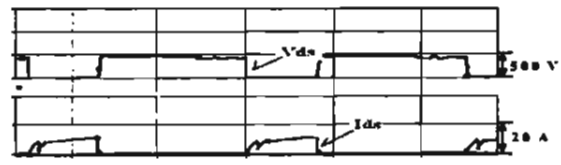
$\bar{L}$: ค่าความเหนี่ยวนำรวมเมื่อพันตัวเหนี่ยวนำ L_r'', L_s'' ในลักษณะทิศทางของสนามแม่เหล็กหักล้างกัน

4. ผลจำลองและผลการทดลอง

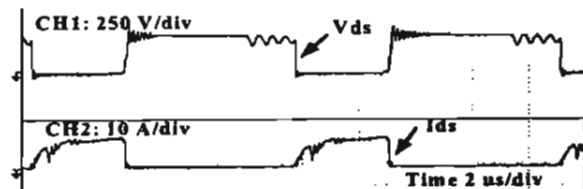
การจำลองผลการทำงำนนั้นได้ใช้ซอฟต์แวร์ Orcad PSpice ส่วนการทดลองใช้ไอซี UC3854 เป็นตัวควบคุมวงจรพรีเพอร์มิตเตอร์และแก้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าในโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ย แสดงในรูปที่ 6 โดยใช้ค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้ $L_m = 300\mu\text{H}; L_r = 15\mu\text{H}; L_s = 30\mu\text{H}; (L_r = 11\mu\text{H}; L_s = 22\mu\text{H}; M = 5.4\mu\text{H}; K = 0.34); f_s = 100\text{kHz}; C_r = 2\mu\text{F}; C_s = 3.3\text{nF}; C_c = 1460\mu\text{F}; \text{Switch}(S) = \text{IRFP460}; \text{Diode}(D, Ds1-Ds3) = \text{HFA15-TB60}; V_m = 220\text{Vrms}; V_{dc} = 380\text{Vdc}; P_o = 2\text{ kW}$ รูปที่ 7 เป็นรูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่ไหลผ่านสวิทช์กำลังก่อนและหลังรวมแกนแม่เหล็ก รูปที่ 7(ก), (ค) เป็นรูปคลื่นจากการจำลอง ส่วนรูปที่ 7(ข), (ง) เป็นรูปคลื่นจากการทดลอง โดยรูปคลื่นที่ได้ทั้งสองกรณี มีลักษณะการทำงานคล้ายกันและมีการสูญเสียของสวิทช์กำลังเหมือนกัน



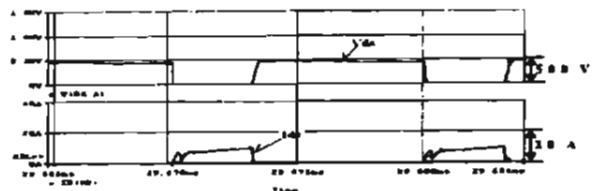
รูปที่ 6 วงจรที่ใช้ทดลองและจำลองการทำงาน



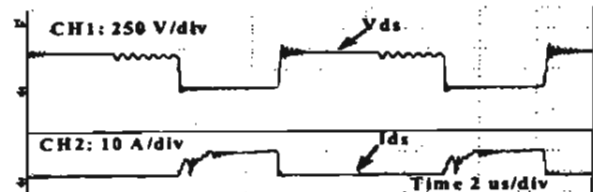
(ก)



(ข)



(ค)

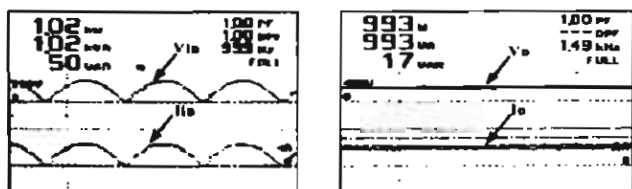


(ง)

รูปที่ 7 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ผ่านสวิทช์

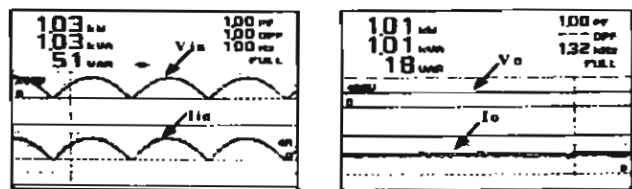
กรณีแยกแกนแม่เหล็ก (ก) รูปคลื่นจำลอง (ข) รูปคลื่นทดลอง กรณีรวมแกนแม่เหล็ก (ค) รูปคลื่นจำลอง (ง) รูปคลื่นทดลอง

รูปที่ 8 แสดงรูปกำลังงานของวงจร ในรูปที่ 8(ก)เป็นกำลังงานขาเข้า ที่ 1020วัตต์ รูปที่ 8(ข)เป็นกำลังงานขาออกที่ 993วัตต์ในกรณีแยกแแกนแม่เหล็ก รูปที่ 8(ค)เป็นรูปกำลังงานทางขาเข้าที่ 1030 วัตต์และรูปที่ 8(ง)เป็นกำลังงานทางขาออกที่ 1010วัตต์ในกรณีรวมแแกนแม่เหล็ก จากค่ากำลังงานทั้งหมดที่วัดได้ พบว่ากำลังงานขาออกที่ขนาดใกล้เคียงกัน กรณีรวมแแกนแม่เหล็กมีประสิทธิภาพดีกว่ากรณีแยกแแกนแม่เหล็ก เนื่องจากการสูญเสียจากการนำกระแสลดลง ส่วนรูปที่ 9(ก) เป็นรูปคลื่นของแรงดันและกระแสแกลไลน์ขาเข้าที่มีการแก้ค่าตัวประกอบแล้ว โดยรูปคลื่นที่วัดได้มีลักษณะอินเฟสกันและมีรูปคลื่นกระแสขาเข้าเป็นรูปคลื่นไซน์ รูปที่ 9(ข) เป็นสเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสขาเข้าที่มีการแก้ค่าตัวประกอบแล้วและรูปที่ 10 เป็นกราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจร ก่อนและหลัง รวมแแกนแม่เหล็ก



(ก)

(ข)

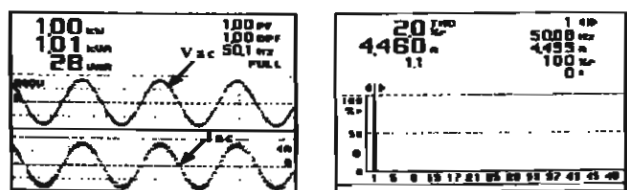


(ค)

(ง)

รูปที่ 8 รูปกำลังงาน

กรณีแยกแแกนแม่เหล็ก (ก) กำลังงานขาเข้า (ข) กำลังงานขาออก
กรณีรวมแแกนแม่เหล็ก (ค) กำลังงานขาเข้า (ง) กำลังงานขาออก

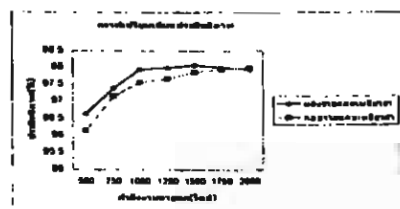


(ก)

(ข)

รูปที่ 9 (ก) รูปคลื่นแรงดันและกระแสไลน์ขาเข้า

(ข) รูปสเปกตรัมฮาร์มอนิกกระแสไลน์ขาเข้า



รูปที่ 10 กราฟประสิทธิภาพของวงจร

5. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอวงจรแก้ค่าตัวประกอบกำลังแบบวงจรทบระดับแรงดันที่ใช้ร่วมกับวงจรที่ปรับปรุงมาจากเซลล์วงจรชนิดทาสซิปเพื่อทำให้ความสูญเสียของสวิตช์กำลังน้อย โดยใช้การรวมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ของวงจรมาพันไว้บนแแกนแม่เหล็กเดียวกัน ทำให้สามารถลดจำนวนรอบ ลดการสูญเสียจากการนำกระแสของขดลวดและแแกนแม่เหล็กได้ แต่ยังคงมีการสูญเสียของสวิตช์กำลังต่ำเช่นเดิม ผลการทดสอบวงจรที่พิกัดกำลังงาน 2 กิโลวัตต์ มีประสิทธิภาพการแปลงผันกำลังงานสูงสุด 98 เปอร์เซ็นต์ สามารถลดค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกของกระแสให้ต่ำกว่า 3 เปอร์เซ็นต์และแก้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าด้านเข้าให้ใกล้เคียงหนึ่งได้

กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้ได้รับการสนับสนุนจากสำนักวิจัยและบริการวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี (สวท) มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรีและสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว)

เอกสารอ้างอิง

- [1] C.M. Liaw, T.H. Chen and J.W.L. Lin, "Dynamic Modeling and Control of a Step Up/Down Switching-Mode Rectifier", *IEE Proc. Electric Power App.* Vol. 146, no. 3, pp. 317-324, May 1999.
- [2] W.L. Lin and C.M. Liaw, "Development of Three-Phase Switch-Mode Rectifier Using Single-Phase Modules", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 40, no. 1, pp. 70-79, Jan 2004.
- [3] N. Jain, P.K. Jain and G. Joos, "A Zero-Voltage Transition Boost Converter Employing a Soft Switching Auxiliary Circuit With Reduced Conduction Losses," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 19, no. 1, pp. 130-139, Jan 2004.
- [4] R. Guranathan and A. K. S. Bui, "ZVT Boost Converter Using a ZCS Auxiliary Circuit," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 37, no. 3, pp. 889-897, July 2001.
- [5] K.M. Jr Smith and K.M. Smedley, "Engineering Design of Lossless Passive Soft Switching Methods for PWM Converters II with Non-minimum Voltage Stress Circuit Cells," *IEEE Trans. Power Electron*, Vol. 17, pp. 864-873, Nov 2002.
- [6] I. Boonyaroonate and S. Mori, "Class E Phase Controlled Inverter with Single RF Choke Core", *Proc. INTELEC. Telecom Energy, Con.* 1998, pp. 549-553.
- [7] M. Kaufman and A.H. Seidman, "Hand Book of Electronic Calculations", McGraw-Hill, New York, 1979, ch. 4.



พดัทธ ทรงประกอบ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีจากมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์สาขาสหวิทยาการไฟฟ้า ปัจจุบันศึกษา ระดับปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมและเครื่องมือวัด มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

ผศ.ดร.อัญญา บุญญารูณนคร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท และปริญญาเอก สาขาสหวิทยาการไฟฟ้า จาก Nippon Institute of Technology ประเทศญี่ปุ่น ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ภาคเดียวที่ใช้วงจรเรียงกระแสคลาสดีอี เพื่อการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

Single Stage Fluorescent Lamps Electronic Ballast Using Class DE Rectifier For Power Factor Correction

โชชนรินทร์ อัครวารโธม อัญญา บุญญารุณเนตร

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

เลขที่ 91 ถนนประชาอุทิศ (พุทธสวัสดิ์ 48) แขวงบางมด เขตทุ่งครุ กรุงเทพฯ 10140

โทร. 0-2470-9051 E-mail: Ekkaravarodome@hotmail.com, Itsda.Boo@kmutt.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ภาคเดียวสำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ใช้วงจรเรียงกระแสคลาสดีอี เพื่อแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า โดยจัดให้วงจรเรียงกระแสชนิดบริดจ์ทำงานในรูปแบบของวงจรเรียงกระแสคลาสดีอี เป็นผลให้มุมการนำกระแสของไดโอดเรียงกระแสชนิดบริดจ์เพิ่มมากขึ้น ความเพี้ยนฮาร์มอนิกของกระแสด้านเข้าต่ำลง โดยวงจรเรียงกระแสชนิดบริดจ์ ทำงานแบบสวิตช์แรงดันศูนย์ (ZVS) ซึ่งวงจรต้นแบบใช้สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ขนาด 36 วัตต์ ทำงานที่ความถี่สวิตช์ 84 กิโลเฮิรตซ์ ในขณะที่จ่ายกำลังไฟฟ้าสูงสุด ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า 0.99, ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกของกระแสด้านเข้า 1.3 เปอร์เซ็นต์, ค่าตัวประกอบยอดคลื่นของกระแสโหลด 1.32 และประสิทธิภาพมากกว่า 90 เปอร์เซ็นต์ โดยผลที่ได้จากการทดลองสอดคล้องกับหลักการทางทฤษฎี

คำสำคัญ: บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์, การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า, วงจรเรียงกระแสคลาสดีอี, วงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ขนานคลาสดี

Abstract

This paper proposed the high power factor single-stage electronic ballast for fluorescent lamps. The proposed is achieved by using a bridge rectifier which acts as the class DE rectifier and operates at zero voltage switching condition (ZVS). By using this topology the conduction angle of the bridge rectifier diode can be increased then the low line current harmonic was obtained. The experimental results from 36 W prototype ballast are given. The proposed ballast was operated at the 84 kHz switching frequency, power factor $PF > 0.99$, and total current harmonic distortion $THD_i = 1.3\%$. The lamp current crest factor $CF = 1.32$ and efficiency $\eta > 90\%$ at full load.

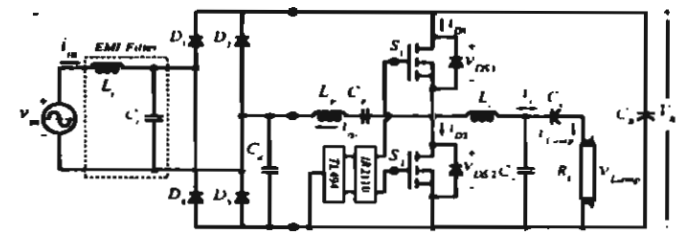
Keywords: Electronic ballast, Power factor correction, Class DE rectifier, Class D parallel resonant inverter.

1. บทนำ

ในปัจจุบันระบบแสงสว่างที่ใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์ได้รับความนิยมอย่างแพร่หลาย เพราะการให้แสงที่ราบเรียบและสว่างกว่าหลอดไฟชนิดอื่นๆ เมื่อเทียบกับกำลังไฟฟ้าที่เท่ากันและบัลลาสต์แกนเหล็กที่ใช้ร่วมกับหลอดฟลูออเรสเซนต์ โดยทั่วไปจะมีข้อเสียอยู่หลายประการ เช่น มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำ มีการสูญเสียกำลังไฟฟ้าสูง ฯลฯ ประกอบกับในยุคปัจจุบันได้มีแรงจูงใจให้มีการอนุรักษ์พลังงานทั้งในด้านการใช้พลังงานอย่างประหยัดและคุ้มค่า รวมไปถึงการให้ความสำคัญกับคุณภาพกำลังไฟฟ้ากันมากขึ้น ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ให้มีประสิทธิภาพสูง ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูง และความเพี้ยนฮาร์มอนิกของกระแสด้านเข้าต่ำ โดยเริ่มแรกจะใช้วงจรแปลงผันแบบบูสต์ร่วมกับวงจรแปลงผันแบบกึ่งบริดจ์ [1] ดังนั้นบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จึงแบ่งเป็นสองภาคการทำงาน คือภาคของการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าและภาคของบัลลาสต์ที่ใช้จ่ายกระแสผ่านหลอดถึงแม้ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบสองภาคการทำงาน จะง่ายต่อการออกแบบ แต่จำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ยังมีจำนวนมาก จึงทำให้มีต้นทุนในการผลิตสูง ต่อมาจึงได้มีการพัฒนาให้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ทำงานเป็นภาคเดียว โดยรวมเอาวงจรแปลงผันแบบบูสต์เข้ากับวงจรแปลงผันแบบกึ่งบริดจ์ [2] ซึ่งวงจรดังกล่าวสามารถลดสวิตช์ไวงานลงได้แต่มีสวิตช์แรงดันไฟตรงมีค่าสูง เป็นผลให้ความเครียดที่เกิดขึ้นบนตัวสวิตช์ไวงานมีค่าสูง ทำให้ต้องใช้สวิตช์ไวงานที่มีพิกัดสูงขึ้น ต่อมาได้มีการนำเสนอ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า โดยเพิ่มวงจรที่มีคุณลักษณะเฉพาะตามอุดมคติ ดังรูปที่ 3 เข้ามาระหว่างวงจรเรียงกระแสชนิดบริดจ์กับตัวเก็บประจุสะสมพลังงาน ซึ่งเรียกกันว่าวงจรชาร์จิงปัมป์ [3] โดยทำให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูงขึ้น แต่จำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ยังมีจำนวนมากและในสภาวะครึ่งช่วงการทำงานจะมีกระแสไหลผ่านไดโอดในวงจรดังกล่าวถึง 4 ตัว รวมไปถึงการวิเคราะห์วงจรยังมีความซับซ้อนและยากต่อการทำความเข้าใจ

ในบทความนี้จึงได้นำเสนอบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ภาคเดียวร่วมกับวงจรเรียงกระแสคลาสดีอี เพื่อลดปัญหาดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น โดยการจัดให้ไดโอดเรียงกระแสชนิดบริดจ์ทำงานในรูปแบบของวงจร

เรียงกระแสคลาสิกส์ ซึ่งบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ภาคเดียวที่นำเสนอนี้สามารถลดจำนวนอุปกรณ์ในวงจรดังกล่าวลงได้ และไดโอดของวงจรเรียงกระแสชนิดบริดจ์ทั้ง 4 ตัว รวมไปถึงสวิทช์ไวงาน S_1, S_2 ทำงานแบบสวิทช์แรงดันศูนย์ (ZVS) โดยสอดคล้องกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เครื่องต้นแบบสำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ขนาด 36 วัตต์



รูปที่ 1 วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ภาคเดียวที่นำเสนอ

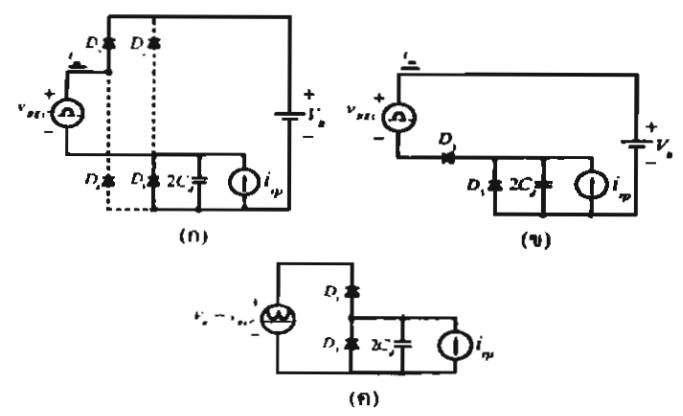
2. ส่วนประกอบของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ภาคเดียว

จากรูปที่ 1 เป็นวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ภาคเดียวที่นำเสนอประกอบไปด้วย วงจรกรอง EMI $L_r - C_r$ วงจรเรียงกระแสคลาสิกส์ $D_1 - D_4$ และตัวเก็บประจุ C_d ซึ่งวงจรเรียงกระแสคลาสิกส์ทำงานแบบสวิทช์แรงดันศูนย์ (ZVS) วงจรเรโซแนนซ์อนุกรม $L_r - C_r$ ทำหน้าที่เปลี่ยนจากแหล่งจ่ายแรงดันด้านออก รูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ตำแหน่งกึ่งบริดจ์ของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ คลาสสิก ให้เป็นแหล่งจ่ายกระแสรูปคลื่นไซน์ความถี่สูง เพื่อขับวงจรเรียงกระแสคลาสิกส์ ตัวเก็บประจุสะสมพลังงาน C_d และวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ คลาสสิก $L_p - C_p - C_l$ เพื่อขับหลอด โดยสวิทช์ไวงาน S_1, S_2 ทำงานแบบสวิทช์แรงดันศูนย์ (ZVS) เช่นกัน

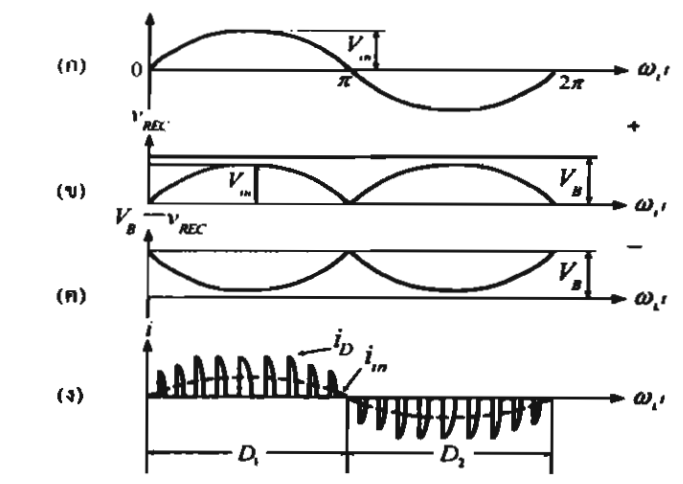
3. การทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ภาคเดียว

จากรูปที่ 2 เป็นการแปลงรูปวงจรให้อยู่ในรูปแบบของวงจรเรียงกระแสคลาสิกส์ โดยพิจารณาให้ไดโอด $D_1 - D_4$ ของวงจรเรียงกระแสชนิดบริดจ์เป็นไดโอดทำงานในย่านความถี่สูง ซึ่งไดโอด D_1 และ D_3 นำกระแสในช่วงซีกบวกของแรงดันด้านเข้า $v_{in} = V_m \sin \omega_L t$ ไดโอด D_2 และ D_4 นำกระแสในช่วงซีกลบของแรงดันด้านเข้า ดังนั้นแอมพลิจูดของวงจรเรียงกระแสชนิดบริดจ์ คือ $v_{REC} = |v_m| = V_m |\sin \omega_L t|$ และรูปที่ 2(ก) เป็นการแปลงรูปวงจรให้อยู่ในรูปแบบของวงจรเรียงกระแสคลาสิกส์ ซึ่งพิจารณาเฉพาะช่วงซีกบวกของแรงดันด้านเข้า ไดโอด D_1 และ D_3 จะถูกขับโดยแหล่งจ่ายกระแสรูปคลื่นไซน์ความถี่สูง i_p ที่ได้จากแรงดันด้านออก รูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ตำแหน่งกึ่งบริดจ์ของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ คลาสสิก ผ่านวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม $L_p - C_p$ จากนั้นไดโอด D_1 ต่ออนุกรมอยู่กับแหล่งจ่าย v_{REC} จึงเลื่อนตำแหน่งไดโอด D_1 มาอยู่ด้านหลังของแหล่งจ่าย v_{REC} ได้ ดังรูปที่ 2(ข) เมื่อพิจารณารูปดังกล่าวจะเห็นได้ว่าแหล่งจ่ายแรงดัน V_B และ v_{REC}

ต่ออยู่ในลักษณะอนุกรมกันอยู่ ดังนั้นเราจึงสามารถรวมให้เป็นแหล่งจ่ายตัวเดียวกันได้คือ $V_B - v_{REC}$ และค่าตัวเก็บประจุ C_d จะมีค่าเป็นสองเท่าของวงจรเรียงกระแสคลาสิกส์เดิม [4] เพราะได้รวมเอาค่าตัวเก็บประจุที่ตกคร่อมไดโอดตัวบนเข้ากับค่าตัวเก็บประจุที่ตกคร่อมไดโอดตัวล่างแล้ว ซึ่งจากวงจรดังกล่าว เห็นได้ว่าแหล่งจ่ายแรงดัน $V_B - v_{REC}$ ก็จะมีคุณสมบัติเหมือนกับรูปคลื่นคุณสมบัติเฉพาะตามอุดมคติที่ทำให้กระแสด้านเข้ามีรูปร่างใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์แสดงดังรูป 2(ค)



รูปที่ 2 การแปลงรูปวงจรให้อยู่ในรูปแบบของวงจรเรียงกระแสคลาสิกส์ในครึ่งช่วงการทำงาน

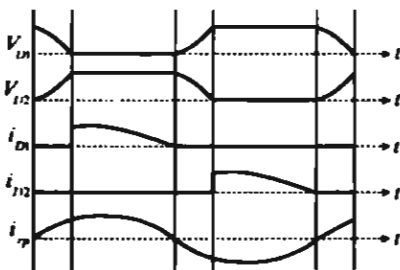


รูปที่ 3 รูปคลื่นคุณสมบัติเฉพาะตามอุดมคติที่ทำให้กระแสด้านเข้ามีรูปร่างใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์

จากนั้นสามารถหาความสัมพันธ์ของรูปคลื่นคุณสมบัติเฉพาะตามอุดมคติที่ทำให้กระแสด้านเข้ามีรูปร่างใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ด้วยการแรงดันด้านออกของวงจรเรียงกระแสคลาสิกส์ [4] คือ

$$V_o = \frac{i_p - I_o \pi}{\omega_L C_d}, \text{ โดย } V_o = V_B - v_{REC} \cdot I_o = i_m \quad (1)$$

ซึ่งกระแส i_{μ} เป็นแหล่งจ่ายกระแสรูปคลื่นซายน์ความถี่สูงที่ได้จากแรงดันด้านออกของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ตำแหน่งกิ่งบริดจ์ของวงจรแปลงผันแรงดันแบบซิงโครไนซ์ผ่านวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม $L_p - C_p$ สำหรับขั้ววงจรเรโซแนนซ์แบบคลาสิค ดังนั้นจากสมการเมื่อพิจารณาให้กระแส i_{μ} มีค่าคงที่และพิจารณาให้กระแส I_o มีค่าต่ำจากความสัมพันธ์ของสมการจะทำให้แรงดัน V_{in} มีค่าสูงเช่นเดียวกับถ้ากระแส I_o มีค่าสูงจะทำให้แรงดัน V_o มีค่าต่ำ ซึ่งสมการดังกล่าวนี้มีความสอดคล้องกับรูปคลื่นคุณลักษณะเฉพาะตามคุณสมบัติที่ทำให้กระแสด้านเข้าเช่นกันมีรูปร่างใกล้เคียงรูปคลื่นซายน์



รูปที่ 4 รูปคลื่นการทำงานของวงจรเรโซแนนซ์แบบคลาสิค

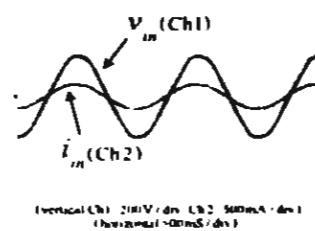
โดยรูปที่ 3(ก) แสดงแรงดันรูปคลื่นซายน์ด้านเข้า รูปที่ 3(ข) แสดงรูปคลื่นแรงดันด้านออกของวงจรเรโซแนนซ์แบบคลาสิค V_{REC} และแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุสมพลังงาน V_B รูปที่ 3(ค) แสดงรูปคลื่นที่ได้จากการรวมเอาแหล่งแรงดัน V_B และ V_{REC} เข้าด้วยกัน ซึ่งจากวงจรดังกล่าว จะเห็นได้ว่าถ้าแรงดันด้านเข้า V_{in} มีค่าเป็นบวกและพิจารณาที่ตำแหน่งใกล้จุดแรงดันต่ำสุดหรือใกล้จุดผ่านศูนย์ (Zero Crossing) แรงดัน $V_{in} - V_{REC}$ ของวงจรเรโซแนนซ์แบบคลาสิคจะมีค่าสูงและวัตถุกรรม (D_p) ของกระแสไหลผ่านไดโอด i_{Dp} จะมีค่าต่ำ ดังนั้นค่าเฉลี่ยของกระแสไหลผ่านไดโอด i_{Dp} ที่จุดดังกล่าวก็จะมีค่าต่ำเช่นกัน และถ้าแรงดันด้านเข้า V_{in} มีค่าเป็นบวกและพิจารณาที่ตำแหน่งใกล้จุดแรงดันสูงสุดหรือค่ายอดของแรงดันด้านเข้าแรงดัน $V_{in} - V_{REC}$ ของวงจรเรโซแนนซ์แบบคลาสิคจะมีค่าต่ำและวัตถุกรรม (D_p) ของกระแสไหลผ่านไดโอด i_{Dp} จะมีค่าสูง ดังนั้นค่าเฉลี่ยของกระแสไหลผ่านไดโอด i_{Dp} ที่จุดดังกล่าวก็จะมีค่าสูงเช่นกัน ซึ่งผลดังกล่าวทำให้กระแสด้านเข้ามีรูปคลื่นใกล้เคียงรูปคลื่นซายน์ สำหรับรูปคลื่นซิกเนลของแรงดันด้านเข้า จะพิจารณาโดยใช้หลักการเดียวกันกับรูปคลื่นซิกเนลของแรงดันด้านเข้าจึงไม่ขอกล่าวถึงและจากรูปที่ 3(ง) แสดงการนำกระแสของไดโอดเรโซแนนซ์แบบคลาสิค i_{Dp} กับกระแสด้านเข้า i_{in} ใน 1 คาบเวลา และรูปที่ 4 แสดงรูปคลื่นการทำงานของวงจรเรโซแนนซ์แบบคลาสิค ทำงานแบบสวิตช์แรงดันศูนย์ (ZVS) ซึ่งที่ได้จากการวิเคราะห์ดังกล่าวนี้สอดคล้องกับสมการแรงดันด้านออกและรูปแบบการทำงานของวงจรเรโซแนนซ์แบบคลาสิคที่ทำให้กระแสด้านเข้ามีรูปร่างใกล้เคียงรูปคลื่นซายน์

4. ผลการทดลอง

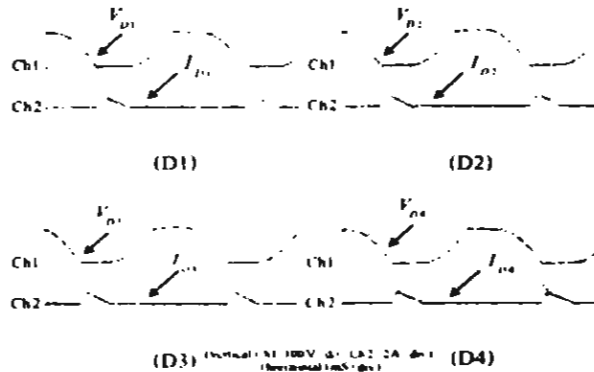
คณะผู้วิจัยได้ทดลองและสร้างโมเดลคือเลือกทรานซิสเตอร์คือตัวเครื่องแบบสำหรับหลอดฟลูออโรเรสเซนต์ขนาด 36 วัตต์ ใช้กับ

แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ โดยมีรายละเอียดของวงจรที่ได้จากการคำนวณและวิเคราะห์ทางทฤษฎี ดังนี้

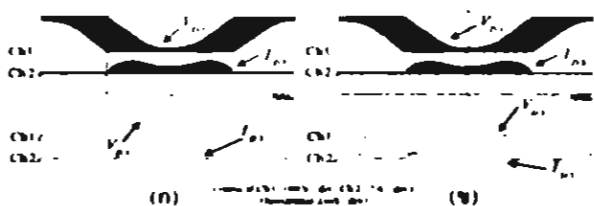
$$C_p = 100 \mu F, C_s = 1 \mu F, C_r = 100 nF, C_d = 20 nF \\ C_f = 100 nF, C_g = 15 nF, L_p = 435 \mu H, L_r = 5.5 mH \\ L_s = 400 \mu H, D_1 - D_4 = BYM36E, S_1, S_2 = IRF740$$



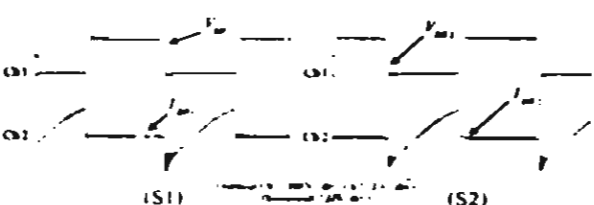
รูปที่ 5 รูปคลื่นกระแสและแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า



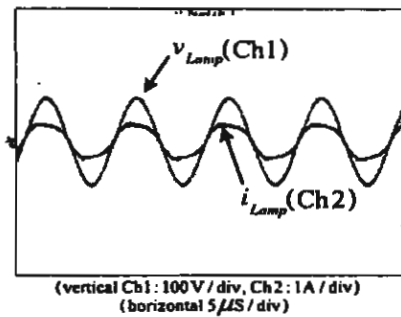
รูปที่ 6 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อม และกระแสไหลผ่านไดโอดเรโซแนนซ์แบบคลาสิค D_p ถึง D_4 ที่มุม 140 ของแรงดันด้านเข้า



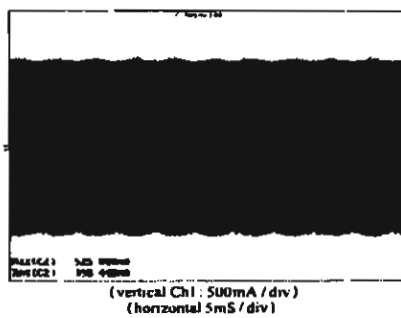
รูปที่ 7 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมและกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 (ก) บริเวณใกล้จุดผ่านศูนย์ (Zero Crossing) (ข) บริเวณใกล้จุดยอดของแรงดันด้านเข้า



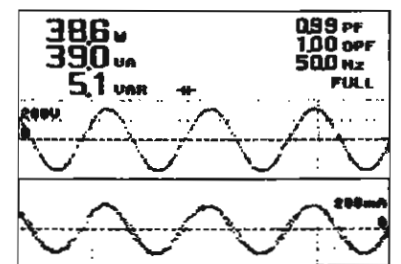
รูปที่ 8 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมสวิตช์ S_1, S_2 และกระแสไหลผ่านสวิตช์ i_{Dp} ของสวิตช์ไวรอน S_1, S_2



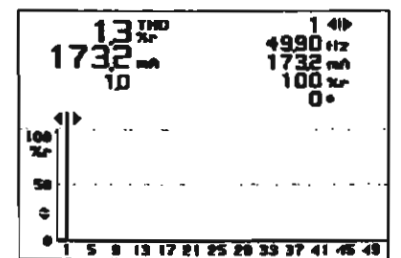
รูปที่ 9 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกที่โหลดฟลูออเรสเซนต์



รูปที่ 10 ลักษณะรูปคลื่นความถี่สูงของกระแสด้านออกที่มีค่าตัวประกอบขดคลื่นเท่ากับ 1.32



รูปที่ 11 ค่าตัวประกอบกำลัง รูปคลื่นกระแสและแรงดันด้านเข้าโดยเครื่องวิเคราะห์สัญญาณกำลังของบริษัท FLUKE รุ่น 43B



รูปที่ 12 รูปสเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกส์ด้านเข้า

5. สรุป

บทความนี้นำเสนอปลั๊กอินอิเล็กทรอนิกส์สำหรับโหลดฟลูออเรสเซนต์ภาคเดียว ที่ใช้วงจรเรียงกระแสคลาสสิกเพื่อแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า โดยจัดให้วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ทำงานใน

รูปแบบของวงจรเรียงกระแสคลาสสิก เป็นผลให้มุมการนำกระแสของไดโอดเรียงกระแสชนิดบริดจ์เพิ่มมากขึ้น ความเพี้ยนฮาร์มอนิกของกระแสด้านเข้าต่ำลง โดยวงจรเรียงกระแสชนิดบริดจ์ ทั้ง 4 ตัว รวมไปถึงสวิตช์ไวงานทั้ง 2 ตัว ทำงานแบบสวิตช์แรงดันศูนย์ โดยทดลองกับปลั๊กอินอิเล็กทรอนิกส์เครื่องต้นแบบสำหรับโหลดฟลูออเรสเซนต์ขนาด 36 วัตต์ จากการทดลองมีค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกของกระแสด้านเข้า $THD_i = 1.3$ เปอร์เซ็นต์ เป็นไปตามมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class C ค่าตัวประกอบกำลัง $PF = 0.99$, ค่าตัวประกอบขดคลื่นของกระแสโหลด $CF = 1.32$ และประสิทธิภาพมากกว่า 90 เปอร์เซ็นต์ ในขณะที่จ่ายกำลังไฟฟ้าสูงสุด ซึ่งผลที่ได้จากการทดลองมีความสอดคล้องกับหลักการทางทฤษฎี

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] M.K. Kazimierzuk, and W. Szaraniec, "Electronic ballast for fluorescent lamps," IEEE Trans. Power Electronics., Vol. 8, pp. 386 – 395, Oct. 1993.
- [2] R. de Oliveira Brioschi, and J.L.F. Vieira, "High-power-factor electronic ballast with constant DC-link voltage," IEEE Trans. Power Electronics., Vol. 13, pp.1030 – 1037, Nov.1998.
- [3] Jinrong Qian, and F.C. Lee, "Charge pump power-factor-correction technologies Part II: Ballast applications," IEEE Trans. Power Electronics., Vol 15, pp. 130 – 139, Jan. 2000.
- [4] D.C. Hamill, "Class DE inverters and rectifiers for DC-DC conversion," 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '96 Record, Vol 1, pp. 854-860, June. 1996.



นายไชยรินทร์ อัครวโรดม สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี สนใจงานวิจัยด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง



ผศ.ดร.ธิญา บุญญารุณเนตร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาเอก D.E.E (Electrical Engineering) จาก Nippon Institute of Technology, Japan. ปัจจุบัน ดำรงตำแหน่งผู้ช่วยศาสตราจารย์ ระดับ 7 และอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี สนใจงานวิจัยด้านอิเล็กทรอนิกส์และอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

Single-Stage Electronic Ballast With Class-E Rectifier as Power-Factor Corrector

Kamon Jirasereeamornkul, Marian K. Kazimierczuk, *Fellow, IEEE*, Itsda Boonyaroonate, and Kosin Chamnongthai, *Member, IEEE*

Abstract—A single-stage high-power-factor electronic ballast with a Class-E rectifier as a power-factor corrector is proposed. A Class-E rectifier is inserted between the front-end bridge rectifier and the bulk filter capacitor to increase the conduction angle of the bridge-rectifier diode current for obtaining low line-current harmonics. The Class-E rectifier is driven by a high-frequency sinusoidal current source, which is obtained from the square-wave output voltage of the Class-D inverter through an LC series resonant circuit. A high-frequency transformer is used for impedance matching. The experimental results for a 32-W prototype ballast are given. The switching frequency was 61.3 kHz. At full power, the power factor was 0.992 and the total ballast efficiency was 88.3%. The lamp-current crest factor was about 1.36. The simulated and experimental results were in very good agreement.

Index Terms—Class-D ZVS inverter, Class-E ZVS rectifier, electronic ballasts, fluorescent lamps, high efficiency, low-utility line-current harmonics, power-factor correction, soft switching.

I. INTRODUCTION

THE main functions of fluorescent lamp ballasts are to produce a high voltage to ignite the lamp and to limit the lamp current for steady-state operation due to the lamp negative dynamic resistance [1]. The advantages of electronic ballasts are high-quality light due to elimination of flickering, high luminous efficacy of fluorescent lamps at high frequencies, long lamp life, high power factor and low harmonics in utility line current, and reduced size and weight [1]. An attractive solution for reducing the component count is based on the integration of two stages [1] into a single-stage electronic ballast [2]–[5], usually by sharing one or two switches with a power-factor corrector (PFC) and a resonant inverter. The purpose of this paper is to introduce a new topology of a single-stage high-power-factor

electronic ballast with a Class-E rectifier as a PFC, as well as to present its analysis, simulation, and experimental results.

II. PRINCIPLE OF OPERATION

A. Circuit Description

Fig. 1 shows a circuit of the proposed single-stage electronic ballast. It consists of an EMI filter L_f - C_f , a front-end bridge rectifier D_1 - D_2 - D_3 - D_4 , a high-frequency filter capacitor C_{in} connected in parallel with the output of the bridge rectifier, a Class-E current-driven low- dv/dt rectifier [6], [7] for input-current shaping (ICS), and a Class-D inverter with a series-resonant circuit L_p - C_p and a series-parallel load resonant circuit L_r - C_r - C_C - R_{LA} [1]. The leakage inductance of the transformer can be absorbed into the inductance L_p . In the extreme case, the inductance L_p can be formed by the transformer leakage inductance. The Class-E rectifier is composed of a high-frequency diode D_E , a capacitor C_D , a bulk filter capacitor C_B , and a high-frequency transformer T_1 for isolation and impedance matching. The series-resonant circuit L_p - C_p is fed by a square-wave output voltage of the Class-D inverter. This circuit (1) presents the inductive load for the Class-D inverter to ensure zero-voltage-switching (ZVS) operation [8], [9] and (2) converts the square-wave voltage source into a sinusoidal current source to drive the Class-E rectifier. If the fast diodes are used in the front-end bridge rectifier D_1 - D_2 - D_3 - D_4 , the diode D_E and capacitor C_{in} can be removed. Thus, the power loss due to the diode voltage drop can be eliminated. The diodes D_1 - D_2 - D_3 - D_4 should perform two functions. First, the diodes form the line-frequency front-end rectifier. Second, they are a part of the Class-E high-frequency rectifier. Thus, the diodes are integrated into the bridge rectifier and the Class-E rectifier. The Class-D inverter consists of a pair of bidirectional switches S_1 and S_2 with a duty cycle of nearly 0.5. Each switch is comprised of a transistor and an antiparallel diode. The metal-oxide-semiconductor field-effect transistors (MOSFETs) are preferred devices because their body diodes can be used as antiparallel diodes for operation above resonance. A parallel-load resonant circuit is composed of an inductor L_r , a capacitor C_r , a coupling capacitor C_C , and load resistor R_{LA} that represents the lamp resistance. The bulk capacitor C_B supplies the Class-D inverter. The voltage V_B across this capacitor should be constant to obtain constant amplitudes of the lamp current and voltage. The bulk capacitor C_B is charged by the Class-E rectifier. In addition, a part of the

Manuscript received October 7, 2004; revised March 13, 2005. This work was supported in part by the Ministry of University Affairs, Thailand. This paper was recommended by Associate Editor A. Ioinovici.

K. Jirasereeamornkul was with the Department of Electrical Engineering, Wright State University, Dayton, OH 45435 USA. He is now with the Department of Electronics and Telecommunication Engineering, King Mongkut's University of Technology Thonburi, Bangkok 10140, Thailand (e-mail: kamon-jira@yahoo.com).

M. K. Kazimierczuk is with the Department of Electrical Engineering, Wright State University, Dayton, OH 45435 USA (e-mail: mkazim@cs.wright.edu).

I. Boonyaroonate is with the Department of Electrical Engineering, King Mongkut's University of Technology Thonburi, Bangkok 10140, Thailand (e-mail: itsda.boon@kmutt.ac.th).

K. Chamnongthai is with the Department of Electronics and Telecommunication Engineering, King Mongkut's University of Technology Thonburi, Bangkok 10140, Thailand (e-mail: kosin.cha@kmutt.ac.th).

Digital Object Identifier 10.1109/TCSI.2005.855039

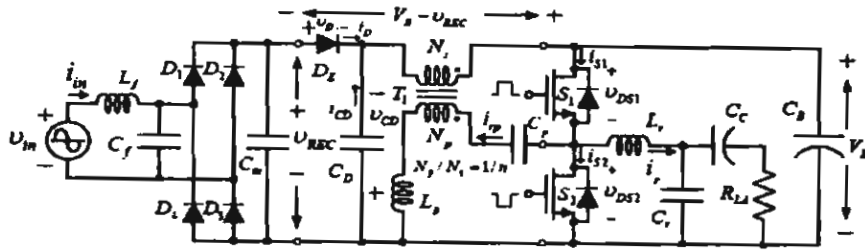


Fig. 1. Proposed electronic ballast with Class-E ZVS rectifier as the ICS stage.

Class-E rectifier performs the function of a pass device across which the voltage difference $V_B - v_{REC}$ is dropped.

B. Circuit Operation

The principle of operation of the Class-E ZVS rectifier in the ICS stage is explained by the equivalent circuit shown in Fig. 2(a). If diodes D_1 - D_2 - D_3 - D_4 are fast diodes, the diode D_E is not required and can be replaced by a short circuit. The diode D represents two diodes D_1 and D_3 in the diagonal of the bridge rectifier during the positive half of the cycle of the line voltage $v_{in} = V_{in} \sin \omega_L t$ and D_2 and D_4 during the negative half of the cycle. The model of the line-voltage rectifier output is a rectified full-wave sinusoidal voltage source $v_{REC} = |v_{REC}| = V_{in} |\sin \omega_L t|$. The shape of the current waveform i_{rp} through the series-resonant circuit L_p - C_p and the primary of the transformer T_1 depends on the loaded quality factor Q_L of this circuit. The typical value of Q_L is 5. At this or higher values of Q_L , the current waveform of the resonant circuit that drives the Class-E rectifier is close to a sine wave $i_{rp} = I_m \sin(\omega_s t - \psi)$. Therefore, the fundamental-frequency approximation can be used for the analysis of the rectifier with adequate accuracy. The current i_{rp} that is forced by the series-resonant circuit L_p - C_p on the primary side of the transformer T_1 is reflected to the secondary side as i_{rs} by the turns ratio $N_p/N_s = 1/n$, as shown in Fig. 2(b). The inductance L_m is the magnetizing inductance of the transformer T_1 reflected to the secondary side. Assuming that the switching frequency f_s is much higher than the line frequency f_L and the magnetizing inductance L_m is sufficiently large, the current through L_m is approximately constant over one switching cycle and is equal to I_O . Fig. 2(c) shows an equivalent circuit of the Class-E rectifier when the diode is OFF and Fig. 2(d) shows the equivalent circuit when the diode is ON. Idealized current and voltage waveforms in the Class-E rectifier are depicted in Fig. 3. Since the current source i_{rs} is in parallel with L_m , the current through the diode D and the capacitor C_D is a shifted sinusoid $I_O + i_{rs}$, as shown in Fig. 3. This current flows through the diode D when the diode is ON and through capacitor C_D when the diode is OFF. The diode begins to turn off when its current reaches zero. The current through the capacitor C_D shapes the voltage across the diode in accordance with the equation $i_{CD} = C_D d(v_{CD})/dt$. Since i_{CD} is zero at turn-off, the diode turns off at $dv_D/dt = 0$. If the switching frequency f_s is much higher than the line frequency f_L , the output voltage of the bridge rectifier v_{REC} can be regarded as constant during one switching cycle. The capacitor voltage v_{CD} decreases gradually from $-v_{REC}$ to $-v_{REC} - V_{DRM}$. The voltage across the diode $v_D = v_{REC} + v_{CD}$ decreases gradually when i_{CD} is negative,

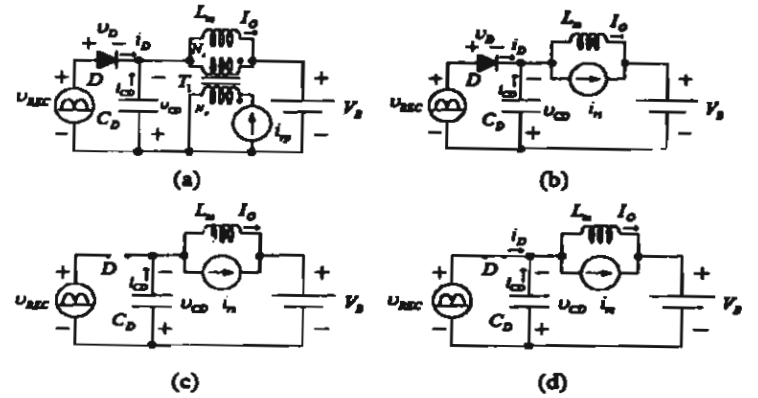


Fig. 2. Class-E ZVS rectifier in the ICS stage. (a) Model. (b) Model with current source reflected to the secondary side. (c) Model when diode is OFF. (d) Model when diode is ON.

reaches its minimum value V_{DRM} when i_{CD} crosses zero, and rises when i_{CD} is positive. Once the capacitor voltage reaches the rectified input voltage v_{REC} minus the diode's threshold voltage, the diode turns on. Since the capacitor current at turn-on is limited by the series-resonant circuit and the transformer magnetizing inductance L_m , the diode turns on at a low dv_D/dt , thereby reducing turn-on switching loss and noise.

The derivation of the proposed ICS circuit is shown in Fig. 4. Because the dc voltage source V_B , which is shown in Fig. 4(a), looks like a short circuit for the ac component, the capacitor C_D can be connected in parallel with the magnetizing inductance L_m and current source i_{rs} , as shown in Fig. 4(b). In this circuit, the voltage sources V_B and v_{REC} are connected in series and can be combined into one voltage source $V_B - v_{REC}$, as shown in Fig. 4(c). Since the voltage source $V_B - v_{REC}$ looks like a short circuit at the switching frequency f_s , the capacitor C_D can be connected in parallel with the diode, as displayed in Fig. 4(d). This circuit is the classic Class-E rectifier [7]. The important characteristic of the Class-E rectifier for the application in the ICS is that the diode duty cycle D is dependent upon the load [7]. If the load resistance of the Class-E rectifier is increased while the amplitude of the driving-current source is constant, the dc output voltage of the Class-E rectifier increases and the diode duty cycle is reduced. In other words, if the dc voltage of the Class-E rectifier is forced to a higher voltage than the nominal value while the amplitude of the driving-current source is kept constant, the diode duty cycle D of the Class-E rectifier is automatically reduced, while the peak value of the diode current is approximately constant at low values of the dc voltage. Therefore, the average diode current automatically decreases as

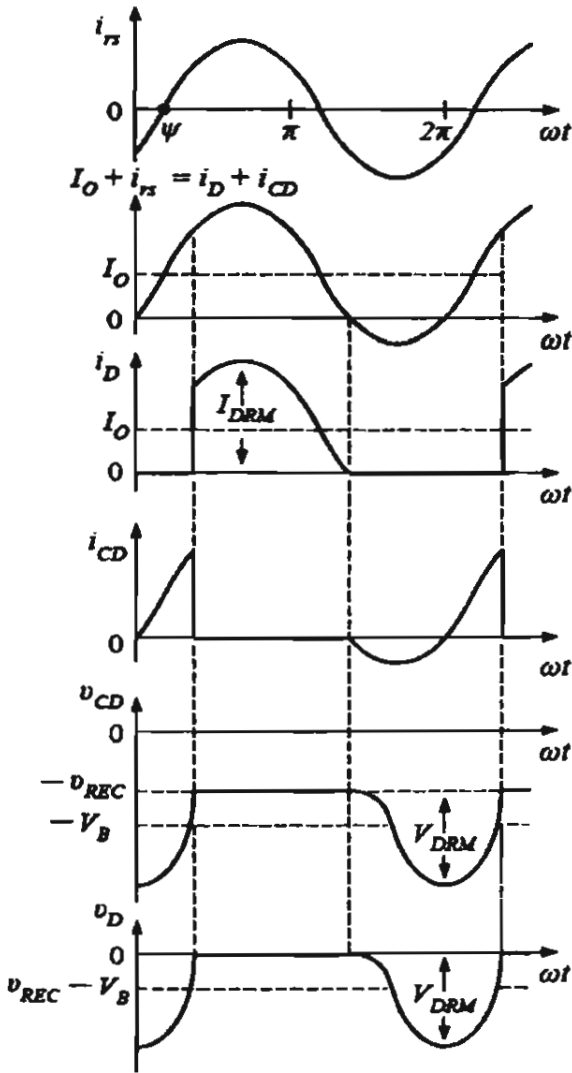


Fig. 3. Idealized current and voltage waveforms in the Class-E rectifier of Fig. 2(a).

the dc voltage increases. The peak value of the diode current decreases at high values of the dc voltage only.

Conceptual waveforms of the proposed ICS with the Class-E rectifier are shown in Fig. 5. Fig. 5(a) depicts a sinusoidal line-voltage waveform. Fig. 5(b) and (c) shows the rectified line voltage v_{REC} and the combined voltage waveform $V_B - v_{REC}$, respectively. If the instantaneous value of v_{in} is positive and low, the voltage $V_B - v_{REC}$ of the Class-E rectifier is high, and the duty cycle D of the rectifier diode current is low. Therefore, the average value of the rectifier diode current over one switching cycle is low. Conversely, if the instantaneous value of v_{in} is positive and high, the voltage $V_B - v_{REC}$ of the Class-E rectifier is low, and the duty cycle D of the rectifier diode is high. Thus, the average value of the rectifier diode current over one switching cycle is high. For the half cycle with a negative line voltage, the bridge rectifier rectifies the negative values of v_{in} to the positive values and causes the same effect on the diode duty cycle as the half cycle with the positive line voltage. The conduction angle

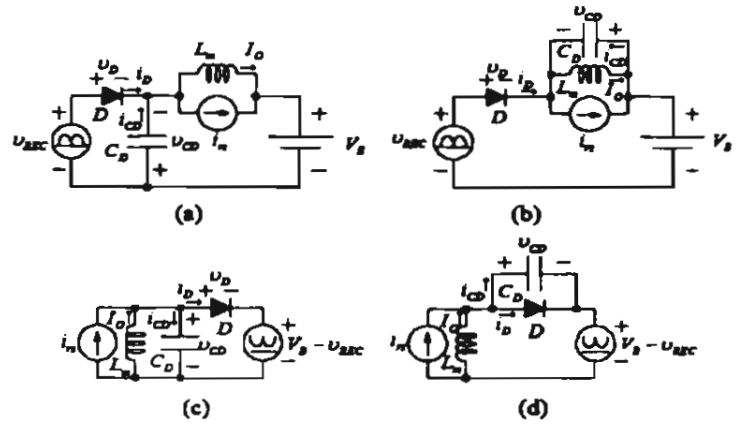


Fig. 4. Circuit derivation of the ICS with the Class-E rectifier. (a) Basic simplified model of Fig. 2(a). (b) Equivalent circuit with capacitor C_D in parallel with inductance L_m . (c) Equivalent circuit with two voltage sources V_B and v_{REC} combined into a single voltage source $V_B - v_{REC}$. (d) Equivalent circuit with capacitor C_D connected in parallel with diode, resulting in Class-E rectifier.

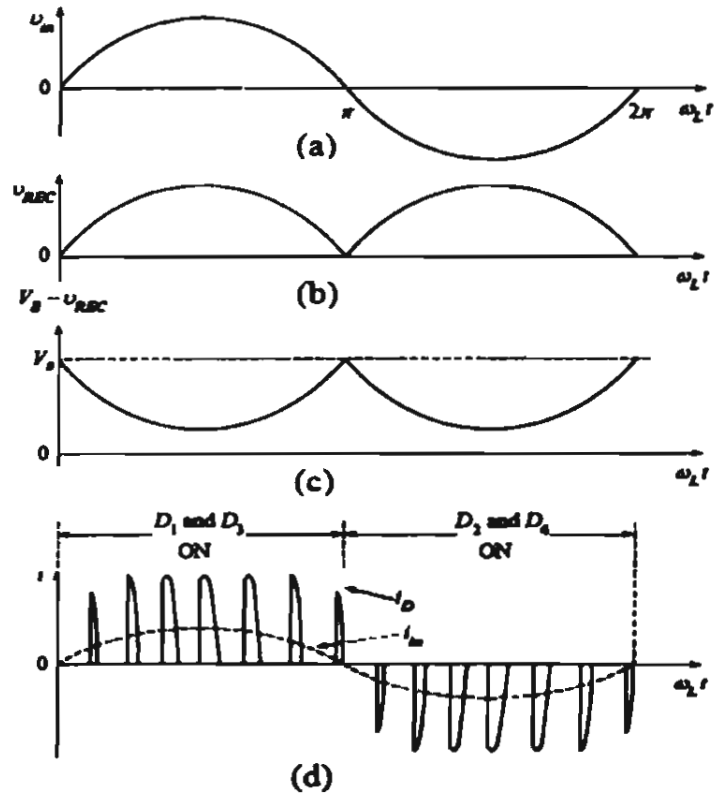


Fig. 5. Conceptual waveforms of proposed ICS. (a) Line voltage waveform v_{in} . (b) The rectified line voltage v_{REC} . (c) Voltage $V_B - v_{REC}$ at the output of Class-E rectifier causes the conduction-angle modulation of diode duty cycle D . (d) Input current waveform i_{in} is the filtered average diode current and follows the shape of the line voltage v_{in} .

modulation of the rectifier diode over the line frequency f_L and the line-input current i_{in} are shown in Fig. 5(d).

The principle operation of the Class-D ZVS inverter in the proposed circuit is explained by the equivalent circuit in Fig. 6(a). The input impedance of the Class-E rectifier is represented by a series combination of the input resistor R_{in} and the

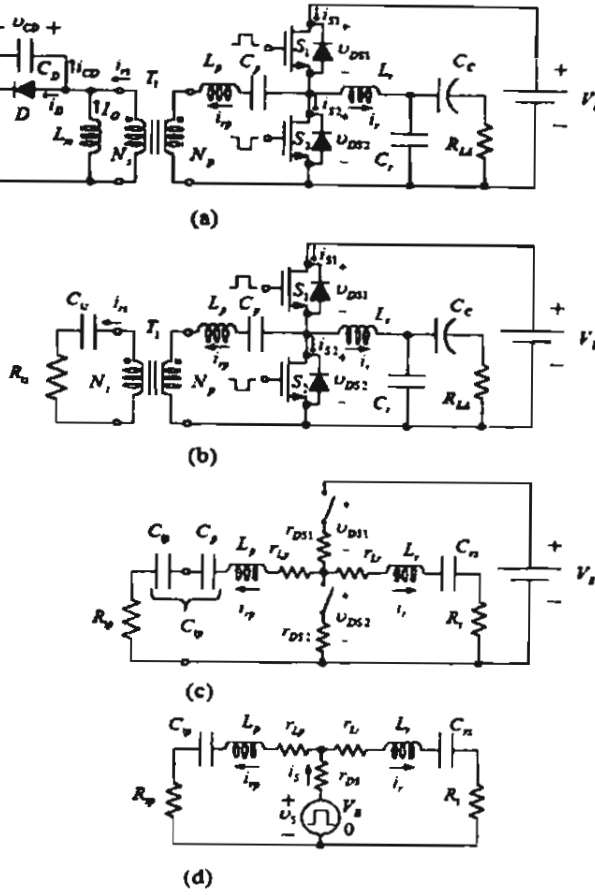


Fig. 6. Circuit of the Class-D resonant inverter. (a) Circuit with a Class-E rectifier and a parallel-resonant circuit. (b) Class-E rectifier is replaced by the equivalent circuit C_{1s} - R_{1s} . (c) Transformation of the R_{Ls} - C_r circuit into the R_p - C_p circuit and the C_{1p} - R_{1p} circuit into the C_p - R_p circuit. (d) Equivalent circuit of the inverter.

input capacitor C_{1s} , as shown in Fig. 6(b). The R_{1s} - C_{1s} circuit is reflected to the primary side of the transformer T_1 as the R_{1p} - C_{1p} circuit, and the capacitor C_r and the lamp resistance R_{Ls} are converted to a series R_s - C_s circuit, as shown in Fig. 6(c). The C_{1p} - C_p circuit is replaced by an equivalent capacitor $C_{tp} = C_{1p}C_p/(C_{1p} + C_p)$. The MOSFETs are modeled by switches whose on-resistances are r_{DS1} and r_{DS2} . The resistances r_{Lp} and r_{Lr} represent the equivalent resistances of the inductors L_p and L_r , respectively. Fig. 6(d) shows a successive equivalent circuit of the Class-D inverter, which is modeled by a square-wave voltage source v_s with an equivalent resistor $r_s = (r_{DS1} + r_{DS2})/2 \approx r_{DS}$ and is loaded by two series-resonant circuits r_{Lp} - R_{1p} - L_p - C_{tp} and r_{Lr} - R_s - L_r - C_s . The idealized voltage and current waveforms of the Class-D inverter are shown in Fig. 7.

The proposed electronic ballast can be divided into two parts: an ICS semi-stage and an inverter semi-stage. Fig. 8(a) shows an equivalent circuit of the ICS semi-stage. A high-frequency square-wave voltage source and a series resonant circuit L_p - C_p are reflected from the primary side of the transformer T_1 to the secondary side, as shown in Fig. 8(b). Fig. 8(c) shows a simplified circuit of the ICS Class-E rectifier. Fig. 8(d) shows an

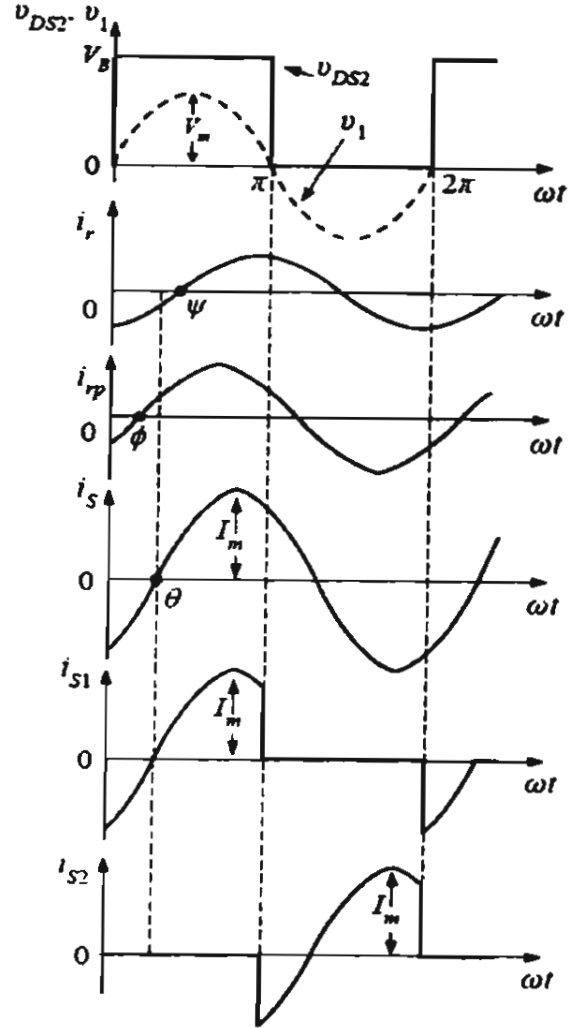


Fig. 7. Idealized voltage and current waveforms of the Class-D ZVS inverter in Fig. 6(a).

equivalent circuit of the inverter semi-stage. From Fig. 8(a), the minimum load resistance R_{Lmin} of the Class-E rectifier is

$$R_{Lmin} = \frac{v_{Omin}}{i_{Omax}} = \frac{V_B - V_{in}}{I_{in}} \quad (1)$$

where $v_O = V_B - v_{REC}$ is the output voltage of the Class-E rectifier and $i_O = |i_{in}|$ is the load current flowing through voltage source $v_O = V_B - v_{REC}$; v_O , i_O , and R_L vary with time at frequency $2f_L = 120$ Hz. From [7], D_{max} depends on $\omega_s C_D R_{Lmin}$ as follows:

$$\omega_s C_D R_{Lmin} = \frac{1}{2\pi} \left\{ 1 - 2\pi^2(1 - D_{max})^2 - \cos 2\pi D_{max} + \frac{(2\pi(1 - D_{max}) + \sin 2\pi D_{max})^2}{1 - \cos 2\pi D_{max}} \right\} \quad (2)$$

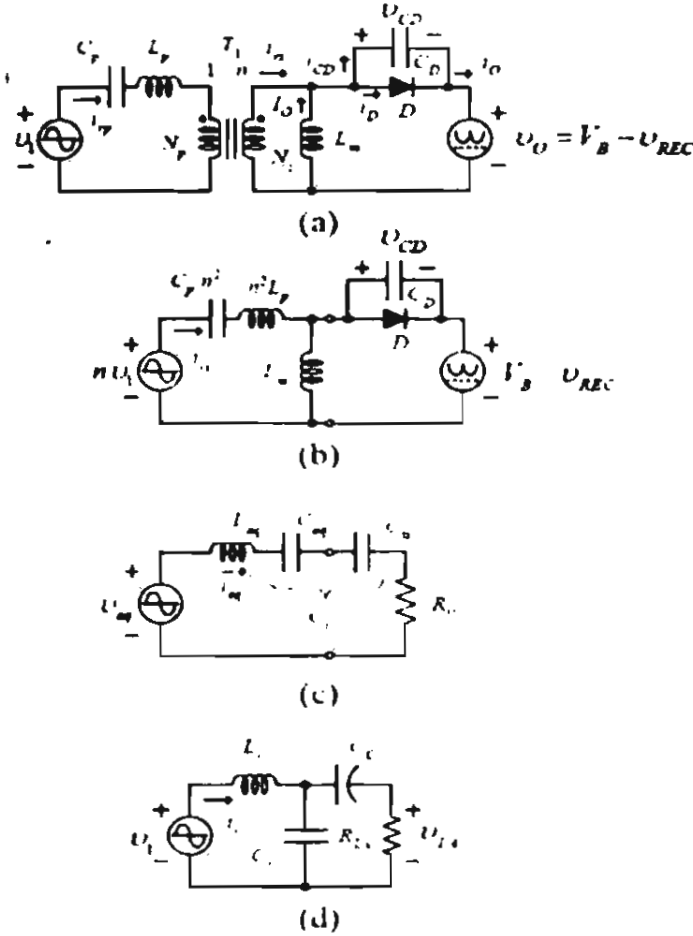


Fig. 8. Equivalent circuits of electronic ballast: (a) ICS Class-E rectifier with equivalent sine-wave voltage source v_1 ; (b) Components from primary side of the transformer T_1 reflected to secondary side; (c) Simplified equivalent circuit of (b); (d) Equivalent circuit of inverter semi-stage

From (1), we have

$$\begin{aligned} \omega_s C_D R_{L \min} &= \omega_s C_D \frac{V_B - V_{in}}{I_{in}} \\ &= \omega_s C_D \left[\left(\frac{V_B}{V_{in}} \right) - 1 \right] V_{in} \\ &= \omega_s C_D \frac{I_{in}}{2P_{in}} \left[\left(\frac{V_B}{V_{in}} \right) - 1 \right] V_{in}^2 \end{aligned} \quad (3)$$

where $P_{in} = V_{in} I_{in} / 2$. The ratio V_B / V_{in} was obtained from simulation of the Class-E rectifier at fixed value $V_{in} = 170$ V, $f_s = 60$ kHz, and $C_D = 20$ nF. For lower values of V_B , L_m and the amplitude of v_{rs} were also reduced in accordance with the Class-E rectifier operation. Fig. 9 depicts V_B / V_{in} as a function of the maximum duty cycle of the Class-E rectifier diode D_{max} . Table I gives the parameters of the Class-E rectifier derived in [7]. The only new column is V_B / V_{in} , which is calculated from (1)–(3) and expressed as follows:

$$\begin{aligned} \frac{V_B}{V_{in}} &= 1 + \frac{P_{in}}{\pi (V_{in}^2 \omega_s C_D)} \\ &\times \left\{ 1 - 2\pi^2 (1 - D_{max})^2 - \cos 2\pi D_{max} \right. \\ &\quad \left. + \frac{[2\pi (1 - D_{max}) + \sin 2\pi D_{max}]^2}{1 - \cos 2\pi D_{max}} \right\}. \end{aligned} \quad (4)$$

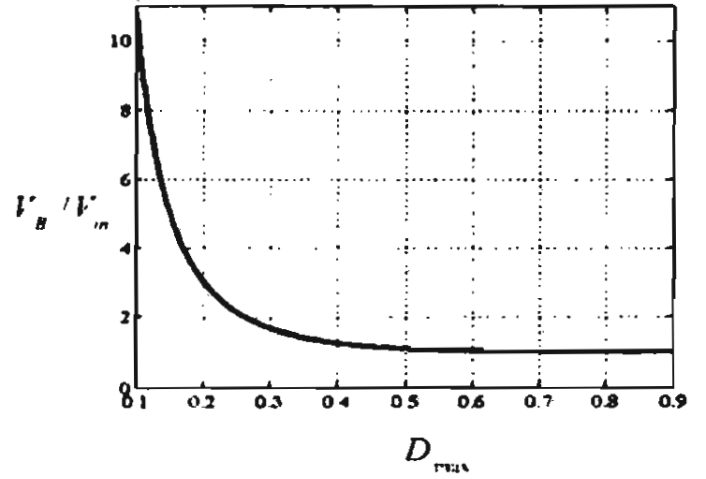


Fig. 9. V_B / V_{in} as a function of D_{max}

III. DESIGN PROCEDURE

A. Design of ICS

To exemplify the design procedure of the proposed electronic ballast, the 32-W electronic ballast will be designed for a line rms voltage V_{rms} of 120 V and the line frequency f_L of 60 Hz. Assume that the total ballast efficiency η_{tot} is equal to 0.9 and the ballast draws a sine-wave input current. The input power is therefore obtained from $P_{in} = 32 / 0.9 \approx 35.56$ W. The amplitude of the ballast input current is calculated from $I_{in} = I_{O \max} = \sqrt{2} P_{in} / V_{rms} \approx 0.42$ A. To design the ICS Class-E rectifier, the no-load condition at duty cycle $D = 0$ and the full-load condition at duty cycle $D = D_{max}$ are considered. If a low value of D_{max} is used, a low THD of i_{in} is achieved, but the main switches have high voltage stresses. If a high value of D_{max} is chosen, the main switches have low voltage stresses, but a high THD of i_{in} occurs. The maximum duty cycle $D_{max} = 0.4$ was selected because it gives a good compromise between a low distortion of i_{in} and a reasonable value of the switch voltage stress. Hence, from Table I, $V_B / V_{in} = 1.27$ and the voltage transfer function of the rectifier $M_R = 1.8443$. The amplitude of the line voltage $V_{in} = \sqrt{2} V_{rms} \approx 170$ V, the dc bus voltage $V_B \approx 216$ V, and full-load resistance $R_{L \min} = (V_B - V_{in}) / I_{O \max} \approx 110 \Omega$ are obtained. The switching frequency f_s is 60 kHz, and, therefore, the angular frequency is $\omega_s = 2\pi f_s \approx 377$ krad/s. Assume that the inverter efficiency is $\eta_I = 0.95$ and the loaded-quality factor is $Q_L = 5$ at $R_{L \min} = 110 \Omega$. From Table I at $D_{max} = 0.4$, we have

$$\begin{aligned} C_D &= \frac{0.8276}{\omega_s R_{L \min}} \\ &= \frac{0.8276}{377 \times 10^3 \times 110} \\ &= 19.96 \text{ nF}; \quad \text{let } C_D = 20 \text{ nF} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} R_{is} &= 0.294 R_{L \min} \\ &= 0.294 \times 110 \\ &= 32.34 \Omega \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} C_{is} &= 2.444 C_D \\ &= 48.88 \text{ nF}. \end{aligned} \quad (7)$$

TABLE 1
PARAMETERS OF CLASS E RECTIFIER AS ICS

D_{max}	$\omega_s C_D R_{in}$	V_B/V_m	R_{in}/R_L	C_{eq}/C_D	M_R
0.1	29.962	10.78	0.0019	1.023	23.124
0.2	6.3295	3.065	0.0264	1.166	6.1578
0.3	2.1481	1.761	0.1130	1.548	2.9749
0.4	0.8276	1.270	0.2940	2.444	1.8443
0.5	0.3183	1.102	0.5768	4.726	1.3167
0.6	0.1114	1.036	0.9377	11.83	1.0327
0.7	0.03163	1.010	1.3254	42.94	0.8686
0.8	0.005818	1.002	1.6728	297.8	0.7732
0.9	0.0003491	1.00012	1.9149	8838	0.7229

To simplify the design procedure, assume that the capacitance C_{eq} is much higher than input capacitance C_{in} . Therefore, the total capacitance $C_s = C_{in}C_{eq}/(C_{in} + C_{eq})$ is approximately equal to C_{in} . The magnitude of i_{eq} at the full load is determined by [1]

$$I_{eqf} = \sqrt{\frac{2I_{omax}(V_B - V_m)}{R_{in}}} \\ = \sqrt{\frac{2 \times 0.42 \times (216 - 170)}{32.34}} \\ = 1.093 \text{ A} \quad (8)$$

The magnitude of v_{eq} is given by

$$V_{eq} = I_{eqf}|Z_f| \quad (9)$$

where the magnitude of the impedance of the series resonant circuit is

$$|Z_f| = \sqrt{R_{in}^2 + \left(\omega_s L_{eq} - \frac{1}{\omega_s C_{in}}\right)^2} \quad (10)$$

At the zero-crossing of the line voltage v_{in} , the output current I_o of the Class-E rectifier and the diode duty cycle D must equal to zero, which is the no-load condition of the Class-E rectifier. The input resistance R_{in} is equal to zero and the input capacitance C_{in} is equal to C_D . The magnitude of the voltage across C_{in} must be equal to V_B for obtaining a low line-current distortion. Otherwise, the line current cannot reach zero if the capacitor voltage is too high and the line current shows a dead band if the capacitor voltage is too low. The magnitude of i_{eq} at the no-load condition is determined by

$$I_{eqn} = \frac{V_B}{\left|-\frac{j}{\omega_s C_D}\right|} = \frac{216}{132.6} = 1.629 \text{ A} \quad (11)$$

Therefore, the magnitude of the equivalent voltage source v_{eq} is

$$V_{eq} = I_{eqn} \left| j\omega_s L_{eq} - \frac{j}{\omega_s C_D} \right| \quad (12)$$

The values of V_{eq} and the inductance L_{eq} are obtained by solving (9), (10), and (12). The resulting values are $V_{eq} = 278.8 \text{ V}$ and $L_{eq} = 0.7976 \text{ mH}$. The relationship among the equivalent voltage source v_{eq} , the fundamental voltage

source v_1 , and the equivalent inductance L_{eq} are described by the following formulas:

$$v_{eq} = n v_1 \frac{\omega_s L_m}{\omega_s (L_m + n^2 L_p) - \frac{n^2}{\omega_s C_p}} \quad (13)$$

$$L_{eq} = n^2 L_p \frac{\omega_s L_m}{\omega_s (L_m + n^2 L_p) - \frac{n^2}{\omega_s C_p}} \quad (14)$$

The amplitude of the fundamental component v_1 of the bottom MOSFET square-wave voltage v_{DS2} is

$$V_1 = \frac{2}{\pi} V_H = 0.6366 \times 216 = 137.5 \text{ V} \quad (15)$$

Assume that the capacitance C_p/n^2 is very large so that its reactance is approximately zero at f_s . Let us select $L_{eq} = 2n^2 L_p$. Thus, turn ratio n , inductance L_p , and magnetizing inductance L_m are determined as

$$n = \frac{V_{eq}}{V_1} \left(\frac{L_m + n^2 L_p}{L_m} \right) \\ = \frac{278.8}{137.5} \times 1.5 \\ = 3.042 \quad (16)$$

$$L_p = \frac{L_{eq}}{n^2} \left(\frac{L_m + n^2 L_p}{L_m} \right) \\ = \frac{0.7976 \times 10^{-3}}{3.042^2} \times 1.5 \\ = 129.3 \mu\text{H} \quad (17)$$

$$L_m = 2n^2 L_p \\ = 2 \times 3.042^2 \times 129.3 \times 10^{-6} \\ = 2.393 \text{ mH} \quad (18)$$

For a finite value of capacitance C_p , an additional inductance L_e can be added to the inductance L_p to compensate for the reactance of the capacitance C_p . Assuming the capacitance $C_p = 100 \text{ nF}$, the value of the additional inductance is given by

$$L_e = \frac{1}{\omega_s^2 C_p} \\ = \frac{1}{(2\pi \times 60 \times 10^3)^2 \times 100 \times 10^{-9}} \\ = 70.35 \mu\text{H} \quad (19)$$

The total inductance L_{tp} is

$$L_{tp} = L_p + L_e = 129.3 + 70.35 \approx 200 \mu\text{H} \quad (20)$$

Since the high power-factor ICS draws an instantaneous power $p_{in}(t) = I_{in} V_{in} \sin^2 \omega_L t$ from the ac line, the energy storage component is necessary for stabilizing the bus voltage V_B . By storing the excessive energy when the instantaneous power is higher than the average power P_{in} and then providing this energy to the load when the instantaneous power is lower than P_{in} , the dc bus voltage can be kept nearly constant with an acceptable value of the ripple voltage. The bulk filter capacitor C_B is used for energy storage and its capacitance can be obtained by

using the same formula as for the boost PFC circuit. The peak value of the ripple voltage V_{ripple} across C_B is

$$V_{\text{ripple}} = \frac{P_{\text{in}}}{2V_B\omega_L C_B} \quad (21)$$

For less than 2% ripple voltage, the value of the bulk filter capacitor is

$$\begin{aligned} C_B &\geq \frac{P_{\text{in}}}{0.04V_B^2\omega_L} \\ &= \frac{35.56}{0.04 \times 216^2 \times 2 \times \pi \times 60} \\ &= 50.54 \mu\text{F}. \end{aligned} \quad (22)$$

Therefore, a standard value of 56 μF is selected for C_B .

B. Ballast Design

The Class-D parallel resonant inverter shown in Fig. 8(d) is designed to drive an F32T8 fluorescent lamp by using the design procedure given in [3]. For the steady-state lamp operation, the rms value of the lamp voltage and current are $V_{LA} = 120$ V and $I_{LA} = 0.265$ A. Hence, the lamp resistance is $R_{LA} = V_{LA}/I_{LA} = 453 \Omega$, and the output power is 32 W. Assume that the corner frequency $f_o = f_s$ for full power and that capacitance C_C is very large. The relationship among loaded-quality factor Q_L , dc bus voltage V_B , and rms lamp voltage V_{LA} is described by [1]

$$Q_L = \frac{\pi V_{LA}}{\sqrt{2}V_B} = \frac{\pi \times 120}{\sqrt{2} \times 216} = 1.234. \quad (23)$$

The characteristic impedance Z_o is

$$Z_o = \frac{R_{LA}}{Q_L} = \frac{453}{1.234} = 367.1 \Omega. \quad (24)$$

The resonant inductor L_r is

$$L_r = \frac{Z_o}{\omega_o} = \frac{367.1}{2 \times \pi \times 60 \times 10^3} = 0.9737 \text{ mH}. \quad (25)$$

The resonant capacitor C_r is

$$\begin{aligned} C_r &= \frac{1}{\omega_o Z_o} \\ &= \frac{1}{2 \times \pi \times 60 \times 10^3 \times 367.1} \\ &= 7.226 \text{ nF}; \quad \text{let } C_r = 7.2 \text{ nF}. \end{aligned} \quad (26)$$

IV. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

A. Simulation Results

Fig. 10 shows the simulation results of the input line-current waveforms of the Class-E rectifier ICS of Fig. 4(c) driven by a high-frequency constant-amplitude sinusoidal current source for different ratios of V_B/V_{in} . The total harmonic distortion (THD) of the input line current for the worst case at $V_B/V_{\text{in}} = 1.011$ was about 12%, which is far better than the limit for lighting equipment of the IEC-6000-3-2 Class-C standard. The

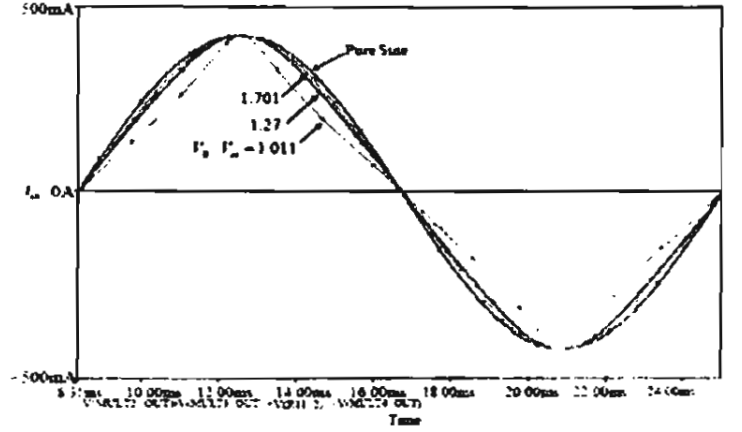


Fig. 10. Simulated waveforms of the line current in the Class-E rectifier ICS driven by a high-frequency constant-amplitude sinusoidal current source for different ratio of V_B/V_{in} . Horizontal scale: 2 ms/div. Vertical scale: 100 mA/div.

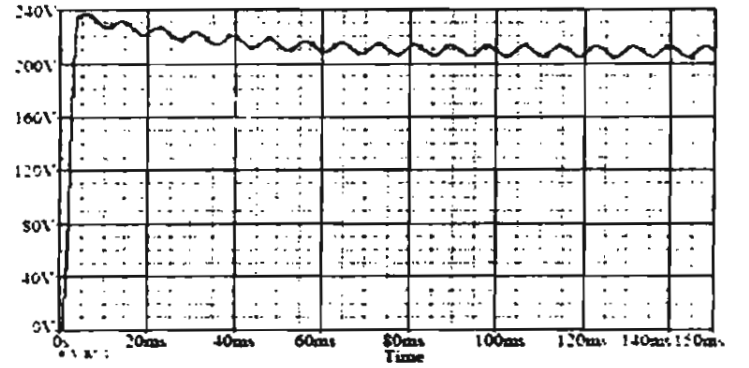


Fig. 11. Simulated waveform of the dc bus voltage V_B . Horizontal scale: 20 ms/div. Vertical scale: 40 V/div.

waveform of the input line current was nearly a sine wave for $V_B/V_{\text{in}} = 1.27$, whose THD was about 3.5%.

A prototype of the proposed electronic ballast was simulated and implemented using the component values obtained from the design procedure given above, using IRF740 MOSFETs as switches S_1 and S_2 , four MUR460 fast diodes connected as a bridge rectifier (D_1 - D_4), $L_f = 10$ mH, $C_f = 220$ nF, $C_D = 20$ nF, $C_P = 100$ nF, $L_P = 200 \mu\text{H}$, $n = 3$, $C_B = 56 \mu\text{F}$, $L_r = 974 \mu\text{H}$, $C_r = 7.2$ nF, and $C_C = 1 \mu\text{F}$. The switching frequency was $f_s = 60$ kHz, the rms value of the line voltage was $V_{\text{inrms}} = 120$ V, and the line frequency was $f_L = 60$ Hz. The simulation waveform of the dc bus voltage V_B is shown in Fig. 11. The average bus voltage for steady-state V_B was 208.4 V, and peak-to-peak envelop ripple was 8 V or 3.84%. Fig. 12 shows the simulation waveform of the input line current i_{in} for steady state. The waveform was close to a sine wave. The amplitude of line input current I_{in} was 0.41 A. Fig. 13 depicts the envelope of the simulation lamp voltage v_{LA} for steady-state operation. The average value of the lamp-voltage envelope $V_{LA\text{avg}}$ was 161.2 V and the envelope ripple voltage V_r was 7.3 V, which is 4.53%. The difference between calculated and simulated values of V_B was 7.6 V or 4%. The difference between calculated and simulated value of I_{in} was 0.1 A or

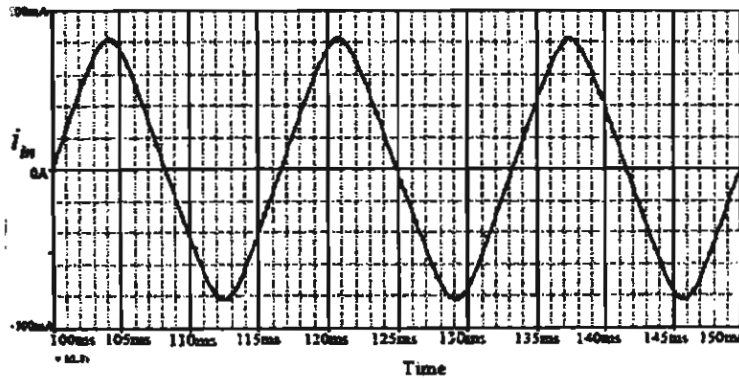


Fig. 12. Simulated waveform of the input line current i_{in} . Horizontal scale: 5 ms/div. Vertical scale: 100 mA/div.

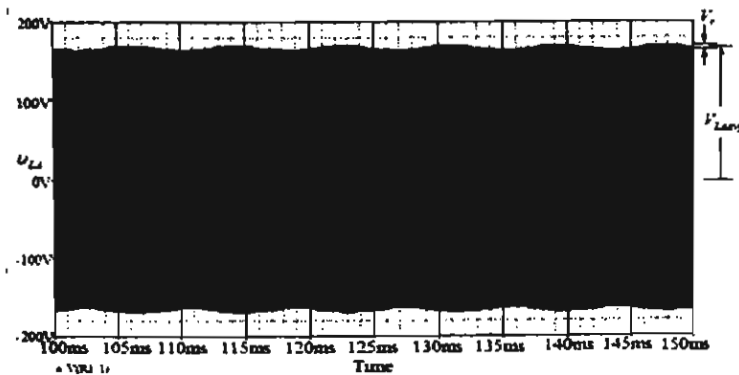


Fig. 13. Simulated envelope waveform of the lamp voltage v_{LA} . Horizontal scale: 5 ms/div. Vertical scale: 40 V/div.

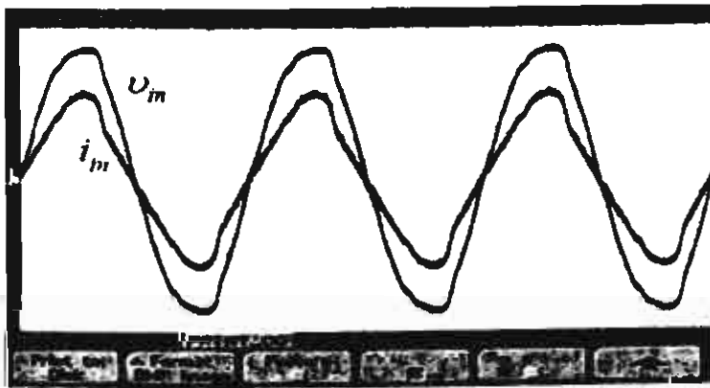


Fig. 14. Experimental waveforms of input line voltage v_{in} and current i_{in} . Horizontal scale: 5 ms/div. Vertical scale: 50 V/div. and 200 mA/div.

2.4%. The simulation showed that the lamp current crest factor was 1.474, which is well below the maximum allowed value of 1.7.

B. Experimental Results

The measured input line voltage and current waveforms are shown in Fig. 14. The THD of input line voltage and current were about 5.4 and 12.6%, respectively. The input power factor was 0.992. A good sinusoidal line voltage waveform was unavailable due to the isolation transformer in the laboratory facil-

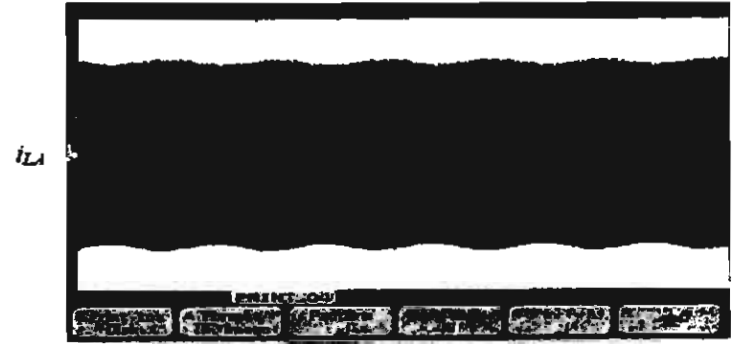


Fig. 15. Experimental envelope waveform of lamp current i_{LA} . Horizontal scale: 5 ms/div. Vertical scale: 100 mA/div.

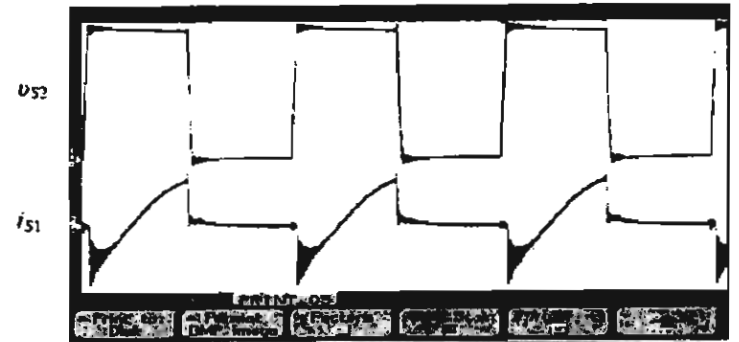


Fig. 16. Measured waveforms of switch voltage of S_2 and switch current of S_1 for Class-D inverter. Horizontal scale: 5 μ s/div. Vertical scale: 50 V/div. and 2 A/div.

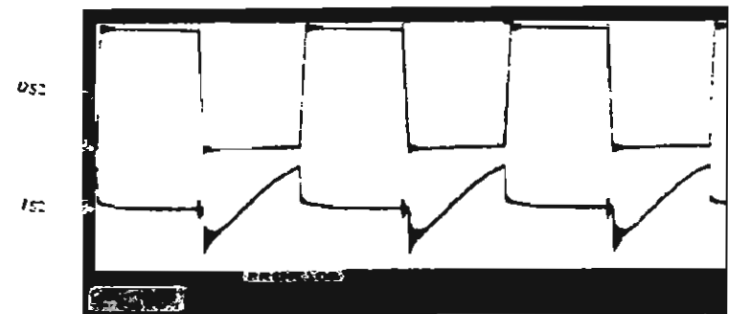


Fig. 17. Measured waveforms of switch voltage of S_2 and switch current of S_2 for Class-D inverter. Horizontal scale: 5 μ s/div. Vertical scale: 50 V/div. and 2 A/div.

ities. Fig. 15 shows the measured waveform of the lamp current. The peak value of lamp-current envelope was 283 mA and the rms value of the lamp current was 208.5 mA. The lamp current crest factor was 1.36. The waveform of the switch voltage of S_2 and the switch current of S_1 of the Class-D inverter are shown in Fig. 16. Fig. 17 shows the waveforms of the switch voltage and current of S_2 . It can be seen that the inverter was operated above resonance because the switch current was negative after the switch was turned on.

There was ringing in the switch current just after the switch was turned on due to a step change in the antiparallel diode and MOSFET current. This ringing can be attributed to the inductance of the loop required for the current probe and a

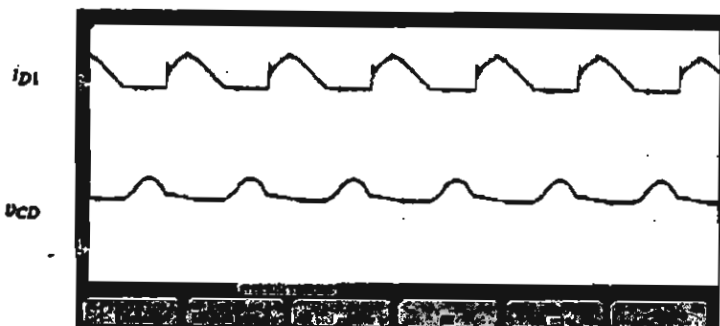


Fig. 18. Measured waveforms of diode current of D_1 and capacitor voltage of C_D for the Class-E rectifier near the peak of line voltage. Horizontal scale: 10 μ s/div. Vertical scale: 1 A/div and 100 V/div.

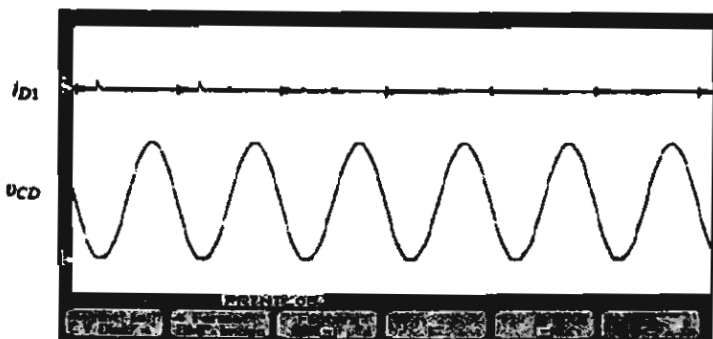


Fig. 19. Measured waveforms of diode current of D_1 and capacitor voltage of C_D for Class-E rectifier near the zero crossing of line voltage. Horizontal scale: 10 μ s/div. Vertical scale: 1 A/div and 100 V/div.

parasitic capacitance. Figs. 18 and 19 show the experimental waveforms of the diode current i_{D1} and the capacitor voltage v_{CD} for the Class-E rectifier near the peak and the zero crossing of the line voltage, respectively. As expected, the duty cycle of the diode current decreased as the instantaneous line voltage decreased. The duty cycle of the diode current at the peak of the line voltage was 0.54, whereas the calculated value of the duty cycle was 0.4. This difference can be attributed to power losses in the actual circuit. The measured dc bus voltage was 183 V and its calculated value was 216 V. The total measured efficiency of the ballast was 88.3%. The operating switching frequency was 61.3 kHz.

V. SIMPLIFIED CIRCUIT

The circuit of the proposed electronic ballast can be simplified by combining two resonant circuits driving the Class-E rectifier and the lamp into one as shown in Fig. 20. A high-leakage coupling transformer can be used. The advantages of the simplified circuit are: 1) the number of inductive components is reduced; 2) the switch peak currents are reduced; and, thus, 3) the conduction losses in the main switches are reduced. The disadvantage is a difficulty to design the circuit because the current in the ICS semistage interacts with the current in the lamp resonant circuit. When a low THD of the line current i_m is achieved, the lamp current has the crest factor higher than the recommended value of 1.7 from lamp manufacturers.

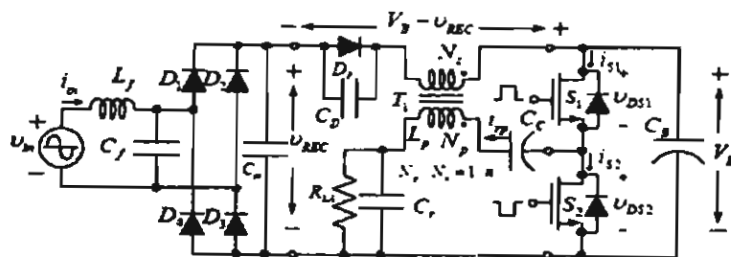


Fig. 20. Simplified ballast circuit by combining two resonant circuits driving the Class-E rectifier and the lamp into one.

VI. CONCLUSION

A single-stage high-power-factor electronic ballast with a Class-E rectifier as a PFC has been proposed in this paper. The Class-E rectifier is inserted between the front-end bridge rectifier and the bulk filter capacitor to increase the conduction angle of the bridge-rectifier diode current for obtaining low line current harmonics. A high-frequency sinusoidal current source, which is used to drive the Class-E rectifier, is obtained from the square-wave output voltage of the Class-D resonant inverter through an LC resonant circuit. A high-frequency transformer is used for impedance matching. The experimental results for a 32-W prototype ballast are given. The switching frequency was 61.3 kHz. At full power, the power factor was 0.992 and the total efficiency was 88.3%. The lamp-current crest factor was about 1.36, which is a very good result. The proposed PFC can be used in other applications. The proposed ballast can be simplified by combining two resonant circuits driving the Class-E rectifier and the lamp into one resonant circuit at the expenses of the circuit performance, i.e., line-current power factor or lamp-current crest factor. A study of EMC performance of the proposed ballast is recommended for future research.

REFERENCES

- [1] M. K. Kazimierczuk and W. Szaraniec, "Electronic ballast for fluorescent lamps," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, no. 4, pp. 386–395, Aug. 1993.
- [2] J. Qian and F. C. Lee, "Charge pump power-factor-correction technologies, part I: concept and principle," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 1, pp. 121–129, Jan. 2000.
- [3] —, "Charge pump power-factor-correction technologies, part II: ballast applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 1, pp. 130–139, Jan. 2000.
- [4] M. A. Co, D. S. L. Simonetti, and J. L. F. Vieira, "High-power-factor electronic ballast based on a single power processing stage," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 4, pp. 809–820, Aug. 2000.
- [5] J. Calleja and J. M. Alonso *et al.*, "Design and experimental results of an input-current-shaper based electronic ballast," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 2, pp. 547–557, Mar. 2003.
- [6] M. K. Kazimierczuk, "Class E low dv/dt rectifier," *Proc. Inst. Elec. Eng., Pt. B, Electric Power Appl.*, vol. 136, pp. 257–262, Nov. 1989.
- [7] —, "Analysis of Class E zero-voltage-switching rectifier," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 37, no. 6, pp. 747–755, Jun. 1990.
- [8] M. K. Kazimierczuk and W. Szaraniec, "Class D zero-voltage switching inverter with only one shunt capacitor," *Proc. Inst. Elec. Eng., Pt. B, Electric Power Appl.*, vol. 139, pp. 449–459, Sep. 1992.
- [9] M. K. Kazimierczuk and D. Czarkowski, *Resonant Power Converters*. New York: Wiley, 1995.



Kamon Jirasereeamornkul was born in Phuket, Thailand, in 1975. He received the B.Eng. degree and the M.Eng. degree in electrical engineering from King Mongkut's University of Technology Thonburi (KMUTT), Bangkok, Thailand, in 1997 and 2001, respectively, where he is currently working toward the Ph.D. degree in electrical and computer engineering.

In 2003 and 2004, he was a Research Associate with the Department of Electrical Engineering, Wright State University, Dayton, OH. His research interests are high-frequency power converters and electronic ballasts.



Marian K. Kazimierzczuk (M'91–SM'91–F'04) received the M.S., Ph.D., and D.Sci. degrees from Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland, in 1971, and 1978, and 1984, respectively, all in electronics engineering.

He was a Teaching and Research Assistant from 1972 to 1978 and Assistant Professor from 1978 to 1984 with the Department of Electronics, Institute of Radio Electronics, Warsaw University of Technology, Poland. In 1984, he was a Project Engineer for Design Automation, Inc., Lexington,

MA. In 1984 and 1985, he was a Visiting Professor with the Department of Electrical and Computer Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg. Since 1985, he has been with the Department of Electrical Engineering, Wright State University, Dayton, OH, where he is currently a Professor. His research interests are in high-frequency high-efficiency switching-mode tuned power amplifiers, resonant and PWM dc/dc power converters, dc/ac inverters, high-frequency rectifiers, power-factor correction, modeling and control of power converters, high-frequency magnetic devices, power semiconductor devices, electronic ballasts, RF transmitters, sensors, and superconductivity. He is the coauthor of the books *Resonant Power Converters* (Wiley, 1995), *Electronic Devices, A Design Approach* (Prentice-Hall, 2004), and *Lab Manual for Electronic Circuits* (Prentice-Hall, 2004). He has published over 250 technical papers, 95 of which have appeared in IEEE publications. He also holds eight patents.

Prof. Kazimierzczuk was the recipient of the IEEE Harrell V. Noble Award for his contributions to the fields of aerospace, industrial, and power electronics in 1991. He is also a recipient of the 1991 Presidential Award for Faculty Excellence in Research, the 1993 and 2000 College of Engineering and Computer Science Teaching Awards, the 1995 Presidential Award for Outstanding Faculty Member, the 1996–2000 Brage Golding Distinguished University Professor of Research Award from Wright State University, the 1997 and 2002 College of Professional Service Awards, and the 2004 Wright State University Board of Trustees' Award. He was an Associate Editor of the IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—I: REGULAR PAPERS (formerly IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—I: FUNDAMENTAL THEORY AND APPLICATIONS) in 1993–1995, 1997–2001, 2002–2003, and 2004–2005. He serves as an Associate Editor of the IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. He was an Associate Editor of the Journal of Circuits, Systems, and Computers. He was a member of the Superconductivity Committee of the IEEE Power Electronics Society. He was and is a chair of the CAS Technical Committee of Power Systems and Power Electronic Circuits in 2001–2002 and 2004–2005. He served as a Track Chair, Co-Chair, and Program Committee Member of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems. He is a member of Tau Beta Pi.



Itsda Boonyaroonate was born in Nakornpathom, Thailand, in 1974. He received the B.Eng. degree in electronics and telecommunication engineering from King Mongkut's University of Technology Thonburi (KMUTT), Bangkok, Thailand, in 1996, and the M.Eng. and Ph.D. degrees in electrical and electronics engineering from the Nippon Institute of Technology, Saitama, Japan, in 1999 and 2002, respectively.

He was with the Electronics and Telecommunication Engineering Department, KMUTT, from 2002 to 2003, where he is currently an Assistant Professor with the Electrical Engineering Department. His research interests include high-frequency and high-efficiency switching power converters, ZVS and ZCS inverters, single-stage power factor correctors for low-voltage/high-power density ac-dc converters, compact inverters for electroluminescent devices, and spread-spectrum technique for ac drive.



Kosin Chamnongthai (S'88–M'90) was born in Bangkok, Thailand, in 1960. He received the B.Eng. degree in applied electronic engineering from the University of Electro-communication (UEC), Tokyo, Japan, in 1985, the M.Eng. degree in electrical engineering from Nippon Institute of Technology (NIT), Saitama, Japan, in 1987, and the D.Eng. degree in electrical engineering from Keio University, Tokyo, Japan, in 1991.

He was with the Electronic and Telecommunication Engineering Department, King Mongkut's University of Technology Thonburi (KMUTT), Bangkok, Thailand, as a Lecturer in 1991 and an Assistant Professor in 1993, and he has been an Associate Professor there since 1996. His current research interests include image processing, computer vision, robot vision, and natural language processing.

Dr. Chamnongthai is a member of IPS, TRS, the Institute of Electrical, Information and Communication Engineers, Japan, and ECTI.



Development of a thermoelectric battery-charger with microcontroller-based maximum power point tracking technique

Jensak Eakburanawat ^{a,*}, Itsda Boonyaroonate ^b

^a *Division of Energy Technology, School of Energy and Materials,
Faculty of Engineering, King Mongkut's University of Technology Thonburi,
Bangmod, Tungkru, Bangkok, Thailand*

^b *Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's University of Technology Thonburi,
Bangmod, Tungkru, Bangkok, Thailand*

Received 8 April 2005; revised 27 May 2005; accepted 4 June 2005

Abstract

This article describes a battery charger, which is powered by thermoelectric (TE) power modules. This system uses TE devices that directly convert heat energy to electricity to charge a battery. The characteristics of the TE module were tested at different temperatures. A SEPIC dc–dc converter was applied and controlled by a microcontroller with the maximum power point tracking (MPPT) feature. The proposed system has a maximum charging power of 7.99 W; that is better than direct charging by approximately 15%. The objectives are to study the principle of TE power generation and to design and develop a TE battery charger that uses waste heat or another heat source as the direct input power.

© 2005 Elsevier Ltd. All rights reserved.

Keywords: Thermoelectric generator; dc–dc converter; SEPIC; MPPT

* Corresponding author. Tel.: +662 470 9051; fax: +662 470 9033.
E-mail address: Jensak@engineer.com (J. Eakburanawat).

Nomenclature

A	cross-sectional area of thermoelement (mm^2)
D	% duty cycle of gate signal
I_L	load current (A)
L	length of the thermoelement (mm)
L_C	thickness of the contact layer (mm)
M	conversion ratio
N	number of thermoelements per module
n	electrical-contact parameter
P_o	power output (W)
r	thermal-contact parameter
R_{int}	internal resistance of TE generator (Ω)
R_L	load resistance (Ω)
r_i	input resistance at the maximum power point (Ω)
T_c	cold-side temperature of module ($^{\circ}\text{C}$)
T_h	hot-side temperature of module ($^{\circ}\text{C}$)
V_i	input voltage of converter (V)
V_o	output voltage of converter (V)
v_i	input voltage at the maximum power point (V)
V_{oc}	open-circuit voltage of TE generator (V)

Greek symbols

α	thermoelectric material Seebeck coefficient (V/K)
ΔT	temperature difference ($^{\circ}\text{C}$)
λ	thermal conductivity of thermoelement
λ_c	thermal conductivity of contact layer
ρ	electrical resistivity
ρ_c	contact resistivity between thermoelements and copper contacts
σ	material electric conductivity ($\Omega^{-1} \text{cm}^{-1}$)

Abbreviation

CCM	continuous-current mode
MPPT	maximum power point tracking
SEPIC	single-ended primary inductance converter
PWM	pulse width modulation

1. Introduction

Currently in Thailand, the electrical-power demand is increasing which prompts the government to build new power plants. Electrical energy is important for modern day living. However, some areas in Thailand do not have electricity and the residents desire some of the advantages and conveniences that electricity provides. Nowadays, the electrical power in remote areas is generated primarily by gasoline motor-generators. But, most people believe these generators are too noisy, require too much maintenance, and have high fuel costs [6].

Renewable energy, such as solar energy, wind energy or hydropower is preferred, but it has limited use and is dependent on weather and topography. Thermoelectrics can convert heat energy to electrical power directly. Thermoelectric power generation has the advantages of being maintenance free, silent in operation and involving no moving or complex parts.

In the past years, much work has been reported on the TE power generator. Killander [1] developed a stove-top generator using two TE power modules, model HZ-20. During the operating time, the output of the generator was about 10 W and supplied the battery with a net input from 1 to 5 W. Rahman [2] developed the thermoelectric generator to supply portable electronic equipment or to charge a lap-top computer battery. The generator is powered from butane gas; it has a potential power output of about 13.5 W. Roth et al. [3] developed and tested a photovoltaic/thermoelectric hybrid system as a power supply for a mobile telephone repeater. The developed system supplies enough for 50 W permanent loads. All of the above research uses the converter to boost-up the output voltage to charge the battery but do not use the maximum power point tracking control in the system.

2. Thermoelectric power generator

2.1. Theory of thermoelectric power generator

The TE effect was first discovered in 1822 by Seebeck, who observed an electric flow when one junction of two dissimilar metals, jointed at two places, was heated while the other junction was kept at a lower temperature [4]. A typical multicouple thermoelectric power module is shown schematically in Fig. 1: n-type and p-type semiconductor thermoelements are connected in series by highly-conducting metal strips to form a thermocouple. Based upon an improved theoretical model which takes into account the thermal and electrical contact resistance, the output voltage V_O , current I_O and power P_O when the module is operated with a matched load, are given by [5]:

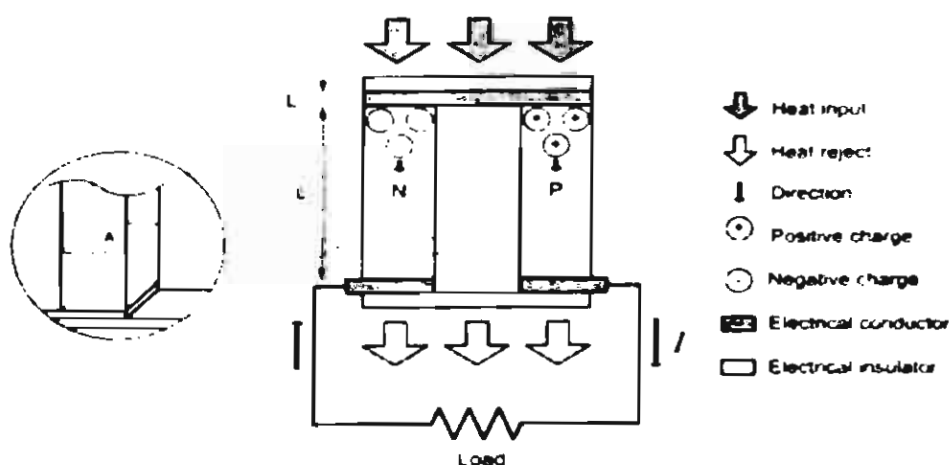


Fig. 1. Schematic of a single thermoelectric-couple

$$V_O = \frac{\alpha N(T_h - T_c)}{1 + 2rL_C/L}, \quad (1)$$

$$I_O = \frac{\alpha A(T_h - T_c)}{2\rho(L + n)(1 + 2rL_C/L)}, \quad (2)$$

$$P_O = \frac{\alpha^2}{2\rho} \cdot \frac{NA}{(L + n)(1 + 2rL_C/L)^2} \cdot (T_h - T_c)^2, \quad (3)$$

where $n = 2\rho_C/\rho$, $r = \lambda/\lambda_C$, α is the TE material Seebeck coefficient (V/K), ρ is electrical resistivity (Ω cm), ρ_C is electrical contact resistivity, N is the number of the thermoelement in the module, A is the cross-sectional area of the thermoelements (mm^2), L is the length of the thermoelement (mm), L_C is the thickness of the contact layer (mm), T_h is the temperature at the hot side, T_c is the temperature at the cold side, λ is the thermal conductivity of the thermoelement and λ_C is the thermal conductivity of the contact layer.

2.2. Thermoelectric module characteristics

TE power modules from Taihuaxing Co. Ltd. are used in the experiment. The specifications of the module are as follows.

- Part number TEPI-1264-1.5.
- Size: 40 mm $\times$ 40 mm.
- Open circuit voltage: 8.6 V.
- Internal resistance: 3 Ω .
- Match load output-voltage: 4.2 V.
- Match load output-current: 1.4 A.
- Match load output-power: 5.9 W.
- Heat flux across the module: about 140 W.
- Heat flux density: about 8.8 W/cm².

2.3. Finding the electrical characteristics of TEPI-1264-1.5

In this research, we designed and built the TE power generator (see Fig. 2). The electric heater is used as a heat source to supply heat energy to the hot side of TE modules. A heat sink was mounted on the cold side of the TE modules to maintain a constant temperature. The electrical characteristics of TEPI-1264-1.5 were tested by setting the hot-side temperature at 100, 125, 150, or 175 $^{\circ}\text{C}$, and maintaining the cold-side temperature at 40 $^{\circ}\text{C}$. A rheostat was connected to the thermoelectric modules as a load, and the resistance set at 1, 2, 3, ..., or 10 Ω and the voltage and the current measured in each step. The voltage, current and power which 1 TE module can produce for each degree of temperature is shown in Figs. 3–5.

The variation of the output V – I characteristics of a TE module as a function of temperature differential (ΔT) between the hot side and cold side of the TE module is shown in Fig. 6. The ΔT changes affect mainly the TE output power.

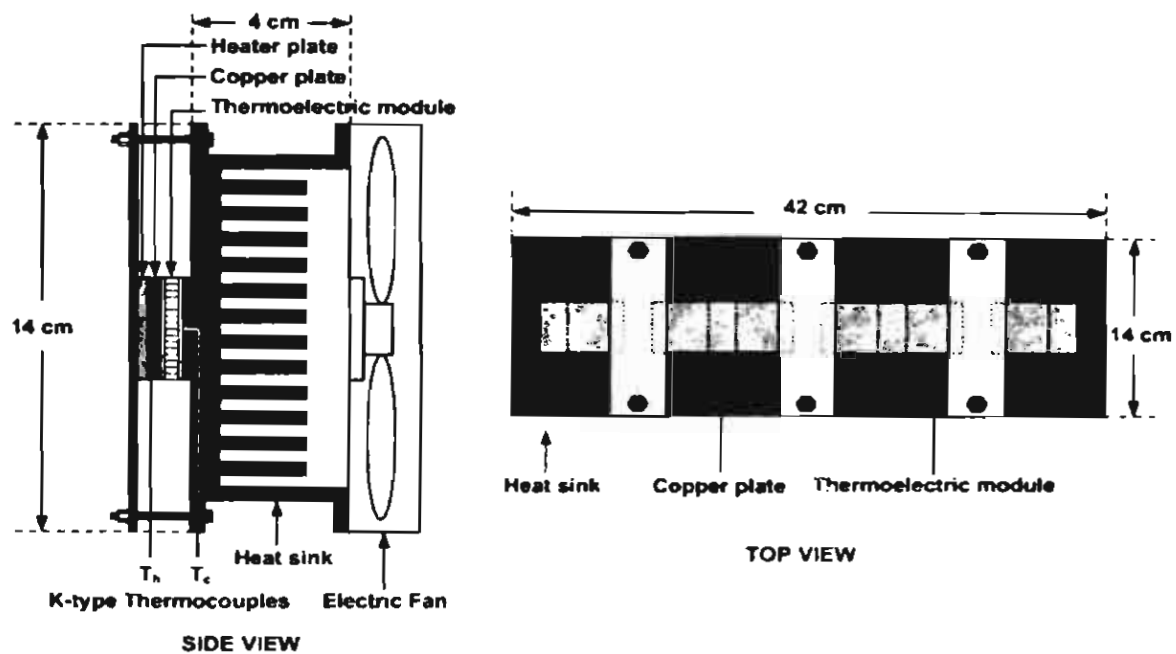


Fig. 2. The detail structure of a TE generator.

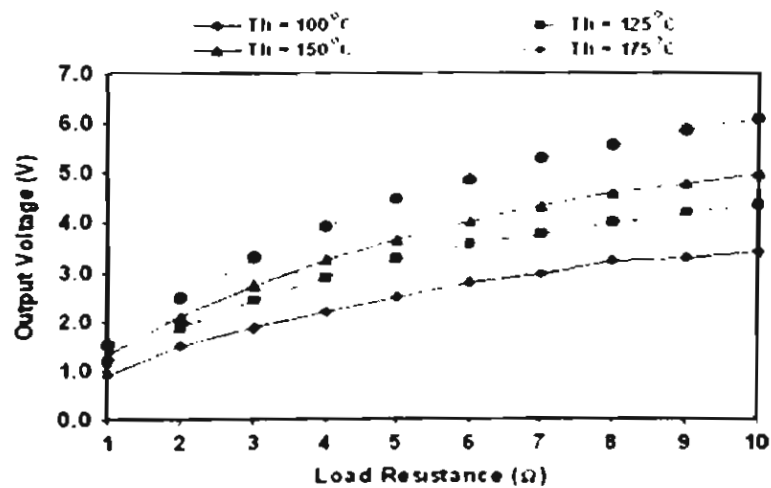


Fig. 3. Output voltage of single TE module (TEPI-1264-1.5) compared with load resistance at 40 °C cold-side temperature.

3. Converter and controller

3.1 Basic operation principle of the SEPIC converter

The SEPIC converter is a non-inverting dc/dc converter and can generate voltages either above or below the input. The input current is non-pulsating, but the output current

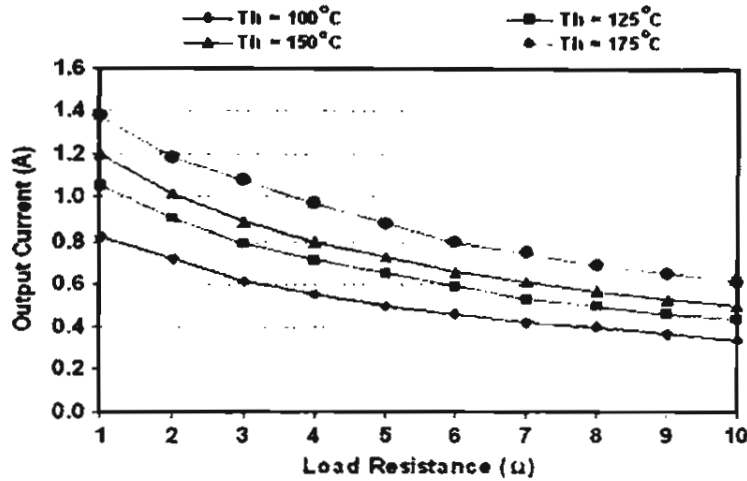


Fig. 4. Output current of single TE module (TEP1-1264-1.5) compared with load resistance at 40 °C cold-side temperature.

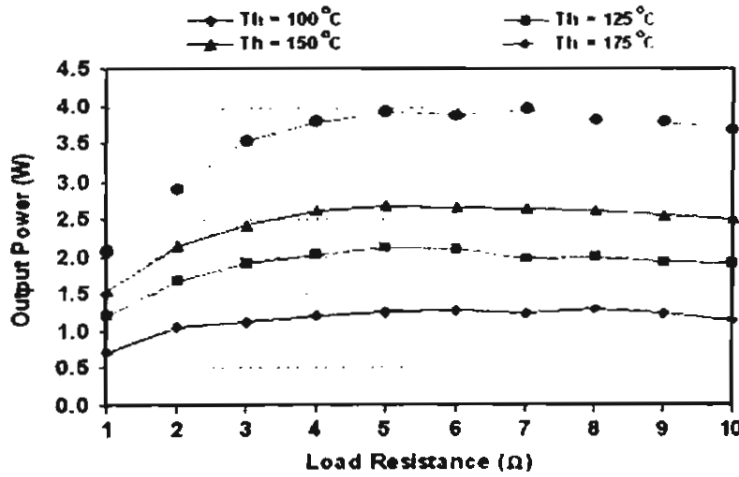


Fig. 5. Output power of single TE module (TEP1-1264-1.5) compared with load resistance at 40 °C cold-side temperature.

is pulsating. The name SEPIC is an acronym for single-ended primary inductance converter. A typical circuit diagram is shown in Fig. 7. This circuit has three dynamic energy storage elements, L_1 , L_2 and C_1 . The ratio of the output voltage to the input voltage and the duty cycle are defined as:

$$M = \frac{V_O}{V_i}, \quad (4)$$

$$D = \frac{t_{ON}}{T}. \quad (5)$$

D as a function of M is:

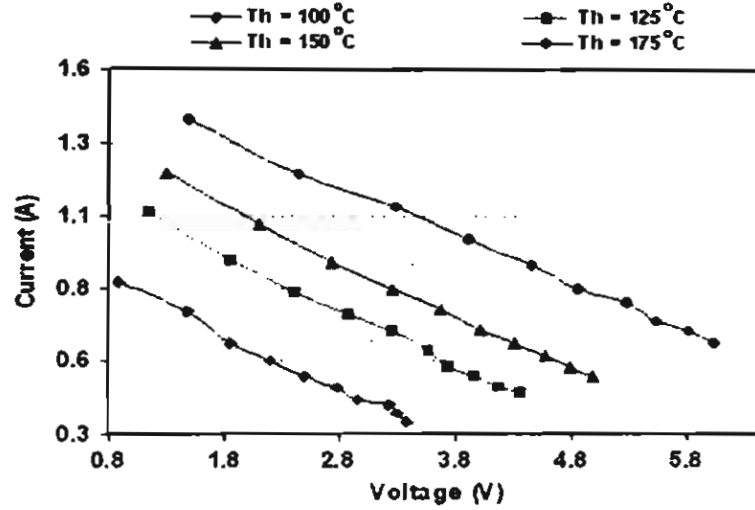


Fig. 6. V - I curve of a single TE module (TEPI-1264-1.5) at 40 °C cold-side temperature.

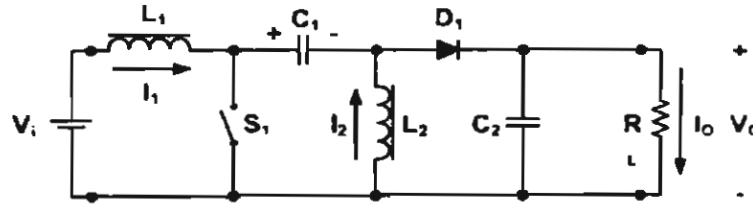


Fig. 7. A typical circuit diagram of the SEPIC DC-DC converter.

$$D = \frac{M}{M+1} \quad (6)$$

and M as a function of D is:

$$M = \frac{D}{1-D} \quad (7)$$

By substituting (4) into (7), the output voltage can be expressed as:

$$V_o = \frac{D}{1-D} \cdot V_i, \quad (8)$$

where M is the conversion ratio of converter, V_i is the input voltage, V_o is the output voltage, and D is the percentage of the gate drive signal.

The behavior of any switchmode circuit is dependent on the continuity of the currents in the inductors and the voltage on the capacitor. In this research, the converter is operated in continuous-current mode (CCM); the sequence of operation and the waveforms being shown in Figs. 8 and 9.

3.2. System simulation

The proposed electrical behavior of the system operation was simulated using the Orcad PSpice Program [9]. The electrical model of the TE power generator in the circuit

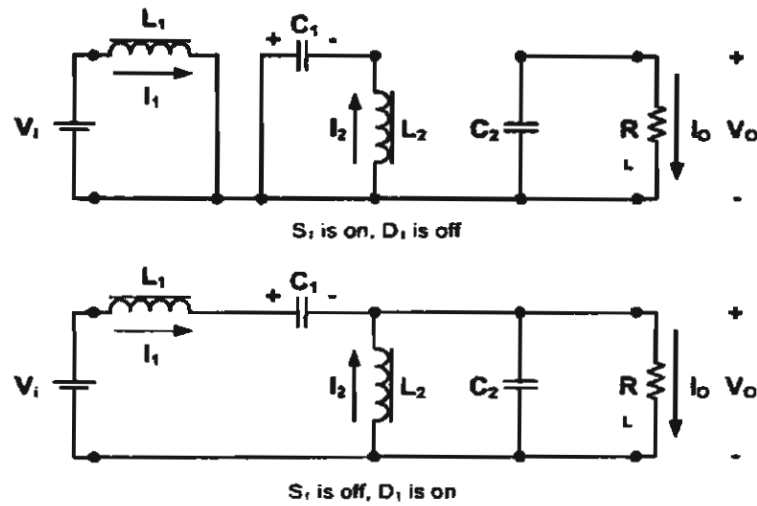


Fig. 8. Topology sequence of the SEPIC DC-DC converter.

simulation (see Fig. 10) was developed using the tested parameters of the TE power generator. It consists of a voltage source and a resistor connected in series. The value of a voltage source in the model is the open-circuit voltage of the TE power-generator and the

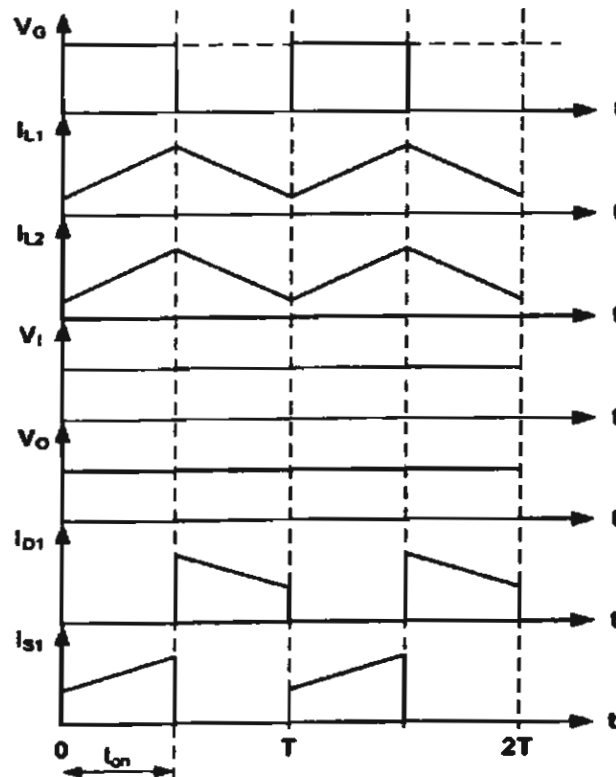


Fig. 9. Theoretical waveforms of the SEPIC DC-DC converter.

value of the resistor is the internal resistance of the TE power-generator. From Fig. 11, the procedure for testing is connecting 6 TE modules in series, input heat energy to the hot side of TE module, measuring the open-circuit voltage (V_{NL}), switching-on the S_1 to connect the R_L in the circuit and measuring the load current (I_L). Then, the internal resistance of the TE power-generator is calculated by:

$$V_{oc} = I_L \cdot (R_{int} + R_L), \quad (9)$$

$$R_{int} = \frac{V_{oc}}{I_L} - R_L, \quad (10)$$

where V_{oc} is the open-circuit voltage, I_L is the load current, R_L is the load resistance and R_{int} is the internal resistance (see Fig. 12).

From the test results of the TE power generator internal-resistance in Table 1, 17.8Ω internal resistance and the 27.8 V open-circuit voltage were chosen for the electrical model of TE power generator. The simulation was at 18 kHz, 35% duty cycle of gate signal and the load was a 6 V battery with 0.1Ω internal resistance (see Fig. 10). The simulation results for the input voltage, the input current, the output voltage and the output current of the dc–dc converter are shown in Fig. 13. The output power of the dc–dc converter that charges the battery was about 9 W.

3.3. Maximum power point tracking [6–9]

The TE battery-charger system was implemented by using the parameters from the simulated circuit. The maximum power point was changed as the temperature varies (see

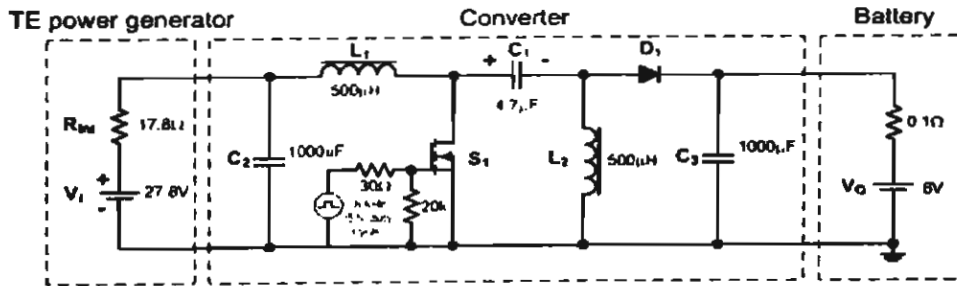


Fig. 10. The circuit diagram of the TE battery charger system for simulation.

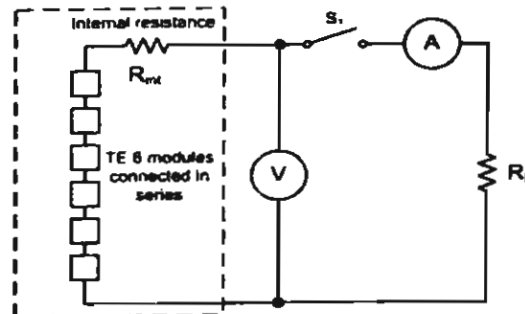


Fig. 11. The circuit diagram of the internal-resistance testing method.

Table 1
Testing results for the TE power generator internal-resistance

Module hot-side temperature (T_h), °C	Open-circuit voltage (V_{oc}), V	Load current (I_L), A	Internal resistance (R_{int}), Ω
90	13.00	0.55	13.63
100	14.20	0.60	13.67
110	16.50	0.70	13.57
120	18.00	0.75	14.00
130	19.80	0.80	14.75
140	21.20	0.85	14.94
150	23.20	0.90	15.78
160	24.90	0.95	16.21
170	26.00	0.98	16.53
180	27.80	1.00	17.80

$R_L = 10 \Omega$; the module cold side temperature = 40 °C.

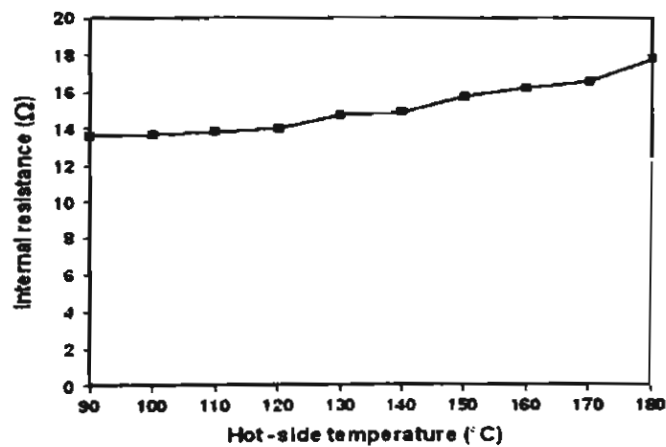


Fig. 12. The internal-resistance of the TE power generator.

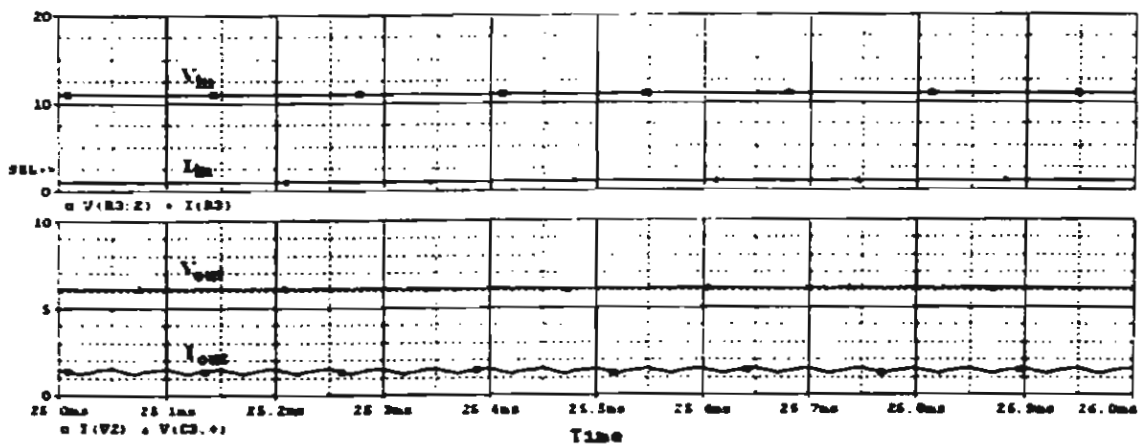


Fig. 13. The simulation results of the TE battery charger system.

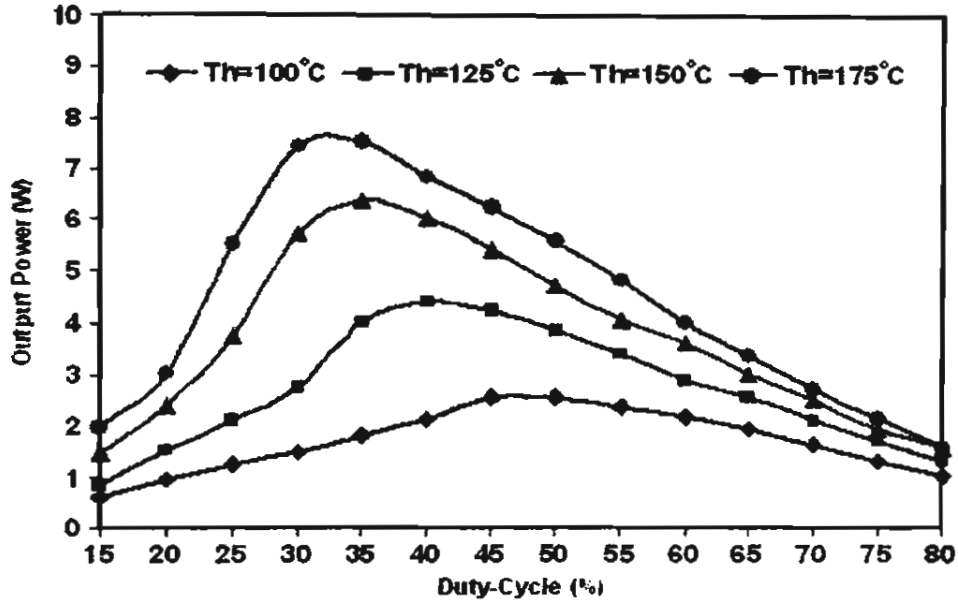


Fig. 14. The relation of duty cycle and output power which transfers to a battery.

Fig. 14). From Fig. 15, the maximum power transfer to the battery occurred when the input impedance of the dc–dc converter was equal to the output impedance of the TE power generator. The input impedance of the dc–dc converter can be controlled directly by changing the duty cycle of the gate driving signal; then we can find the maximum power point of the power transferred to the battery. The rate change of the input power with respect to input voltage and input resistance can be shown as follow [7]:

$$P_i = P_o = \frac{v_i^2}{r_i}, \quad (11)$$

$$\partial P_i = \frac{2v_i}{r_i} \partial v_i - \frac{v_i^2}{r_i^2} \partial r_i. \quad (12)$$

At the maximum power point, the rate change of the input power is zero. Hence

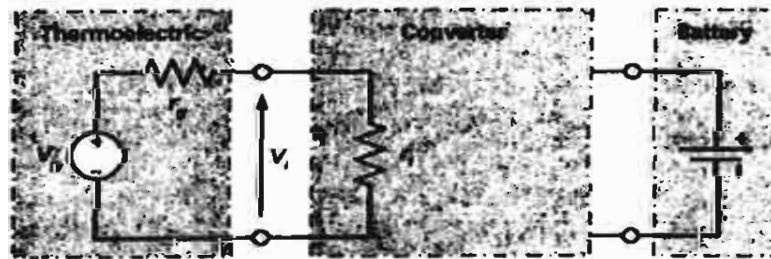


Fig. 15. Equivalent circuit of a thermoelectric power generator connected to a converter.

$$\partial P_i = 0 \Rightarrow \frac{\partial v_i}{\partial r_i} = \frac{v_i}{2r_i}, \quad (13)$$

where v_i and r_i are input voltage and input resistance at the maximum power point respectively.

In the battery charging application, where the dc-dc converter output voltage can be assumed almost constant, a feed-forward MPPT controller may be applied [8]. The value of the battery-charging current is directly controlled by the duty cycle of the PWM control signal, which is applied to the dc-dc converter. An output power increase results in both a higher output current and a higher PWM control signal duty cycle, until the maximum power is transferred to the load.

4. Proposed system

A detailed circuit diagram of the proposed system is shown in Fig. 16. A SEPIC dc-dc converter is used to interface the TE power-generator output to the battery and to track the maximum power point of the TE power generator. The TE power generator consists of 6 TE power modules connected electrically in series and thermally in parallel, giving a 27.8 V open-circuit voltage at 180 °C hot-side temperature and 60 °C cold-side temperature. The SEPIC dc-dc converter consists of a RFP50N06 power MOSFET rated at 60V 50A $R_{ds(ON)} = 0.022 \Omega$, the fast-switching type diode D_1 , the capacitor values are $C_1 = 4.7 \mu F$, C_2 and the inductors $C_3 = 1000 \mu F$, the inductors values are L_1 , $L_2 = 500 \mu H$ and the inductors are wound on a ferrite core. The output of a SEPIC dc-dc converter is connected to A 6 V, 12 Ah battery.

The MPPT control-system consists of the 8-bit ATMEL microcontroller unit T89C51AC2 and features 5-I/O port, 8-bit PWM on-chip, 10-bit resolution A/D converter with 8 multiplexed inputs and the signal conditioner. The microcontroller unit used by the control program measures the signals required for the power flow control. This type of

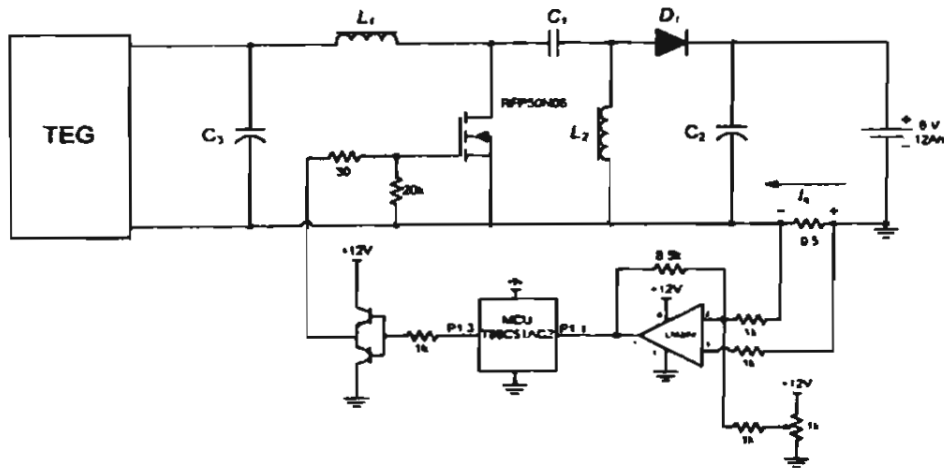


Fig. 16. The proposed system's circuit-diagram.

microcontroller was chosen because it has the necessary features for the proposed system, such as an on-chip A/D converter, PWM output, high clock rate, low power consumption and low cost.

The signal conditioner consists of a $0.5\ \Omega$ carbon-metal film resistor connected in series with the battery to measure the charged current from the system and send it to the non-inverting amplifier circuit. The output signal of a non-inverting amplifier is sent to the internal A/D converter of a microcontroller to convert it to digital data for use in the control program. The output PWM channel of a microcontroller is connected to the complementary transistors to amplify the output PWM signal. For higher accuracy, a Hall-effect sensor could be used. However, the Hall-effect sensor is more expensive.

The algorithm of the proposed program with the MPPT feature can be explained by the flowchart, which is shown in Fig. 17. The output of an A/D converter is used to calculate a PWM command duty cycle to drive a power switch. When the system starts operating, the program variable is set to an initial condition. The first PWM command is 25% duty cycle and the reference current I_{pass} is zero. The dc–dc converter starts operation and the current flows to the battery. The first signal captured from the signal conditioner is set to I_{present} to compare it with the reference current I_{pass} . If I_{present} is more than I_{pass} , the program increases the duty cycle. Then, the battery-charging current increases. The system operates at the maximum power point by adding the PWM command duty cycle. On the other hand, if I_{pass} is more than I_{present} , then the duty cycle is over: the program goes to the next loop to decrease the duty cycle and returns to the previous loop when I_{pass} was more than I_{present} again. Finally, the program can operate at the steady-state operation range automatically. The detailed MPP tracking process is shown in Fig. 18. The range of the 8-bit PWM is 256 steps that change the on time of the duty cycle. The Δd is a program variable with values either 1 or -1 , indicating the direction that must be followed on the hill-shaped charging current curve.

5. Experimental and results

A prototype of a TE battery charger system has been developed and tested in the laboratory. The temperature was measured using K-type thermocouples which determine the hot-side and cold-side temperatures of the TE power modules. The K-type thermocouples were mounted just below the copper plate and the heat sink (see Fig. 2) and connected to a data logger which recorded one set of readings every 4 s. The power was recorded using a power analyzer (FLUKE 43B) to measure and record data every 4 s. The experimental procedures is as follows:

- (a) Connect the TE power generator to a battery directly for direct charge. Switch-on the power supply to provide power to the heater. Start recording all data. The maximum power transfer to the battery is 6.35 W in the steady state.
- (b) Connect the TE power generator to the input of the dc–dc converter and connect the output of the dc–dc converter to a battery; use a function generator to generate the 18 kHz 35% duty cycle drive gate signal provided to the power switch. Switch-on the power supply to provide power to the heater. Start recording all data. The maximum power transfer to the battery is 7.63 W in the steady state.

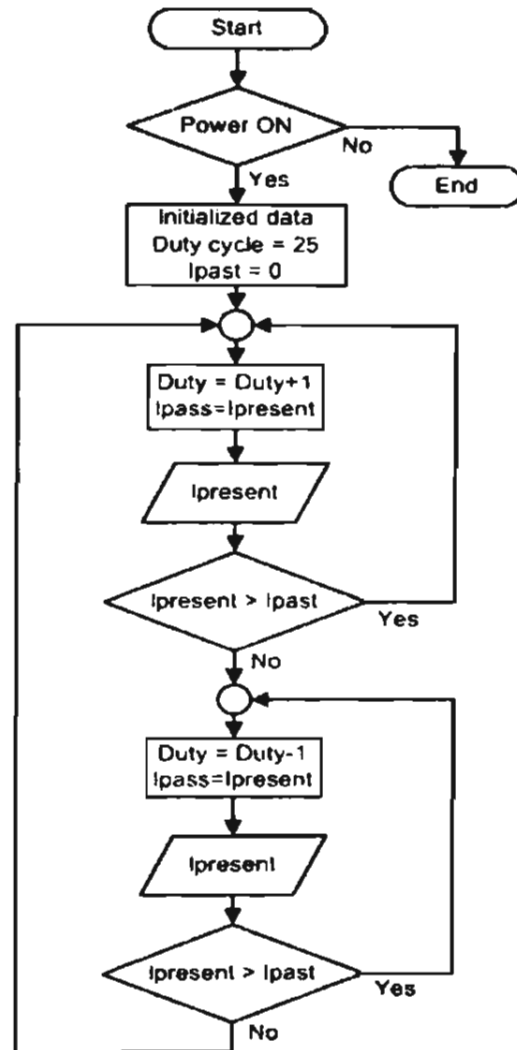


Fig. 17. Program flowchart of MPPT tracking process.

- (c) Connect the MPPT control unit to the system to use the automatic control function. The maximum power transfer to the battery is up to 7.99 W in the steady state.

For the direct charging method, the system starts operation at the ambient temperature. The TE power generator could not produce a voltage because the temperature of the hot side and the cold side of TE were not different. Then, the TE module connected to the battery acted as the load. The current must flow to the TE power generator. Some loss of power was expected. For charging with the dc-dc converter, the converter topology has a flyback diode which can block the current flow up to the TE power generator. So, the

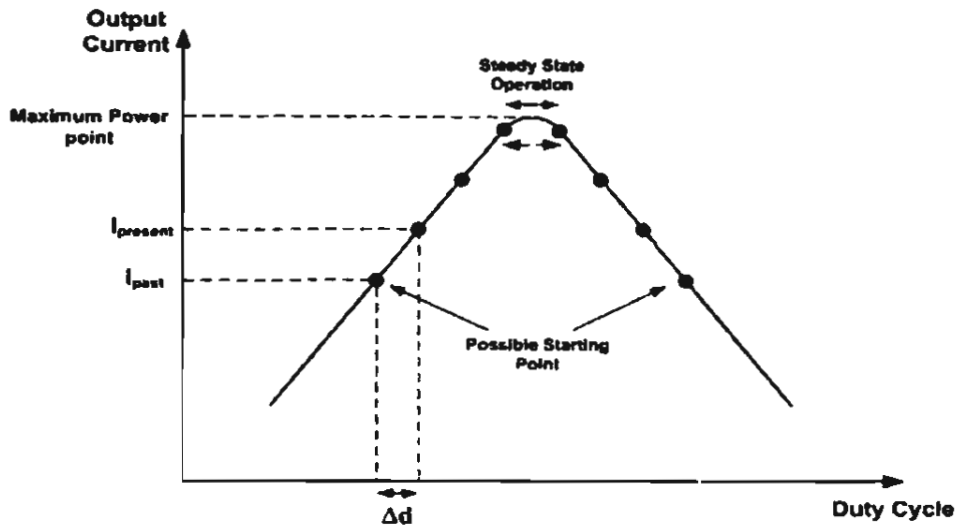


Fig. 18. The MPPT tracking process.

system can start operating although the generator voltage is less than the battery voltage. The hot-side and cold-side temperatures is shown in Fig. 19. A comparison of the battery charging power is shown in Fig. 20.

The maximum powers transfers from each method, i.e. direct charging, charging by using a dc–dc converter and charging using the dc–dc converter with MPPT control are 6.35, 7.63 and 7.99 W, respectively. The comparison of the power from each method is shown in Fig. 20. The input power measured at the front of the dc–dc converter is about 8.4 W. It is the maximum power that the dc–dc converter can get from the TE power gen-

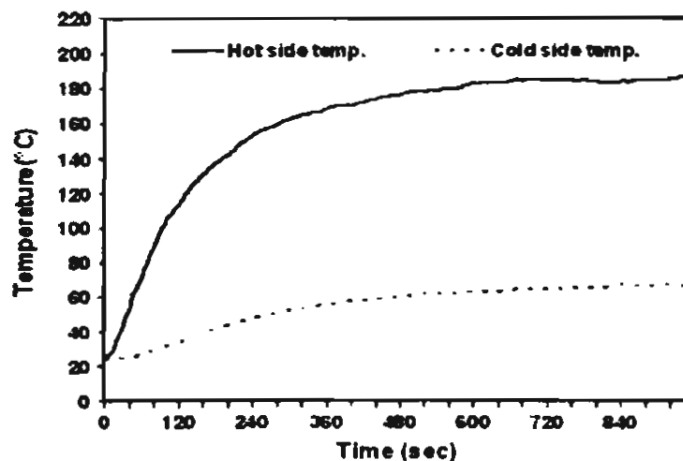


Fig. 19. The comparison of hot-side and cold-side temperatures of the TE power module.

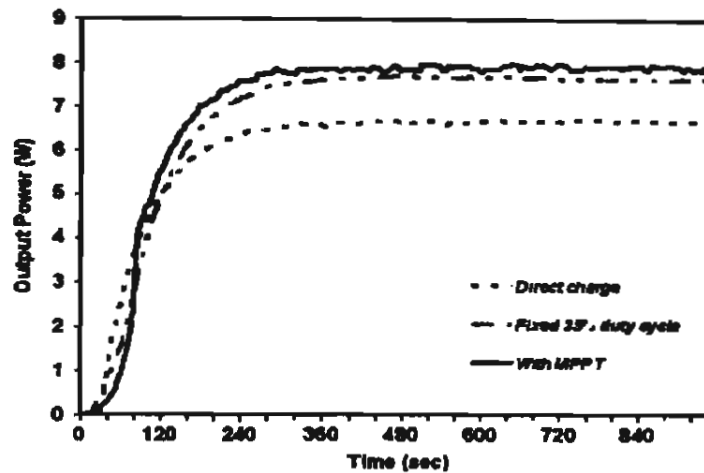


Fig. 20. The battery charging power.

erator, namely the power source and the load matches. The output power of the dc–dc converter is 7.99 W. The efficiency of the dc–dc converter is 95.11% when using the MPPT control. It is better than the direct charging method by about 15%.

Using the same experimental procedure, we staggered the heat supply at intervals; (switch-on the heater power supply 6 min, switch-off 2 min and switch-on again) providing the heat to the TE power generator. The comparisons of the battery charging power are shown in Fig. 21. The waveform of gate signal, input and output current of the dc–dc converter when using the MPPT control are shown in Fig. 22.

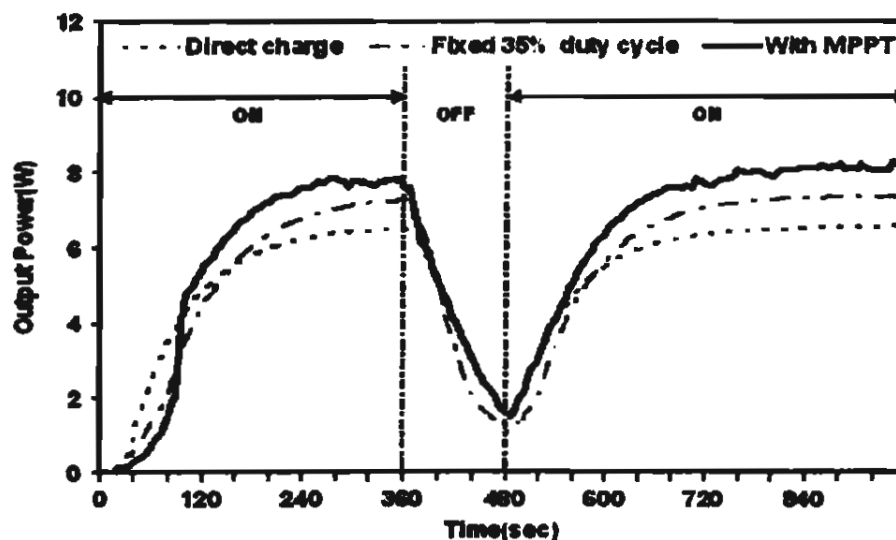


Fig. 21. Response of the battery charging power to turning the heat source off and on.

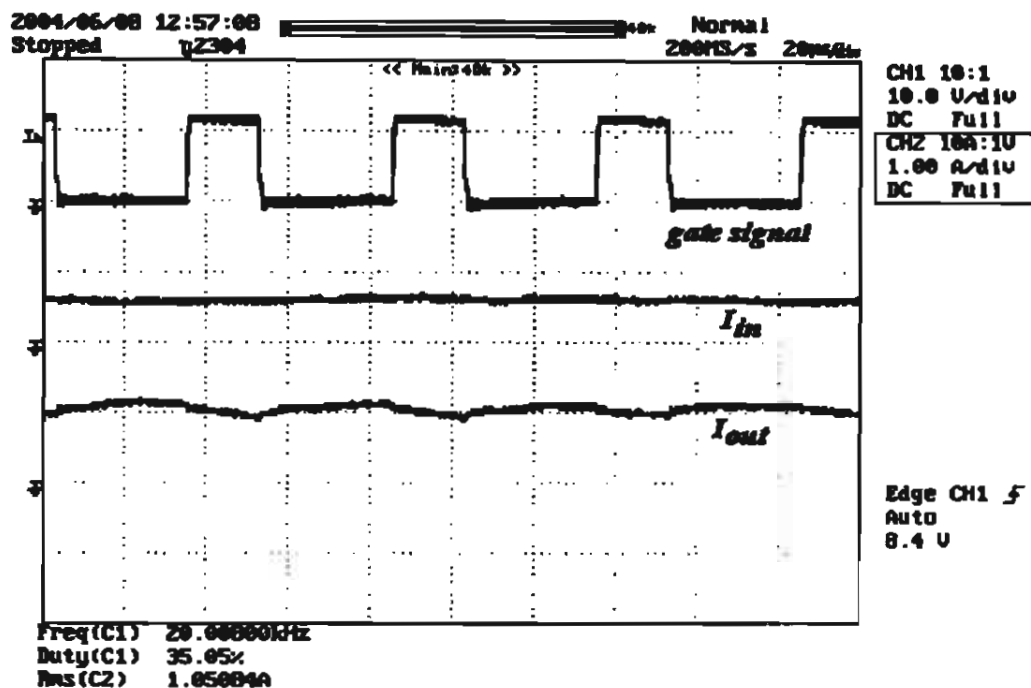


Fig. 22. The waveform of the gate signal; and the input and output currents of the dc-dc converter.

6. Conclusion

The advantage of the TE battery-charger system using MPPT is that the system can charge the battery by using the heat energy directly, and not having moving parts. It can be applied to heating devices such as a cook-stove, a boiler or another heat source for waste-heat recovery. This system is the most feasible to use in a rural community or a remote area. The photovoltaic system provides electrical power during sunshine, while the TE battery charger system provides power as long as the heating device is in use. The best power output of the system depends on the heat dissipation of the heat sink. However, the system design may be improved by redesigning the heat exchanger (heat receiver and heat sink) appropriate to the ambient temperature. The aim of this paper is to provide a new method for generating electrical power; it might not be economic initially, but the results derived here may lay a foundation for further investigations of TE battery charger systems.

References

- [1] Anders Killander, John C Bass. A stove-top generator for cold areas. In: Proceedings of the IEEE 15th international conference on thermoelectrics; 1996. p. 390-3.
- [2] Mahmudur R, Roger S. Thermoelectric power-generation for battery charging. In: Proceedings of the IEEE conference on energy management and power delivery, vol. 1; 1995. p. 186-91.
- [3] Roth W, et al. Grid-independent power-supply for repeaters in mobile radio networks using photovoltaic/thermoelectric hybrid systems. In: Proceedings of the 16th international conference on thermoelectrics, 1997 p. 582-5.

- [4] Min G, Rowe DM. Peltier devices as generators. CRC handbook of thermoelectrics. London: CRC Press; 1995 [Chapter 38].
- [5] Rowe DM, Min G. Design theory of thermoelectric modules for electrical power generation. IEE Proc-Sci Meas Technol 1996;143(6):351–6.
- [6] Eakburanawat J, Khedari J, Hirunlabh J, Daguenet M, Maneewan S, Teekasap S. Solar-biomass thermoelectric power generation simulation. In: Proceeding of 22nd international conference on thermoelectrics, La Grande Motte, Montpellier, France; 2003.
- [7] Chung Henry Shu-Hung, Tse KK, Ron Hui SY, Mok CM, Ho MT. A novel maximum power point tracking-technique for solar panels using SEPIC or Cuk converter. IEEE Trans Power Electron 2003;18(3):717–24.
- [8] Koutroulis Eftichios, Kalaitzakis Kostas, Voulgaris NC. Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system. IEEE Trans Power Electron 2003;16(1):717–24. 46–54, 2001.
- [9] Orcad PSpice Version 9.2, Copyright 1986–1999 by Cadence Design Systems.