



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าและกระแสฮาร์มอนิกโดย
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

ในระบบส่งจ่ายกำลังงานไฟฟ้าให้แก่โรงงานอุตสาหกรรมหรือสำนักงานที่อยู่อาศัยทั่วๆไปนั้น สิ่งหนึ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบนั่นก็คือ ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power factor: PF) ของภาระงาน กระแสฮาร์โมนิก (Harmonics current) และค่าตัวประกอบยอดคลื่น (Crest factor) ที่เกิดขึ้นในระบบ เนื่องจากโดยปกติภาระงานหรือโหลดที่เกิดขึ้นในโรงงานอุตสาหกรรมส่วนใหญ่จะเป็น เครื่องจักรที่ใช้มอเตอร์เป็นส่วนประกอบหลักและใช้ วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังทำหน้าที่ควบคุมความเร็วรอบ แรงบิด และตำแหน่งการหมุนโดยส่วนใหญ่จะใช้วงจรเรียง กระแสชนิดพาสซีฟที่ประกอบด้วยไดโอดและคาปาซิเตอร์ขนาดใหญ่ ซึ่งมีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้นทำหน้าที่เรียง กระแสไฟฟ้าสลับจากระบบส่งจ่ายแรงต่ำให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงก่อนที่จะจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์หรือคอนเวอร์เตอร์ให้ทำงานต่อไป เนื่องจากคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรเรียงกระแสชนิดพาสซีฟทำให้เกิดกระแสฮาร์โมนิกและค่าตัวประกอบความเค้นกระแสมีค่าสูงและส่งผลกระทบต่อค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของระบบมีค่าต่ำซึ่งทำให้เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าในระบบเป็นจำนวนมากโดยไม่เกิดกำลังงานจริงที่โหลดซึ่งทำให้ประสิทธิภาพการส่งจ่ายกำลังงานไฟฟ้ามีค่าต่ำจะต้องใช้สายส่งและหม้อแปลงไฟฟ้าที่มีขนาดใหญ่กว่าที่ควรจะเป็นและเป็นการสูญเสียพลังงานและทรัพยากรโดยไม่เกิดประโยชน์ ในปัจจุบันได้มีการนำวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ (Switching mode rectifier) มาใช้ในระบบขับและควบคุมมอเตอร์ตลอดจนอุปกรณ์ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์เพื่อลดปัญหาค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำ, กระแสฮาร์โมนิกและค่าตัวประกอบยอดคลื่นกระแสสูง วงจรทบทระดับ (Boost Converter) มีความเหมาะสมมากที่จะใช้เป็นวงจรเรียงกระแสด้วยวิธีสวิตช์เนื่องจากวงจรควมมีกระแสด้านเข้ารูปไซน์ซึ่งมีเฟสตรงกันกับแรงดันเพื่อให้ตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่ง กระแสด้านเข้าของวงจรทบทระดับเป็นกระแสต่อเนื่อง จึงสามารถปรับสัณฐานรูปคลื่นให้เป็นรูปใกล้เคียงไซน์ได้ง่ายกว่าวงจรทอนระดับ (Buck) หรือวงจรทอนทบทระดับ (Buck-Boost) ซึ่งกระแสด้านเข้าไม่ต่อเนื่อง และต้องการวงจรกรองผ่านต่ำเพื่อกรองรูปคลื่นของกระแสให้ใกล้เคียงไซน์ วงจรเรียงกระแสด้วยวิธีสวิตช์ยังไม่เป็นที่แพร่หลายในประเทศไทยนักและส่วนใหญ่มีการทำงานในแบบฮาร์ดสวิตชิง เนื่องจากงานวิจัยทางด้านนี้ยังมีไม่มากโดยวงจรที่ใช้มีขนาดใหญ่และประสิทธิภาพการแปลงกำลังงานต่ำ การสูญเสียกำลังงานของอุปกรณ์สวิตช์กำลัง (Power transistor, MosFET, IGBT) ซึ่งเป็นปัญหาหลักในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยการสูญเสียที่เกิดขึ้นประกอบด้วย 2 ส่วนคือ การสูญเสียเนื่องจากเปิดปิดของอุปกรณ์สวิตช์กำลัง (Switching loss) และการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตช์กำลัง (Conduction loss) ปริมาณของการสูญเสียในตัวสวิตช์กำลัง เนื่องจากการนำกระแสมีค่าเท่ากับผลคูณของแรงดัน (V_T) ตกคร่อมตัวมันขณะนำกระแสกับ กระแส (I_T) ที่ไหลผ่านตัวมันซึ่งเป็นเรื่องที่หลีกเลี่ยงไม่ได้เนื่องจากขึ้นอยู่กับโครงสร้างของสารกึ่งตัวนำที่นำมาผลิตเป็นอุปกรณ์สวิตช์กำลัง ส่วนเรื่องการสูญเสียเนื่องจากการเปิดปิดของอุปกรณ์สวิตช์กำลัง ที่ทำงานแบบฮาร์ดสวิตชิง นั้นแปรผันตรงกับกับความเร็วในการทำงาน ค่าความจุไฟฟ้าทางด้านขาออกและแรงดันขณะทำงาน ส่วนการทำงานในแบบซอฟต์แวร์สวิตชิง จะเกิดการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตช์กำลังเพียงอย่างเดียว เนื่องจากในช่วงการเปิด-ปิดของอุปกรณ์สวิตช์กำลังไม่มีการเกิดขึ้นพร้อมกันของแรงดันและกระแสที่ตัวสวิตช์ทำให้ผลคูณของแรงดันและกระแสมีค่าเท่ากับศูนย์ การที่จะทำให้อุปกรณ์สวิตช์ด้วยวิธีสวิตช์ทำงานในแบบซอฟต์แวร์สวิตชิงนั้นทำได้โดยการเพิ่มอุปกรณ์เข้าไปจำนวนหนึ่ง เช่น สวิตช์ ไดโอด ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า ตัวเก็บประจุไฟฟ้า เพื่อให้เกิดการเรโซแนนซ์ที่เหมาะสมที่ทำให้ผลคูณของแรงดันและกระแสที่ตัวสวิตช์กำลังขณะทำงานมีค่าเท่ากับศูนย์ จากผลของปรากฏการณ์นี้เองจึงทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ตัวสวิตช์ขึ้นที่ตัวสวิตช์กำลังมีค่าคงที่โดยไม่เพิ่มขึ้นตามความถี่ที่สูงขึ้น ข้อดีของการที่วงจรเรียงกระแสด้วยวิธีสวิตช์หรือวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังทำงานที่

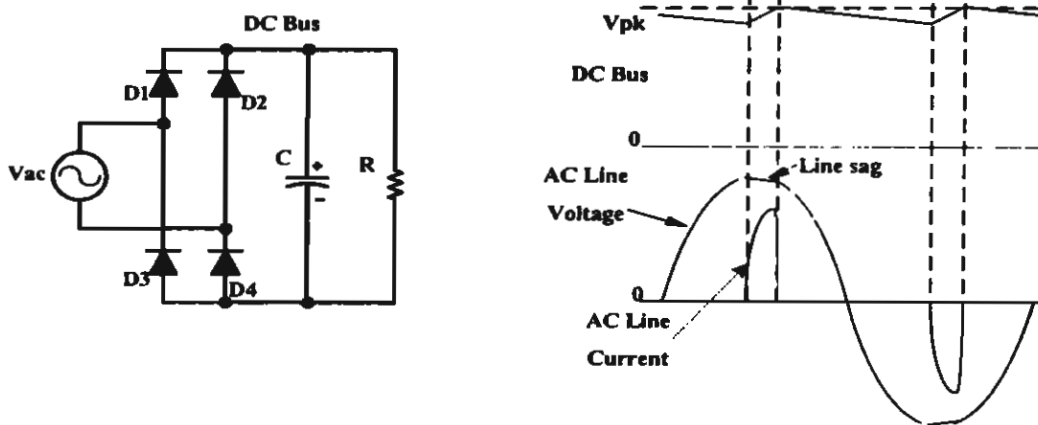
ความถี่สูงจะทำให้ขนาดและค่าของอุปกรณ์พาสซีฟที่ใช้ในวงจรได้แก่ ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า ตัวเก็บประจุไฟฟ้า และหม้อแปลงไฟฟ้า มีขนาดเล็กลงโดยแปรผกผันกับความถี่การทำงานโดยยิ่งความถี่การทำงานสูงขึ้นขนาดและค่าของอุปกรณ์พาสซีฟเหล่านี้ก็จะยิ่งเล็กลง ปัญหาที่สำคัญมากอีกอย่างหนึ่งของอุตสาหกรรมการผลิตเครื่องใช้ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์เพื่อการส่งออกหรือแม้แต่การผลิตเพื่อใช้ในประเทศนั้นก็คือ 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

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

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

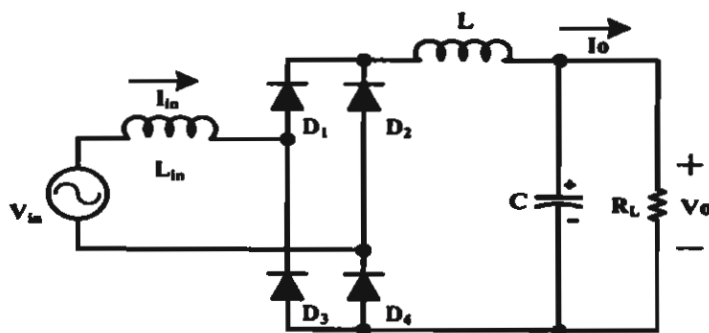
จากนิยามของค่าตัวประกอบกำลัง

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

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

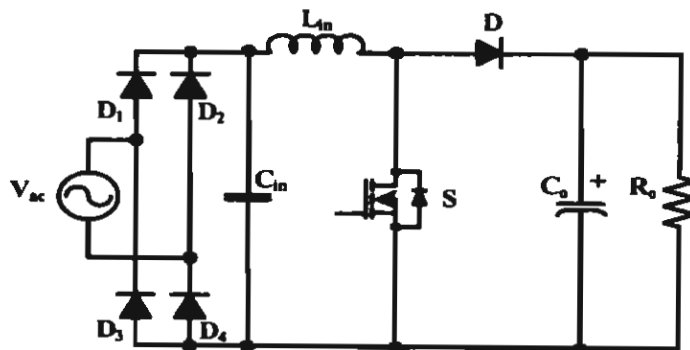


รูปที่ 2 วงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟ

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

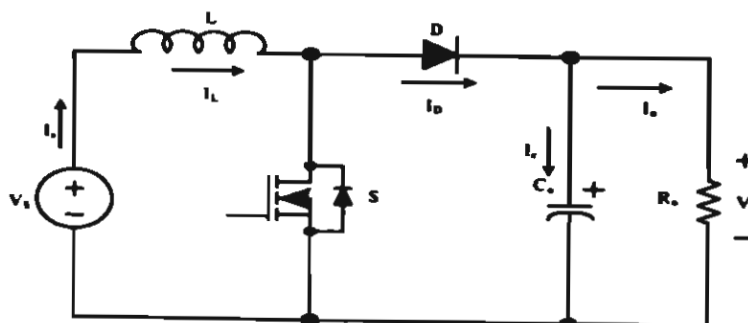
1.2 วงจรทบทระดับแรงดัน

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

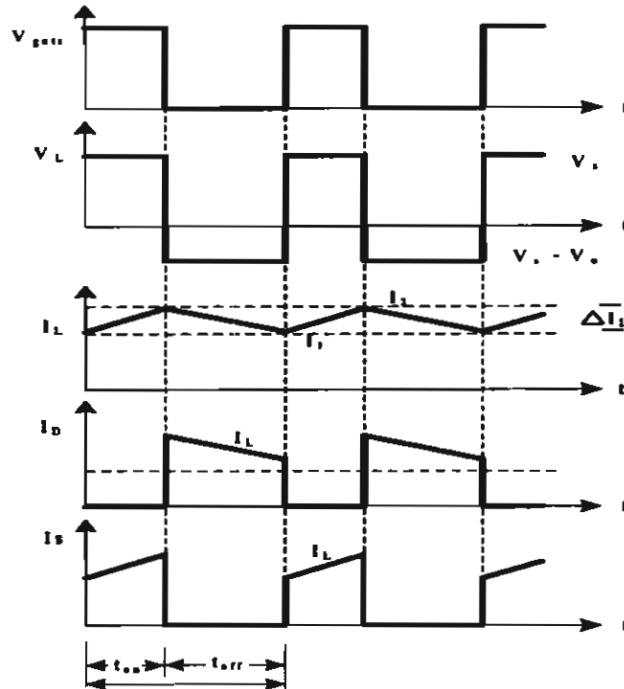


รูปที่ 3 วงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงแบบวงจรทบทระดับแรงดัน

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



รูปที่ 4 วงจรทบทระดับแรงดันที่สภาวะคงตัว



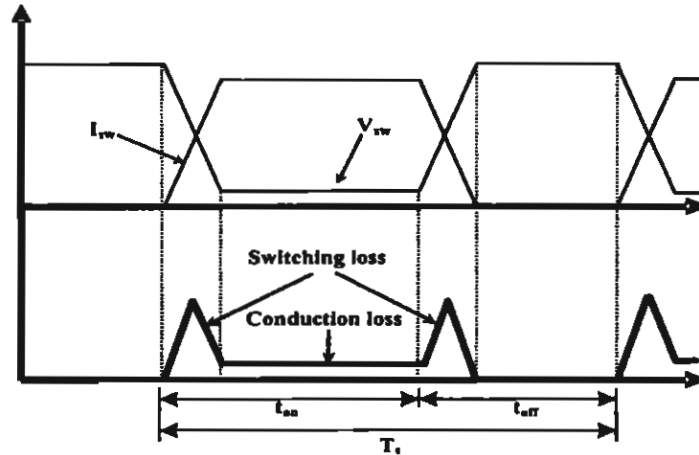
รูปที่ 5 รูปคลื่นต่างๆของวงจรหม้อแปลงแรงดันในโหมดกระแสต่อเนื่อง

1.3 การสูญเสียกำลังงานที่เกิดขึ้นเนื่องจากการสวิตช์

แม้ว่าวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟ 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

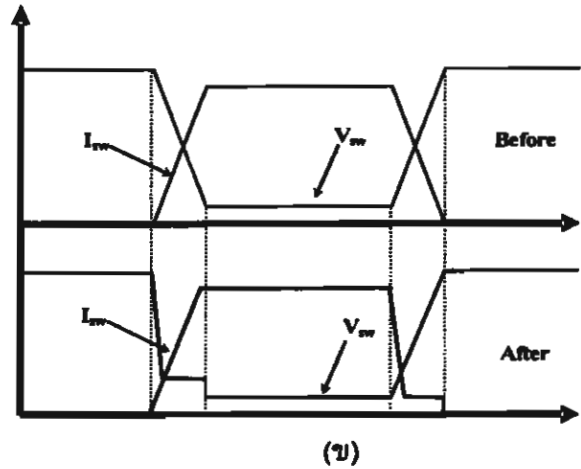
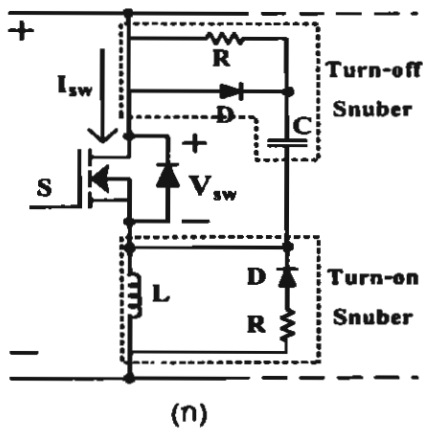
จากสมการที่ 8 พบว่าหากความถี่ในการสวิตช์มีค่าสูงขึ้นกำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะสวิตช์จะสูงขึ้นตามทำให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นประสิทธิภาพของวงจรจึงมีค่าลดลง

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 ก็ต้องมีอัตราการทำงานกำลังสูงตาม จึงทำให้ประสิทธิภาพของวงจรลดลง รวมทั้งขนาดของวงจร snubber ที่ค่อนข้างใหญ่และสิ้นเปลืองเนื้อที่จึงทำให้วงจรแปลงผันมีขนาดใหญ่และความหนาแน่นกำลังของวงจรจะมีค่าต่ำลง



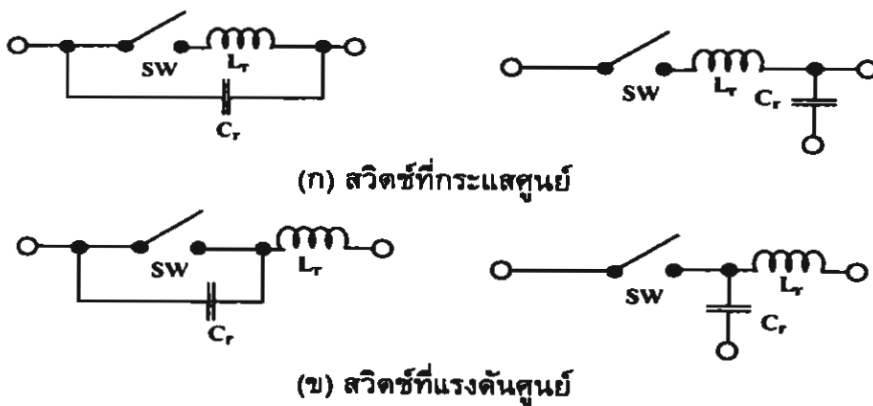
รูปที่ 7 การลดกำลังสูญเสียที่สวิตช์ขณะหยุดนำกระแสด้วยวงจร snubber

(ก) วงจรแปลงผันที่ใช้วงจร snubber

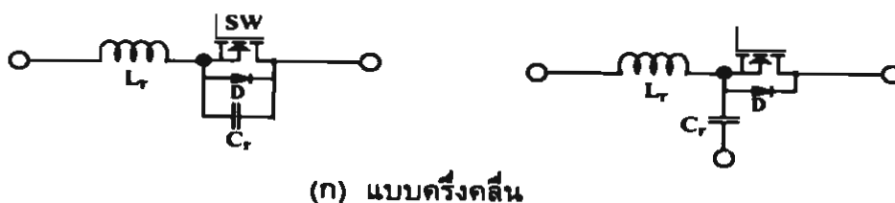
(ข) รูปกระแสและแรงดันสวิตช์

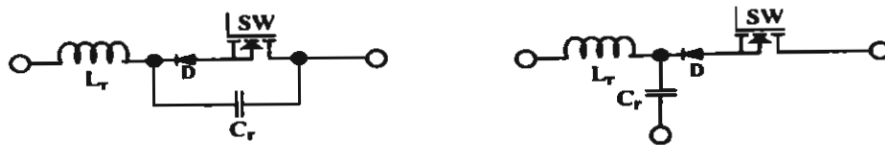
1.6 สวิตช์เรโซแนนซ์ (Resonant Switch)

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



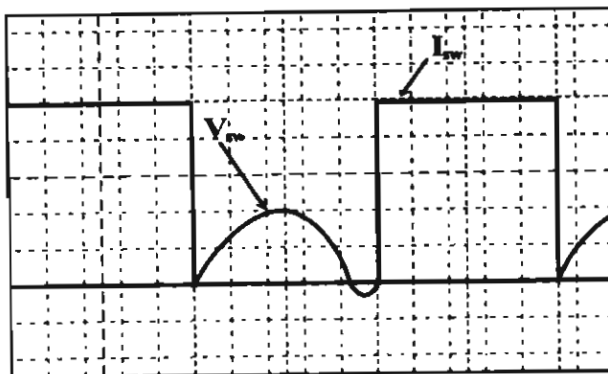
รูปที่ 8 สวิตช์ที่ประกอบด้วยวงจรเรโซแนนซ์



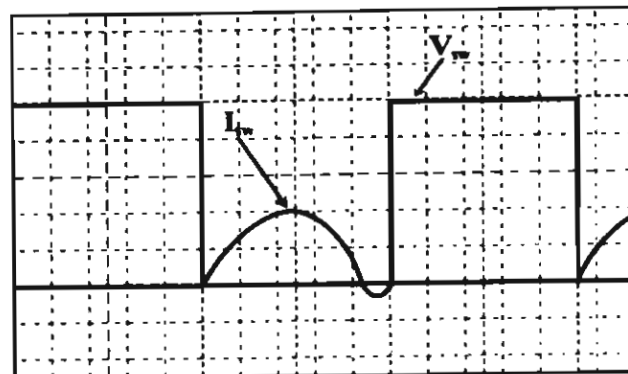


(ข) แบบเต็มคลื่น

รูปที่ 9 สวิตช์เรโซแนนซ์ที่แรงดันศูนย์



(ก) การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์



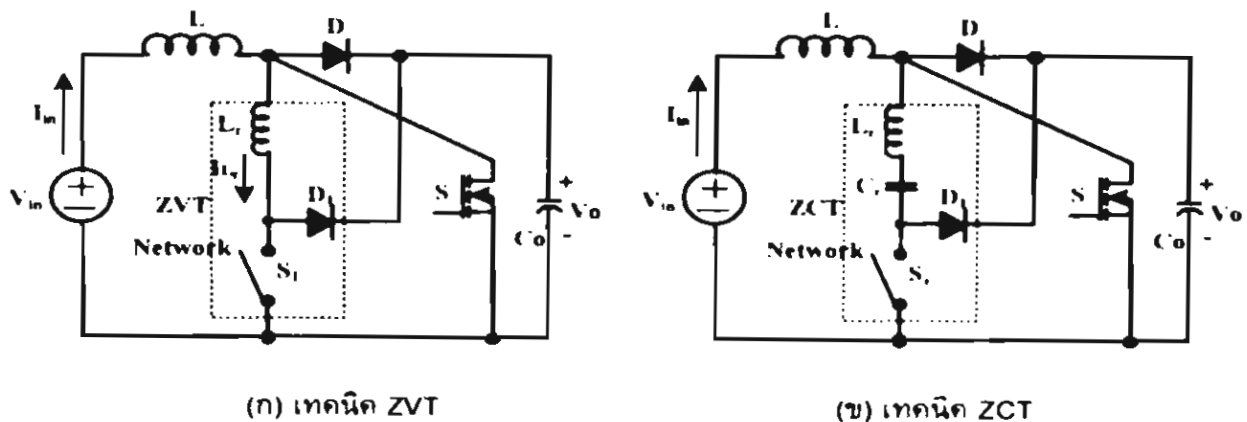
(ข) การสวิตช์ที่กระแสศูนย์

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)

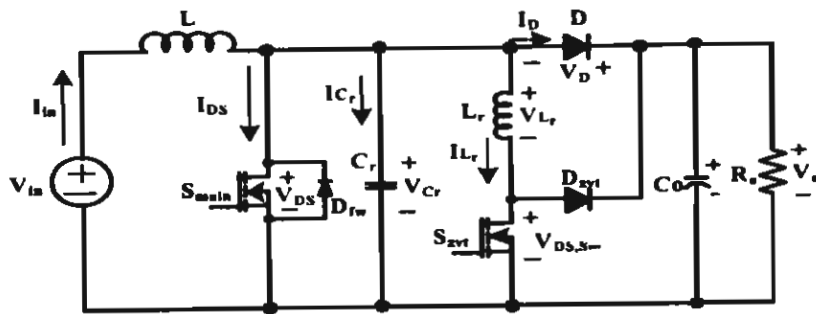
1.7 วงจรสับเบอร์แบบไวงาน

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]

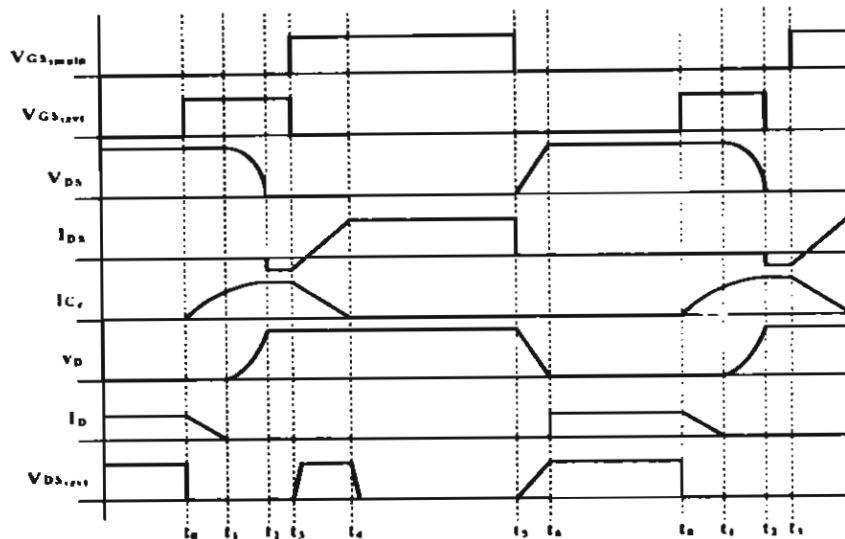


รูปที่ 11 การใช้ส่วนของวงจรเรโซแนนซ์ช่วยเปลี่ยนสถานะสวิตช์ของวงจร

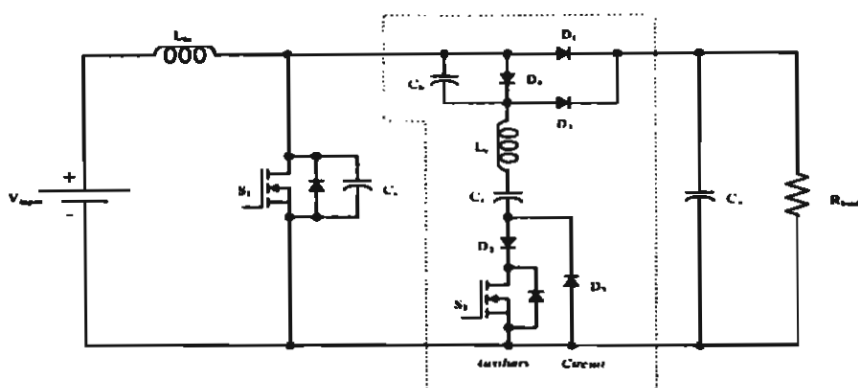
ในรูปที่ 11(ก) แสดงถึงวงจรแปลงผันที่ใช้เทคนิค ZVT ต่อรวมเข้ากับวงจรเพื่อลดปัญหาที่เกิดขึ้นที่สวิตช์ของวงจร ขณะที่รูปที่ 11(ข) แสดงถึงการใช้นิเทศนิก ZCT ในวงจรแปลงผันเพื่อให้กระแสที่สวิตช์ตกลงเป็นศูนย์ก่อนที่จะเปิดวงจร ในรูปที่ 12 แสดงวงจรแปลงผันไฟตรงแบบทระดับแรงดันที่ใช้เทคนิค ZVT[9] ในการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่สวิตช์หลักของวงจร โดยการทำให้แรงดันที่สวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ก่อนเปลี่ยน สถานะ 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



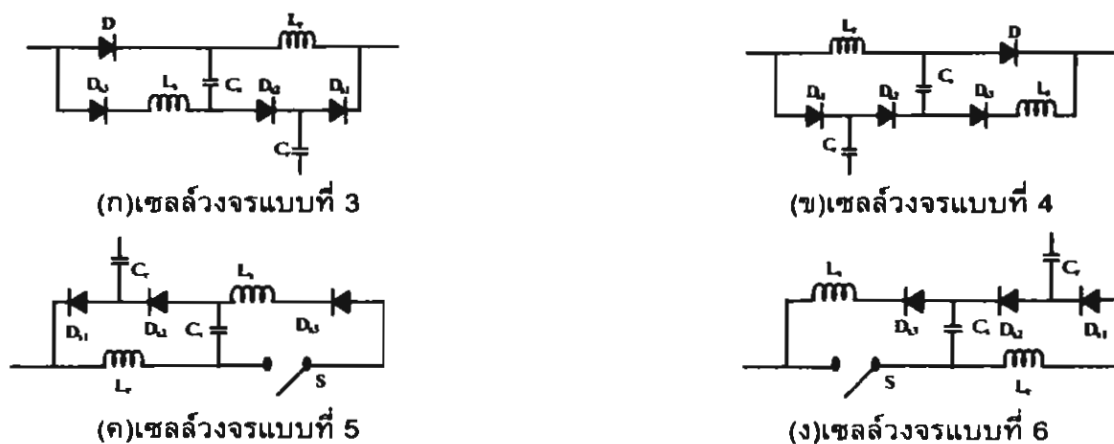
รูปที่ 13 รูปคลื่นการทำงานของวงจร ZVT



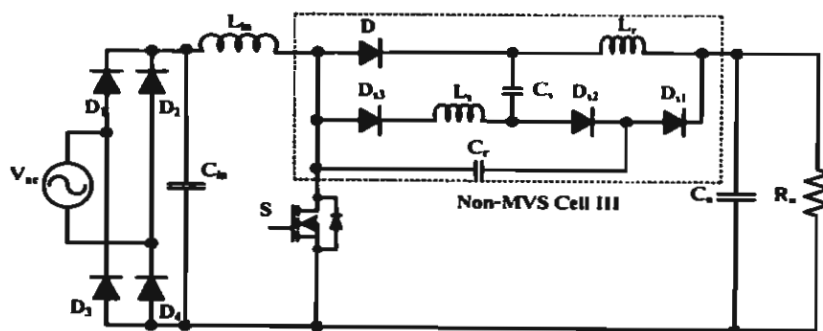
รูปที่ 14 วงจรแปลงผันไฟตรงแบบทบระดับแรงดันที่ใช้เทคนิค ZVT และ ZCT

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

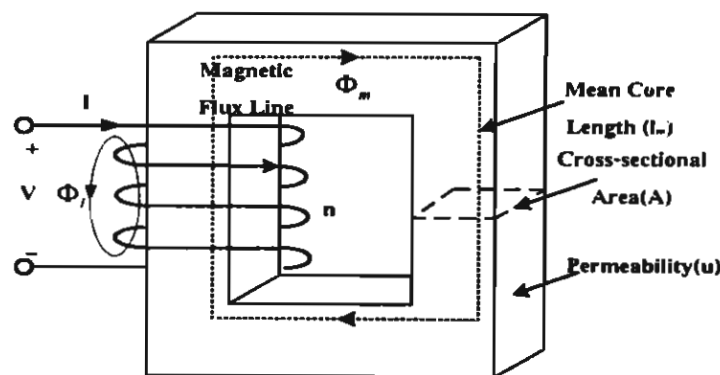
รูปที่ 15 แสดงเซลล์วงจรการสูญเสียของสวิตช์กำลังน้อยแบบต่าง ๆ ที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับวงจรแปลงผันแรงดันชนิดต่าง ๆ ได้ รูปที่ 16 แสดงวงจรแปลงผันไฟตรงแบบทระดับแรงดันที่ใช้ร่วมกับเซลล์วงจรการสูญเสียของสวิตช์กำลังน้อยแบบที่ 3 เพื่อให้สวิตช์ทำงานเป็นแบบนุ่มนวล

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

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

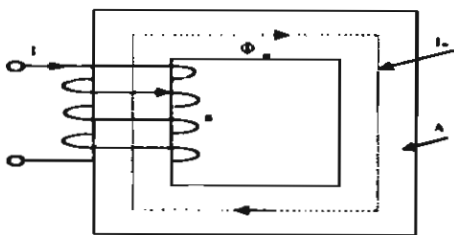
ถ้านำค่าเส้นแรงแม่เหล็กคูณกับจำนวนรอบของขดลวดจะได้เป็นค่า Flux Linkage (λ) มีค่าดังสมการ

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

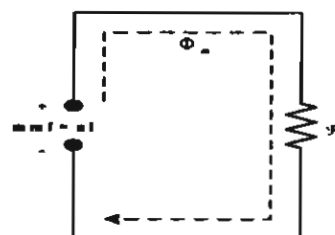
และอัตราส่วนระหว่างค่า Flux Linkage กับค่ากระแสไฟฟ้าเรียกว่าค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance; L) มีค่าแสดงดังสมการที่ 14

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

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

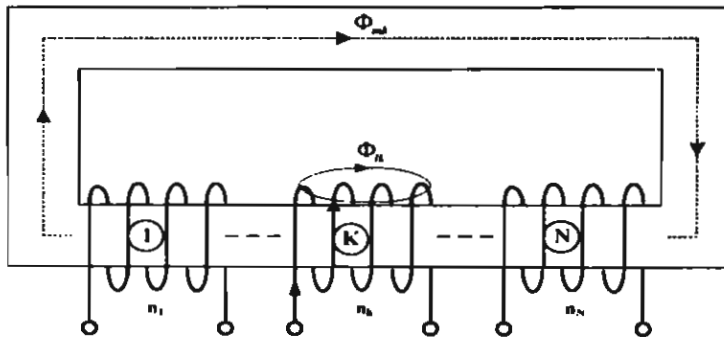
$$L = \frac{\lambda}{I} = \frac{n\Phi_m}{I} = \frac{n^2\Phi_m}{nI} = \frac{n^2}{\mathcal{R}} \quad (15)$$

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

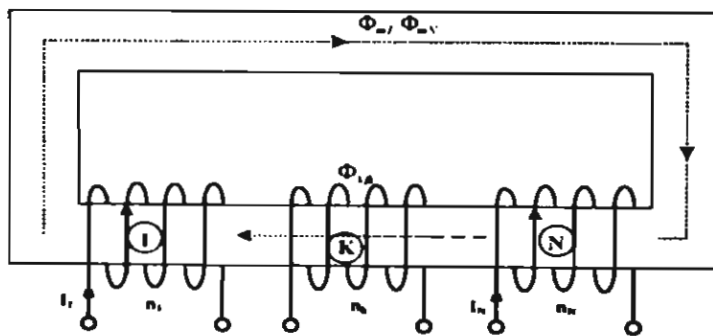
$$\mathcal{R} = \frac{nI}{\Phi_m} = \frac{l_m}{\mu A} \left(\frac{\text{Amp-turn}}{\text{Weber}} \right) \quad (16)$$

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

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

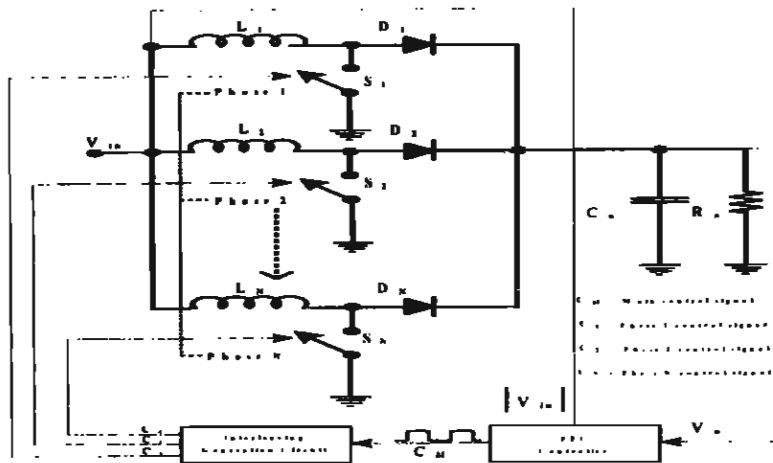
$$L_2^* = L_2 + \frac{M_{21} I_1}{I_2} \tag{23}$$

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

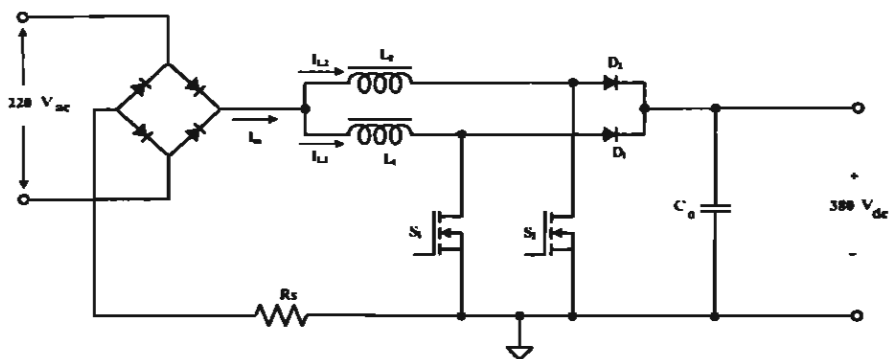
1.9 เทคนิคมัลติเฟสอินเตอร์ลีฟ

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

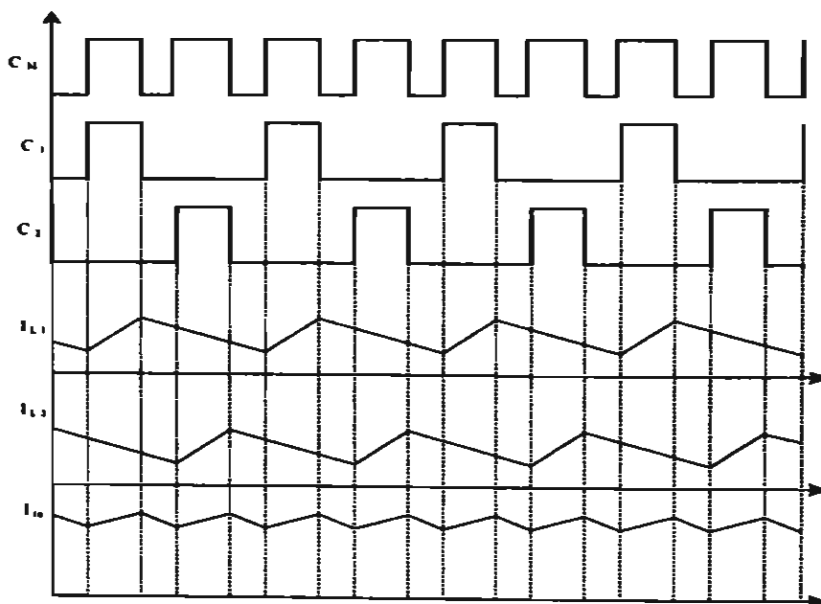
ที่ 22 แสดงวงจรทระดับแรงดันสองวงจร ($N = 2$) ที่ใช้เทคนิคอินเตอร์ลีฟ โดยมีสัญญาณขับนำสวิตช์และกระแสในวงจรส่วนต่างๆแสดงดังรูปที่ 23



รูปที่ 21 แผนภาพการทำงานของเทคนิคอินเตอร์ลีฟ



รูปที่ 22 วงจรทบระดับแรงดันที่ใช้เทคนิคอินเตอร์ลิฟ

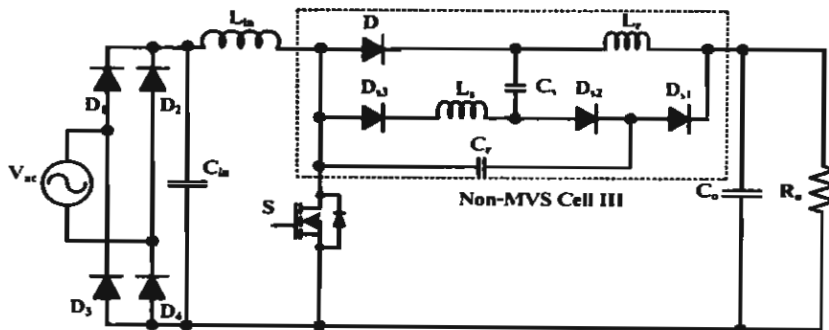


รูปที่ 23 ตัณณูปจักษุภาพและกระแสน้ำในวงจรร

ผลการวิจัย

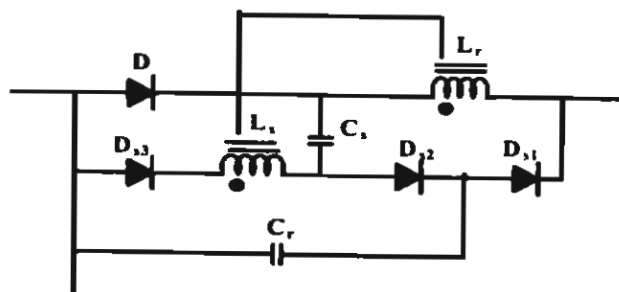
2.1 การพัฒนางจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าโดยใช้วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ชนิดซอเฟต์สวิตชิง

จากการศึกษาโครงการวิจัยในหัวข้อเรื่อง การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าและกระแสฮาร์มอนิก โดยใช้วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ชนิดซอเฟต์สวิตชิงและเทคนิคมัลติเฟสอินเตอร์ลีฟนี้ในส่วนแรกจะทำการวิจัยเพื่อหาวิธีในการพัฒนางจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าโดยใช้วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ชนิดซอเฟต์สวิตชิงที่มีการใช้สวิตช์กำลังเพียงตัวเดียวโดยไม่มีสวิตช์ช่วยและทำการลดขนาดของวงจรให้มีจำนวนอุปกรณ์น้อยและมีขนาดเล็กที่สุด จากวงจรทบทระดับแรงดันที่ใช้ร่วมกับเซลล์วงจรการสูญเสียของสวิตช์กำลังน้อยชนิดพาสซีฟ Non-MVS แบบที่3 ของวงจรต้นแบบแสดงดังรูปที่ 24

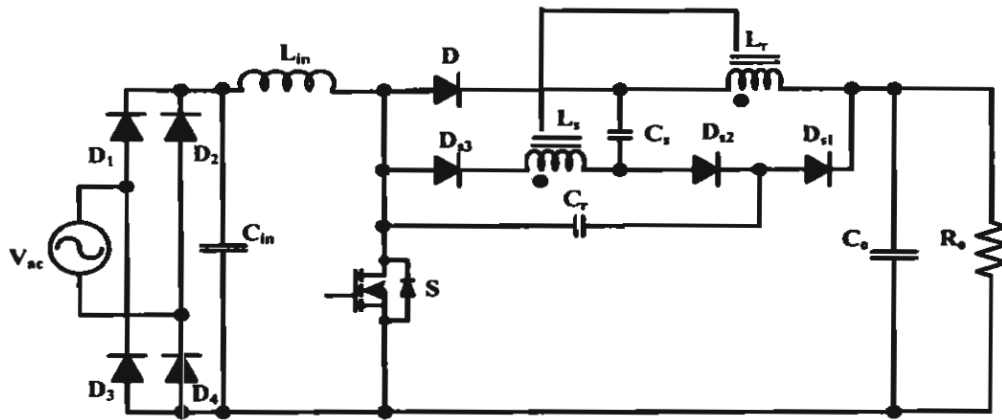


รูปที่ 24 วงจรทบทระดับแรงดันที่ใช้ร่วมกับเซลล์วงจรการสูญเสียของสวิตช์กำลังน้อยชนิดพาสซีฟ Non-MVS แบบที่3

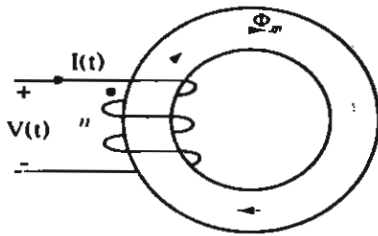
โดยในรูปที่ 24 เป็นวงจรที่จะนำมาวิจัยเพื่อพัฒนาให้มีคุณสมบัติตามที่ต้องการ ซึ่งภายในเซลล์วงจรแบบที่ 3 ประกอบด้วยไดโอดคินตัวเร็ว ($D, D_{s1}, D_{s2}, D_{s3}$), ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_s, C_r) และตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ (L_r, L_s) ซึ่งแยกกันอยู่ ในรูปที่ 25 เป็นรูปแบบของเซลล์วงจรที่ปรับปรุงแล้วโดยรวมเอาตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ 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)



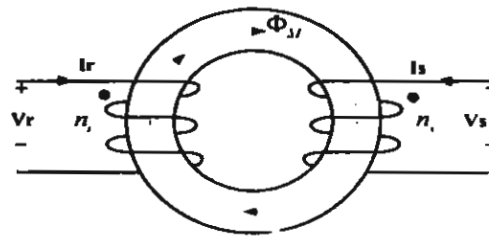
รูปที่ 25 เซลล์วงจรที่ปรับปรุง



รูปที่ 26 วงจรทระดับแรงดันที่ใช้ร่วมกับเซลล์วงจรที่ปรับปรุง



(ก) กรณีแยกแกนแม่เหล็ก



(ข) กรณีรวมแกนแม่เหล็ก

รูปที่ 27 การพันตัวเหนี่ยวนำ

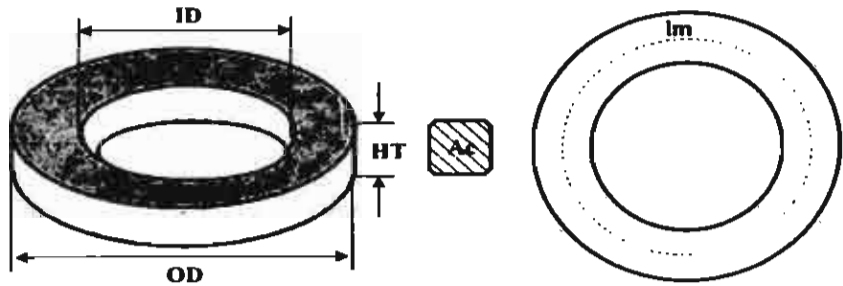
ในรูปที่ 27 กรณีที่ยังไม่ได้ใช้แกนแม่เหล็กร่วมกันนั้น มีวิธีการพันตัวเหนี่ยวนำแต่ละตัว แสดงดังรูปที่ 27(ก) และได้ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์แต่ละตัวดังนี้

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

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

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

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

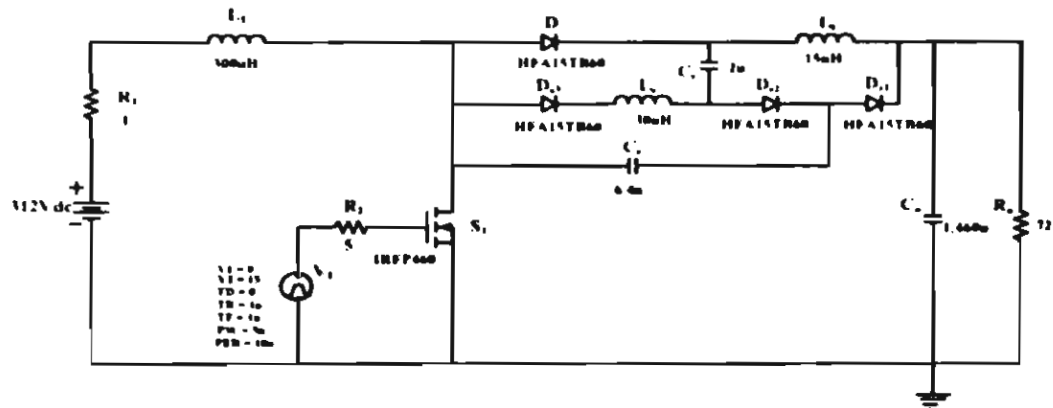
เมื่อ $\dot{L}$ = ค่าความเหนี่ยวนำรวมเมื่อพันตัวเหนี่ยวนำ L_r'', L_s'' ในลักษณะทิศทางของสนามแม่เหล็กเสริมกัน
 $\ddot{L}$ = ค่าความเหนี่ยวนำรวมเมื่อพันตัวเหนี่ยวนำ L_r'', L_s'' ในลักษณะทิศทางของสนามแม่เหล็กหักล้างกัน

2.1.2 ผลการทดสอบการทำงานกรณีสลับเปิดโดยใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

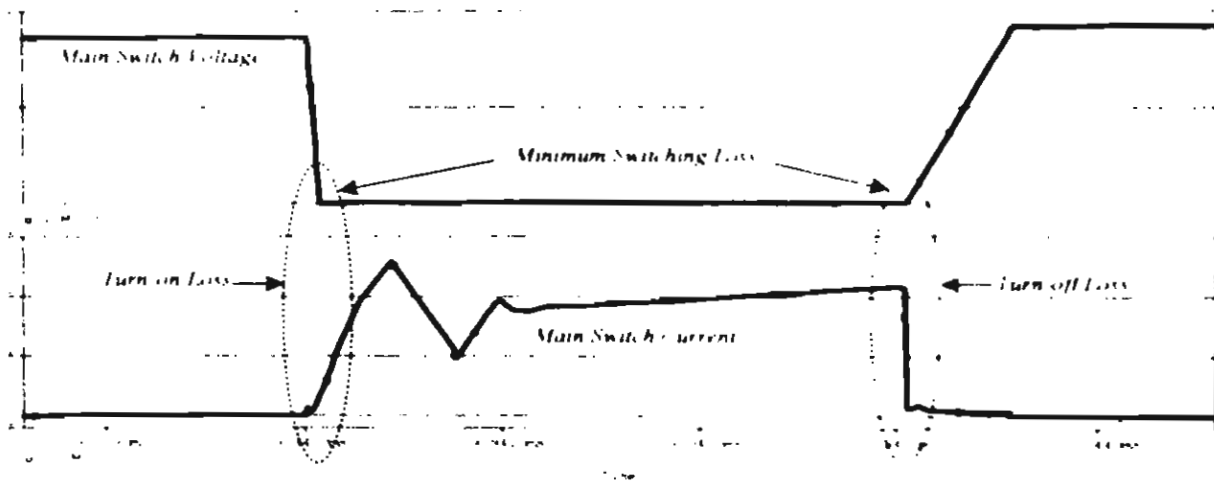
ในขั้นตอนนี้จะเป็นการออกแบบและทดสอบการทำงานเพื่อพิจารณารูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่เกิดขึ้นบนตัวสวิตช์ โดยจะทำการป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้กับวงจร โดยวงจรถูกสร้างขึ้นตามรายละเอียดดังต่อไปนี้

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

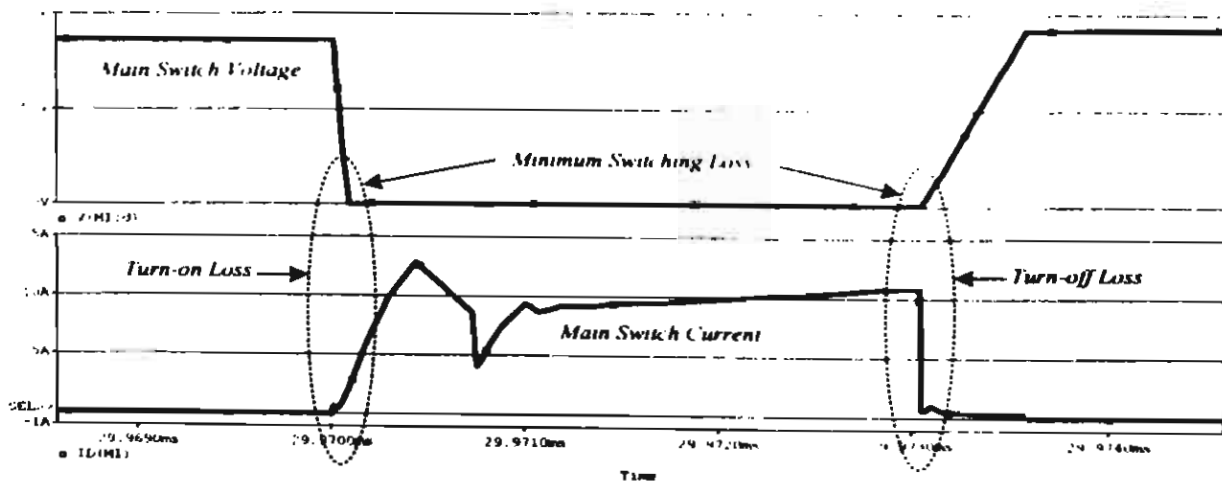
ในการทดสอบการทำงานเราได้จำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม Pspice และสร้างวงจรเพื่อเปรียบเทียบการทำงานกรณีสลับตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ที่พันแยกกันบนแกนแม่เหล็กแบบปกติ และกรณีพันลงบนแกนเดียวกันตามวิธีการออกแบบและทฤษฎีที่ได้



รูปที่ 29 วงจรจำลองของวงจรทบระดับแรงดัน

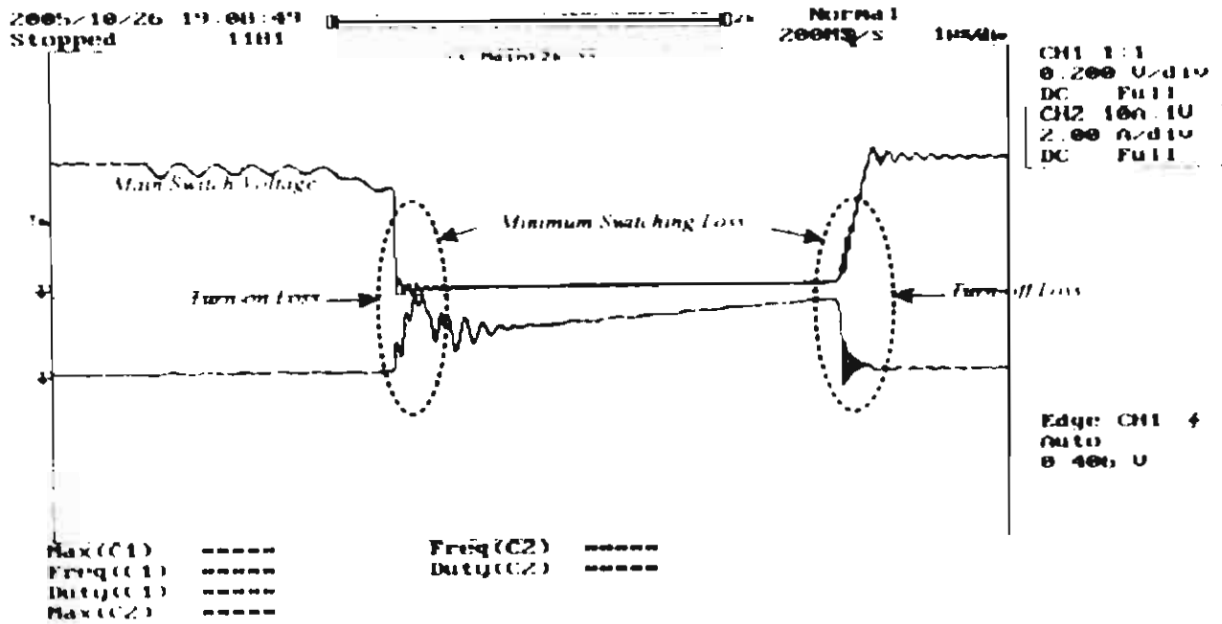


(ก) กรณีแยกแกนแม่เหล็ก

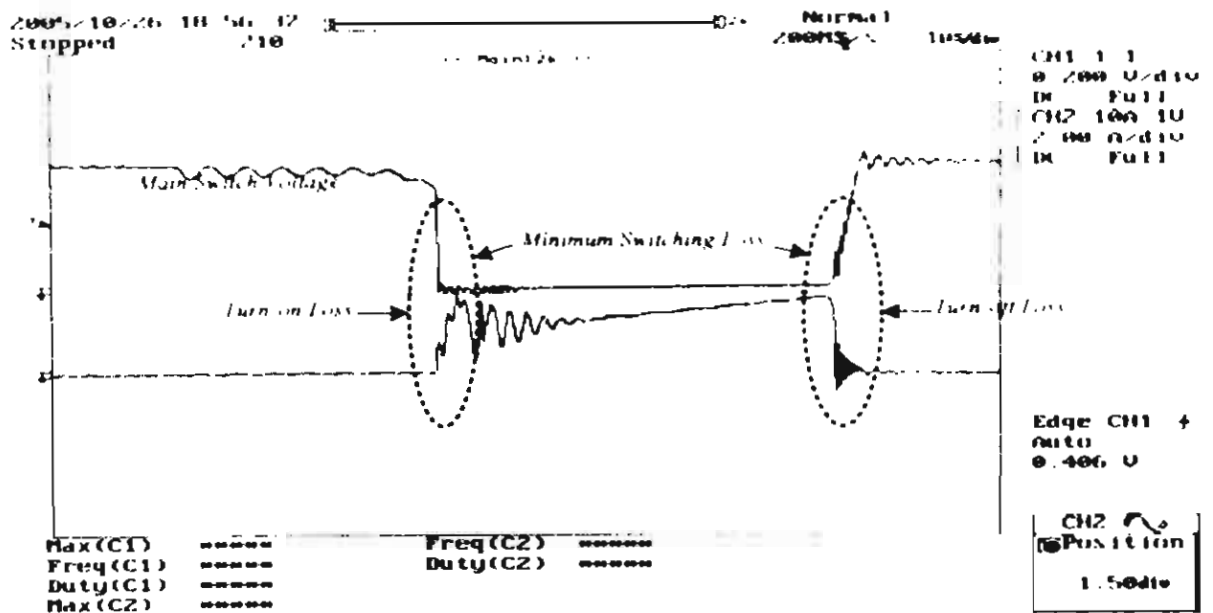


(ข) กรณีรวมแกนแม่เหล็ก

รูปที่ 30 ผลการจำลองการทำงานเพื่อพิจารณารูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่สวิตช์หลัก



(ก) กรณีสวิตช์แยกแฉกแม่เหล็ก



(ข) กรณีรวมแกนแม่เหล็ก

รูปที่ 31 ผลการทดสอบการทำงานเพื่อพิจารณารูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่สวิตช์หลัก

จากผลการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์และจากการวัดจากวงจรที่สร้างขึ้นพบว่าลักษณะรูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่เกิดขึ้นบนตัวสวิตช์กรณีแยกพันตัวเหนี่ยวนำ และวิธีการพันตัวเหนี่ยวนำบนแกนเดียวกันให้ผลการทำงานที่ใกล้เคียงกันมากดังแสดงในรูป 30 และ 31

2.1.3 ผลการทดสอบการทำงานกรณีรูปปิดโดยใช้ไอซีควบคุมแบบวิธีการคุมค่าเฉลี่ยของกระแส

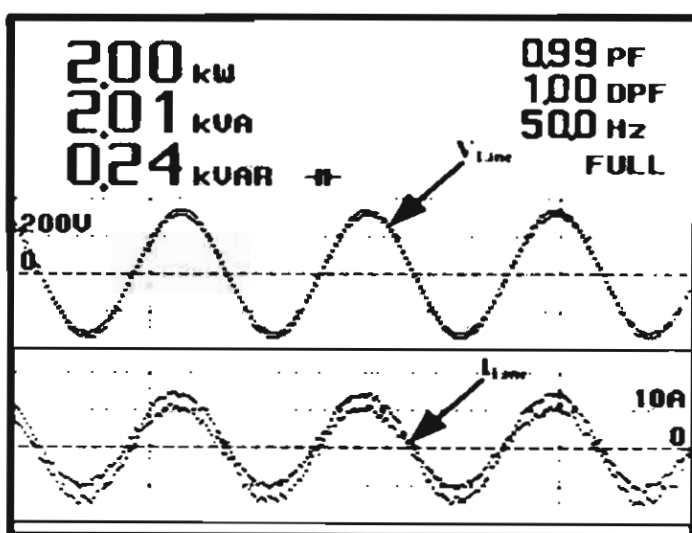
ในส่วนนี้จะเสนอวิธีการออกแบบวงจรควบคุมวงจรทระดับที่ได้ปรับปรุงแล้วเพื่อให้สามารถแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงโดยใช้ไอซีควบคุมแบบวิธีการคุมค่าเฉลี่ยของกระแส (Average Current Control) เบอร์ UC3854N [15] โดยได้กำหนดค่าพิกัดของวงจรดังนี้

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

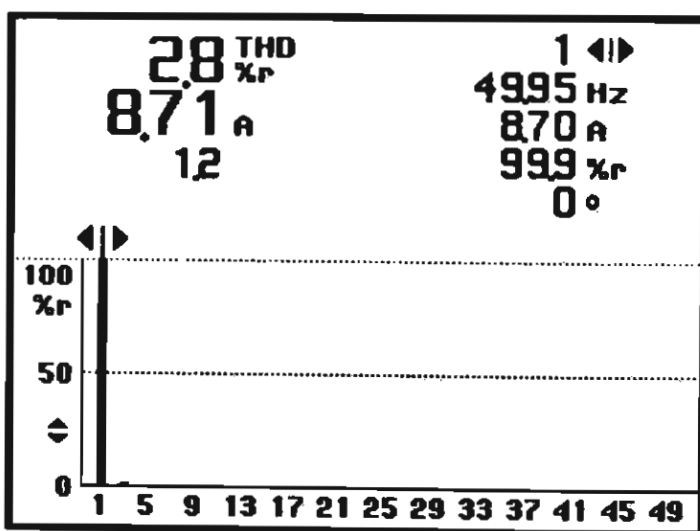
$$\text{แรงดันด้านออก(กระแสตรง)} \quad V_{out} = 380 \pm 5\% \text{ V}$$

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

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



(ก) ค่าตัวประกอบที่กำลังงานขาเข้า



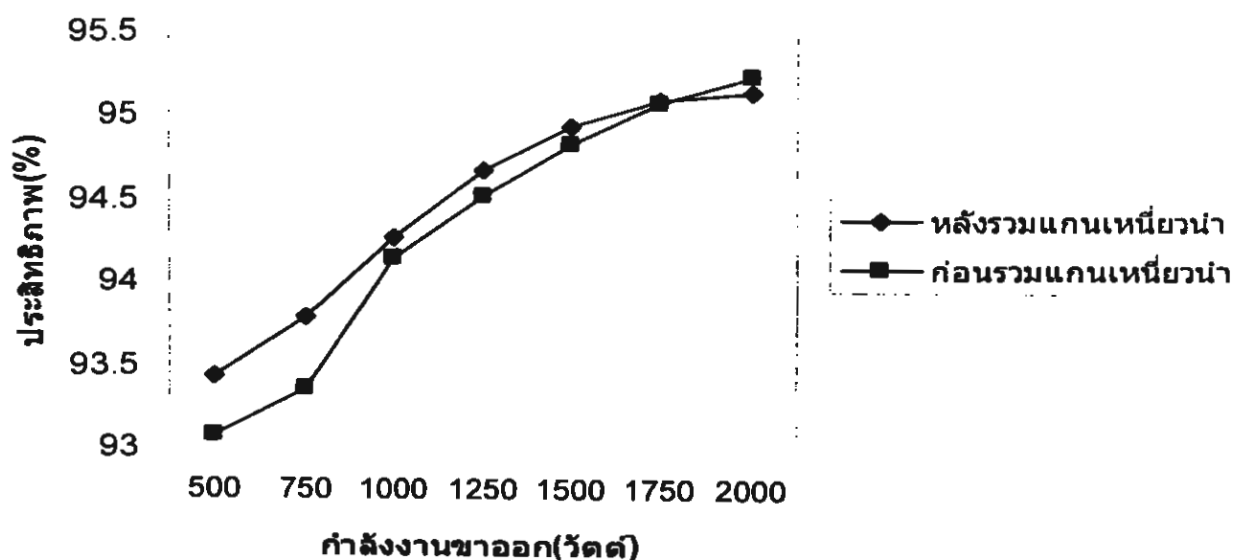
(ข) ค่าสเปกตรัมของกระแสขาเข้า (I_{Line})

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



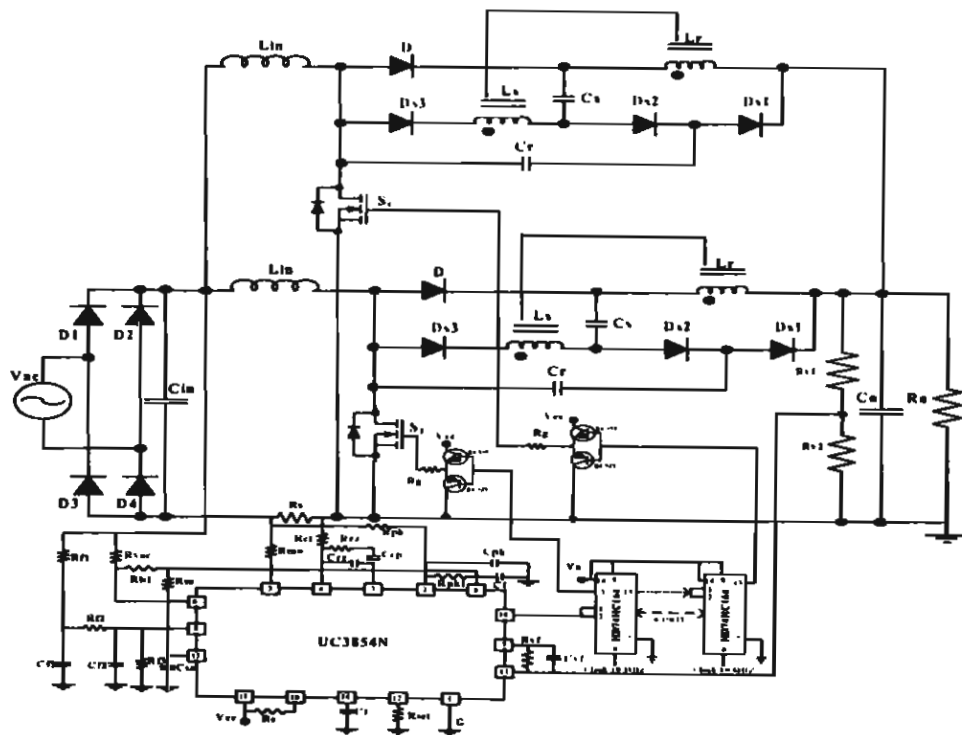
รูปที่ 33 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจร

รูปที่ 32 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน กระแส กำลังงาน ค่าตัวประกอบกำลัง และค่าความเพี้ยนกระแสขาเข้าของวงจรที่ทำการรวมตัวเหนียวนาเข้ากันแล้ว รูปที่ 33 แสดงกราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพการแปลงผันกำลังงานของก่อนและหลังรวมตัวเหนียวนา

2.2 การออกแบบวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าและกระแสฮาร์มอนิกโดยใช้วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ชนิดซอฟต์แวร์สวิตชิงและเทคนิคมัลติเฟสอินเตอร์ลีฟ

ในส่วนนี้จะเสนอวิธีการออกแบบวงจรควบคุมวงจรทบทระดับที่ได้ปรับปรุงแล้วเพื่อให้สามารถแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงและวิธีการออกแบบวงจรเพื่อสร้างสัญญาณขับแบบอินเตอร์ลีฟเพื่อควบคุมการทำงานหลายวงจร โดยได้กำหนดค่าพิกัดของวงจรดังนี้

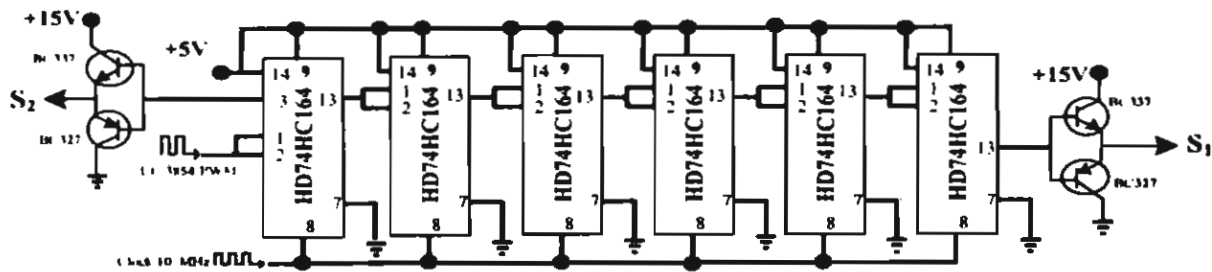
$$\begin{aligned} \text{แรงดันด้านเข้า(กระแสสลับ)} \quad V_m &= 176-260 \text{ V} \\ \text{แรงดันด้านออก(กระแสตรง)} \quad V_o &= 380 \pm 5\% \text{ V} \\ \text{กำลังไฟฟ้าด้านออก(รวม)} \quad P_o &= 2,000 \text{ W (4,000 W)} \\ \text{ความถี่การสวิตช์} \quad f_s &= 100 \text{ kHz} \end{aligned}$$



รูปที่ 34 การอินเตอร์ลีฟวงจรทบทระดับแรงโดยใช้ไอซีแก้ตัวค่าตัวประกอบแบบวิธีการคุมค่าเฉลี่ยของกระแส

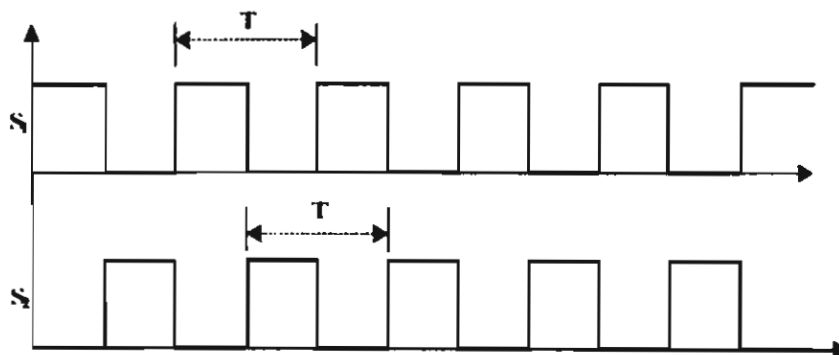
2.2.1 วงจรควบคุมการเลื่อนเฟส

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

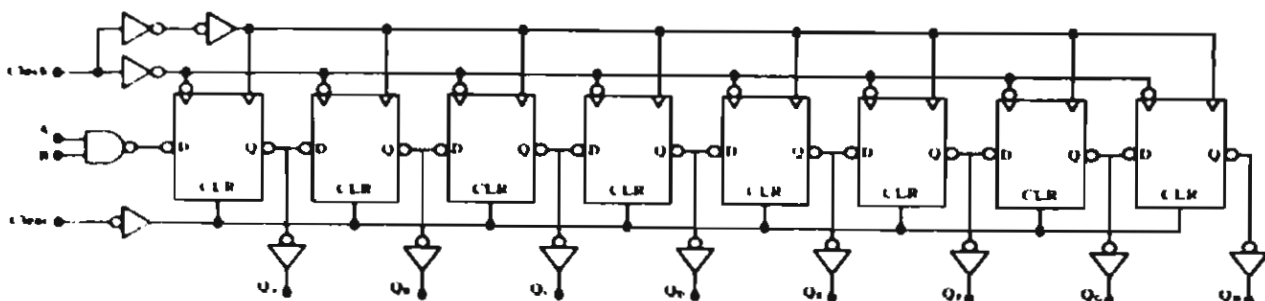


รูปที่ 35 วงจรเลื่อนเฟส

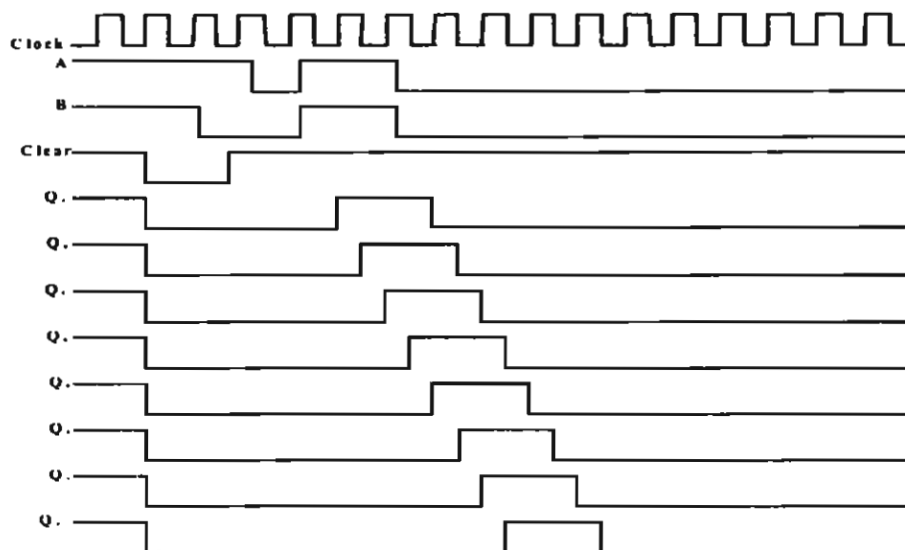
เนื่องจากความถี่ในการสวิตช์มีค่าสูงทำให้ต้องใช้สัญญาณนาฬิกามีค่าสูงตาม เป็นผลให้เวลาในการเลื่อนของสัญญาณน้อยลงจึงจำเป็นต้องใช้จำนวนไอซีหลายตัวในการเลื่อนสัญญาณ แต่ถ้าลดความถี่ของสัญญาณนาฬิกาจะทำให้สัญญาณขับนำสวิตช์ (S_1, S_2) เกิดการสั้นไหวขึ้นซึ่งจากการทดสอบการทำงาน ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาควรอยู่ที่ประมาณ 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

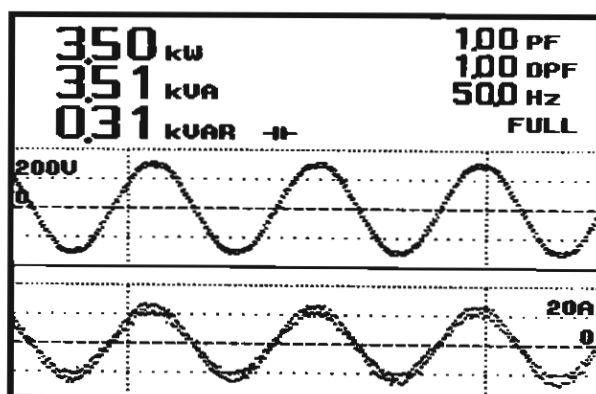


รูปที่ 38 แผนภาพเวลาการทำงานของวงจรเลื่อนเฟส

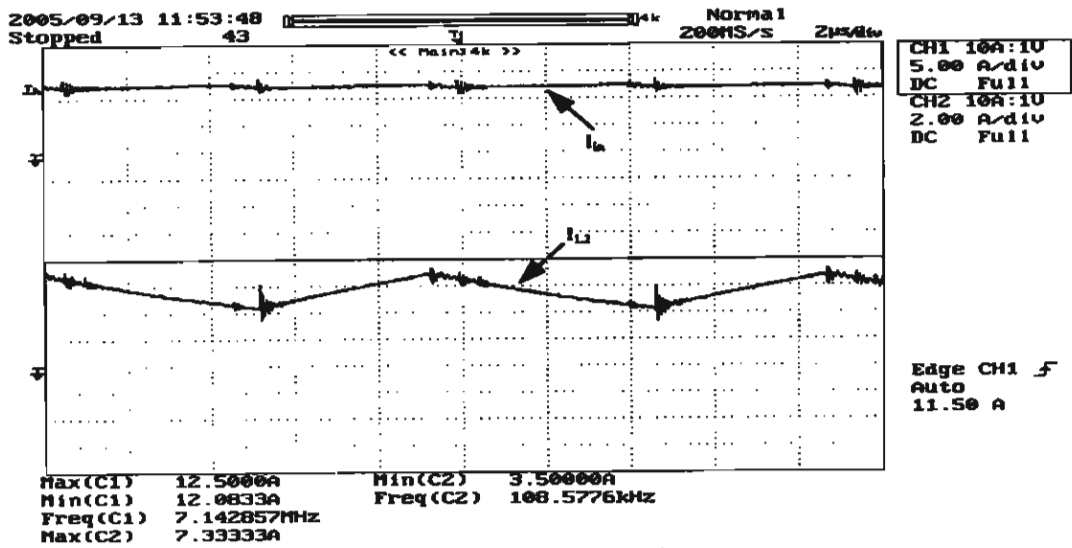
2.2.2 ผลการทดสอบการทำงาน

ก่อนที่จะทำการทดสอบการทำงานของวงจรที่ใช้เทคนิคอินเตอร์ลิฟเราจะทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการแปลงผันกำลังงานของวงจรเรียงกระแสที่ใช้เทคนิคการพันขดลวดเหนี่ยวนำลงบนแกนแม่เหล็กเดียวกันเทียบกับแบบปกติ

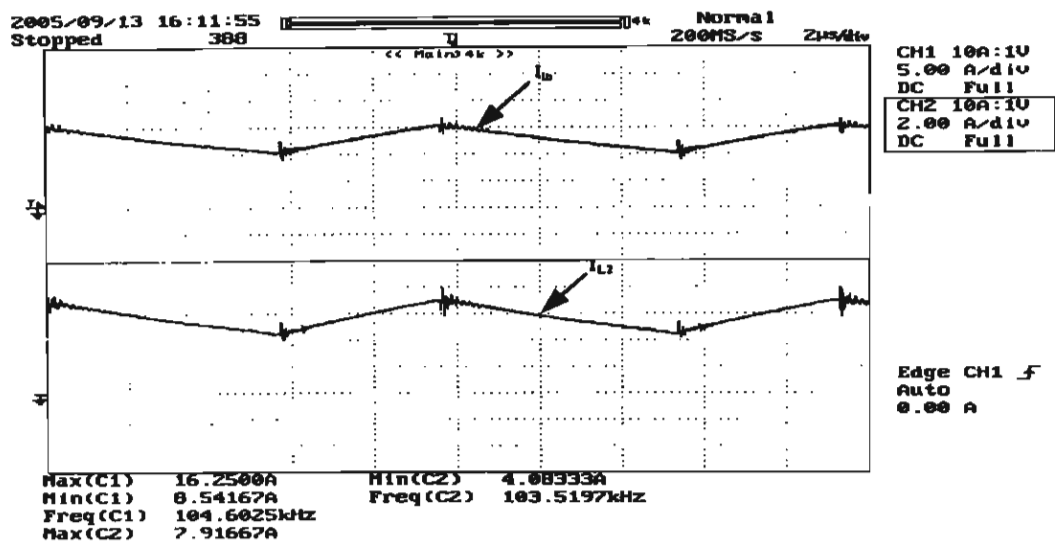
หลังจากจัดสร้างวงจรตามรูปที่ 34 ได้ทำการทดสอบเพื่อหาคุณสมบัติการทำงานของวงจร รูปที่ 39 แสดงรูปคลื่นของแรงดันและกระแสขาเข้าที่กำลังงาน 3.5kW โดยมีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียง 1 และมีความเพี้ยนของกระแสต่ำมาก



รูปที่ 39 ค่าตัวประกอบกำลังขาเข้าของวงจรที่อินเตอร์ลิฟ



รูปที่ 40 รูปคลื่นกระแสขาเข้าของวงจรที่ใช้เทคนิคอินเตอร์ลิฟ



รูปที่ 41 รูปคลื่นกระแสขาเข้าของวงจรแบบไม่ใช่เทคนิคอินเตอร์ลิฟ

รูปที่ 40 และ 41 แสดงผลการเปรียบเทียบของกระแสขาเข้าที่จุดอ้างอิงฟักัดกำลังงานเดียวกัน จะเห็นได้ว่าวงจรที่ใช้เทคนิคอินเตอร์ลิฟจะมีกระแสรบกวนต่ำกว่าแบบที่ไม่ใช้มาก

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.