

การวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบขนานและแบบผสมขนานอนุกรม

Analysis of Parallel and Series-Parallel Resonant Inverters

เนื่อเพชร สารศิริ, วิเวก ภาชีรัญ, สราวุฒิ สุจิตจร และกองพล อารีรักษ์

Nuapett Sarasiri, Wiwek Phacheerak, Sarawut Sujitjorn and Kongpol Areerak

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

111 ถนนมหาวิทยาลัย ด.สุรนารี อ.เมือง นครราชสีมา 30000

โทรศัพท์ 044-224-400 โทรสาร 044-224-401 E-mail: power_ieees@hotmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบขนาน (parallel-load resonant, PLR) และแบบผสมขนานอนุกรม (series-parallel-load resonant, SPLR) เมื่อพิจารณาโหลดทางไฟฟ้ากำลังเป็นความต้านทาน โดยวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์ SPLR ทั้ง 1 เฟส และ 3 เฟส โดยที่วงจร 1 เฟส ใช้ความถี่การสวิตช์ที่ 60 kHz วงจร 3 เฟสใช้ความถี่การสวิตช์ที่ 90 kHz ส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ PLR 1 เฟสใช้ความถี่การสวิตช์ที่ 50 kHz ใช้หลักการสวิตช์แบบสวิตช์แรงดันศูนย์ (zero-voltage switch, ZVS) เพื่อลดความสูญเสียเนื่องจากอุปกรณ์สวิตช์ นอกจากนี้ยังศึกษาผลกระทบด้านฮาร์มอนิกส์และตัวประกอบกำลังที่เกิดขึ้นกับวงจร บทความยังนำเสนอผลการจำลองสถานการณ์โดยใช้โปรแกรม Pspice และ Psim ตลอดจนผลการทดสอบด้วย

ABSTRACT

This article presents the analysis of a resonant inverter that uses series-parallel (SPLR) and parallel (PLR) LC tanks, respectively. As a power load, pure resistance is considered. Analysis of the single and three-phase SPLR inverters considers 60 kHz and 90 kHz switching frequencies. For the single-phase PLR inverter, the switching of frequency 50 kHz is considered. The zero-voltage switching (ZVS) is employed to reduce the switching losses. Also, the resulted effects of harmonics and power factors are investigated. Simulation results using Pspice and Psim as well as experimental results are presented.

1. บทนำ

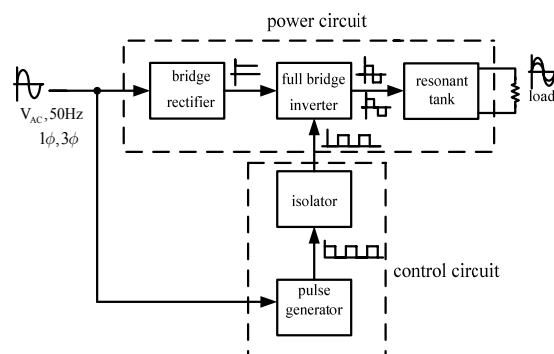
วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์สามารถแบ่งได้เป็น 3 แบบ ตามรูปแบบของวงจรเรโซแนนซ์ที่นำมาใช้ประโยชน์ ได้แก่ อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม (SLR) อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบขนาน (PLR) และอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบผสมขนานอนุกรม (SPLR) ซึ่งการเลือกนำไปใช้งานขึ้นอยู่กับผู้ออกแบบและชนิดของโหลด เนื่องจากอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์มีข้อได้เปรียบกว่าอินเวอร์เตอร์ทั่วไปคือ สามารถลดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ทำได้โดยบังคับให้สวิตช์ตัดวงจรที่กระแสศูนย์ (ZCS) หรือให้สวิตช์ต่อวงจรที่แรงดันศูนย์ (ZVS) อย่างไรก็ตามการสูญเสียในการสวิตช์จะไม่ปรากฏเฉพาะในกรณีที่ความถี่การสวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ สำหรับข้อเสียที่สำคัญของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ คือ ที่ความถี่สวิตช์ใกล้เคียงความถี่เรโซแนนซ์ กระแสไหลเวียนหรือแรงดันตกคร่อมวงจรอาจมีค่าสูง จึงอาจทำให้เกิดการสูญเสียในส่วนต่างๆ ของวงจรและเกิดความเครียดที่สวิตช์สูงขึ้น พลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะมีค่าสูงด้วย และการสูญเสียในช่วงเวลานำกระแสก็จะสูงด้วยเช่นกัน ในปัจจุบันวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับเครื่องใช้ไฟฟ้าอย่างกว้างขวาง ตัวอย่างเช่น เครื่องทำความร้อนแบบเหนี่ยวนำ[2] เตาอบเหนี่ยวนำ[3] และบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์[10] เป็นต้น ซึ่งการทำงานอาศัยหลักการสวิตช์ที่ความถี่เรโซแนนซ์เพื่อส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสูงสุดไปยังโหลด ความถี่ในการสวิตช์ต้องใช้อย่างน้อยความถี่สูง เพื่อลดขนาดของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ให้เล็กลง และยังคงคำนึงถึงปัจจัยสิ่งแวดล้อมประกอบด้วย กล่าวคือ หากใช้ความถี่การทำงานต่ำกว่า 20 kHz อาจ

ก่อให้เกิดเสียงรบกวนแก่ผู้ใช้[8] ในขณะที่เดียวกันหากใช้ความถี่การทำงานสูงกว่า 50 kHz อาจเกิดปัญหาในด้านการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า กำลังสูญเสียของวงจรและขนาดของฮาร์มอนิกส์ที่จุดต่อร่วม (point of common coupling, PCC) ได้ ในบทความนี้จึงมุ่งเน้นศึกษาหลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงในรูปแบบ PLR และ SPLR โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ PLR 1 เฟส และในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ SPLR จะใช้ทั้ง 1 เฟส และ 3 เฟส ซึ่งมีรูปแบบวงจรคล้ายกัน โดยที่อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ 3 เฟสเหมาะสำหรับงานที่ต้องการกำลังจ่ายโหลดสูงกว่าอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ 1 เฟส ในบทความนี้ได้ประยุกต์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ 3 เฟส เพื่อสร้างแรงดันไฟตรง (dc-dc converter) ซึ่งมีข้อดีคือ แรงดันกระเพื่อม (ripple voltage) ต่ำ ส่งผลให้อุปกรณ์กรองสัญญาณมีขนาดเล็กลง และความเครียดที่สวิตช์ต่ำ [6-7] ในงานวิจัยนี้ทำการวิเคราะห์รูปแบบของวงจรผลกระทบของวงจร และฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นเพื่อเป็นประโยชน์ในการนำไปประยุกต์ใช้ในงานด้านอื่นๆ ต่อไป โดยแบ่งหัวข้อในบทความดังนี้ หัวข้อที่ 2 กล่าวถึงหลักการเบื้องต้นและรูปแบบของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ หัวข้อที่ 3 กล่าวถึงวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ 1 เฟส ทั้งชนิด SPLR และ PLR หัวข้อที่ 4 กล่าวถึงวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ 3 เฟส ในย่านความถี่สูง ซึ่งจะนำเสนอผลการจำลองด้วยโปรแกรม Pspice และ Psim เปรียบเทียบกับการทดสอบวงจรต้นแบบและผลกระทบของฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นกับวงจร และหัวข้อที่ 5 เป็นการสรุปเนื้อหาของบทความนี้ รวมทั้งปัญหาและข้อเสนอแนะ

2. หลักการเบื้องต้นและรูปแบบของวงจร

อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ คือ วงจรแปลงผันกำลังจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับ โดยที่การสวิตช์ทำหน้าที่สร้างแรงดันอินพุตให้กับวงจรเรโซแนนซ์ที่ประกอบไปด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเมื่อความถี่ในการสวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ จะทำให้เกิดการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสูงสุดไปยังโหลด วงจรการทำงานของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบ่ง

ออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ๆ คือ วงจรกำลังและวงจรควบคุม ซึ่งอาจแสดงด้วยแผนภาพบล็อกในรูปที่ 1



รูปที่ 1 องค์ประกอบของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์

2.1. วงจรกำลัง

วงจรกำลังเป็นวงจรที่มีกระแสและแรงดันสูง ทำหน้าที่ถ่ายทอดกำลังไฟฟ้าจากอินพุตที่ความถี่ 50 Hz ไปยังวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟกระแสสลับ วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์มีหลักการการทำงานพื้นฐาน คือ รับแรงดันไฟกระแสสลับที่ความถี่ 50 Hz แปลงเป็นแรงดันไฟตรงด้วยวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ซึ่งแรงดันไฟตรงนี้จะป้อนอินพุตให้กับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ สำหรับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์นั้นเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่สวิตช์ด้วยความถี่สูง สร้างแรงดันไฟกระแสสลับ โดยจะใช้มอสเฟตกำลังเพราะสามารถทำหน้าที่เป็นสวิตช์ที่ความถี่สูงได้ดี และหาได้ง่ายในประเทศไทย เมื่อผ่านวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์แล้วสัญญาณเอาต์พุตจะมีรูปคลื่นสี่เหลี่ยมหรือคล้ายสี่เหลี่ยม (ดูรูปที่ 1) ส่วนสัญญาณกระแสจะขึ้นอยู่กับความถี่ที่มอสเฟตกำลังทำงาน จากนั้นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าจึงผ่านวงจรเรโซแนนซ์ที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำไปยังโหลดความต้านทานด้วยการทำงานของโครงข่าย LC ในสถานะเรโซแนนซ์ แรงดันไฟฟ้าที่คร่อมโหลดจึงมีรูปคลื่นเป็นไซน์

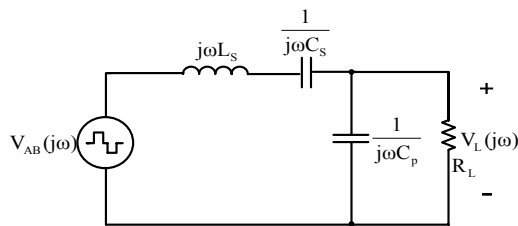
2.2. วงจรควบคุม

วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ทำหน้าที่สร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของมอสเฟตกำลังในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ สัญญาณพัลส์ที่ถูกสร้างขึ้นนี้มีขนาด 15 โวลต์ ถูกส่งไปที่ขาเกตของมอสเฟตกำลังโดยผ่านวงจรแยกโค

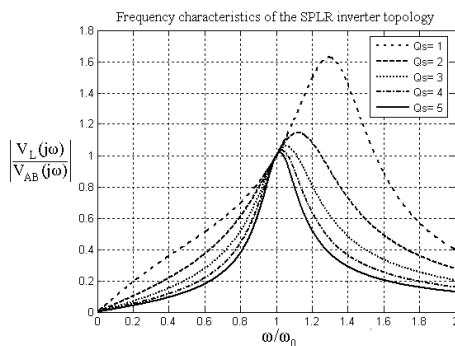
(isolator) สัญญาณควบคุมจะมีอยู่ 4 สัญญาณสำหรับอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส และมี 6 สัญญาณสำหรับอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส เพื่อควบคุมการทำงานของมอเตอร์กำลังแต่ละตัว การควบคุมแบบนี้จะทำให้สามารถควบคุมความถี่ของสัญญาณที่ส่งไปยังวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ได้ ทำให้สามารถควบคุมกำลังเอาต์พุตของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ได้อีกด้วย องค์ประกอบของวงจรควบคุมแสดงดังแผนภาพบล็อกในรูปที่ 1

2.3. ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจร SPLR และ PLR

วงจร SPLR คือ วงจร LC ที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวเหนี่ยวนำ 1 ตัว หรือเรียกว่า LCC โดยตัวเหนี่ยวนำ L_s วางอนุกรมกับตัวเก็บประจุ C_s และตัวเก็บประจุ C_p วางขนานกับโหลดความต้านทาน แรงดันอินพุตที่สร้างได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์จะให้รูปคลื่นคล้ายสี่เหลี่ยม (V_{AB}) แสดงวงจรสมมูลของ SPLR ดังรูปที่ 2 พิจารณาผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจร RLC ดังรูปที่ 3 และด้วยการวิเคราะห์เฟสเซอร์ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรซึ่งมีความสัมพันธ์ดังสมการที่ (1)



รูปที่ 2 วงจรสมมูล SPLR มีโหลดความต้านทาน



รูปที่ 3 กราฟคุณลักษณะความถี่ของวงจร SPLR

$$\frac{V_L(j\omega)}{V_{AB}(j\omega)} = \frac{1}{1 + \frac{C_p}{C_s} - \omega^2 L_s C_p + \frac{j\omega L_s}{R_L} - \frac{j}{\omega C_s R_L}} \quad (1)$$

เมื่อ $\omega_s = 1/\sqrt{L_s C_s}$, $Q_s = \omega_s L_s / R_L$ จะได้

$$\frac{V_L(j\omega)}{V_{AB}(j\omega)} = \frac{1}{1 + \frac{C_p}{C_s} - \omega^2 L_s C_p + jQ_s \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right)} \quad (2)$$

กำหนดให้ $\alpha = C_p / C_s$ และ $\omega_n = \omega / \omega_s$ จะได้

$$\left| \frac{V_L(j\omega)}{V_{AB}(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \alpha \left(1 - \omega_n^2 \right) \right)^2 + Q_s^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2}} \quad (3)$$

ความสัมพันธ์ (3) แสดงขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนหรืออัตราขยายเมื่อพิจารณาค่า $\alpha = 1$ และ $Q_s = 1, 2, \dots, 5$ เราสามารถคำนวณคุณลักษณะทางความถี่ของวงจร SPLR ได้ดังรูปที่ 3 ที่ความถี่สวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ ($\omega / \omega_0 = 1$) ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะหักล้างกัน จึงเกิดการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสูงสุดไปยังโหลดความต้านทาน จากรูปที่ 3 จะสังเกตได้ว่า ณ ความถี่ $\omega_n = \omega / \omega_0 = 1$ ไม่เกิดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ พบว่า จะเกิดอัตราขยายแรงดันเอาต์พุต (V_L) ต่อแรงดันอินพุต (V_{AB}) สูงสุดเท่ากับ 1 สำหรับ $C_p = C_s$ หากต้องการให้แรงดันเอาต์พุตสูงกว่าแรงดันอินพุตในย่าน $\omega / \omega_0 = 1$ อาจต้องใช้หม้อแปลงความถี่สูงเพิ่มแรงดันหรือถ้าออกแบบให้ Q_s มีค่าอื่นโดยใช้ความถี่สวิตช์มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์อาจทำให้เกิดการสูญเสียที่สวิตช์มากขึ้นได้

วงจร PLR คือ วงจร LC ที่ตัวเก็บประจุ C_p วางขนานกับโหลดความต้านทานโดยที่ไม่มีตัวเก็บประจุ C_s อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_s แรงดันอินพุต V_{AB} เป็นคลื่นสี่เหลี่ยม วิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรได้ดังนี้

$$\frac{V_L(j\omega)}{V_{AB}(j\omega)} = \frac{1}{1 - \omega^2 L_s C_p + \frac{j\omega L_s}{R_L}} \quad (4)$$

เมื่อ $\omega_0 = 1/\sqrt{L_s C_p}$, $Q_p = R_L / \omega_0 L_s$ จะได้ขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนหรืออัตราขยาย คือ

$$\left| \frac{V_L(j\omega)}{V_{AB}(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{(1-\omega_n^2)^2 + \left(\frac{\omega_n}{Q_p}\right)^2}} \quad (5)$$

เมื่อ V_{AB} คือ แรงดันอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์ SPLR และ PLR (V)

V_L คือ แรงดันเอาต์พุตที่โหลดความต้านทาน (V)

ω คือ ความถี่สวิตช์เชิงมุม (rad/sec)

ω_0 คือ ความถี่เรโซแนนซ์เชิงมุม (rad/sec)

ω_n คือ ความถี่สวิตช์แบบนอร์มัลไลซ์ (normalized switching frequency, ω/ω_0)

f คือ ความถี่สวิตช์ (Hz)

f_0 คือ ความถี่เรโซแนนซ์ (Hz)

α คือ ค่าคงที่ C_p / C_s

Q_s คือ ตัวประกอบคุณภาพของ SPLR

Q_p คือ ตัวประกอบคุณภาพของ PLR

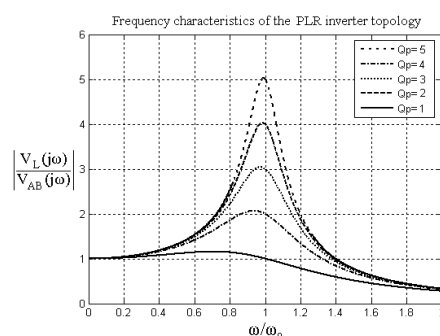
เมื่อนำความสัมพันธ์ (5) มาคำนวณ สร้างกราฟ คุณลักษณะทางความถี่โดยที่ $Q_p = 1, 2, \dots, 5$ จะได้ ดังรูปที่ 4 เมื่อความถี่สวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ จากสมการที่ (5) จะได้ว่า

$$\left| \frac{V_L(j\omega)}{V_{AB}(j\omega)} \right| = Q_p \quad (6)$$

โดยที่ $Q_p = R_L / \omega_0 L_s$ จากสมการที่ (6) จึงเห็นได้ว่าความต้านทาน R_L กับ Q_p มีคุณสมบัติผกผันแปรโดยตรงต่อกัน นั่นคือที่ค่าความต้านทานสูง วงจรจะให้อัตราขยายแรงดันสูงและที่ค่าความต้านทานต่ำ วงจรจะให้อัตราขยายแรงดันต่ำด้วย ซึ่งอาจนำวงจรเรโซแนนซ์ชนิดนี้ไปประยุกต์ใช้กับงานที่มีโหลดไม่คงที่และต้องการแรงดันเอาต์พุตสูงกว่าอินพุตได้โดยไม่ต้องใช้หม้อแปลงความถี่สูง

เมื่อพิจารณาวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ทั้งแบบ SPLR และ PLR ถ้าตัวประกอบคุณภาพ Q ของวงจร

เรโซแนนซ์มีค่าสูงและความถี่ของแรงดันอินพุตมีค่าใกล้เคียงความถี่เรโซแนนซ์ วงจรจะทำหน้าที่เป็นตัวกรองที่กำจัดฮาร์โมนิกส์ที่สาม และฮาร์โมนิกส์อันดับสูงอื่นๆ ผลก็คือกระแสและแรงดันที่วงจรเรโซแนนซ์มีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์มากเนื่องจาก Q มีค่าสูงทำให้กระแสและแรงดันที่วงจรเรโซแนนซ์จะแปรค่าไปอย่างมาก รอบๆ ความถี่เรโซแนนซ์ โดยมีค่าสูงสุดใกล้ความถี่เรโซแนนซ์เราอาจใช้คุณสมบัติข้อนี้ในการควบคุมกำลังที่จ่ายให้แก่โหลด [1]



รูปที่ 4 กราฟคุณลักษณะความถี่ของวงจร PLR

3. วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ 1 เฟส

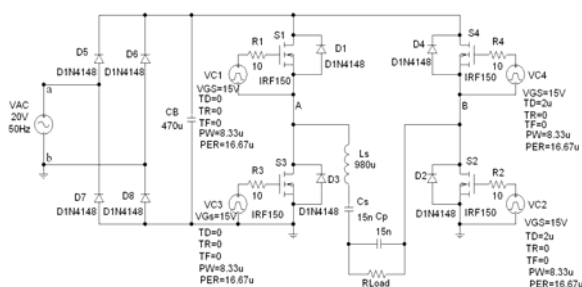
วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ 1 เฟส ที่นำเสนอผลการศึกษาวិเคราะห์ในบทความนี้มี 2 ชนิดด้วยกัน คือ วงจรอินเวอร์เตอร์ SPLR และวงจรอินเวอร์เตอร์ PLR

3.1. วงจรอินเวอร์เตอร์ SPLR 1 เฟส

วงจรอินเวอร์เตอร์ SPLR 1 เฟส มีแผนภาพวงจรดังรูปที่ 5 รับแรงดันอินพุต 1 เฟส ขนาด 20 Vrms ที่ความถี่ 50 Hz ง่ายให้กับวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นแปลงไฟกระแสสลับเป็นไฟกระแสตรง โดยมีตัวเก็บประจุ CB ขนาด 470 μ F กรองสัญญาณให้เรียบจ่ายให้กับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ทำการสวิตช์ได้แรงดันไฟกระแสสลับที่ความถี่ 60 kHz ซึ่งมีลักษณะเป็นคลื่นคล้ายสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ แรงดันดังกล่าวนี้คือ V_{AB} ในรูปที่ 5 และมีรูปคลื่นดังแสดงในรูปที่ 6 ซึ่งแรงดัน V_{AB} นี้จะจ่ายให้กับ SPLR และโหลดความต้านทาน R_L ขนาด 60 Ω ในบทความนี้เลือกค่า $Q_s = 6$ เพื่อให้ $V_L \approx V_{AB}$ ในย่าน $\omega/\omega_0 = 1$ ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์แสดงในตารางที่ 1

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ SPLR

V_{AC} (Vrms)	C_p, C_s (nF)	L_s (μ H)	C_B (μ F)	R_{Load} (Ω)	f_s (kHz)
20	15	980	470	60	60

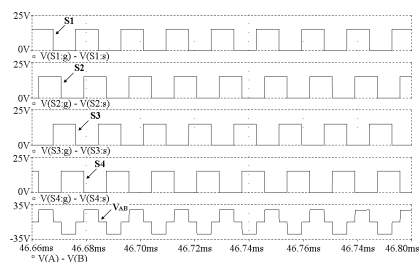


รูปที่ 5 วงจรอินเวอร์เตอร์ SPLR 1 เฟส

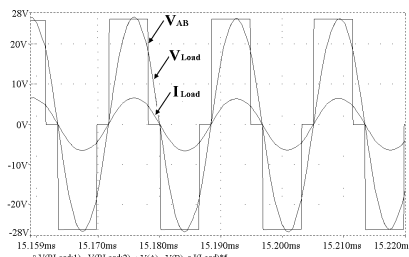
รูปที่ 6 (ก) แสดงรูปคลื่นแรงดันที่สร้างได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์มีรูปคลื่นคล้ายสี่เหลี่ยม คือ มีช่วงประวิงเวลา (dead-time) ทำได้โดยควบคุมสัญญาณป้อนให้ขาเกทของสวิตช์ในงานวิจัยนี้ กำหนดให้ช่วงประวิงเวลา เท่ากับ $2\mu s$ และวัฏจักรงานเป็น 50% นอกจากนั้น รูปที่ 6(ก) ยังแสดงรูปสัญญาณควบคุมเกทของมอสเฟต (S1-S4) ด้วย ส่วนในรูปที่ 6 (ข) แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่โหลดซึ่งมีเฟสตรงกันเมื่อเทียบกับแรงดัน V_{AB} จากวงจรอินเวอร์เตอร์ ผลการจำลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ SPLR 1 เฟสด้วย Pspice แสดงไว้ในดังรูปที่ 6 (ก) - (ข)

ทดสอบวงจรต้นแบบ

สำหรับวงจรต้นแบบอินเวอร์เตอร์ SPLR ใช้สวิตช์มอสเฟต IRFP460 500V-20A-0.27 Ω ในทางปฏิบัติแล้วความถี่เรโซแนนซ์ $f_0 = 1 / (2\pi\sqrt{L_s C_{eq}})$ จะได้ $f_0 = 58.71$ kHz โดยรวมค่าตัวเก็บประจุเป็น $C_{eq} = C_p C_s / (C_p + C_s)$ [9] พบว่าความถี่



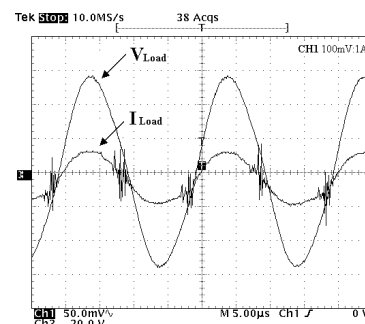
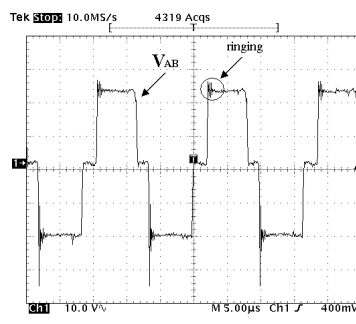
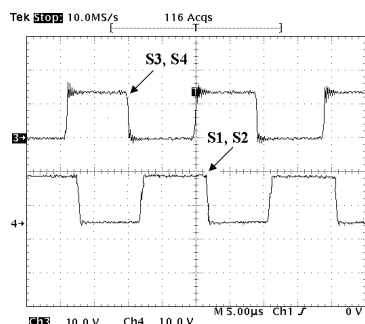
(ก) สัญญาณควบคุมสวิตช์และแรงดันจากอินเวอร์เตอร์



(ข) กระแสและแรงดันจากวงจรอินเวอร์เตอร์ SPLR

รูปที่ 6 ผลการจำลองอินเวอร์เตอร์ SPLR 1 เฟส

โดย Pspice ที่ใช้ในการสวิตช์ของมอสเฟตกำลังมากกว่าความถี่เรโซแนนซ์เล็กน้อย ($f = 1.02f_0 \approx 60$ kHz) การสวิตช์ยังคงเป็นแบบ ZVS แสดงผลการทดสอบดังรูปที่ 7 เมื่อพิจารณารูปที่ 7(ก) เป็นสัญญาณควบคุมการทำงานที่วัดจากขาเกทของมอสเฟต โดยในทางปฏิบัติแล้วสามารถตรวจวัดสัญญาณควบคุมที่ขาเกทของมอสเฟต S2 และ S3 พร้อมกันได้เนื่องจากมีจุดกราวด์ต่อร่วมกัน อาจพิจารณาวงจรได้ในรูปที่ 5 ส่วนสัญญาณควบคุมการทำงานที่ขาเกทของมอสเฟต S1 และ S4 มีสัญญาณทำนองเดียวกับมอสเฟต S2 และ S3 ตามลำดับและพบว่าเกิดการสั่นไหว (ringing) มากที่สัญญาณควบคุมสวิตช์ S3 ซึ่งอาจเกิดจากความไม่สมบูรณ์แบบของสวิตช์มอสเฟตที่นำมาใช้งาน ส่งผลให้วงจรอินเวอร์เตอร์สร้างแรงดันกระแสสลับเกิดการสั่นไหวในช่วงสัญญาณเปลี่ยนระดับฉับพลันด้วย ดังแสดงในรูปที่ 7(ข) สภาพสั่นไหวดังกล่าวถูกถ่ายทอดไปปรากฏที่สัญญาณกระแสโหลดด้วยดังรูปที่ 7(ค) ในการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ SPLR 1 เฟส ที่นำเสนอนี้ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นสัญญาณคล้ายสี่เหลี่ยม ซึ่งขึ้นอยู่กับข้อกำหนดช่วงประวิงเวลาในการควบคุมขาเกทของมอสเฟตถ้ากำหนดช่วงประวิงเวลาให้กว้างสัญญาณเอาต์พุตที่สร้างได้จากอินเวอร์เตอร์จะให้คลื่นคล้ายสี่เหลี่ยม แต่ถ้ากำหนดช่วงประวิง



(ก) สัญญาณควบคุมที่ขาเกตของมอสเฟต (ข) แรงดัน V_{AB} จากอินเวอร์เตอร์ SPLR

(ค) กระแสและแรงดันที่โหลด

รูปที่ 7 ผลการทดสอบวงจรอินเวอร์เตอร์ SPLR 1 เฟส

เวลาให้แคบเพียงพอไม่ให้มอสเฟตในกิ่งเดียวกันทำงานพร้อมกัน สัญญาณเอาต์พุตที่สร้างได้จากอินเวอร์เตอร์จะมีลักษณะคล้ายสี่เหลี่ยมเล็กน้อยจนถือได้ว่าเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม โดยที่สัญญาณคล้ายสี่เหลี่ยมจะให้ค่าเฉลี่ยน้อยกว่าสัญญาณสี่เหลี่ยม ดังนั้นในการศึกษาวงจรอินเวอร์เตอร์ PLR 1 เฟส จึงได้ออกแบบให้วงจรอินเวอร์เตอร์สร้างสัญญาณสี่เหลี่ยม เพื่อใช้ในงานที่ต้องการกำลังโหลดที่สูงขึ้น

3.2. วงจรอินเวอร์เตอร์ PLR 1 เฟส

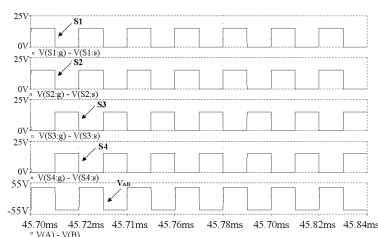
วงจรอินเวอร์เตอร์ PLR 1 เฟส มีหลักการทำงานเหมือนวงจร SPLR 1 เฟส แต่แรงดันไฟฟ้าที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีความถี่สูงใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ โดยใช้ความถี่ในการสวิตช์ 50 kHz

จำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม Pspice

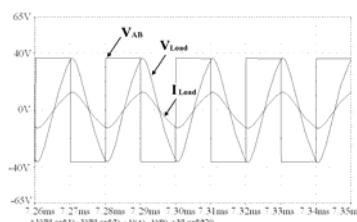
วงจรในการจำลองเหมือนรูปที่ 5 เพียงแค่เปลี่ยนจาก SPLR เป็น PLR เท่านั้น ในบทความนี้เลือกค่าตัวประกอบคุณภาพ $Q_p = 1$ เพื่อให้ $V_L \approx V_{AB}$ ในสภาวะที่ความถี่สวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ พิจารณาจากกราฟคุณลักษณะความถี่ของวงจร PLR ในรูปที่ 4 มีพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์แสดงดังตารางที่ 2

ตารางที่ 2 พารามิเตอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ PLR

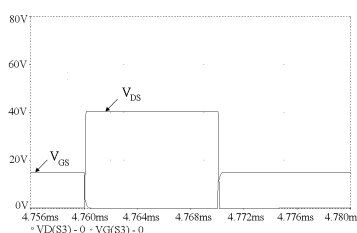
V_{AC} (Vrms)	C_p (nF)	L_s (μH)	C_B (μF)	R_{Load} (Ω)	f_s (kHz)
30	42	250	470	80	50



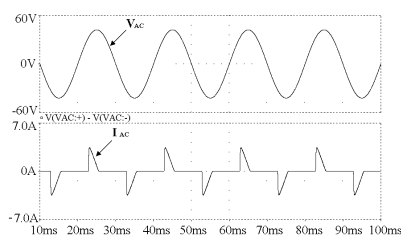
(ก) สัญญาณควบคุมสวิตช์และแรงดัน V_{AB}



(ข) กระแสและแรงดันของอินเวอร์เตอร์ PLR



(ค) จำลองสถานการณ์การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (ZVS)

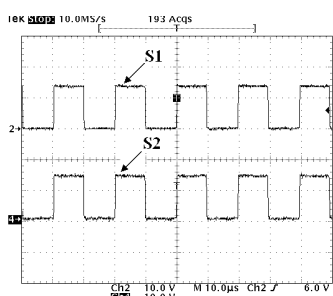


(ง) กระแสและแรงดันที่จุด a-b

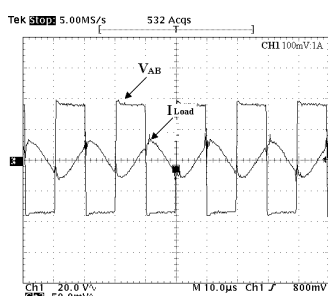
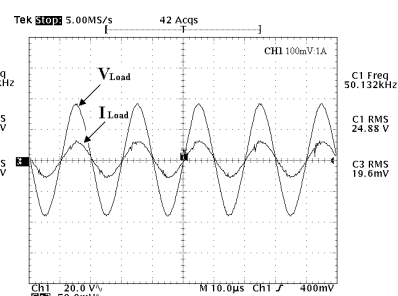
รูปที่ 8 จำลองสถานการณ์อินเวอร์เตอร์ PLR 1 เฟสโดย Pspice

รูปที่ 8(ก) แสดงสัญญาณควบคุมที่ป้อนให้กับขาเกทของมอสเฟตทั้ง 4 ตัว (S1-S4) และรูปคลื่นสัญญาณที่เหลื่อมของแรงดัน V_{AB} ที่สร้างได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์ อาจสังเกตได้ว่า ช่วงประวิงเวลาคอนข้างแคบ ส่วนในรูปที่ 8(ข) เป็นรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่โหลดความต้านทานเทียบกับแรงดัน V_{AB} ในการสวิตช์จะเป็นภาคแรงดันศูนย์ นั่นคือ กำลังสูญเสียในอุปกรณ์สวิตช์น้อย แสดงรูปสัญญาณแรงดัน V_{GS} เทียบกับ V_{DS} ดังรูปที่ 8 (ค) ในรูปที่ 8(ง) แสดงกระแสและแรงดันที่จุด a-b

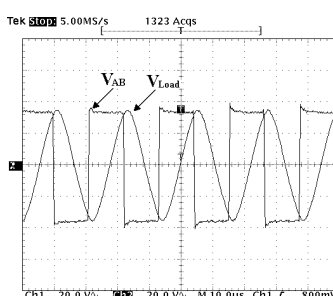
และ S2 จากตัวสร้างสัญญาณ ดังรูปที่ 9(ก) การทำงานของสวิตช์มอสเฟตทั้ง 4 ตัว (S1-S4) ในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ จะได้แรงดัน V_{AB} ดังรูปที่ 9(ข) นอกจากนี้ยังแสดงรูปคลื่นของกระแสที่โหลดมีเฟสล่าหลังแรงดัน V_{AB} ประมาณ 54° พิจารณารูปที่ 9(ค) พบว่าในย่านความถี่สวิตช์ใกล้เคียงความถี่เรโซแนนซ์ กระแสและแรงดันที่โหลดจะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ ในรูปที่ 9 (ง) แสดงรูปคลื่นของแรงดันจากอินเวอร์เตอร์และแรงดันที่โหลด พบว่ามีแอมพลิจูดใกล้เคียง



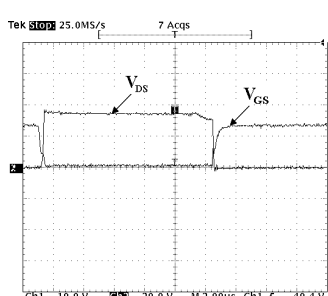
(ก) สัญญาณควบคุมขาเกท

(ข) แรงดัน V_{AB} จากอินเวอร์เตอร์กับกระแสโหลด

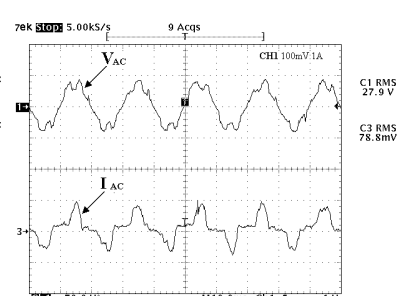
(ค) กระแสและแรงดันที่โหลด



(ง) แรงดันจากอินเวอร์เตอร์และแรงดันที่โหลด



รูปที่ 9 ผลการทดสอบวงจรอินเวอร์เตอร์ PLR 1 เฟส



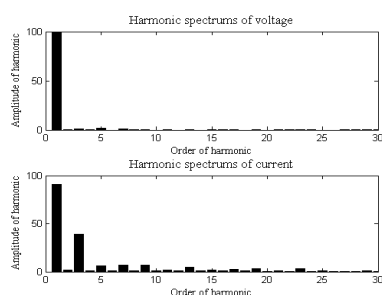
พบว่าสัญญาณกระแสผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณคลื่นไซน์อันเนื่องมาจากการรบกวนของฮาร์โมนิกส์

ทดสอบวงจรต้นแบบ

สำหรับวงจรต้นแบบของวงจรอินเวอร์เตอร์ PLR ความถี่ในการสวิตช์มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์เล็กน้อยเช่นเดียวกับวงจรอินเวอร์เตอร์ SPLR นั่นคือ $f_0 = (2\pi\sqrt{L_s C_p}) = 49.12 \text{ kHz}$ ความถี่ในการสวิตช์เป็น $f = 1.02f_0 \approx 50 \text{ kHz}$ ในทางปฏิบัติต้องออกแบบสัญญาณควบคุมขาเกทของมอสเฟตให้มีช่วงประวิงเวลาเล็กน้อย เพื่อไม่ให้มอสเฟตในกิ่งเดียวกันทำงานในจังหวะเดียวกัน แสดงสัญญาณควบคุมขาเกทของมอสเฟต S1

กัน ซึ่งตรงกับผลการจำลองในรูปที่ 8(ข)และในรูปที่ 9(ค) แสดงรูปสัญญาณแรงดันเทียบกับกระแสที่จุด a-b (พิจารณารูปที่ 5 โหลดเป็น PLR) เมื่อพิจารณาที่จุดต่อร่วม (220Vrms, 50 Hz) พบว่าค่าตัวประกอบกำลังค่อนข้างสูงเท่ากับ 0.89 ซึ่งวัดโดยใช้ Power Harmonics Analyzer (FLUKE 41B) แต่รูปคลื่นของกระแสและแรงดันไม่เป็นคลื่นไซน์บริสุทธิ์ สามารถแสดงฮาร์โมนิกส์ของแรงดัน และกระแสจากการตรวจวัดได้ดังรูปที่ 10 ฮาร์โมนิกส์รวมของแรงดัน (THD,v) คือ 2.4% อยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE STD 519-1992 ฮาร์โมนิกส์รวมของกระแส (THD,i) คือ 46.2% ซึ่งสูงกว่ามาตรฐาน IEEE STD 519-1992

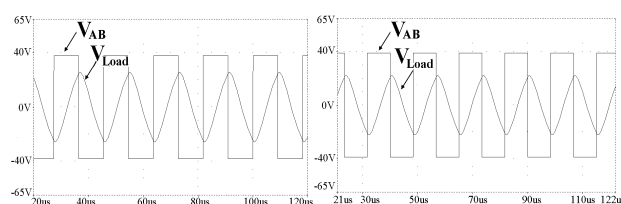
มาก ดังนั้นการใช้งานอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์จึงจำเป็นต้องมีตัวกรองที่จุดต่อร่วม สำหรับวงจรที่ทำงานในย่านความถี่สูงควรใช้วงจรกรองสัญญาณรบกวนจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมด้วย เพราะนอกจากจะกรองฮาร์มอนิกสในบางส่วนแล้ว ยังสามารถลดการรบกวนจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นได้อีกด้วย



รูปที่ 10 ฮาร์มอนิกของแรงดันและกระแสที่จุดต่อร่วม (220Vrms, 50 Hz) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ PLR 1 เฟส

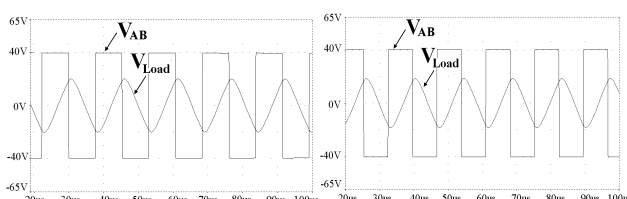
เมื่อพิจารณารูปในรูปที่ 4 กรณีที่ $Q_p = 1$ สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์พบว่า เมื่อทำการปรับความถี่ของสวิตช์ให้สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (ที่กำลังโหลดต่ำๆ ประสิทธิภาพการสูญเสียในสวิตช์น้อยมาก) อัตราขยายแรงดันเอาต์พุตต่ออินพุตจะลดลง นั่นคือ วงจรมีความสามารถในการควบคุมค่าเอาต์พุต ในงานวิจัยนี้จะทำการปรับความถี่ในการสวิตช์เป็น 1.10 - 1.42 เท่าของความถี่เรโซแนนซ์ ดังนั้นจึงต้องปรับความถี่สวิตช์เป็น 55 kHz, 60 kHz, 70 kHz และ 71 kHz ตามลำดับ ก่อนทำการทดสอบกับวงจรต้นแบบจะทำการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม Pspice ในเบื้องต้นได้ผลดังรูปที่ 11 เมื่อพิจารณารูปที่ 11(ก) ถึง 11(ง) พบว่า เมื่อเพิ่มความถี่สวิตช์ให้สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ตามที่กำหนดไว้ จะให้ค่าแรงดันที่ส่งผ่านไปยังโหลดลดลงพิจารณาผลที่สรุปไว้ในดังตารางที่ 3 ผลการจำลองที่ได้นี้สอดคล้องกับความสัมพันธ์ในรูปที่ 4 ตามทฤษฎีที่กล่าวไว้ข้างต้น จึงทดสอบกับวงจรต้นแบบได้ผลการทดสอบดังรูปที่ 12 เมื่อเปรียบเทียบการจำลองสถานการณ์กับการทดสอบ พบว่า ผลการจำลองและการทดสอบใกล้เคียงกัน อาจสังเกตได้ว่ารูปคลื่นในผลการทดสอบในรูปที่ 12 การปรับความถี่เพื่อควบคุมปริมาณการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า ส่งผลไม่มากนักต่อ

ความผิดเพี้ยนในรูปคลื่น V_{Load} นอกจากนั้น ได้ทำการสรุปผลการทดสอบการใช้งานวงจรเมื่อปรับความถี่ไว้ในตารางที่ 4



(ก) ความถี่สวิตช์ 55 kHz

(ข) ความถี่สวิตช์ 60 kHz



(ค) ความถี่สวิตช์ 70 kHz

(ง) ความถี่สวิตช์ 71 kHz

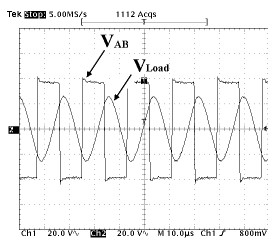
รูปที่ 11 ผลการจำลองการปรับความถี่สวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ PLR 1 เฟส โดย Pspice

ตารางที่ 3 เปรียบเทียบการจำลองสถานการณ์กับการทดสอบวงจรต้นแบบของวงจรอินเวอร์เตอร์ PLR 1 เฟส

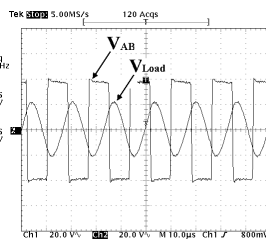
ความถี่ (kHz)	จำลองสถานการณ์	วงจรต้นแบบ
	V_{Load} (Vrms)	V_{Load} (Vrms)
50	25.57	23.88
55	18.45	17.60
60	15.68	14.76
70	14.02	12.84
71	12.35	11.24

ตารางที่ 4 สรุปข้อมูลที่ PCC เมื่อทำการทดสอบปรับความถี่การสวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ PLR

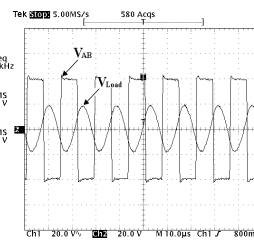
ความถี่ (kHz)	กำลังไฟฟ้า (W)	p.f. @PCC	THD,v (%)	THD,i (%)
50	15	0.89	2.4	46.2
55	11	0.89	2.3	45.2
60	9	0.88	2.2	44.9
70	7	0.90	2.1	43.5
71	6	0.91	2.1	39.8



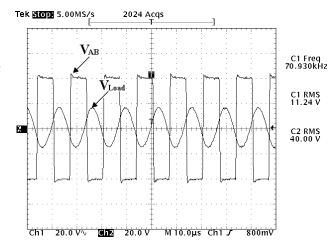
(ก) ความถี่สวิตช์ ≈ 55 kHz



(ข) ความถี่สวิตช์ ≈ 60 kHz



(ค) ความถี่สวิตช์ ≈ 70 kHz



(ง) ความถี่สวิตช์ ≈ 71 kHz

รูปที่ 12 ผลการปรับความถี่สวิตช์อินเวอร์เตอร์ PLR 1

PCC ที่กล่าวถึงในตารางที่ 4 ในที่นี้หมายถึงจุดที่รับแรงดัน 220Vrms ที่ความถี่ 50 Hz จะเห็นว่าเราสามารถลดปริมาณกำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านไปยังโหลดด้วยการปรับความถี่ให้สูงขึ้น เมื่อความถี่การสวิตช์สูงขึ้นจะทำให้ฮาร์มอนิกส์ทั้งในกระแสและแรงดันที่จุดต่อร่วมของวงจรต่ำลง ค่าตัวประกอบกำลังจึงสูงขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามการที่วงจรมีวงจรเรียงกระแสเป็นองค์ประกอบส่วนหน้า (front end) ส่งผลให้ฮาร์มอนิกส์รวมของกระแสยังคงสูงกว่ามาตรฐาน

4. วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ 3 เฟส ในย่านความถี่สูง

วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ 3 เฟส มีหลักการทำงานเช่นเดียวกับวงจรชนิด 1 เฟส โดยโครงสร้างวงจรนี้เป็นโหลด 3 เฟสรับแรงดันอินพุตไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส 50 Hz แสดงโครงสร้างในรูปที่ 13 ประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นร่วมกับตัวเก็บประจุ Cd ต่อกับอุปกรณ์สวิตช์ 6 ตัว วงจรเรโซแนนซ์และโหลดความต้านทาน สวิตช์ความถี่สูงในวงจรนี้ต่อแบบฟูลบริดจ์ 3 เฟส โดยวงจรควบคุมขาเกทของอุปกรณ์สวิตช์แต่ละตัวจะนำกระแส 180° ต่อหนึ่งรอบการทำงานดังแสดงในรูปที่ 14(ก) ซึ่งการทำงานของอุปกรณ์ในลักษณะดังกล่าวจะทำให้แรงดันเฟสด้านเอาต์พุตของอุปกรณ์สวิตช์ความถี่สูงมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 14(ข) แรงดันนี้จะถูกป้อนให้กับโครงข่ายเรโซแนนซ์ ซึ่งประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุต่ออยู่ในลักษณะผสมขนานอนุกรม[13] วงจรเรโซแนนซ์จะทำหน้าที่เสมือนตัวกรอง โดยการออกแบบให้

อัตราส่วนแรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมโหลดต่อแรงดันอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์มีค่าสูงสุด เมื่อความถี่ในการสวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ (ดูรูปที่ 3) ดังนั้นขนาดแรงดันที่ตกคร่อมโหลดจะขึ้นอยู่กับค่าความถี่สวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ความถี่สูงสำหรับวงจรสมมูลสามารถวิเคราะห์ได้ในทำนองเดียวกันกับวงจรชนิด 1 เฟส ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2 พิจารณาในส่วนของวงจรเรโซแนนซ์ในรูปที่ 13 สามารถรวมพารามิเตอร์เป็นวงจรสมมูลดังรูปที่ 2 ได้ เมื่อให้ $L_s = L_1$, $C_p = C_p$, $C_s = C_1 / (1 + \delta)$

$$\text{โดยที่ } \delta = \frac{C_1}{C_2 \left(1 - \left(\frac{1}{f^2 \omega_0^2 L_2 C_2} \right) \right)}$$

จำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม Psim

การจำลองสถานการณ์วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ 3 เฟส ได้ใช้โปรแกรม Psim เนื่องจากวงจรมีโครงสร้างที่ซับซ้อนเกินกว่าโปรแกรม Pspice จะรองรับการจำลองสถานการณ์ที่แม่นยำได้โดยอุปกรณ์สวิตช์ความถี่สูงรับอินพุตจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากับ 55 โวลต์ ความถี่เรโซแนนซ์ 90 kHz จ่ายโหลดความต้านทาน 60Ω ต่อเฟส กำหนดให้ $Q_s = 1.8$, $L_1 / L_2 = 0.1$, $C_1 / C_2 = 0.1$ และ

$\alpha = C_p / C_s = 1$ จะได้ค่าพารามิเตอร์ในส่วนหนึ่งของวงจรเรโซแนนซ์ในแต่ละเฟส ดังนี้

$$L_1 = 193 \mu\text{H}, L_2 = 19.3 \mu\text{H}, C_d = 1000 \mu\text{F}$$

$$C_1 = 18.3 \text{ nF}, C_2 = 183 \text{ nF และ } C_p = 1.83 \text{ nF [13]}$$

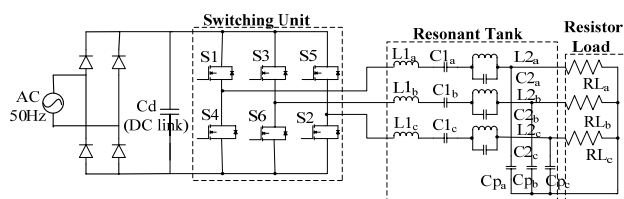
$$\text{คำนวณความถี่เรโซแนนซ์ได้จาก } f_0 = \frac{u}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$$

$$\text{โดยที่พารามิเตอร์ } u = \sqrt{\frac{a(as + \sqrt{a^2 s^2 - 4})}{2}},$$

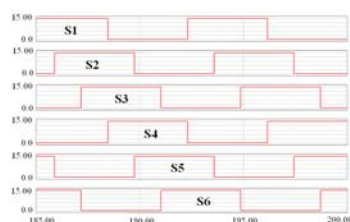
$$a = \sqrt{pq}, \quad s = 1 + \frac{1}{p} + \frac{1}{pq} \quad \text{แทนค่า } p = \frac{L_1}{L_2} \text{ และ}$$

$$q = \frac{C_1}{C_2} \quad \text{ผลการจำลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แสดง}$$

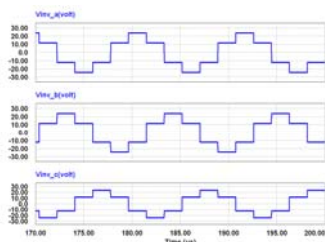
ไว้ ดังรูปที่ 14



รูปที่ 13 แบบจำลองอินเวอร์เตอร์ SPLR 3 เฟสโดย Psim



(ก) ช่วงเวลาการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตช์



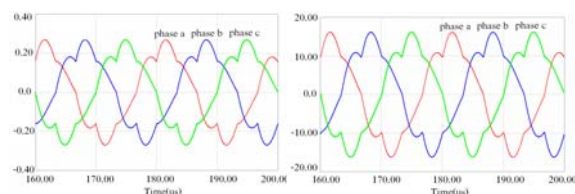
(ข) แรงดันเฟสเอาต์พุตของของอุปกรณ์สวิตช์

รูปที่ 14 ผลการจำลองวงจรอินเวอร์เตอร์ SPLR 3 เฟส

โดย Psim

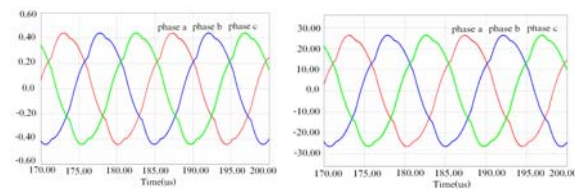
จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนแรงดันเอาต์พุตต่อแรงดันอินพุต ที่ Q_s ค่าต่าง ๆ กัน ดังแสดงในรูปที่ 3 จะเห็นว่า สามารถปรับขนาดแรงดันเอาต์พุตที่โหลดได้โดยการปรับความถี่ของแรงดันอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์ กรณีที่นำเสนอนี้ค่าตัวประกอบคุณภาพ $Q_s = \omega_0 L_s / R_L \approx 1.8$ เมื่อ

พิจารณา $Q_s \approx 1.8$ จากกราฟคุณลักษณะความถี่ของวงจร SPLR ในรูปที่ 3 จะพบว่า ถ้าทำการปรับความถี่สวิตช์ให้มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ค่าของอัตราส่วนแรงดันเอาต์พุตต่ออินพุตของวงจรเรโซแนนซ์จะสูงขึ้น ในทางกลับกันถ้าปรับความถี่สวิตช์ให้น้อยกว่าความถี่เรโซแนนซ์ผลที่ได้คือ อัตราส่วนแรงดันเอาต์พุตต่ออินพุตของวงจรเรโซแนนซ์จะลดลง จึงทำการทดสอบโดยปรับความถี่สวิตช์ให้น้อยกว่าความถี่เรโซแนนซ์ พิจารณาผลของกระแสและแรงดันดังรูปที่ 15 พบว่า เมื่อทำการปรับความถี่ในการสวิตช์ให้ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (90 kHz) รูปคลื่นของกระแสและแรงดันผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์และมีขนาดแอมพลิจูดลดลง ซึ่งสัมพันธ์กับกราฟคุณลักษณะความถี่ของวงจร SPLR ในรูปที่ 3



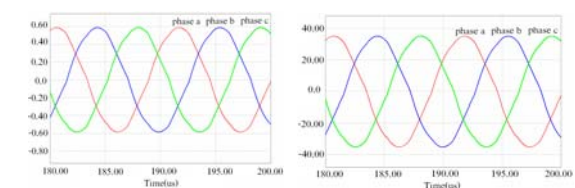
(ก) กระแสที่ 50 kHz

(ข) แรงดันที่ 50 kHz



(ค) กระแสที่ 70 kHz

(ง) แรงดันที่ 70 kHz



(จ) กระแสที่ 90 kHz

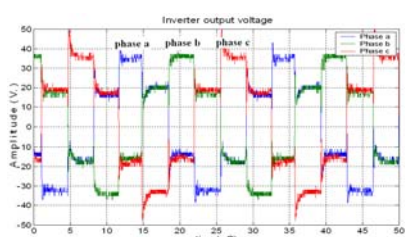
(ฉ) แรงดันที่ 90 kHz

รูปที่ 15 กระแสและแรงดันที่โหลดในย่านความถี่ต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ SPLR 3 เฟส

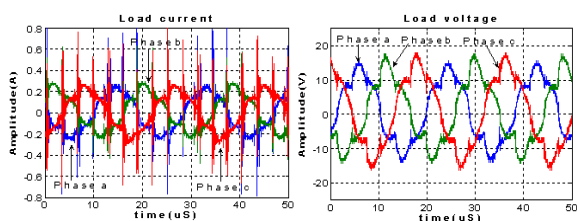
ทดสอบวงจรต้นแบบ

วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ 3 เฟส ซึ่งสร้างขึ้นตามโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 13 ใช้มอสเฟตกำลังเป็น

มอสเฟตกำลัง IRFZ44 55V – 49A – 0.22m Ω 6 ตัว โดยอินเวอร์เตอร์รับแรงดันอินพุตจากชุดเรียงกระแส ค่าแรงดันที่จุดเชื่อมต่อไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากับ 55 โวลต์ จ่ายโหลดความต้านทาน 60 Ω ความถี่เรโซแนนซ์ 90 kHz ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ตามการจำลองสถานการณ์ด้วย Psim ที่กล่าวไว้แล้วข้างต้น โดยคำนวณพารามิเตอร์ $u = 1.05$ จะให้ความถี่เรโซแนนซ์เป็น 88.92 kHz ดังนั้น ความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์ของมอสเฟตกำลังมากกว่าความถี่เรโซแนนซ์เล็กน้อย ($f = 1.02f_0 \approx 90$ kHz) ทำให้การสวิตช์ยังคงเป็นแบบ ZVS

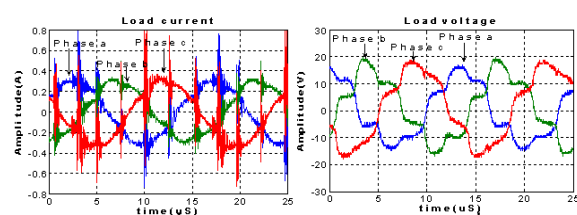


(ก) แรงดันเฟสเอาต์พุตของอุปกรณ์สวิตช์



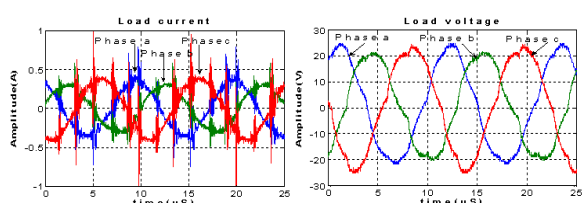
(ข) กระแสที่ 50 kHz

(ค) แรงดันที่ 50 kHz



(ง) กระแสที่ 70 kHz

(จ) แรงดันที่ 70 kHz



(ฉ) กระแสที่ 90 kHz

(ช) แรงดันที่ 90 kHz

รูปที่ 16 กระแสและแรงดันที่โหลดในย่านความถี่ต่างๆ

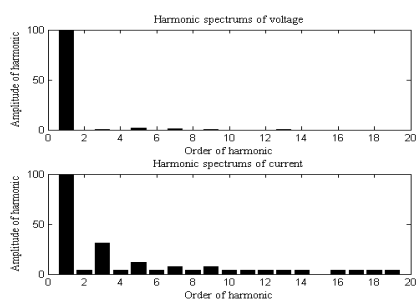
พิจารณารูปที่ 16(ก) แสดงแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากอุปกรณ์สวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ให้การนำกระแส 180° ต่อหนึ่งรอบการทำงาน จะพบว่ามีกระแสในโวลของสัญญาณในช่วงสัญญาณเปลี่ยนระดับกลับพลัน อาจเกิดจากความไม่สมบูรณ์แบบของสวิตช์มอสเฟตที่นำมาใช้งาน สภาพสั้นโวลดังกล่าวถูกถ่ายทอดไปปรากฏที่สัญญาณกระแสโหลดแต่ละเฟสด้วยแสดงรูปสัญญาณดังรูปที่ 16(ข) (ง) และ (ฉ) ในการปรับความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ 3 เฟส ในย่านความถี่สูงในทางปฏิบัติจะทำการลดความถี่เพื่อลดกำลังสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ในอุปกรณ์สวิตช์ โดยให้ความถี่เรโซแนนซ์เป็น 1.28 และ 1.8 เท่าของความถี่สวิตช์ นั่นคือ ปรับความถี่สวิตช์เป็น 70 kHz และ 50 kHz ตามลำดับ แสดงรูปสัญญาณกระแสและแรงดันโหลดแต่ละเฟสในย่านความถี่ต่างๆ ดังรูปที่ 16(ข) ถึง 16(ช) ตามลำดับอาจสรุปผลการปรับความถี่ได้ดังตารางที่ 5

ตารางที่ 5 เปรียบเทียบการจำลองสถานการณ์กับการทดสอบวงจรต้นแบบของวงจรอินเวอร์เตอร์ SPLR 3 เฟส

f (kHz)	จำลองสถานการณ์			วงจรต้นแบบ		
	แรงดันเฟส (Vrms)			แรงดันเฟส (Vrms)		
	a	b	c	a	b	c
50	10.24	10.24	10.24	9.70	8.34	8.76
70	17.99	18.71	18.21	13.00	11.36	12.24
90	25.21	23.74	25.43	16.40	15.20	17.08

จากการจำลองสถานการณ์และการทดสอบอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ที่สร้างขึ้น ดังที่สรุปไว้ในตารางที่ 5 จะสังเกตเห็นว่าแรงดันเฟสวงจรต้นแบบมีระดับที่ต่ำกว่าผลการจำลองเนื่องจากค่าแรงดันตกในอุปกรณ์ต่างๆ ที่มีได้คำนึงถึงในการจำลองสถานการณ์ กล่าวคือ เมื่อค่าความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ของโครงข่ายเรโซแนนซ์จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมโหลดมีค่าสูงสุด และมีรูปคลื่นใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ ในขณะที่แรงดันตกคร่อมโหลดจะลดลง และมีรูปร่างผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์เมื่อค่าความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์มีค่าต่างจากความถี่เรโซแนนซ์ของโครงข่ายเรโซแนนซ์ ดังนั้นการควบคุมขนาด

แรงดันที่ตกคร่อมโหลดสามารถทำได้โดยการปรับค่าความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ ในสถานะที่ความถี่การสวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ กระแสและแรงดันที่จุดต่อร่วมมีเฟสตรงกัน เช่นเดียวกับกรณีของวงจรอินเวอร์เตอร์ SPLR 1 เฟส ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเป็น 0.89 แต่รูปคลื่นของกระแสและแรงดันไม่เป็นสัญญาณไซน์บริสุทธิ์ มีองค์ประกอบของฮาร์มอนิกส์ปนอยู่ แสดงผลของ ฮาร์มอนิกส์ที่จุดต่อร่วม (220Vrms, 5Hz) ดังรูปที่ 17 เมื่อทำการปรับความถี่สวิตช์ให้ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์จะพบว่า ค่าตัวประกอบกำลังและฮาร์มอนิกส์ของกระแสลดลงตามไปด้วย แต่ผลของฮาร์มอนิกส์ของแรงดันเพิ่มขึ้นเล็กน้อย ดังผลที่ได้สรุปไว้ในตารางที่ 6



รูปที่ 17 ฮาร์มอนิกส์ของแรงดันและกระแสที่จุดต่อร่วม (220Vrms, 5Hz) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ SPLR 3 เฟส

ตารางที่ 6 สรุปข้อมูลที่ PCC เมื่อทดสอบปรับความถี่การสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ SPLR 3 เฟส

ความถี่ (kHz)	p.f. @PCC	THD,v (%)	THD,i (%)
50	0.85	2.8	31.7
70	0.89	2.4	34.8
90	0.89	2.4	36.1

5. สรุป

วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ที่บทความนี้แนะนำให้ใช้ความถี่ทำงานของสวิตช์ไม่ต่ำกว่า 20 kHz ถ้าความถี่การสวิตช์สูงมากๆ จะต้องระมัดระวังเรื่องการสูญเสียที่เกิดขึ้นกับวงจรสวิตช์ การสวิตช์ที่ใช้เป็นแบบ ZVS จากการจำลองการทำงาน

วงจรด้วยโปรแกรม Pspice และ Psim ผลการจำลองที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎี เมื่อวงจรทำงานที่ความถี่สวิตช์เข้าใกล้ความถี่เรโซแนนซ์ จะเกิดการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสูงสุดไปยังโหลด สำหรับวงจรแบบ PLR 1 เฟส เมื่อใช้ความถี่การสวิตช์สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์อัตราส่วนการขยายแรงดันจะลดลง ที่ PCC กำลังไฟฟ้า %THD,v และ %THD,i ลดลงด้วย แต่ค่าตัวประกอบกำลังเพิ่มขึ้น และในกรณีของวงจรแบบ SPLR 3 เฟส ให้ผลในลักษณะที่คล้ายคลึงกัน เมื่อทำการปรับความถี่การสวิตช์ให้ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ทำให้ ค่าตัวประกอบกำลังและ %THD,i ลดลง ส่วน %THD,v เพิ่มขึ้น จากการออกแบบและสร้างวงจรต้นแบบเพื่อทดสอบได้ผลสอดคล้องตามที่กล่าวไว้ในทฤษฎี วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ในรูปแบบที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ไปใช้ประโยชน์เหมาะกับโหลดกำลังต่ำ นอกจากนี้แล้วยังต้องศึกษายานความถี่เรโซแนนซ์อย่างละเอียด เพื่อป้องกันการสูญเสียที่อาจเกิดขึ้นในวงจรและผลกระทบของฮาร์มอนิกส์

เอกสารอ้างอิง

- [1] โคทม อารียา, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1, ซีเอ็ดดูเคชั่น. กรุงเทพมหานคร, 2544.
- [2] บุญชู สมบุญเพ็ญ, สักดา พรหมเหมือนและสันติ หวังนิพนพานโต, เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตกำแพงแสน ครั้งที่ 3, 2549.
- [3] ณัฐพล ดอนสกุล, ณัฐพล รินทกุล และนันทภูมิ ไวทยกุล, อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ความถี่สูง (เตาอบเหนี่ยวนำ). ปรินญา นิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2543.
- [4] Bhat, A.K.S., A Unified Approach for the Steady State Analysis of Resonant Converters. IEEE Transactions on Industry Electronics, Vol. 38, No. 4, 1991, pp. 251-259.
- [5] Bhat, A.K.S., Analysis and Design of a Modified Series Resonant Converter, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 8, No. 4, 1993, pp. 423-430.

- [6] Bhat, A.K.S., A Three-phase Series-Parallel Resonant Converter-Analysis Design, Simulation and Experimental Results, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 32, No. 4 , 1996, pp.951-960.
- [7] Bhat, A.K.S., Zheng, R., Analysis and Design of a Three Phase LCC-Type Resonant Converter. IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems. Vol. 34, No. 2, 1996, pp. 508-519.
- [8] Hammer, E.E., McGowan, T.K., Characteristics of various F40 fluorescent systems at 60Hz and high frequency, IEEE Transactions on Industry Applications. Vol 21, No.1, 1985, pp. 11-16.
- [9] Martin, F.J.F., Viejo, C.B., Antón, J.C.A., Garcia, M.A.P., Rico-Secades, M. and Alonso, J.M., Analysis and Design of a High Power Factor, Single-Stage Electronic Ballast for High Intensity Discharge Lamp. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 18, No.2, 2003, pp. 558-569.
- [10] Nelms, R.M., Jones, T.D., Cosby, M. C. A , Comparison of Resonant Inverter Topology for HPS Lamp Ballast, IEEE Conference. Industry Applications, 1993, pp. 2317-2322.
- [11] Sundberg, R.C., Brush, A.S., Patterson, A.G., Distortion and Regulation Characterization of a Mapham Inverter. NASA Technical Memorandum 102089, 1989, pp. 1-8.
- [12] Suryawanshi, H.M., Tarnekar, S.G., Improvement of Power Factor Using Modified Series-Parallel Resonant Converter, Proc.IEEE Conference on Power Quality, 1998, pp. 103-109.
- [13] Tanavade, S.S., Suyawanshi, H.M., Thakre, K.L., Chaudhari, M.A., Application of Three-Phase Resonant Converter in High Power DC Supplies, IEE Proc. Electr. Power Appl. Vol. 152, No. 6, 2005, pp.1401-1409.