

แบบจำลองไฟสลับสำหรับควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ผ่านแรงดันไฟตรงด้านเข้า

An AC Model of Resonant Inverter with DC BUS Voltage Control

ปราโมช ดอกไม้, ยุทธนา กุลวิฑิต และ ชันวาทัน สติชัย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

254 ถนนพญาไท เขตปทุมวัน กรุงเทพมหานคร 10130

โทร: 0-2218-6540 แฟกซ์: 0-2251-8991 E-mail: pramoch_d@yahoo.com

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการหาแบบจำลองไฟฟ้ากระแสสลับสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ที่ควบคุมแรงดันออกผ่านแรงดันไฟตรงด้านเข้าเพื่อใช้ออกแบบวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ การควบคุมแรงดันไฟตรงใช้วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบทอนระดับ ได้มีการคำนวณแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของทั้งวงจรอินเวอร์เตอร์และวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง เนื่องจากความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรโวลต์ของอินเวอร์เตอร์สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรองของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง สมบัติทางพลวัตของวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีผลต่อลักษณะพลวัตของวงจรแปลงผันไฟตรงน้อย การคำนวณแบบจำลองของวงจรแปลงผันไฟตรงจึงละเลยลักษณะพลวัตของวงจรโวลต์ของอินเวอร์เตอร์ ผลการคำนวณลักษณะทางพลวัตด้วยแบบจำลองมีลักษณะใกล้เคียงกับผลการจำลองมาก แต่จะแตกต่างจากผลการทดลองประมาณร้อยละ 10

คำสำคัญ: เรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์, แบบจำลอง, ควบคุมแรงดันไฟตรง

Abstract

An ac small-signal model of a high-frequency resonant inverter with dc bus voltage control, which is essential for the design of inverter output voltage and current controller, was derived in this paper. The inverter dc bus voltage control was implemented by a buck converter. Dynamic models of both the resonant inverter and the dc-dc converter were formulated. As the resonant frequency of the inverter's load circuit is much higher than that of the converter circuit, the dynamic of the inverter circuit has negligible effect on the dynamic of the converter and thus can be neglected in the calculation of the converter model. Performance criteria of a small-signal step response of the model were compared with those obtained from envelopes of circuit simulation and

experimental waveform. Good agreement between modeling and simulation was observed. The discrepancy between experimental results and those of the model is about 10%.

1. คำนำ

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์มีจุดเด่นที่มีกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ต่ำและให้ความถี่ที่ด้านออกเป็นความถี่เดียวกับความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ จึงเหมาะกับการนำไปใช้กับระบบที่ต้องการแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าความถี่สูง เช่น เครื่องจี้ตัดไฟฟ้า (Electrosurgical generator) และเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ (Induction heat) เป็นต้น อุปกรณ์ดังกล่าวจำเป็นต้องมีการควบคุมกระแส แรงดัน หรือ กำลังไฟฟ้าด้านออก เพื่อตอบสนองความต้องการของผู้ใช้งาน หรือเพื่อป้องกันความเสียหายซึ่งอาจเกิดขึ้นกับโหลดหรือตัววงจรเอง ทำให้ต้องมีการศึกษาวิธีการควบคุม และออกแบบตัวควบคุม (Controller) อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ การควบคุมตัวแปรด้านออกของอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ทำได้ 2 วิธี คือ การควบคุมความถี่สวิตช์และการควบคุมแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ โดยสัญญาณที่ต้องการควบคุมมักมีลักษณะเปลี่ยนแปลงกับเวลา มีรูปคลื่นไม่เป็นไซน์และขนาดของรูปคลื่นเปลี่ยนแปลงกับเวลา ทำให้ยากต่อการวิเคราะห์และศึกษาพฤติกรรมของระบบ

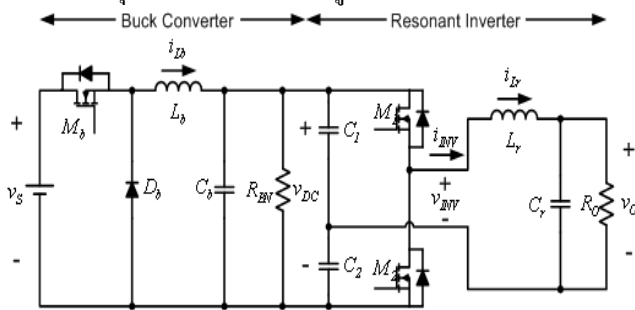
เครื่องจี้ตัดไฟฟ้าเป็นเครื่องมือที่แพทย์ใช้สำหรับการผ่าตัด ซึ่งมีข้อดีที่สามารถห้ามเลือดได้ในระหว่างการผ่าตัด ข้อจำกัดหนึ่งของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า คือ ต้องจำกัดขนาดของสัญญาณความถี่ต่ำกว่า 200 kHz ให้อยู่ในระดับที่ไม่ทำให้เกิดการกระตุ้นประสาทและกล้ามเนื้อเหมือนโดนไฟฟ้าช็อก [1,2] ดังนั้นความถี่หลักมูลของแรงดันไฟฟ้าด้านออกของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าต้องมีค่าสูงกว่า 200 kHz ตามไปด้วย ขณะที่วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์สามารถสร้างกำลังไฟฟ้าด้านออกที่ความถี่สูงเท่ากับความถี่สวิตช์ได้ โดยมีค่าความสูญเสียต่ำ วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์จึงถูกเลือกนำมาใช้สำหรับเป็นสร้างกำลังไฟฟ้าความถี่สูงให้กับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า สิ่งที่ต้องคำนึงถึงถัดมา คือ การควบคุมปริมาณ

พลังงาน หรือแรงดันที่ด้านออก โดยการควบคุมอินเวอร์เตอร์ผ่านแรงดันไฟตรงด้านเข้าจะให้แรงดันไฟฟ้าที่ด้านออกมีพฤติกรรมเหมือนการมอดูเลตค่ายอดซึ่งให้องค์ประกอบทางด้านความถี่ต่ำกว่าการควบคุมผ่านความถี่การสวิตช์ ซึ่งเป็นการมอดูเลตความถี่ [9] ดังนั้น การควบคุมแรงดันด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับเครื่องจักรไฟฟ้าผ่านแรงดันไฟตรงด้านเข้ามีความเหมาะสมมากกว่าการควบคุมผ่านความถี่การสวิตช์เพื่อลดโอกาสที่ผู้ปวยจะถูกการกระตุ่นตัวของค้ประกอบความถี่ต่ำ

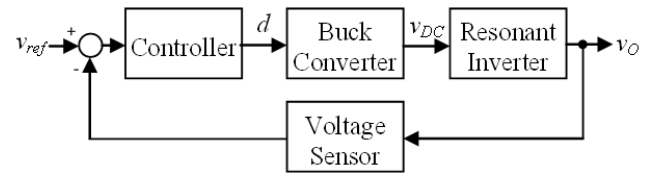
แบบจำลองของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมแรงดันด้านออกผ่านวงจรแปลงผันไฟตรงมีความจำเป็นเพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุม(Controllor) โดยในบทความนี้ใช้วิธีการเฉลี่ยวงจรแปลงผันไฟตรง [10] การประมาณแรงดันออกของวงจรสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ด้วยแรงดันไซน์ที่มีความถี่หลักมูล และการละเลยภาวะพลวัตของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อชั่วหลัก (dominant pole) ของอินเวอร์เตอร์มีค่าสูงกว่าชั่วหลักของวงจรแปลงผันไฟตรงมาก ซึ่งทำให้สามารถแทนวงจรอินเวอร์เตอร์ที่เป็นโหลดของวงจรแปลงผันไฟตรงด้วยตัวต้านทานที่เป็นฟังก์ชันของค่าความต้านทานโหลดและความถี่การทำงานวงจรอินเวอร์เตอร์

2. วงจรและแผนภาพบล็อกของวงจรอินเวอร์เตอร์ และวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง

ในบทความนี้เลือกศึกษาวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนานโครงสร้างกึ่งบริดจ์ (Half-bridge series-resonant inverter with parallel load) เนื่องจากสามารถรองรับการเปลี่ยนแปลงของโหลดในย่านที่กว้างได้ [9] และเลือกวงจรทอนระดับ (Buck converter) สำหรับควบคุมแรงดันด้านเข้าอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 1 โดยแสดงในรูปแบบแผนภาพบล็อก (Block diagram) ของระบบกรณีทำการควบคุมแรงดันด้านออก ดังรูปที่ 2



รูปที่ 1 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์โครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์ ที่ควบคุมระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้าด้วยวงจรทอนระดับ



รูปที่ 2 แผนภาพบล็อกของระบบที่ควบคุมแรงดันด้านออก

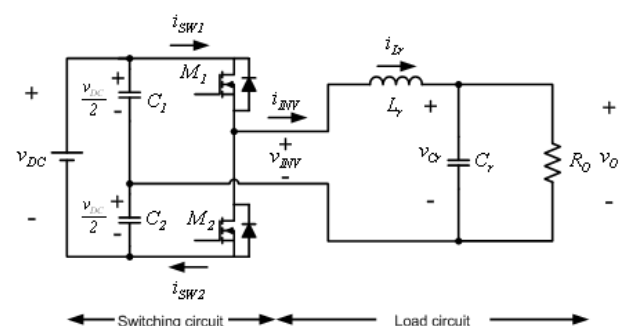
การออกแบบตัวควบคุม (Controller) ของระบบในรูปแบบที่ 2 จำเป็นต้องใช้แบบจำลองส่วนต่าง ๆ ของวงจรภาคกำลัง ซึ่งได้นำเสนอในบทความนี้ แต่จะไม่กล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมของวงจร

3. การวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ ที่ควบคุมระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้าด้วยวงจรทอนระดับ

วงจรในรูปที่ 1 ประกอบด้วยวงจรภาคกำลัง 2 วงจร คือ วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ และวงจรทอนระดับ โดยความถี่การทำงานสวิตช์และชั่วของวงจรโหลดของอินเวอร์เตอร์มีค่าสูงกว่าของวงจรทอนระดับมาก ทำให้ลักษณะทางพลวัตของวงจรอินเวอร์เตอร์มีผลต่อลักษณะทางพลวัตของวงจรทอนระดับน้อยจนสามารถละเลยได้ และประมาณได้ว่าวงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานในภาวะเสถียรอยู่ตัว (Quasi-Steady State) ชั่วและศูนย์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ไม่มีผลต่อลักษณะทางพลวัตของวงจรแปลงผันไฟตรง ทำให้สามารถละเลยชั่วและศูนย์ที่เกิดจากวงจรอินเวอร์เตอร์ในแบบจำลองภาคกำลังของวงจรทอนระดับ การวิเคราะห์และออกแบบตัวควบคุมวงจรทอนระดับจึงทำได้ง่ายโดยอาศัยเครื่องมือ หรือทฤษฎีมาตรฐานที่ใช้ออกแบบตัวควบคุมวงจรทอนระดับที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน การวิเคราะห์มีขั้นตอนต่างๆ ดังนี้

3.1 การหาแบบจำลองของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์

การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ในรูปที่ 3 มีขั้นตอนต่าง ๆ ดังนี้ [3-7]



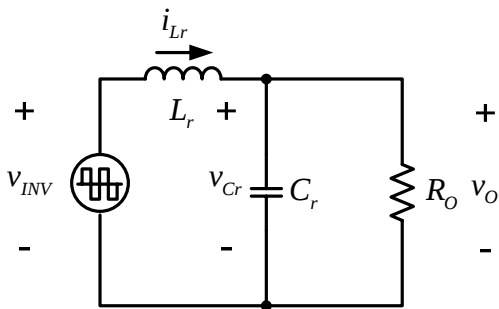
รูปที่ 3 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์

3.1.1 การแทนวงจรสวิตช์ด้วยแหล่งแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม
ลักษณะการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3 สวิตช์ M1 และ M2 จะสลับกันนำกระแสเพื่อส่งพลังงานไปยังวงจรโหลดที่เป็นกึ่งกระแส โดยแรงดันด้านเข้าของวงจรโหลดจะถูกสลับให้มีความกว้างและลบทุกครั้งคาบการสวิตช์ ทำให้แรงดันที่ด้านออกของวงจรสวิตช์ (v_{INV}) มีลักษณะรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีค่าสอดคล้องกับครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟตรงด้านเข้า ดังนั้นจึงสามารถแทนวงจรสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์และแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงด้วยแหล่งแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมดังรูปที่ 4 โดยมีขนาดแปรผันตามระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ และมีความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ ดังในสมการที่ (1)

$$v_{INV}(t) = \frac{v_{DC}}{2} \left\{ \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin(k\theta(t))}{k} \right\} \quad (1)$$

หมายเหตุ แรงดันออกของอินเวอร์เตอร์มีความถี่หลักมูล (ω) เท่ากับอนุพันธ์ของมุมเฟสแรงดันองค์ประกอบความถี่หลักมูลของอินเวอร์เตอร์ (θ) ตามสมการที่ (2)

$$\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (2)$$



รูปที่ 4 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่แทนวงจรสวิตช์ด้วยแหล่งแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

3.1.2 การประมาณแรงดันออกด้วยองค์ประกอบความถี่หลักมูล (Fundamental approximation) เนื่องจากวงจรโหลดมีลักษณะเป็นวงจรกรองผ่านต่ำ และความถี่การสวิตช์ใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ ทำให้กระแสออกของวงจรสวิตช์และแรงดันออกของวงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับองค์ประกอบฮาร์มอนิกถูกลดทอนมากขึ้นตามความถี่ และหากค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรโหลดมีค่าสูงขึ้น (quality factor หรือ Q ขึ้นอยู่กับค่าตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ L_r , ตัวเก็บประจุ

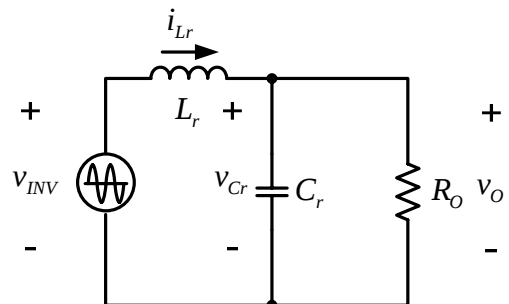
โซแนนซ์ C_r และความต้านทานด้านออก R_o) อัตราการลดทอนดังกล่าวจะเพิ่มขึ้น องค์ประกอบฮาร์มอนิกส่วนใหญ่ถูกลดทอนจนสามารถละเลยได้ ทำให้กระแสออกของวงจรสวิตช์และแรงดันออกของวงจรอินเวอร์เตอร์มีรูปคลื่นใกล้เคียงกับความถี่หลักมูลของความถี่การสวิตช์ เมื่อองค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันออกของวงจรสวิตช์ไม่มีผลต่อกระแสออกของวงจรสวิตช์และแรงดันออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ จึงสามารถแทนแหล่งแรงดันออกของวงจรสวิตช์ที่มีรูปคลื่นสี่เหลี่ยมด้วยแรงดันรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ตามสมการที่ (3) ดังรูปที่ 5

$$v_{INV}(t) = \frac{2}{\pi} v_{DC} \sin(\theta(t)) \quad (3)$$

จากการประมาณข้างต้นทำให้สามารถเขียนสมการกระแส และแรงดันต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ในรูปแบบทั่วไปที่เป็นผลบวกของฟังก์ชันไซน์และโคไซน์ที่มีขนาดแปรตามเวลา ดังสมการที่ (4) และ (5) ซึ่งจะทำให้การวิเคราะห์ห้วงจรทำได้สะดวกขึ้น

$$i(t) = i_1(t) \sin(\theta(t)) + i_2(t) \cos(\theta(t)) \quad (4)$$

$$v(t) = v_1(t) \sin(\theta(t)) + v_2(t) \cos(\theta(t)) \quad (5)$$



รูปที่ 5 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่แทนวงจรสวิตช์ด้วยแหล่งแรงดันรูปคลื่นไซน์

3.1.3 การวิเคราะห์ห้วงจร (Circuit analysis) การคำนวณหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อศึกษาลักษณะทางพลวัตของวงจรอินเวอร์เตอร์จำเป็นต้องใช้สมการสถานะ (State equations) โดยจากรูปที่ 5 สามารถเขียนสมการสถานะของวงจรในรูปของตัวแปรสถานะ (State variables) ต่าง ๆ ได้แก่ กระแสของตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ (i_{L_r}) และแรงดันของตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (v_{C_r}) ดังสมการที่ (6) และ (7) ส่วนสมการด้านออก (Output equations) ซึ่งเป็นสมการที่แสดง

ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรด้านนอก ได้แก่ แรงดันด้านนอก (v_O) และตัวแปรสถานะ แสดงดังสมการที่ (8)

$$i_{Lr} = \frac{-1}{L_r} v_{Cr} + \frac{1}{L_r} v_{INV} \quad (6)$$

$$\dot{v}_{Cr} = \frac{1}{C_r} i_{Lr} + \frac{-1}{C_r R_O} v_{Cr} \quad (7)$$

$$v_O = v_{Cr} \quad (8)$$

เมื่อแทนกระแสและแรงดันที่เป็นตัวแปรสถานะและตัวแปรด้านนอกในสมการที่ (6) ถึง (7) ด้วยรูปทั่วไปของกระแสและแรงดันตามสมการที่ (4) และ (5) และแทนแรงดันออกของวงจรสวิตช์ (v_{INV}) ด้วยสมการที่ (3) จะได้สมการสถานะสมการใหม่ดังสมการที่ (9) ถึง (11)

$$\begin{pmatrix} i_{Lr1} \sin(\theta(t)) + \omega i_{Lr1} \cos(\theta(t)) \\ + i_{Lr2} \cos(\theta(t)) - \omega i_{Lr2} \sin(\theta(t)) \end{pmatrix} \quad (9)$$

$$= \frac{-1}{L_r} \begin{pmatrix} v_{Cr1} \sin(\theta(t)) \\ + v_{Cr2} \cos(\theta(t)) \end{pmatrix} + \frac{1}{L_r} \frac{2}{\pi} v_{DC} \sin(\theta(t))$$

$$\begin{pmatrix} \dot{v}_{Cr1} \sin(\theta(t)) + \omega v_{Cr1} \cos(\theta(t)) \\ + \dot{v}_{Cr2} \cos(\theta(t)) - \omega v_{Cr2} \sin(\theta(t)) \end{pmatrix} \quad (10)$$

$$= \frac{1}{C_r} \begin{pmatrix} i_{Lr1} \sin(\theta(t)) \\ + i_{Lr2} \cos(\theta(t)) \end{pmatrix} + \frac{-1}{C_r R_O} \begin{pmatrix} v_{Cr1} \sin(\theta(t)) \\ + v_{Cr2} \cos(\theta(t)) \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} v_{O1} \sin(\theta(t)) \\ + v_{O2} \cos(\theta(t)) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{Cr1} \sin(\theta(t)) \\ + v_{Cr2} \cos(\theta(t)) \end{pmatrix} \quad (11)$$

สมการที่ (9) ถึง (11) จะประกอบด้วยฟังก์ชัน sine และ cosine ที่ความถี่หลักมูล สำหรับกรณีที่การเปลี่ยนแปลงค่าของกระแสหรือแรงดันในวงจรช้ากว่าความถี่อินเวอร์เตอร์มาก กระแสและแรงดันของวงจรอินเวอร์เตอร์ในหนึ่งคาบมีรูปคลื่นเป็นไซน์ที่มีความเพี้ยนน้อยมากโดยขนาดของยอดด้านบวกและด้านลบจะมีค่าประมาณเท่ากัน ทำให้ Inner product ขององค์ประกอบของกระแสและแรงดันที่เป็นฟังก์ชัน sine และ cosine มีค่าใกล้ศูนย์ เนื่องจากฟังก์ชัน sine และ cosine เป็นเวกเตอร์ที่ตั้งฉากกัน (Orthogonal vector) ดังนั้นสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชัน Sine และ Cosine ไม่สัมพันธ์กัน สมการสถานะแต่ละสมการ จึงสามารถแยกสามารถแยกเป็น 2 สมการย่อย โดยเป็นสมการของสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชัน sine และสมการของสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชัน cosine ดังสมการที่ (12) ถึง (17)

$$i_{Lr1} = \omega i_{Lr2} + \frac{-1}{L_r} v_{Cr1} + \frac{1}{L_r} \frac{2}{\pi} v_{DC} \quad (12)$$

$$i_{Lr2} = -\omega i_{Lr1} + \frac{-1}{L_r} v_{Cr2} \quad (13)$$

$$\dot{v}_{Cr1} = \frac{1}{C_r} i_{Lr1} + \frac{-1}{C_r R_O} v_{Cr1} + \omega v_{Cr2} \quad (14)$$

$$\dot{v}_{Cr2} = \frac{1}{C_r} i_{Lr2} - \omega v_{Cr1} + \frac{-1}{C_r R_O} v_{Cr2} \quad (15)$$

$$v_{O1} = v_{Cr1} \quad (16)$$

$$v_{O2} = v_{Cr2} \quad (17)$$

หมายเหตุ ตัวแปรใดที่กำกับด้วยเลข 1 และ 2 คือ สมประสิทธิ์หน้าฟังก์ชัน Sine และ Cosine ของฟังก์ชันนั้นตามลำดับ เช่น i_{Lr1} คือ สมประสิทธิ์หน้าฟังก์ชัน Sine ของ i_{Lr} เป็นต้น

สมการที่ (12) ถึง (17) เป็นสมการสถานะที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงขนาดขององค์ประกอบของกระแสและแรงดันรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่หลักมูล สมการสถานะที่ได้มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นเนื่องจากมีนิพจน์ที่เป็นผลคูณของขนาดตัวแปรสถานะ ทำให้ยากต่อการวิเคราะห์โดยทั่วไปแล้วการเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสและแรงดันรูปคลื่นไซน์จะมีขนาดเล็ก ดังนั้นการวิเคราะห์เฉพาะสัญญาณที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสและแรงดันรอบจุดทำงานสงบที่มีขนาดเล็กจะทำให้สามารถประมาณสมการของสัญญาณการเปลี่ยนแปลงขนาดด้วยสมการเชิงเส้น

3.1.4 การวิเคราะห์สัญญาณสำหรับการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กและการประมาณให้เป็นสมการเชิงเส้น (Perturbation and Linearization)

หัวข้อนี้เป็นการวิเคราะห์วงจรโดยแยกตัวแปรสถานะของกระแสและแรงดันเป็นผลบวกระหว่างกระแสหรือแรงดันที่จุดทำงานสงบ กับกระแสหรือแรงดันขนาดเล็กที่เปลี่ยนแปลงรอบๆจุดทำงานสงบ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กของสัญญาณควบคุม เมื่อแทนตัวแปรสถานะด้วยผลบวกของตัวแปรสถานะในภาวะอยู่ตัวกับค่าที่เปลี่ยนแปลงรอบจุดทำงานสงบลงในสมการสถานะจะสามารถแยกสมการสถานะเป็นสมการของตัวแปรสถานะในภาวะอยู่ตัว กับสมการสถานะของตัวแปรที่เปลี่ยนแปลงรอบจุดทำงานสงบ สมการของตัวแปรสถานะในภาวะอยู่ตัวใช้คำนวณหาค่าตัวแปรสถานะใน

ภาวะอยู่ตัว ส่วนสมการสถานะของตัวแปรที่เปลี่ยนแปลงรอบจุดทำงานสงบใช้เป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับศึกษาลักษณะทางพลวัตของวงจร จากที่ได้อธิบายในข้างต้น สมการสถานะของตัวแปรที่เปลี่ยนแปลงรอบจุดทำงานสงบมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น หากการเปลี่ยนแปลงมีขนาดเล็กจะสามารถละเลยนิพจน์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นนี้ได้ ทำให้สมการสถานะของสัญญาณมีลักษณะเชิงเส้น

เมื่อใช้แนวทางดังกล่าวกับสมการสถานะและสมการไดนามิกขององค์ประกอบของกระแสและแรงดันรูปคลื่นไซน์ ความถี่หลักมูล จะได้สมการสถานะและสมการไดนามิกที่จุดทำงานสงบตามสมการที่ (18) และ (19) และสมการสำหรับสัญญาณขนาดเล็กตามสมการที่ (20) และ (21)

$$0 = A_L X + B_L U \quad (18)$$

$$Y = C_L X + D_L U \quad (19)$$

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A_S \hat{x} + B_S \hat{u} \quad (20)$$

$$\hat{y} = C_S \hat{x} + D_S \hat{u} \quad (21)$$

$$\text{โดย: } X = [I_{Lr1} \ I_{Lr2} \ V_{Cr1} \ V_{Cr2}]^T, \\ \hat{x} = [\hat{i}_{lr1} \ \hat{i}_{lr2} \ \hat{v}_{cr1} \ \hat{v}_{cr2}]^T, \ Y = [V_{O1} \ V_{O2}]^T, \\ \hat{y}(t) = [\hat{v}_{o1} \ \hat{v}_{o2}]^T, \ U = V_{DC}, \ \hat{u} = [\hat{v}_{dc} \ \omega]^T,$$

$$A_L = A_S = \begin{bmatrix} 0 & \Omega & \frac{-1}{L_r} & 0 \\ -\Omega & 0 & 0 & \frac{-1}{L_r} \\ \frac{1}{C_r} & 0 & \frac{-1}{C_r R_O} & \Omega \\ 0 & \frac{1}{C_r} & -\Omega & \frac{-1}{C_r R_O} \end{bmatrix},$$

$$B_L = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_r} \frac{2}{\pi} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$B_S = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_r} \frac{2}{\pi} & 0 & 0 & 0 \\ I_{Lr2} & -I_{Lr1} & V_{Cr2} & -V_{Cr1} \end{bmatrix}^T,$$

$$C_L = C_S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\text{และ } D_L = D_S = 0$$

$$\text{หมายเหตุ } i_{Lr1} = I_{Lr1} + \hat{i}_{lr1}, \quad i_{Lr2} = I_{Lr2} + \hat{i}_{lr2}, \\ v_{Cr1} = V_{Cr1} + \hat{v}_{cr1}, \quad v_{Cr2} = V_{Cr2} + \hat{v}_{cr2}, \\ v_{DC} = V_{DC} + \hat{v}_{dc} \quad \text{และ} \quad \omega = \Omega + \hat{\omega}$$

สมการที่ (18) และ (19) ใช้ในการหาค่าตัวแปรสถานะและตัวแปรไดนามิกที่จุดทำงานสงบเพื่อนำไปใช้หาผลเฉลยของสมการสถานะของสัญญาณขนาดเล็กของตัวแปรสถานะหรือตัวแปรไดนามิกในสมการที่ (20) และ (21)

3.1.5 การคำนวณค่ายอดของสัญญาณ (Envelope calculation) ขั้นตอนนี้จะเป็นการคำนวณค่ายอดของสัญญาณไดนามิกของวงจรอินเวอร์เตอร์ (V_{Op}) โดยคำนวณจากสัมประสิทธิ์หน้าฟังก์ชัน sine และ cosine ของสัญญาณไดนามิก (V_{O1} และ V_{O2}) ตามสมการที่ (22)

$$V_{Op}^2 = V_{O1}^2 + V_{O2}^2 \quad (22)$$

จากสมการที่ (22) เมื่อวิเคราะห์วงจรสำหรับการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กและประมาณให้เป็นเชิงเส้น (Perturbation and Linearization) ตามแนวทางในข้อที่ 3.1.4 จะได้ค่ายอดของแรงดันไดนามิกที่จุดทำงานสงบ ดังสมการที่ (23) และค่ายอดของสัญญาณขนาดเล็กของแรงดันไดนามิกดังสมการที่ (24)

$$V_{Op} = \sqrt{V_{O1}^2 + V_{O2}^2} \quad (23)$$

$$\hat{v}_{op} = \frac{V_{O1}}{V_{Op}} \hat{v}_{o1} + \frac{V_{O2}}{V_{Op}} \hat{v}_{o2} \quad (24)$$

สมการที่ (24) สามารถเขียนในรูปแบบสมการทั่วไป ซึ่งเป็นสมการที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขนาดเล็กของตัวแปรไดนามิก กับสัญญาณขนาดเล็กของตัวแปรสถานะและตัวแปรควบคุม ได้ดังสมการ (25)

$$\hat{y}_o = C_o \hat{x} + D_o \hat{u} \quad (25)$$

$$\text{โดย } \hat{y}_o = \hat{v}_{op}, C_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{V_{O1}}{V_{Op}} & \frac{V_{O2}}{V_{Op}} \end{bmatrix}$$

$$\text{และ } D_o = 0$$

3.1.6 การคำนวณหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของอินเวอร์เตอร์ ผลลัพธ์ของการหาแบบจำลองสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของระบบคือฟังก์ชันถ่ายโอนซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงตัวแปรสถานะด้านออกเช่นค่ายอดแรงดันด้านออก ($\hat{v}_{op}$) ต่อการเปลี่ยนแปลงตัวแปรควบคุมซึ่งอาจเป็นแรงดันไฟตรงด้านเข้า ($\hat{v}_{dc}$) หรือความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ (ω) ซึ่งได้จากผลเฉลยของสมการอนุพันธ์ ตามสมการที่ (20) และ (25) โดยมีผลลัพธ์ดังสมการที่ (28) และ (29) ฟังก์ชันถ่ายโอนดังกล่าวจะขึ้นกับตัวแปรสถานะที่จุดทำงานสงบที่คำนวณได้จากผลเฉลยของสมการที่ (18) และ (19) ได้ผลลัพธ์ดังสมการที่ (26) และ (27)

$$X = -A_L^{-1} B_L U \quad (26)$$

$$Y = (C_L A_L^{-1} B_L + D_L) U \quad (27)$$

$$\hat{x}(s) = (sI - A_s)^{-1} B_s \hat{u}(s) \quad (28)$$

$$\hat{y}(s) = (C_o (sI - A_s)^{-1} B_s + D_o) \hat{u}(s) \quad (29)$$

หมายเหตุ I คือ เมทริกซ์เอกลักษณ์ขนาด 4x4

คำนวณฟังก์ชันถ่ายโอนของการเปลี่ยนแปลงแรงดันด้านออกต่อการเปลี่ยนแปลงแรงดันด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยการเฉลยสมการอนุพันธ์ (20) และ (25) ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนดังในสมการที่ (30)

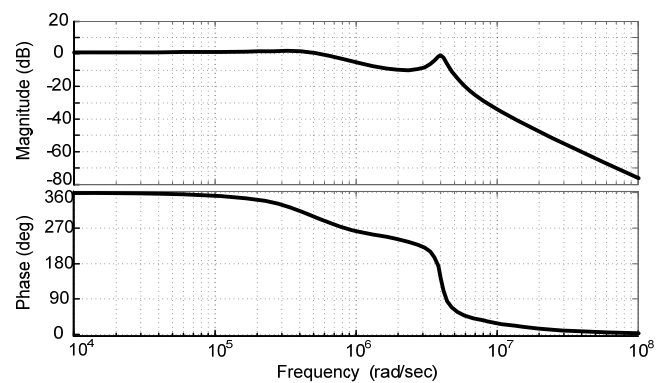
$$\frac{\hat{v}_{op}(s)}{\hat{v}_{dc}(s)} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\left(s_n^2 + \frac{s_n}{Q} + (1 - \Omega_n^2) \right) \frac{V_{OS}}{V_{OP}} - \left(2\Omega_n s_n + \frac{\Omega_n}{Q} \right) \frac{V_{OC}}{V_{OP}}}{\left\{ s_n^4 + \frac{2}{Q} s_n^3 + \left(2\Omega_n^2 + \frac{1}{Q^2} + 2 \right) s_n^2 \right.} \quad (30)$$

$$\left. + \left(\frac{2}{Q} + \frac{2\Omega_n^2}{Q} \right) s_n + \left(\frac{\Omega_n^2}{Q^2} + (\Omega_n^2 - 1)^2 \right) \right\}$$

$$\text{เมื่อ } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, S_n = \frac{s}{\omega_0}, \Omega_n = \frac{\omega}{\omega_0}, Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}},$$

$$\text{และ } Q = \frac{R}{Z_0}$$

เมื่อแทนค่าตัวแปรต่าง ๆ ในสมการ (30) ด้วยค่าที่ใช้ในการทดลอง ได้แก่ $V_s = 280V$, $L_b = 30 \text{ mH}$, $C_b = 0.3 \mu\text{H}$, $R_{BN} = 2 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 0.2 \mu\text{F}$, $L_r = 55.7 \mu\text{H}$, $C_r = 5.2 \text{ nF}$, $R_o = 300 \Omega$, วงจรทอนระดับทำงานที่ความถี่ $F_{con} = 22 \text{ kHz}$ วัฏจักรงาน 0.5 อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่ $F_{inv} = 350 \text{ kHz}$ ($\Omega = 2.2 \times 10^6 \text{ rad/sec}$) ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีอัตราขยายด้านความถี่ต่ำกว่า 1.11 มีขั้ว (poles) เชิงซ้อน 4 ขั้วที่มีค่าเท่ากับ $-3.21 \times 10^5 \pm j3.69 \times 10^5$ และ $-3.21 \times 10^5 \pm j4.03 \times 10^6 \text{ rad/sec}$ (หรือที่ความถี่ 77.8 kHz และ 643.3 kHz ตามลำดับ) และมีศูนย์ (zero) 2 ศูนย์เท่ากับ -6.31×10^5 , $4.47 \times 10^6 \text{ rad/sec}$ (หรือที่ความถี่ 100.38 kHz และ 711.58 kHz ตามลำดับ) ค่ารวมผลตอบเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังในรูปที่ 6



รูปที่ 6 ผลตอบเชิงความถี่ค่ายอดของแรงดันด้านออกต่อแรงดันไฟตรงด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ ($\hat{v}_{op}(s) / \hat{v}_{dc}(s)$)

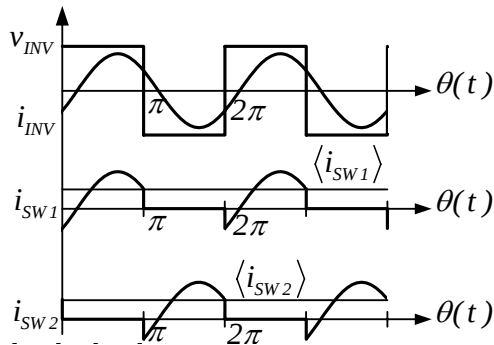
การหาแบบจำลองของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมแรงดันออกผ่านการควบคุมแรงดันไฟตรงด้านเข้านั้น ต้องคำนวณทั้งแบบจำลองของวงจรอินเวอร์เตอร์และแบบจำลองของวงจรทอนระดับที่ใช้ควบคุมแรงดันไฟตรงด้านเข้า

3.2 การหาอิมพีแดนซ์ที่ด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์

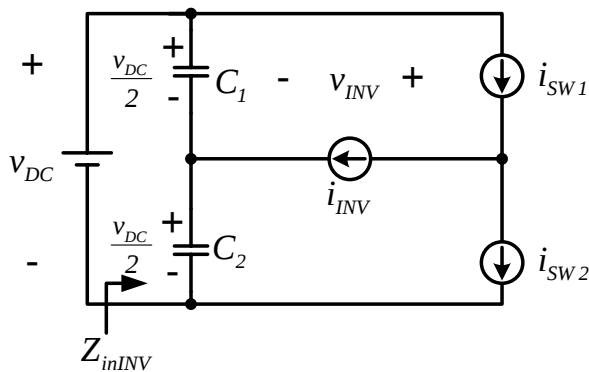
เนื่องจากลักษณะสมบัติทาง พลวัตของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงที่เป็นแหล่งจ่ายกำลังให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ขึ้นกับโหลด ซึ่งในที่นี้คือ วงจรอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงต้องคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ที่ด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ (Z_{inINV}) เพื่อใช้สำหรับศึกษาพฤติกรรมของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง ในหัวข้อที่ 3.3

3.2.1 การประมาณวงจรโหลดและสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ด้วยแหล่งกระแส เนื่องจากกึ่งโหลดของวงจรสวิตช์มีลักษณะเป็นกึ่งกระแสสลับคลื่นไซน์ความถี่ต่ำกว่าความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์และมีขนาดแปรค่าตามกระแสตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด (i_{Lr}) จากรูปที่ 2 สวิตช์ M1 และ M2 จะสลับกัน

นำกระแสโดยมีรูปคลื่นของกระแสผ่านสวิตช์แสดงดังในรูปที่ 7 เมื่อแทนกึ่งวงจรโหลดและสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ด้วยกึ่งกระแสได้ดังวงจรสมมูลดังในรูปที่ 8



รูปที่ 7 รูปคลื่นกระแสแรงดัน ณ ตำแหน่งต่างๆของวงจร



รูปที่ 8 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่แทนกึ่งวงจรโหลดและสวิตช์ด้วยกึ่งกระแส

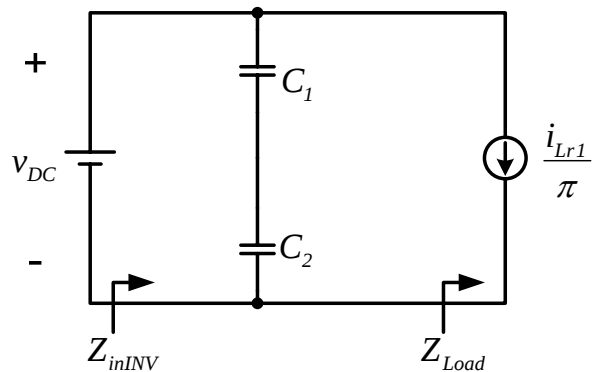
3.2.2 การเฉลี่ยวงจร (Circuit averaging) วงจรกรองผ่านต่ำของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงที่มีวงจรอินเวอร์เตอร์ที่เป็นโหลดมักต้องออกแบบให้ความถี่หักมุม (Conner frequency) ของวงจรกรองต่ำกว่าความถี่การสวิตช์ของวงจรแปลงผันไฟตรง และของอินเวอร์เตอร์มาก เพื่อลดค่าแรงดันตกของวงจรแปลงผันไฟตรง ดังนั้น องค์ประกอบที่ความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์และฮาร์มอนิกส์แทบไม่ส่งผลต่อการทำงานของวงจรแปลงผันไฟตรงเลย การหาแบบจำลองของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง โดยทั่วไปจะทำโดยการเฉลี่ยครบคาบการสวิตช์ของกระแสหรือแรงดันต่าง ๆ ในวงจร ทำให้สามารถละเลยองค์ประกอบที่ความถี่การสวิตช์และฮาร์มอนิกส์ เหลือเพียงองค์ประกอบไฟตรงและการเปลี่ยนแปลงที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่การสวิตช์ซึ่งเพียงพอต่อการนำไปใช้วิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผันไฟตรง

กึ่งกระแส i_{INV} มีสัญญาณเป็นรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่การสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าการเฉลี่ยครบคาบเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจึงแทนด้วยวงจรเปิด สำหรับกระแส i_{SW1} และ i_{SW2} เมื่อคำนวณเฉลี่ยครบคาบการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์จะได้ค่าเท่ากับ $\langle i_{SW1} \rangle$ และ $\langle i_{SW2} \rangle$ แสดงดังสมการที่ (31) และ (32)

$$\langle i_{SW1} \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (i_{Lr1} \sin(\theta) + i_{Lr2} \cos(\theta)) d\theta = \frac{i_{Lr1}}{\pi} \quad (31)$$

$$\langle i_{SW2} \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{2\pi} (-i_{INV1} \sin(\theta) + i_{INV2} \cos(\theta)) d\theta = \frac{i_{Lr1}}{\pi} \quad (32)$$

การเฉลี่ยครบคาบการสวิตช์ของกระแสภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ทำให้วงจรอินเวอร์เตอร์มีลักษณะดังรูปที่ 9



รูปที่ 9 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ทำการเฉลี่ยครบคาบการสวิตช์

3.2.4 การคำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์

อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ตามวงจรในรูปที่ 9 (Z_{inINV}) มีองค์ประกอบ 2 ส่วน คือ กิ่งของตัวเก็บประจุซึ่งเป็นค่ารวมของ $C' = C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2)$ และกิ่งของแหล่งกระแส โดยสามารถแปลงให้อยู่ในรูปค่าแอดมิตแทนซ์ Y_{Load} หรืออิมพีแดนซ์ Z_{Load} (Z_{Load} เป็นส่วนกลับของ Y_{Load}) ซึ่งคำนวณได้จากค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแส i_{Lr1} ต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟตรงด้านเข้า ($\hat{v}_{dc}$) ตามสมการที่ (33)

$$Y_{Load} = \frac{1}{Z_{Load}} = \frac{\hat{i}_{Lr1}}{\pi \cdot \hat{v}_{dc}} \langle i_{SW2} \rangle \quad (33)$$

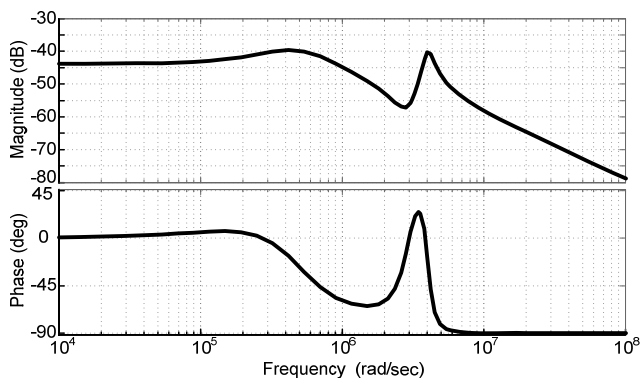
ค่า Y_{Load} ตามสมการที่ (33) คำนวณได้จากแบบจำลอง $\hat{i}_{lr1}(s) / \hat{v}_{dc}(s)$ ในหัวข้อที่ 3.1 ซึ่งมีค่าตามสมการที่ (34)

$$\frac{\hat{i}_{lr1}(s)}{\hat{v}_{dc}(s)} = \frac{2}{\pi \cdot R} \cdot \frac{Qs_n^3 + 2s_n^2 + \left(Q\Omega_n^2 + \frac{1}{Q} + Q\right)s_n + 1}{\left\{ s_n^4 + \frac{2}{Q}s_n^3 + \left(2\Omega_n^2 + \frac{1}{Q^2} + 2\right)s_n^2 + \left(\frac{2}{Q} + \frac{2\Omega_n^2}{Q}\right)s_n + \left(\frac{\Omega_n^2}{Q^2} + (\Omega_n^2 - 1)^2\right) \right\}} \quad (34)$$

เมื่อ $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, S_n = \frac{s}{\omega_0}, \Omega_n = \frac{\Omega}{\omega_0}, Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}},$

และ $Q = \frac{R}{Z_0}$

Y_{Load} มีขนาดในย่านความถี่ต่ำเท่ากับ $0.0065/\pi$ มีขั้ว (poles) เชิงซ้อน 4 ขั้วที่มีค่า $-3.21 \times 10^5 \pm j3.69 \times 10^5$ และ $-3.21 \times 10^5 \pm j4.03 \times 10^6$ rad/sec (หรือที่ความถี่ 77.8 kHz และ 643.3 kHz ตามลำดับ) มีศูนย์ (zero) ที่เป็นค่าจริง 1 ศูนย์เท่ากับ -2.62×10^5 , และมีศูนย์ (zero) เป็นเชิงซ้อน 2 ศูนย์เท่ากับ $-5.10 \times 10^5 \pm j2.86 \times 10^6$ rad/sec (หรือที่ความถี่ 41.8 kHz และ 462.1 kHz ตามลำดับ) คำนวณผลตอบแทนเชิงความถี่ของ ฟังก์ชันถ่ายโอน $\hat{i}_{lr1}(s) / \hat{v}_{dc}(s)$ ได้ดังในรูปที่ 10



รูปที่ 10 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ i_{Lr1} ต่อแรงดันไฟตรงด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ ($\hat{i}_{lr1}(s) / \hat{v}_{dc}(s)$)

โดยทั่วไปแล้วลักษณะสมบัติทางพลวัตของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง จะช้ากว่าลักษณะสมบัติทางพลวัตของวงจรอินเวอร์เตอร์มาก (ดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 3.2.2) ทำให้การเปลี่ยนแปลงของกระแส หรือแรงดันในวงจรอินเวอร์เตอร์ รวมไปถึงแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ แทบจะเกิดขึ้นทันทีที่มีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้า

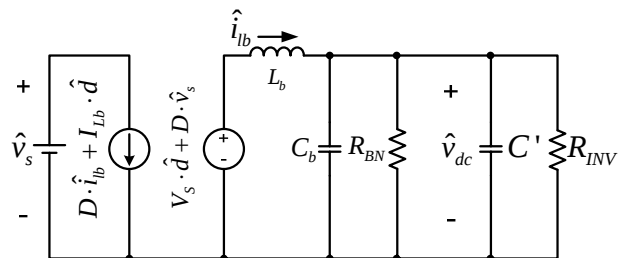
อินเวอร์เตอร์ ดังนั้น จึงสามารถละเลยลักษณะสมบัติทางพลวัตของวงจรอินเวอร์เตอร์ได้ (เหลือเฉพาะส่วนการเปลี่ยนแปลงทางด้านไฟตรง) ทำให้ Z_{Load} มีพฤติกรรมเหมือนความต้านทาน R_{INV} ซึ่งมีค่าตามสมการที่ (35) และการเปลี่ยนแปลงของแรงดันด้านออกต่อแรงดันไฟตรงด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ ($\hat{v}_{op} / \hat{v}_{dc}$) เหลือเฉพาะส่วนการเปลี่ยนแปลงที่ความถี่ต่ำ ดังสมการที่ (36) เนื่องจากลักษณะทางพลวัต ของวงจรโดยรวมจะถูกกำหนดโดยลักษณะทางพลวัตของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงที่ช้ากว่ามาก

$$R_{INV} = \frac{\pi}{DCgain \text{ of } (\hat{i}_{lr1} / \hat{v}_{dc})} = 484.5 \Omega \quad (35)$$

$$\frac{\hat{v}_{op}}{\hat{v}_{dc}} \square DCgain \text{ of } (\hat{v}_{op} / \hat{v}_{dc}) = 1.11 \quad (36)$$

3.3 การวิเคราะห์วงจรทอนระดับ

จากหัวข้อ 3.2 สามารถแทนวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นโหนดของวงจรแปลงผันไฟตรง ด้วยอิมพีแดนซ์ซึ่งประกอบด้วยตัวเก็บประจุ C' ขนานกับตัวต้านทาน R_{INV} โดยวงจรแปลงผันไฟตรงแบบวงจรทอนระดับพื้นฐาน เมื่อกำหนดและออกแบบให้การทำงานของวงจรอยู่ในย่านกระแสต่อเนื่องจะสามารถคำนวณแบบจำลองสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของวงจร โดยใช้วิธี State space averaging [9,10] ได้ดังในรูปที่ 11 โดย L_b คือ ตัวเหนี่ยวนำวงจรทอนระดับ C_b คือ ตัวเก็บประจุวงจรทอนระดับ และ R_{bN} คือ ตัวต้านทานวงจรทอนระดับ



รูปที่ 11 วงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของวงจรทอนระดับที่มีโหนดเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ที่แทนด้วย R_{INV}

จากวงจรสมมูลดังกล่าวสามารถหาความสัมพันธ์ของสัญญาณขนาดเล็กของแรงดันด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ ($\hat{v}_{dc}$) ต่อการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรงาน (Duty cycle, $\hat{d}$) ของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงได้ดังสมการที่ (37)

$$\frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_S}{\frac{s^2}{\omega_{rb}^2} + \frac{1}{Q_{pb}} \frac{s}{\omega_{rb}} + 1} \quad (37)$$

$$\text{โดย } \omega_{rb} = \frac{1}{\sqrt{L_b(C_b + C')}} \text{ และ}$$

$$Q_{pb} = \frac{R_{BN} \cdot R_{INV}}{(R_{BN} + R_{INV})} \sqrt{\frac{(C_b + C')}{L_b}}$$

หมายเหตุ Q_{pb} คือ ตัวประกอบคุณภาพของวงจรแปลงผันไฟตรง

4. การวิเคราะห์แบบจำลองรวมของระบบ

สมการความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ต่อการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรงาน ($\frac{\hat{v}_{op}}{\hat{d}}$) เป็นสมการที่บอกพฤติกรรมของระบบ ซึ่งจำเป็นต่อการทำนายผลตอบสนองของระบบ และใช้ในการออกแบบตัวควบคุม โดยสมการความสัมพันธ์นี้มีค่าเท่ากับผลคูณของสมการแบบจำลองวงจรอินเวอร์เตอร์ (สมการที่ (36)) และสมการแบบจำลองวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง (สมการที่ (37)) แสดงดังสมการที่ (38)

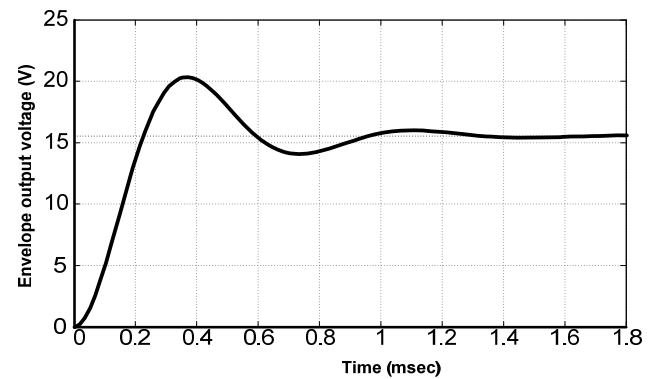
$$\frac{\hat{v}_{op}}{\hat{d}} = \frac{\hat{v}_{op}}{\hat{v}_{dc}} \cdot \frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{d}} = 1.11 \cdot \frac{V_S}{\frac{s^2}{\omega_{rb}^2} + \frac{1}{Q_{pb}} \frac{s}{\omega_{rb}} + 1} \quad (38)$$

3

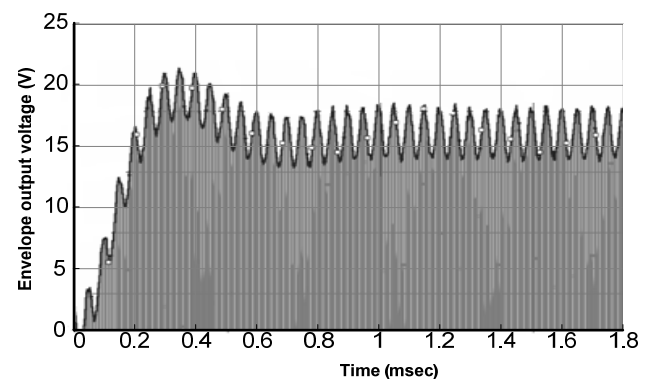
5. การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง

การตรวจสอบแบบจำลองทำได้โดยทดสอบการเปลี่ยนแปลงของแรงดันด้านออกของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ต่อการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรงานของวงจรทอนระดับแบบขั้น (เปลี่ยนจาก $d = 0.5$ ไปสู่ $d = 0.55$) โดยเปรียบเทียบลักษณะทาง พลวัตที่เป็นผลการคำนวณจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ตามสมการที่ (38) ดังในรูปที่ 12.1 กับผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ในรูปที่ 12.2 และจากการผลทดลองในรูปที่ 12.3 เพื่อสะดวกต่อการเปรียบเทียบ ได้มีการคำนวณค่าตัวแปรสมรรถนะของวงจร จากรูปที่ 12.1 ถึง 12.3 และแสดงไว้ในตารางที่ 1 จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันออกวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์

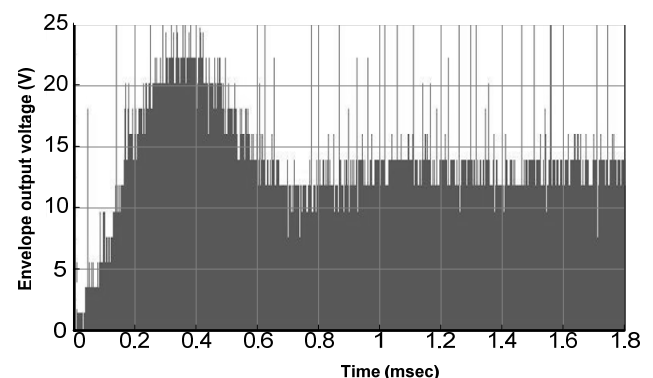
เมื่อมีการเปลี่ยนวัฏจักรงาน ที่คำนวณจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ มีค่าใกล้เคียงกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ แต่จากผลการทดลองค่า Steady state และค่า Rise time ของแรงดันด้านออกคลาดเคลื่อนประมาณร้อยละ 10 ดังตารางที่ 1



รูปที่ 12.1 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันออกต่อการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรงาน จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์



รูปที่ 12.2 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันออกต่อการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรงาน จากผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์



รูปที่ 12.3 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันออกต่อการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรงาน จากการทดลอง

ตารางที่ 1 การเปรียบเทียบผลการทดลองด้วยวิธีการต่างๆ เพื่อตรวจสอบแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

หัวข้อการทดสอบ	Steady State	Rise Time	Overshoot	Settling Time
แบบจำลองคณิตศาสตร์	15.6 V	0.15 ms	28.20%	1.18 ms
การจำลองด้วยโปรแกรม	15.6 V	0.15 ms	30.80%	1.2 ms
การทดลอง	14 V	0.2 ms	45%	1.2 ms

6. สรุป

การจำลองวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านออกผ่านการควบคุมระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้าด้วยวงจรทอนระดับ ใช้การประมาณที่ความถี่หลักมูล และการประมาณที่สภาวะอยู่ตัว เมื่อความถี่การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์สูงกว่าความถี่ธรรมชาติของวงจรโหลดซึ่งมีค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) สูง และสูงกว่าความถี่การทำงานของวงจรแปลงผันไฟตรง ลักษณะสมบัติทางพลวัตของวงจรโหลดของอินเวอร์เตอร์จะส่งผลกระทบต่อลักษณะสมบัติทางพลวัตของวงจรแปลงผันน้อยมาก การคำนวณแบบจำลองของวงจรแปลงผันจึงละเลยลักษณะสมบัติทางพลวัตของวงจรอินเวอร์เตอร์ ผลการคำนวณผลตอบต่อสัญญาณขึ้นโดยใช้แบบจำลองได้ผลใกล้เคียงกับการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์แต่แตกต่างเล็กน้อยจากผลการทดลองประมาณร้อยละ 10 สำหรับค่า Steady state และค่า Rise time ดังตารางที่ 1

7. เอกสารอ้างอิง

- [1] R. Haag, and A. Cuschieri, "Recent advances in high-frequency electrosurgery," development of automated systems, Erbe GmbH, Tübingen, Germany and Dept of Surgery, Ninewells Hospital and Medical School, University of Dundee, UK.
- [2] John R. LaCourse, Marc C. Vogt, W. Thomas Miller, and Stuart M. Selikowitz, "Spectral Analysis Interpretation of Electrosurgical Generator Nerve and Muscle Stimulation," IEEE Trans. on Biomedical, July 1988, pp. 505-509.
- [3] Eric X. Yang, Fred C. Lee, and Milan M. Jovanovic, "Small-Signal Modeling of Series and Parallel Resonant Converters," Power Electronic Conference and Exposition, 1992, pp. 785 – 792.
- [4] O.Ojo, and I.Bhat, "Steady-state and dynamic analyses of high-order parallel resonant converters," IEEE Proceedings-B, 1993, pp. 209 – 216.
- [5] Yan Yin, Regan Zane, John Glaser, and Robert W. Erickson, "Small-Signal Analysis of Frequency-controlled Electronic Ballasts," IEEE trans. on circuits and systems, August 2003, pp. 1103–1110.
- [6] J.M. Alonso, J. Ribas, A.J. Calleja, E. Lopez, and M. Rico-Secades, "Dynamic modeling of high frequency resonant inverters for the implementation of closed loop electronic ballasts," CIEP 2000. VII IEEE International, Oct. 2000, pp.281 – 286
- [7] Y. Yin, R. Zane, R. Erickson, and J. Glaser, "Direct modeling of envelope dynamics in resonant inverters," PESC '03, IEEE 34th Annual. Vol. 3, June 2003, pp. 1313–1318.
- [8] P. Dorkmai, Y. Kulvitit, and T. Tansatit, "A Simplified Power Control Scheme for Resonant Inverter with Purely Resistive Load," The 7th Int. Conf. on Power Elec. and Drives Systems 2007, Nov. 2007, pp. 488–493.
- [9] ปราโมช ดอกไม้, "การหาแบบจำลองและออกแบบการควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์สำหรับเครื่องตัดไฟฟ้าเพื่อการผ่าตัด," วิทยานิพนธ์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, ปีการศึกษา 2549.
- [10] โทม อารียา, "อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1," กรุงเทพฯ, ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2544.
- [11] ปราโมช ดอกไม้, ยุทธนา กุลวิฑิต, และ ธันวา ดันสิดิต, "แบบจำลองไฟฟ้ากระแสสลับสำหรับการควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ผ่านแรงดันไฟตรงด้านเข้า," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 29 (ECON 29), 2549, pp.365-368.