

# แบบจำลองไฟฟ้ากระแสสลับสำหรับการควบคุมวงจรรีโซแนนซ์ผ่านแรงดันไฟตรงด้านเข้า

## An AC Model of Resonant Inverter with DC BUS Voltage Control

ปราโมช คอกไม้, ยุทธนา กุลวิทิต และ ธันวาทันต์ สติชัย  
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย  
254 ถนนพญาไท เขตปทุมวัน กรุงเทพมหานคร 10130  
โทร: 0-2218-6540 แฟกซ์: 0-2251-8991 E-mail: youthana.k@chula.ac.th

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการหาแบบจำลองไฟฟ้าสลับสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ที่ใช้การควบคุมแรงดันไฟตรงด้านเข้าเพื่อใช้สำหรับออกแบบวงจรควบคุมกระแสและแรงดันของอินเวอร์เตอร์ วงจรแปลงผันไฟตรงที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับมีความเหมาะสมกับการควบคุมแรงดันไฟตรงในช่วงกว้าง เมื่อใช้การวิเคราะห์โดยประมาณแรงดันออกของวงจรสวิตช์ด้วยแรงดันที่ความถี่หลักมูล และคำนวณผลตอบเชิงความถี่ของสัญญาณที่สูงและต่ำกว่าความถี่พาหะไม่มีผลจากลักษณะพลวัตของวงจรโหลดของอินเวอร์เตอร์จนถึงความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ประมาณ 10 เท่า การเปรียบเทียบลักษณะทางพลวัตของแบบจำลองที่ละเลยลักษณะพลวัตของวงจรโหลดมีลักษณะใกล้เคียงกับผลการจำลองแต่มีความแตกต่างมากขึ้นเมื่อเทียบกับผลการทดลอง

**คำสำคัญ:** เรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์, แบบจำลอง, ควบคุมแรงดันไฟตรง

### Abstract

An ac small signal model of a high frequency resonant inverter with dc bus voltage control, the essential for the design of inverter output voltage and current controller, was derived in this paper. A buck structured dc to dc converter is a good choice for a wide-voltage-range control. Fundamental frequency approximation is applied to the calculation of frequency response of the upper and lower sideband signal revealed that, load circuit dynamic has negligible effect on the frequency response of the modulated signal up to about one tenth of load circuit resonant frequency. Ac small signal model of the inverter neglecting load circuit dynamic was derived. Performance criteria of a small signal step response of the model were compared to those obtained from envelopes of circuit simulation and experimental waveform. Good agreement between model and simulation was observed. Experimental results show higher discrepancy with those of the model.

**Keywords:** resonant inverter, Model, DC-bus control

### 1. คำนำ

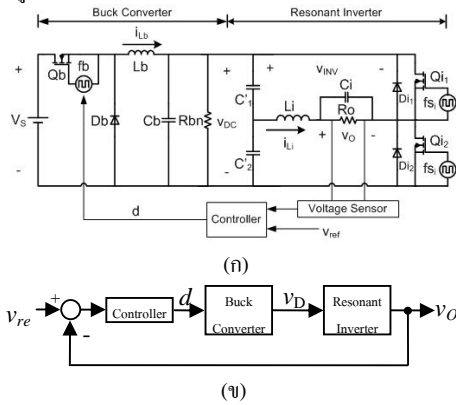
วงจรรีโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์มีการนำมาใช้อย่างแพร่หลายมานานแล้ว เพราะมีจุดเด่นที่มีกำลังสูญเสียต่ำและให้ความถี่ด้านออกการใช้งานที่ความถี่เดียวกันกับความถี่การสวิตช์ จึงเหมาะกับการนำไปใช้กับระบบที่ต้องการแหล่งจ่ายพลังงานความถี่สูง เช่น เครื่องจักรตัด และ Induction heater เป็นต้น อุปกรณ์ดังกล่าวจำเป็นจะต้องมีการควบคุมกระแสหรือแรงดันด้านออก ทำให้ต้องมีการศึกษาการควบคุมวงจรรีโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ตามไปด้วย ซึ่งตามปกติสามารถควบคุมได้ 2 วิธี คือ การควบคุมความถี่สวิตช์ และการควบคุมแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ โดยวงจรรีโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์มีลักษณะเปลี่ยนแปลงกับเวลาเนื่องจากเป็นวงจรที่มีการสวิตช์ ซึ่งการแก้ไขปัญหาดังกล่าวทำได้โดยการหาแบบจำลองเฉลี่ย อย่างไรก็ตามแบบจำลองเฉลี่ยสำหรับการควบคุมทั้งสองวิธี ยังมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นเนื่องจากมีผลคูณของตัวแปรสถานะ ทำให้ยากแก่การศึกษา และวิเคราะห์ระบบ

บทความนี้จะนำเสนอวิธีการหาแบบจำลองของวงจรรีโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ที่ควบคุมตัวแปรด้านออกของอินเวอร์เตอร์ผ่านแรงดันด้านออกของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง โดยวิธีเฉลี่ยวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง และประมาณแรงดันออกของวงจรสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ด้วยแรงดันไซน์ที่ความถี่หลักมูล เนื่องจากวงจรโหลดของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นวงจรกรองผ่านต่ำ รวมทั้งลักษณะพลวัตในวงจรรีโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ เนื่องจากขั้วของวงจรโหลดอินเวอร์เตอร์มีขนาดใหญ่กว่าขั้วของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงมาก ทำให้สามารถแทนวงจรรีโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ที่เป็นโหลดของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงด้วยตัวต้านทานที่แปรค่าตามความต้านทานโหลด และความถี่ของอินเวอร์เตอร์

### 2. วงจรและแผนภาพบล็อกของวงจรรีโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ และวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง

รูปที่ 1 (ก) เป็นวงจรรีโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมที่มีโหลดขนานแบบกึ่งบริดจ์ ที่มีแรงดันด้านเข้าเป็นแรงดันด้านออกของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับที่ใช้ใน

การศึกษาเพื่อหาแบบจำลอง โดยบทความนี้จะนำเสนอวิธีการหาแบบจำลองที่ใช้แทนวงจรทอนระดับและวงจรอินเวอร์เตอร์ในแผนภาพบล็อกดังรูปที่ 1 (ข)



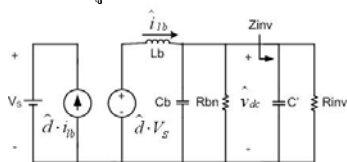
รูปที่ 1 (ก) วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบกึ่งบริดจ์ที่ควบคุมระดับแรงดันด้านเข้าด้วยวงจรทอนระดับ  
(ข) แผนภาพบล็อกของวงจร

### 3. การวิเคราะห์ห้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ ที่ควบคุมระดับแรงดันด้านเข้าด้วยวงจรทอนระดับ

วงจรในรูปที่ 1 ประกอบด้วยวงจรภาคกำลัง 2 วงจร คือ วงจรอินเวอร์เตอร์ และวงจรทอนระดับที่มีความถี่การทำงานและขั้วของวงจรแตกต่างกันมาก การหาแบบจำลองสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของวงจรภาคกำลังทั้งสอง จะใช้การแยกวงจรออกเป็นสองวงจร โดยพิจารณาว่าวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นโหลดของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง การประมาณวงจรอินเวอร์เตอร์ตามวิธีดังกล่าวข้างต้น จะทำให้แบบจำลองของวงจรภาคกำลังเป็นวงจรอันดับสอง ซึ่งมีทฤษฎีมาตรฐานสำหรับวิเคราะห์ได้ การวิเคราะห์จะแยกเป็นขั้นตอนต่างๆ ดังนี้

#### 3.1 การวิเคราะห์ห้วงจรทอนระดับ

วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง ที่มีโครงสร้างเป็นวงจรทอนระดับเมื่อกำหนดให้ทำงานในย่านกระแสต่อเนื่อง ทำให้สามารถหาแบบจำลองสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก โดยแทนวงจรสวิตช์ด้วยแหล่งควบคุมดังในรูปที่ 2 [3] และแทนวงจรอินเวอร์เตอร์ที่เป็นโหลดของวงจรทอนระดับด้วยอิมพีแดนซ์  $Z_{inv}$  ซึ่งเป็นองค์ประกอบของกระแสเฉลี่ยความถี่ต่ำ โดยละเลยองค์ประกอบไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่ค่ากำลังเสมือนไปอิมพีแดนซ์  $Z_{inv}$  ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ  $C' = (C_1 \cdot C_2) / (C_1 + C_2)$  ที่แทนองค์ประกอบกำลังเสมือนความถี่ต่ำและตัวต้านทาน  $R_{inv}$  ที่แทนองค์ประกอบกำลังจริง ดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรทอนระดับ

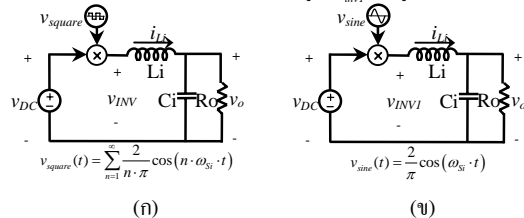
จากวงจรสมมูลดังกล่าวสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนสัญญาณขนาดเล็กของแรงดันด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ ( $\hat{v}_{dk}$ ) เทียบกับ วัฏจักรงาน (Duty cycle,  $\hat{d}$ )

$$\frac{\hat{v}_{dk}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_s}{\frac{s^2}{\omega_b^2} + \frac{1}{Q_{pb}(R_{inv})} \frac{s}{\omega_b} + 1} : \omega_b = \frac{1}{\sqrt{L_b(C_b + C')}} \cdot Q_{pb}(R_{inv}) = \frac{R_{inv} // R_{sm}}{\sqrt{\frac{L_b}{C_b + C'}}} \dots (1)$$

จากสมการที่ (1) แสดงถึงฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรทอนระดับจะขึ้นกับ อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ นั่นคือจะรู้พฤติกรรมของวงจรทอนระดับได้ก็ต่อเมื่อ รู้พฤติกรรมของวงจรอินเวอร์เตอร์แล้ว

#### 3.2 การวิเคราะห์ห้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์

เพื่อให้เข้าใจวงจรในส่วนนี้ได้ง่ายขึ้น จึงเปลี่ยนวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมที่มีโหลดขนานเป็นวงจรสมมูลที่แทนวงจรสวิตช์ด้วยแหล่งแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีขนาดขึ้นกับแรงดันไฟตรงด้านออกของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง ดังรูปที่ 3(ก) แต่เนื่องจากวงจรโหลดมีลักษณะเป็นวงจรกรองผ่านต่ำ และในกรณีความถี่การสวิตช์สูงกว่าความถี่ธรรมชาติของวงจรโหลด ที่มีค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_p$ ) สูง แรงดันคร่อมโหลดจะมีลักษณะใกล้เคียงไซน์ องค์ประกอบของแรงดันฮาร์มอนิกที่ไม่ส่งผลต่อกระแสและแรงดันออกมากนัก ดังนั้นในการวิเคราะห์วงจรโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์ จะใช้วิธีการประมาณแรงดันออกของวงจรสวิตช์ด้วยแรงดันไซน์ที่มีความถี่หลักมูล ( $v_{inv1}$ ) ดังรูปที่ 3(ข)



รูปที่ 3 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์  
(ก) วงจรสมมูลสำหรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม  
(ข) วงจรสมมูลสำหรับรูปคลื่นไซน์

จากวงจรสมมูลสำหรับรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่หลักมูล ที่ประกอบด้วยวงจรสวิตช์และวงจรโหลดแบบเรโซแนนซ์ ดังรูปที่ 3(ข) สามารถเขียนสมการแรงดันออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ได้ดังในสมการที่ (2)

$$v_o(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_i^2} + \frac{1}{Q_{pi}} \frac{s}{\omega_i} + 1} \cdot v_{inv1}(s) : \omega_i = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}} \cdot Q_{pi} = \frac{R_o}{\sqrt{\frac{L_i}{C_i}}} \dots (2)$$

แยกวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของตัวแปรต่างๆ เพื่อนำมาใช้ในสมการที่ (2) จะได้สมการของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรโหลดอินเวอร์เตอร์ ดังนี้

$$\hat{v}_o(s) = \left[ \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_i^2} + \frac{1}{Q_{pi}} \frac{s}{\omega_i} + 1} \right] \cdot \hat{v}_{inv1}(s) \dots (3)$$

เมื่อพิจารณาสัญญาณขนาดเล็กของแรงดันด้านเข้าวงจรโหลดที่ความถี่หลักมูล ( $\hat{v}_{inv1}$ ) ในรูปของแรงดันด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ ( $\hat{v}_{dk}$ )

$$\hat{v}_{in1}(t) = \hat{v}_{dc}(t) \cdot v_{sine}(t) = \hat{v}_{dc}(t) \cdot \left[ \frac{2}{\pi} \cos(\omega_s \cdot t) \right]$$

$$\hat{v}_{in1}(s) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{2} (\hat{v}_{dc}(s-j\omega_s) + \hat{v}_{dc}(s+j\omega_s)) \quad \dots(4)$$

การประมาณที่ความถี่หลักมูลทำให้แทนแรงดันออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ ( $\hat{v}_o$ ) ด้วยแรงดันไซน์ที่ความถี่หลักมูลได้ ดังสมการที่ (5)

$$\hat{v}_o(t) = \hat{v}_{vp}(t) \cos(\omega_s \cdot t + \theta(t)) = \hat{v}_{vp1}(t) \cos(\omega_s \cdot t) + \hat{v}_{vp2}(t) \sin(\omega_s \cdot t)$$

$$\hat{v}_o(s) = \frac{1}{2} (\hat{v}_{vp1}(s-j\omega_s) + \hat{v}_{vp1}(s+j\omega_s) - j\hat{v}_{vp2}(s-j\omega_s) + j\hat{v}_{vp2}(s+j\omega_s)) \quad \dots(5)$$

แทนค่าจากสมการ (4) และ(5) ลงในสมการที่ (3) ซึ่งความเป็นเชิงเส้นของวงจรโพลด จากทฤษฎีทับซ้อนทำให้สามารถแยกพิจารณาสมการส่วนผลบวก และส่วนผลต่างทางความถี่ออกจากกันได้ เมื่อนำมาจัดรูป และแก้สมการ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของสัญญาณขนาดเล็ของค่าชดเชยแรงดันด้านออกที่เป็นสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชัน Cosine ( $\hat{v}_{vp1}$ ) และของฟังก์ชัน Sine ( $\hat{v}_{vp2}$ ) ต่อแรงดันด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ ( $\hat{v}_{dc}$ ) ดังนี้

$$\frac{\hat{v}_{vp1}(s)}{\hat{v}_{dc}(s)} = \frac{2}{\pi} \left( \frac{s^2 + \left( \frac{1}{Q_n} \right) \frac{s}{\omega_n} + (1-\alpha_n^2)}{\frac{s^4 + a \cdot \frac{s^3}{\omega_n} + b \cdot \frac{s^2}{\omega_n^2} + c \cdot \frac{s}{\omega_n} + d} \right), \quad \frac{\hat{v}_{vp2}(s)}{\hat{v}_{dc}(s)} = \frac{2}{\pi} \left( \frac{(2\omega_n) \frac{s}{\omega_n} + \left( \frac{\omega_n}{Q_n} \right)}{\frac{s^4 + a \cdot \frac{s^3}{\omega_n} + b \cdot \frac{s^2}{\omega_n^2} + c \cdot \frac{s}{\omega_n} + d} \right)$$

โดย  $a = \frac{2}{Q_p}, \quad b = 2(1-\alpha_n^2) + \left( \frac{1}{Q_p} + 4\alpha_n^2 \right),$

$$c = 2 \left( \frac{1-\alpha_n^2}{Q_n} + \frac{\alpha_n^2}{Q_p} \right), \quad d = (1-\alpha_n^2)^2 + \frac{\alpha_n^2}{Q_n^2}, \quad \omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_i} \quad \dots(6)$$

จากสมการที่ (6) สามารถคำนวณหาผลตอบเชิงความถี่ของแรงดันออกที่เป็นผลจากการเปลี่ยนแปลงแรงดันเข้าของอินเวอร์เตอร์ได้ดังรูปที่ 4 ทำ ซึ่งนำไปใช้วิเคราะห์การทำงานของสัญญาณขนาดเล็ของวงจรในรูปที่ 2 ได้ แต่ไม่เหมาะกับการนำไปใช้ออกแบบควบคุม เพราะเป็นสมการที่แยกผลตอบออกเป็นสองส่วน ไม่ได้บอกพฤติกรรมรวมทั้งหมดของวงจรอินเวอร์เตอร์ ทำให้นำไปใช้ออกแบบตัวควบคุมยาก

#### 4. การวิเคราะห์ระบบ โดยการประมาณที่สภาวะอยู่ตัว

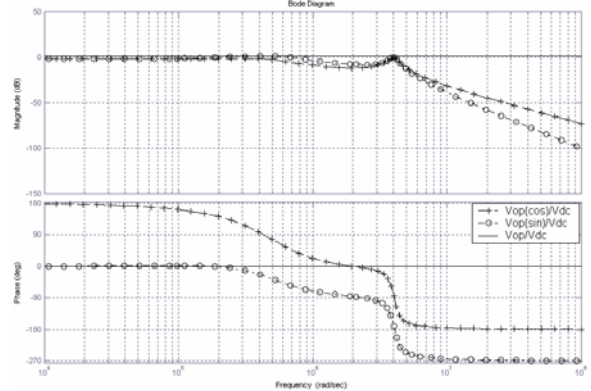
ในหัวข้อที่ 3 ได้กล่าวถึงปัญหาของการนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ไปใช้งาน หัวข้อนี้จะเสนอวิธีการประมาณเพื่อให้ออกแบบควบคุมได้สะดวก ด้วยการละเล็ลักษณะพลวัตของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยประมาณการทำงานที่สภาวะอยู่ตัว

การประมาณที่สภาวะอยู่ตัว คือ การประมาณให้เปลี่ยนแปลงของสัญญาณขาเข้าอินเวอร์เตอร์ ( $\hat{v}_{dc}$ ) ซ้ำกว่าพฤติกรรมของอินเวอร์เตอร์มาก จนละเล็ผลการเปลี่ยนแปลงในสภาวะชั่วครู่ของวงจรที่ขึ้นกับอินเวอร์เตอร์ได้ เมื่อพิจารณาเฉพาะค่าชดเชยของแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ ทำให้ไม่ต้องสนใจองค์ประกอบไฟสลับความถี่สูงของอินเวอร์เตอร์ จากสมการที่ (4) เมื่อพิจารณาค่าชดเชยของ  $\hat{v}_o(s)$  และ  $\hat{v}_{in1}(s)$  ซึ่งแทนด้วย  $\hat{v}_{vp}(s)$  และ  $2/\pi \cdot \hat{v}_{dc}(s)$

$$\hat{v}_{vp}(s) = \frac{1}{1 - \frac{\alpha_n^2}{\omega_n^2} + \frac{1}{Q_n} \frac{s}{\omega_n}} \cdot \frac{4}{\pi} \frac{\hat{v}_{dc}(s)}{2}$$

$$\frac{\hat{v}_{vp}(s)}{\hat{v}_{dc}(s)} = \frac{2}{\pi} \frac{1}{1 - \frac{\alpha_n^2}{\omega_n^2} + j \frac{\omega_s}{Q_n}} = K_0(\omega_n) \quad \dots(7)$$

เปรียบเทียบกับฟังก์ชันโอนย้ายที่ได้จากการใช้การประมาณที่สภาวะอยู่ตัวในสมการที่ (7) กับการวิเคราะห์โดยไม่ใช้การประมาณที่สภาวะอยู่ตัวในสมการที่ (6) เพื่อทดสอบความถูกต้อง ได้ดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 ผลตอบเชิงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ส่วนสัมประสิทธิ์ Cosine, ส่วนสัมประสิทธิ์ Sine และเมื่อพิจารณาที่สภาวะอยู่ตัว

จากรูปที่ 4 หากความถี่ของแรงดันด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ ( $\hat{v}_{dc}$ ) ซ้ำกว่าชั่ว หรือ ศูนย์ ตัวแรกของ ฟังก์ชันโอนย้ายส่วนสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชัน Cosine และ ฟังก์ชัน Sine ผลตอบรวมจะให้ค่าอัตราขยายเท่ากับ การใช้การคำนวณด้วยการประมาณที่สภาวะอยู่ตัว นั่นคือสามารถละเล็ลักษณะพลวัตของอินเวอร์เตอร์ในการวิเคราะห์ระบบรวมได้ ซึ่งปกคิแล้วการเปลี่ยนแปลงแรงดันออกของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง ซ้ำกว่าการทำงานของอินเวอร์เตอร์ เพราะ มีคอกแบบวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง ให้ตัวเก็บประจุใหญ่เกินกว่าจะตอบสนองการเปลี่ยนแปลงที่ความถี่สูงระดับความถี่สวิตซ์ของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง หรือความถี่อินเวอร์เตอร์ได้ เพื่อให้มีระลอกแรงดันไฟตรงน้อย

คำนวณความต้านทานด้านเข้าอินเวอร์เตอร์ ( $R_{in}$ ) เพื่อให้ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรทอนระดับในสมการที่ (1) สมบูรณ์ จากกฎการอนุรักษ์พลังงาน (Pin=Pout)

$$\frac{V_{DC}^2}{R_{in}} = \frac{V_{Qpeak}^2}{2 \cdot R_o} = \frac{1}{2 \cdot R_o} \cdot \left( \frac{2}{\pi} \frac{V_{DC}}{1 - \alpha_n^2 + j \frac{\omega_n}{Q_n}} \right)^2$$

$$R_{in} = R_{in}(\omega_n, R_o) = R_o \cdot \frac{\pi^2}{2} \cdot \left( (1 - \alpha_n^2)^2 + \left( \frac{\omega_n}{Q_n} \right)^2 \right) \quad \dots(8)$$

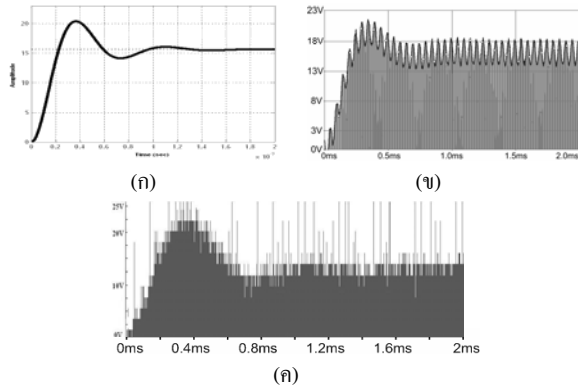
จากสมการที่ (7) และสมการที่ (1) ที่แทน  $R_{in}$  ในสมการที่ (8) จะได้ฟังก์ชันโอนย้ายสัญญาณขนาดเล็ของวงจรอินเวอร์เตอร์โซแนนซ์ ที่ควบคุมระดับแรงดันด้านเข้าด้วยวงจรทอนระดับผ่านวัฏจักรงาน ดังนี้

$$\frac{\hat{v}_{vp}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\hat{v}_{dc}(s) \hat{v}_{vp}(s)}{\hat{d}(s) \hat{v}_{dc}(s)} = \frac{V_s \cdot K_0(\omega_n)}{\frac{s^2}{\omega_h^2} + \frac{1}{Q_p(\omega_n, R_o)} \frac{s}{\omega_h} + 1} \quad \dots(9)$$

การออกแบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ โดยใช้สมการที่ (9) สามารถทำได้โดยง่าย เนื่องจากเป็นแบบจำลองอนุพันธ์อันดับสอง

### 5. การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง

การตรวจสอบแบบจำลองทำโดยทดสอบการเปลี่ยนแปลงของแรงดันด้านออกของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ ต่อการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรงานของวงจรทอนระดับแบบขั้น ( $d=0.5 \rightarrow 0.55$ ) โดยเปรียบเทียบผลจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (9), แบบจำลองวงจร และการใช้วงจรจริง



รูปที่ 5 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ ต่อการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรงานของวงจรทอนระดับ ที่ทดสอบโดย (ก) แบบจำลองคณิตศาสตร์ (ข) แบบจำลองวงจร (ค) วงจรจริง

จากรูปที่ 5 การเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันออกของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ เมื่อมีการเปลี่ยนวัฏจักรงาน ที่ทดสอบด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (9) และ แบบจำลองวงจร มีค่าที่บอกลักษณะภาพใกล้เคียงกันมาก ส่วนการทดสอบกับวงจรจริงจะเกิดความคลาดเคลื่อน เนื่องจากค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองมีค่าคลาดเคลื่อน และตัวอุปกรณ์มีค่าความสูญเสีย ได้แสดงดังตารางที่ 1

ตารางที่ 1 การเปรียบเทียบผลการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ ต่อการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรงานของวงจรทอนระดับ

แบบจำลอง	Steady State	Rise Time	Overshoot	Settling Time
(ก) คณิตศาสตร์	15.6 V	0.15 ms	28.2%	1.18 ms
(ข) วงจร	15.6 V	0.15 ms	30.8 %	1.2 ms
(ค) วงจรจริง	14 V	0.2 ms	45 %	1.2 ms

### 6. สรุป

การจำลองวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ที่คุมระดับแรงดันด้านเข้าด้วยวงจรทอนระดับ โดยการประมาณที่ความถี่หลักมูล และ การประมาณที่สภาวะอยู่ตัว ทำให้การวิเคราะห์ทำได้ง่าย และความคลาดเคลื่อนน้อย โดยต้องอยู่บนเงื่อนไขว่า เรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ต้องทำงานที่ความถี่การสวิตช์สูงกว่าความถี่ธรรมชาติของวงจรโพลซึ่งมี

ค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_p$ ) สูง และ วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงมีการทำงานที่ช้ากว่าวงจรอินเวอร์เตอร์มาก

### ภาคผนวก พารามิเตอร์ของวงจรที่ใช้ในการทดลอง

$L_i = 55.7 \mu\text{H}$ ,  $C_i = 5.2 \text{ nF}$ ,  $R_o = 300 \Omega$ ,  $F_{si} = 350 \text{ kHz}$ ,  $C_1' = C_2' = 0.2 \mu\text{F}$ ,  $L_b = 30 \text{ mH}$ ,  $C_b = 0.3 \mu\text{H}$ ,  $R_{bn} = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $F_{sb} = 22 \text{ kHz}$ ,  $V_s = 280\text{V}$

### 7. เอกสารอ้างอิง

[1] Yan Yin, Regan Zane, John Glaser, and Robert W. Erickson, "Small-Signal Analysis of Frequency-controlled Electronic Ballasts", IEEE trans. on circuits and systems, vol.50, NO.8, August 2003.  
 [2] L.Grajales and F.C.Lee, "Control System Design and Small-Signal Analysis of a Phase-Shift-Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating", PESC '95, vol.1, p.450 – 456, 18-22 June 1995.  
 [3] โทม อารีธา. อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1, กรุงเทพฯ: ซีเอ็ดดูเคชั่น 2544

### 8. กิตติกรรมประกาศ

ผลการวิจัย พัฒนาและวิศวกรรม ภายใต้โครงการนี้ ได้รับการสนับสนุนจากเงินทุนอุดหนุน โครงการวิจัย พัฒนาและวิศวกรรม ของศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ



ปราโมช ดอกไม้ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (เกียรตินิยมอันดับ2) จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย เมื่อ พ.ศ. 2547 ปัจจุบันกำลังศึกษาอยู่ในระดับ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ยูทธนา กุลวิทิต สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (เกียรตินิยม) จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย เมื่อ พ.ศ. 2518 และ Dr.Ing (Solid state) จาก INSA Rennes ประเทศฝรั่งเศส เมื่อ พ.ศ. 2524 ปัจจุบันดำรงตำแหน่ง รองศาสตราจารย์ ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



อันวา ดันสธิตย์ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี แพทยศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย และ ระดับปริญญาโท การพัฒนาสุขภาพ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ ประจำภาควิชากายวิภาคศาสตร์ และหัวหน้างานฝ่ายกายวิภาคและกรรมการบริหารศูนย์ฝึกผ่าตัด คณะแพทยศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย