

บทที่ 3

หลักการงานและการควบคุมด้วยดิวิตไซ้เกิลของอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ ขณะจ่ายโหดเรโซแนนท์อนุกรม

3.1 บทนำ

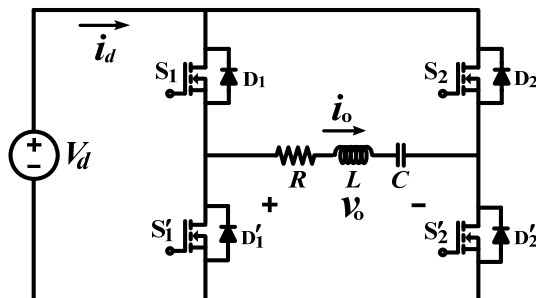
ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการงานของวงจรถออินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหดเรโซแนนท์อนุกรมในขณะปรับความถี่สวิทซึ่งต่างกัน 3 กรณียได้แก่ ความถี่สวิทซึ่งต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s < f_0$) ความถี่สวิทซึ่งเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ ($f_s = f_0$) และความถี่สวิทซึ่งสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s > f_0$) เพื่อให้เข้าใจกลไกการงานของวงจรถอและสามารถพิจารณาเลือกข่านการงานที่ถูกต้องซึ่งจะช้ยิดเป็นหลักการในการควบคุมการงานของอินเวอร์เตอร์นี้ต่อไป จากนั้นจะกล่าวถึงวิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้เอาท์พุทด้วยดิวิตไซ้เกิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุท โดยแสดงให้เห็นลักษณะของคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท สมการของแรงดันและกระแสเอาท์พุทนำไปสู่การคำนวณหาสมการของกำลังไฟฟ้เอาท์พุทได้พร้อมทั้งแสดงเส้นกราฟการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้เอาท์พุท

ในตอนท้ายจะเป็นหลักการงานของอินเวอร์เตอร์นี้ที่มีการควบคุมด้วยดิวิตไซ้เกิลทั้งในกรณีที่เกิดผลกระทบของตัวเก็บประจุเอาท์พุท (C_{oss}) และไม่เกิดผลกระทบของ C_{oss} นี้ต่อการงานของวงจรถอ

3.2 หลักการงานของวงจรถออินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหดเรโซแนนท์อนุกรม

หลักการงานของวงจรถออินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหดเรโซแนนท์อนุกรมดังรูปที่ 3.1 เมื่อควบคุมการงานของคู่สวิทช์ S_1 , S_2 และคู่สวิทช์ S_3 , S_4 ให้นำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันไปคู่ละครั้งไซ้เกิลของการสวิทช์ทำให้ได้แรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นคลื่นสแควร์ที่มีความสูงเท่ากับ $+V_d$ และ $-V_d$ สลับกันไปในแต่ละครั้งไซ้เกิลของคลื่นสแควร์นี้ และถ้าค่า Q ของโหดมีค่ามากพอจะทำให้คลื่นกระแสเอาท์พุทมีลักษณะใกล้เคียงไซน์ [4]-[6] การงานของอินเวอร์เตอร์ดังกล่าวเมื่อความถี่สวิทซึ่งต่างกัน 3 กรณียได้แก่ ความถี่สวิทซึ่งต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s < f_0$) ความถี่สวิทซึ่งเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ ($f_s = f_0$) และความถี่สวิทซึ่งสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s > f_0$) โดยในแต่ละกรณีจะมีลำดับการนำกระแสของสวิทช์มอสเฟทและไดโอดที่แตกต่างกันซึ่งส่งผลต่อการเริ่มนำกระแส (turn on) ของสวิทช์มอสเฟทว่าจะมีการเริ่มนำกระแสขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) ซึ่งจะทำให้สวิทช์ทำงานด้วยความ

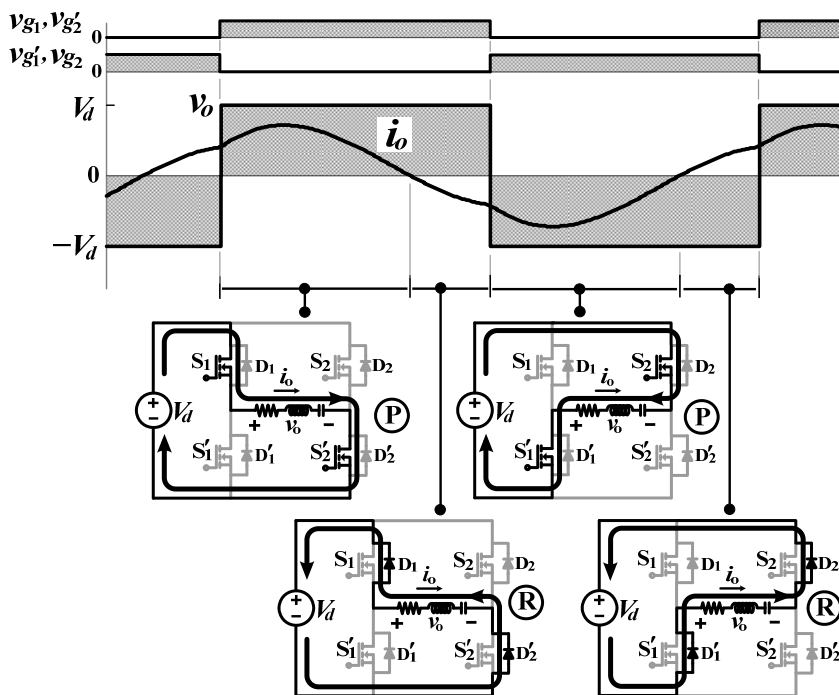
ปลอดคกัย หรือเริ่มนำกระแสขณะแรงดันไม่เป็นศูนย์ (NON-ZVS) ซึ่งสวิตช์จะทำงานไม่ปลอดคกัย ทำให้เกิดความเสียหายต่อสวิตช์ได้ [15] จะได้กล่าวถึงในรายละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนซ์อนุกรม

3.2.1 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนซ์อนุกรมเมื่อความถี่สวิตช์ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ($f_s < f_0$)

เมื่ออินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนซ์อนุกรมทำงานที่ความถี่สวิตช์ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์รวมของโหลดเป็นแบบคาปาซิทีฟ [4]-[6] ส่งผล

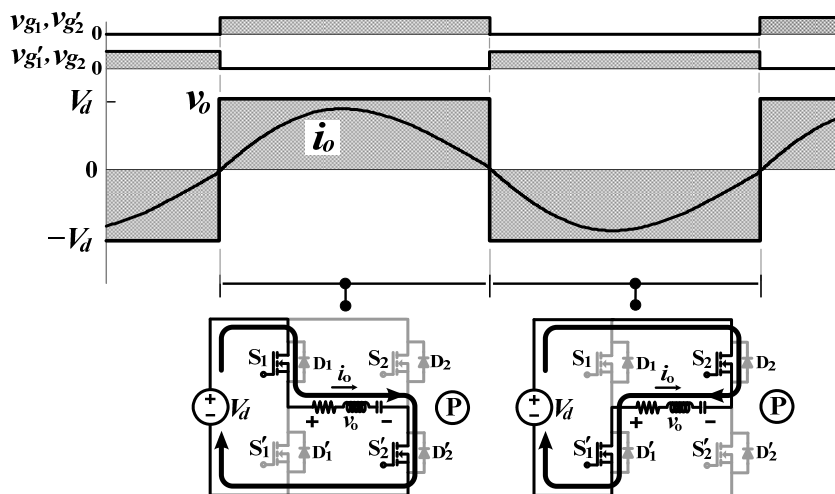


รูปที่ 3.2 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตพร้อมวงจรแสดงโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่สวิตช์ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ($f_s < f_0$)

ให้กระแสเอาต์พุต (i_o) นำหน้าองศาประกอบหลักมูลของแรงดันเอาต์พุตหรือจุดตัดศูนย์ (Zero Crossing) ของคลื่นกระแสเอาต์พุตเกิดขึ้นก่อนจุดตัดศูนย์ของคลื่นแรงดันเอาต์พุต (v_o) ดังแสดงในรูปที่ 3.2 โดยในแต่ละครึ่งไซเคิลของแรงดันเอาต์พุตจะมีโหมดการทำงานสองโหมดคือ โหมดเพาเวอร์ริง (P) ซึ่งเป็นโหมดการทำงานที่มีการขนถ่ายกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายดีซีด้านอินพุตผ่านวงจรรินเวอร์เตอร์ไปยังโหลดด้านเอาต์พุต และ โหมดรีเจนเนอเรทีฟ (R) เป็นโหมดการทำงานที่มีการขนถ่ายกำลังไฟฟ้ากลับจากโหลดด้านเอาต์พุตคืนไปยังแหล่งจ่ายดีซีด้านอินพุต สำหรับกรณี $f_s < f_0$ นี้จะมีลำดับของโหมดการทำงานในแต่ละครึ่งไซเคิลของแรงดันเอาต์พุตเป็น โหมดเพาเวอร์ริงก่อนแล้วตามด้วยโหมดรีเจนเนอเรทีฟซึ่งจะทำให้มีลำดับการนำกระแสของสวิตช์มอสเฟต (S) และ ไดโอด (D) ในกึ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์เป็น $S_1-D_1-S'_1-D'_1$ และมีลำดับการนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตและไดโอดในกึ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์เป็น $S'_2-D'_2-S_2-D_2$ จากการที่ลำดับการนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตและไดโอดในกึ่งเป็นเช่นนี้จะทำให้การเริ่มนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ตัวอย่างเช่นการเริ่มนำกระแสของสวิตช์มอสเฟต S_2 ในโหมดเพาเวอร์ริงของครึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุตดังแสดงในรูปที่ 3.2 จะเห็นว่าก่อนหน้านั้นกระแสเอาต์พุตไหลผ่านไดโอด D_1 และ D'_2 ทำให้มีแรงดันคร่อมสวิตช์มอสเฟต S_2 เท่ากับ V_d ดังนั้นขณะสวิตช์มอสเฟต S_2 เริ่มนำกระแสจึงยังคงมีแรงดันคร่อมสวิตช์นี้เท่ากับ V_d นั้นหมายความว่าสวิตช์มอสเฟตดังกล่าวทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

3.2.2 การทำงานของวงจรรินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมเมื่อความถี่สวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ ($f_s = f_0$)

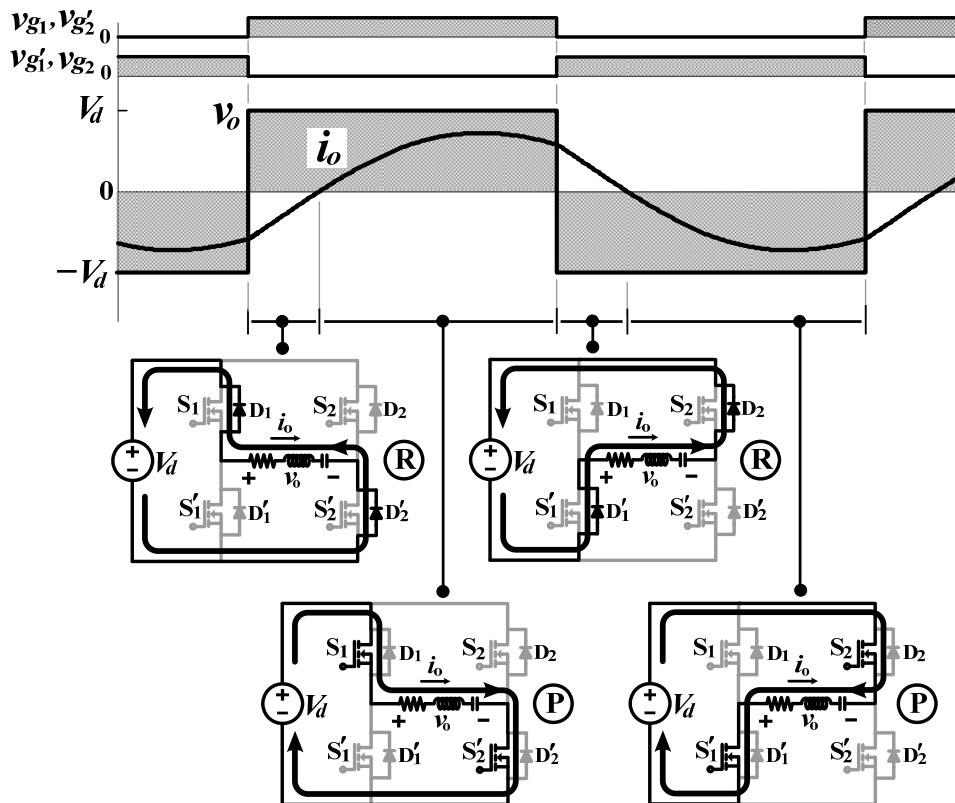
เมื่ออินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมทำงานที่ความถี่สวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ของวงจร ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์รวมของโหลดเป็นแบบโหลดความต้านทาน [4]-[6] ส่งผลให้กระแสเอาต์พุต (i_o) มีเฟสตรงกันกับองศาประกอบหลักมูลของแรงดันเอาต์พุตหรือจุดตัดศูนย์ของคลื่นกระแสเอาต์พุตเกิดขึ้นพร้อมกันกับจุดตัดศูนย์ของคลื่นแรงดันเอาต์พุต (v_o) ดังแสดงในรูปที่ 3.3 โดยในแต่ละครึ่งไซเคิลของแรงดันเอาต์พุตจะมีโหมดการทำงานเพียงโหมดเดียวคือโหมดเพาเวอร์ริง (P) สำหรับกรณี $f_s = f_0$ นี้สวิตช์มอสเฟตจะเริ่มนำกระแสขณะกระแสเท่ากับศูนย์ ในกรณีนี้ไดโอดที่ต่อขนานกับสวิตช์มอสเฟตจะไม่มีโอกาสได้นำกระแส แต่ในการใช้งานโดยทั่วไปความถี่สวิตช์จะไม่เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ของวงจร ดังนั้นจึงต้องมีไดโอดต่อขนานไว้ในลักษณะ Antiparallel เสมอ



รูปที่ 3.3 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตพร้อมวงจรแสดงโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์
เมื่อความถี่สวิตช์ซึ่งเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ ($f_s = f_0$)

3.2.3 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมเมื่อความถี่สวิตช์ซึ่งสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s > f_0$)

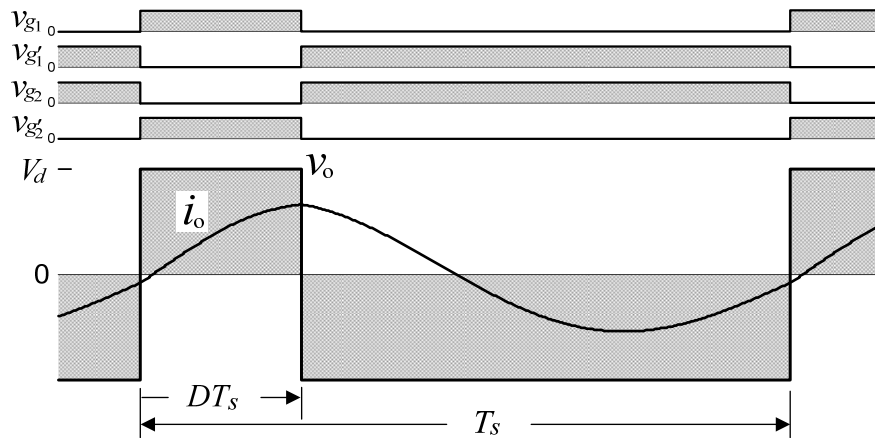
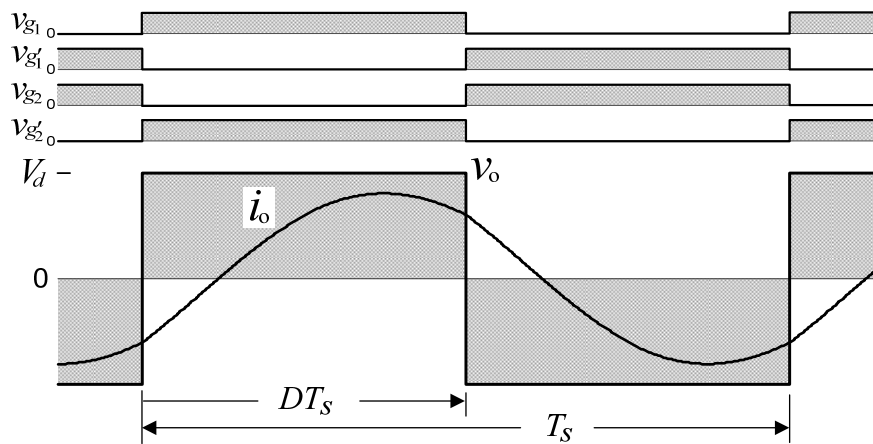
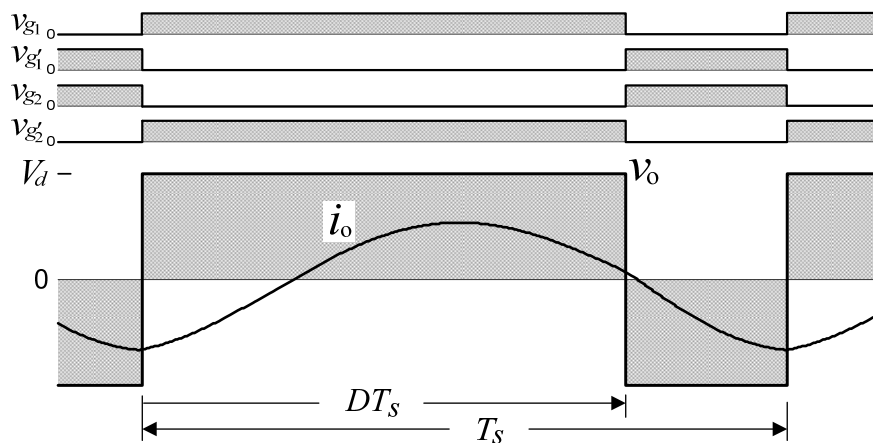
เมื่ออินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมทำงานที่ความถี่สวิตช์ซึ่งสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ของวงจร ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดเป็นแบบอินดักทีฟโหลด [4]-[6] ส่งผลให้กระแสเอาต์พุต (i_o) ล้าหลังองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันเอาต์พุตหรือจุดตัดศูนย์ของคลื่นกระแสเอาต์พุตเกิดขึ้นหลังจุดตัดศูนย์ของคลื่นแรงดันเอาต์พุต (v_o) ดังแสดงในรูปที่ 3.4 โดยในแต่ละครึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุตจะมีโหมดการทำงานสองโหมดคือโหมดเพาเวอร์ริง (P) และโหมดรีเจนเนอเรทีฟ (R) สำหรับกรณี $f_s > f_0$ นี้จะมีลำดับของโหมดการทำงานในแต่ละครึ่งไซเคิลของแรงดันเอาต์พุตเป็นโหมดรีเจนเนอเรทีฟก่อนแล้วตามด้วยโหมดเพาเวอร์ริงซึ่งจะทำให้มีลำดับการนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตและไดโอดในกึ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์เป็น $D_1-S_1-D_1'-S_1'$ และมีลำดับการนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตและไดโอดในกึ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์เป็น $D_2'-S_2'-D_2-S_2$ จากการที่ลำดับการนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตและไดโอดในแต่ละกึ่งเป็นเช่นนี้จะทำให้การเริ่มนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ตัวอย่างเช่นการเริ่มนำกระแสของสวิตช์มอสเฟต S_2 ในโหมดเพาเวอร์ริงของครึ่งไซเคิลลบของคลื่นแรงดันเอาต์พุตดังแสดงในรูปที่ 3.4 จะเห็นว่าก่อนหน้านั้นกระแสเอาต์พุตไหลผ่านไดโอด D_2 และ D_1' ทำให้มีแรงดันคร่อมสวิตช์มอสเฟต S_2 เท่ากับ 0 ดังนั้นขณะสวิตช์มอสเฟต S_2 เริ่มนำกระแสจะมีแรงดันคร่อมสวิตช์นี้เป็นศูนย์ นั่นหมายความว่าสวิตช์มอสเฟตดังกล่าวทำงานภายใต้สภาวะ ZVS



รูปที่ 3.4 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตพร้อมวงจรแสดงโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์
เมื่อความถี่สวิตช์ซึ่งสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s > f_0$)

3.3 หลักการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตโดยการควบคุมดิวิตีไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุต

การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตโดยการควบคุมดิวิตีไซเคิล (D) ของคลื่นแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ [18], [25], [27] ในรูปที่ 3.1 ทำได้โดยการควบคุมให้คู่สวิตช์ S_1 และ S_2' นำกระแสในช่วงเวลา DT_s ($v_o = +V_d$) และคู่สวิตช์ S_2 และ S_1' นำกระแสเป็นช่วงเวลา $(1-D)T_s$ ($v_o = -V_d$) โดยที่ค่าดิวิตีไซเคิลนี้จะถูกควบคุมให้อยู่ในย่านจาก 0 ถึง 1 ซึ่งจะทำให้ห้วงค์ประกอบเอซีของแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงจากค่าสูงสุดถึงศูนย์และส่งผลทำให้สามารถควบคุมค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตได้จากค่าสูงสุดถึงศูนย์ ลักษณะคลื่นของแรงดันเอาต์พุต (v_o) และกระแสเอาต์พุต (i_o) เมื่อค่าดิวิตีไซเคิลเท่ากับ 0.3, 0.5 และ 0.7 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.5(ก), 3.5(ข) และ 3.5(ค) ตามลำดับ

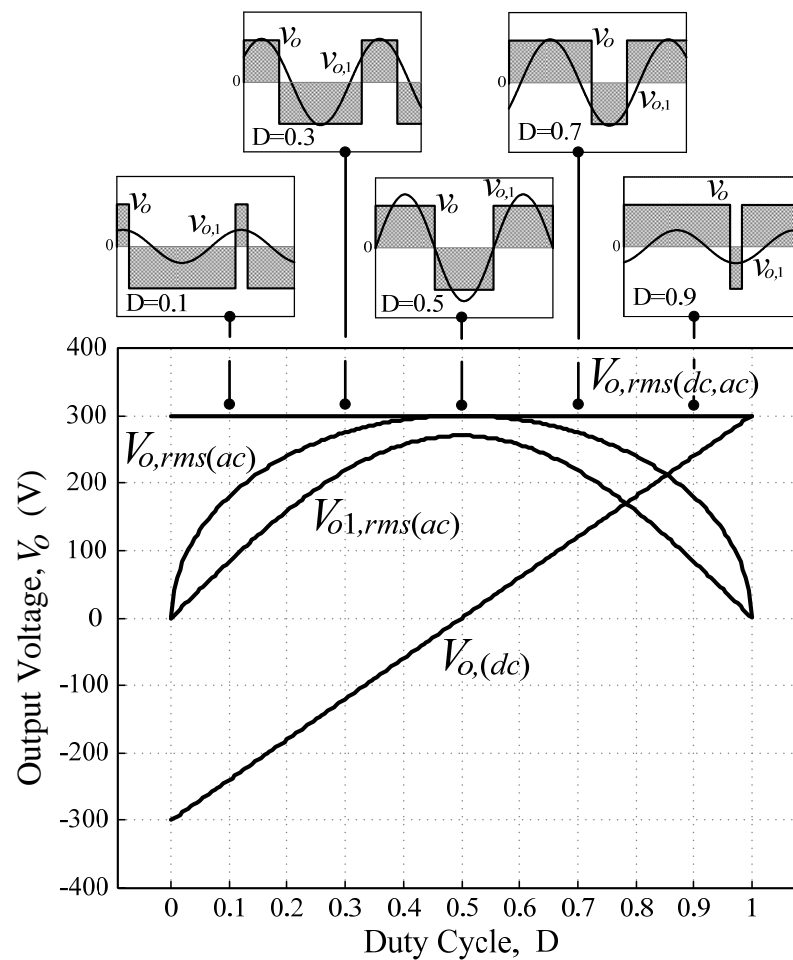
(ก) คิวตี้ไซเคิล (D) = 0.3(ข) คิวตี้ไซเคิล (D) = 0.5(ค) คิวตี้ไซเคิล (D) = 0.7

รูปที่ 3.5 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตโดยการควบคุมคิวตี้ไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุต

คลื่นแรงดันเอาต์พุต (v_o) และกระแสเอาต์พุต (i_o) ของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตโดยการควบคุมดิวิตีไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุตในย่านจาก 0 ถึง 1 ดังแสดงในรูปที่ 3.5 เมื่อทำการวิเคราะห์ฟูเรียร์ของคลื่นเหล่านี้สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\begin{aligned}
 v_o = & (2D-1)V_d + \frac{V_d}{\pi} [(2 \sin 2\pi D) \cos \omega_s t + (2-2 \cos 2\pi D) \sin \omega_s t] \\
 & + \frac{V_d}{2\pi} [(2 \sin 2 \times 2\pi D) \cos 2\omega_s t + (2-2 \cos 2 \times 2\pi D) \sin 2\omega_s t] \\
 & + \frac{V_d}{3\pi} [(2 \sin 3 \times 2\pi D) \cos 3\omega_s t + (2-2 \cos 3 \times 2\pi D) \sin 3\omega_s t] + \dots
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

โดยที่ ω_s คือความถี่เชิงมุมขององค์ประกอบหลักมูลของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตซึ่งเท่ากับความถี่สวิตช์



รูปที่ 3.6 การเปลี่ยนแปลงของ $V_{o,(dc)}$, $V_{o,rms(ac)}$, $V_{o1,rms(ac)}$ และ $V_{o,rms(dc,ac)}$ ขณะปรับค่าดิวิตีไซเคิล D

จากสมการแสดงองค์ประกอบต่างๆ ของคลื่นแรงดัน v_o ใน (3.1) เมื่อกำหนดให้แรงดันดีซีอินพุท $V_d = 300$ V ตลอดย่านการปรับค่าดีวีไอที่เกิดจาก 0 ถึง 1 สามารถคำนวณหาองค์ประกอบดีซี ($V_{o,(dc)}$) ค่า rms ขององค์ประกอบเอซี ($V_{o,rms(ac)}$) ค่า rms ขององค์ประกอบหลักมูล ($V_{o1,rms(ac)}$) และค่า rms ขององค์ประกอบดีซีรวมกับเอซี ($V_{o,rms(dc,ac)}$) และพล็อตกราฟแสดงเปลี่ยนแปลงเทียบกับค่าดีวีไอที่เกิดแสดงได้ดังรูปที่ 3.6

เมื่อจ่ายแรงดันเอาต์พุตดังใน (3.1) ให้กับโหลด RLC อนุกรมซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่หลักมูลเท่ากับ Z_1 และอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์เท่ากับ Z_2, Z_3, Z_4, \dots จะได้องค์ประกอบต่างๆ ของคลื่นกระแสเอาต์พุตดังสมการ

$$\begin{aligned} i_o = & \frac{V_d}{\pi Z_1} [(2 \sin 2\pi D) \cos(\omega_s t - \theta_1) + (2 - 2 \cos 2\pi D) \sin(\omega_s t - \theta_1)] \\ & + \frac{V_d}{2\pi Z_2} [(2 \sin 2 \times 2\pi D) \cos(2\omega_s t - \theta_2) + (2 - 2 \cos 2 \times 2\pi D) \sin(2\omega_s t - \theta_2)] \\ & + \frac{V_d}{3\pi Z_3} [(2 \sin 3 \times 2\pi D) \cos(3\omega_s t - \theta_3) + (2 - 2 \cos 3 \times 2\pi D) \sin(3\omega_s t - \theta_3)] + \dots \end{aligned} \quad (3.2)$$

จากกระแสเอาต์พุตในสมการ (3.2) นำไปสู่การคำนวณหากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} P_o = & \frac{V_d^2 R [(2 \sin 2\pi D)^2 + (2 - 2 \cos 2\pi D)^2]}{2\pi^2 Z_1^2} \\ & + \frac{V_d^2 R [(2 \sin 2 \times 2\pi D)^2 + (2 - 2 \cos 2 \times 2\pi D)^2]}{2\pi^2 \times 2^2 Z_n^2} \\ & + \frac{V_d^2 R [(2 \sin 2 \times 3\pi D)^2 + (2 - 2 \cos 2 \times 3\pi D)^2]}{2\pi^2 \times 3^2 Z_n^2} + \dots \end{aligned} \quad (3.3)$$

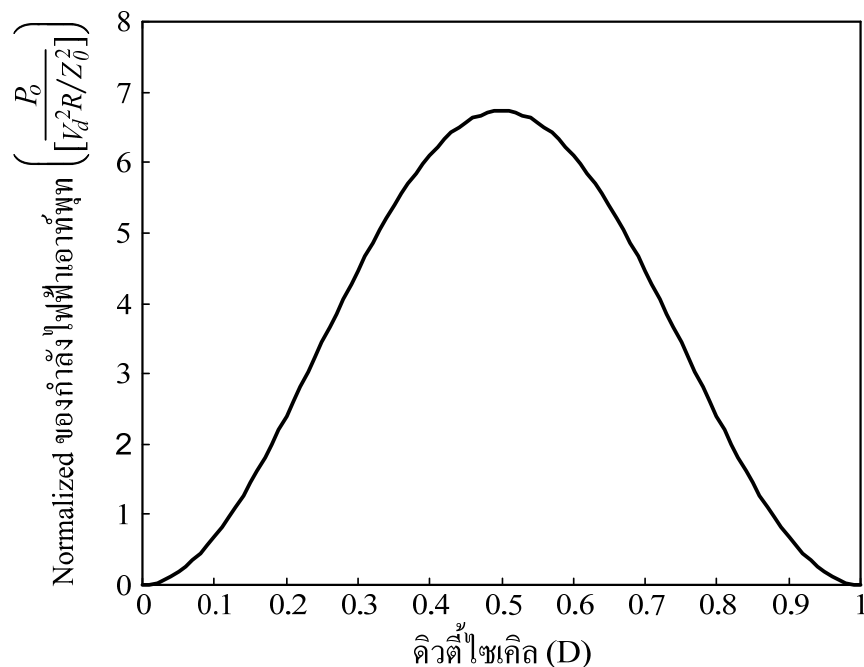
หรือ

$$\begin{aligned} P_o = & \frac{V_d^2 R [(2 \sin 2\pi D)^2 + (2 - 2 \cos 2\pi D)^2]}{2\pi^2 Z_o^2 \left[\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_s} \right)^2 \right]} \\ & + \frac{V_d^2 R [(2 \sin 2 \times 2\pi D)^2 + (2 - 2 \cos 2 \times 2\pi D)^2]}{2\pi^2 \times 2^2 Z_o^2 \left[\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{2\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{2\omega_s} \right)^2 \right]} \\ & + \frac{V_d^2 R [(2 \sin 2 \times 3\pi D)^2 + (2 - 2 \cos 2 \times 3\pi D)^2]}{2\pi^2 \times 3^2 Z_o^2 \left[\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{3\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{3\omega_s} \right)^2 \right]} + \dots \end{aligned} \quad (3.4)$$

ค่า Normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงตามค่าคิวตี้ไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุต และค่า Q ของวงจรเรโซแนนซ์สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} \frac{P_o}{[V_d^2 R/Z_o^2]} = & \frac{(2 \sin 2\pi D)^2 + (2 - 2 \cos 2\pi D)^2}{2\pi^2 \left[\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_s} \right)^2 \right]} \\ & + \frac{(2 \sin 2 \times 2\pi D)^2 + (2 - 2 \cos 2 \times 2\pi D)^2}{2\pi^2 \times 2^2 \left[\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{2\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{2\omega_s} \right)^2 \right]} \\ & + \frac{(2 \sin 2 \times 3\pi D)^2 + (2 - 2 \cos 2 \times 3\pi D)^2}{2\pi^2 \times 3^2 \left[\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{3\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{3\omega_s} \right)^2 \right]} + \dots \end{aligned} \quad (3.5)$$

เมื่อกำหนดให้ $Q = 3$ และอัตราส่วนความถี่สวิทช์ต่อความถี่เรโซแนนซ์ $f/f_0 = 1.05$ สามารถพล็อตกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของค่า Normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตในสมการ (3.5) เทียบกับค่าคิวตี้ไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุตในย่านจาก 0 ถึง 1 ได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต ($P_o / [V_d^2 R / Z_o^2]$) และค่าคิวตี้ไซเคิล (D)

นอกจากนี้ยังสามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตได้จากผลรวมของกำลังไฟฟ้าที่เกิดจากองค์ประกอบหลักมูลและองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสและแรงดันดังที่แสดงในรูปที่ 3.8 ซึ่งได้แสดงให้เห็นทั้งขนาดและมุมเฟสขององค์ประกอบของคลื่นเหล่านี้โดยในรูปที่ 3.8(ก) สำหรับกรณี $D = 0.3$ ในรูปที่ 3.8(ข) สำหรับกรณี $D = 0.5$ และในรูปที่ 3.8(ค) สำหรับกรณี $D = 0.7$ ซึ่งจะเห็นว่าในกรณี $D = 0.3$ และ $D = 0.7$ จะมีองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 2, 3, 4, 5, ... ส่วนกรณี $D = 0.5$ จะมีองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 3, 5, 7, ... จากองค์ประกอบของคลื่นเหล่านี้จะสามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตในอีกรูปแบบหนึ่งได้ดังสมการ

$$P_o = V_{o1}I_{o1} \cos \theta_1 + V_{o2}I_{o2} \cos \theta_2 + V_{o3}I_{o3} \cos \theta_3 + \dots \quad (3.6)$$

โดยที่

$$V_{o1} = \frac{\sqrt{\left[\frac{V_d}{\pi}(2\sin 2\pi D)\right]^2 + \left[\frac{V_d}{\pi}(2 - 2\cos 2\pi D)\right]^2}}{\sqrt{2}},$$

$$V_{o2} = \frac{\sqrt{\left[\frac{V_d}{2\pi}(2\sin 4\pi D)\right]^2 + \left[\frac{V_d}{2\pi}(2 - 2\cos 4\pi D)\right]^2}}{\sqrt{2}},$$

$$V_{o3} = \frac{\sqrt{\left[\frac{V_d}{3\pi}(2\sin 6\pi D)\right]^2 + \left[\frac{V_d}{3\pi}(2 - 2\cos 6\pi D)\right]^2}}{\sqrt{2}}, \dots$$

$$I_{o1} = \frac{\sqrt{\left[\frac{V_d}{\pi Z_2}(2\sin 2\pi D)\right]^2 + \left[\frac{V_d}{\pi Z_2}(2 - 2\cos 2\pi D)\right]^2}}{\sqrt{2}},$$

$$I_{o2} = \frac{\sqrt{\left[\frac{V_d}{2\pi Z_2}(2\sin 4\pi D)\right]^2 + \left[\frac{V_d}{2\pi Z_2}(2 - 2\cos 4\pi D)\right]^2}}{\sqrt{2}},$$

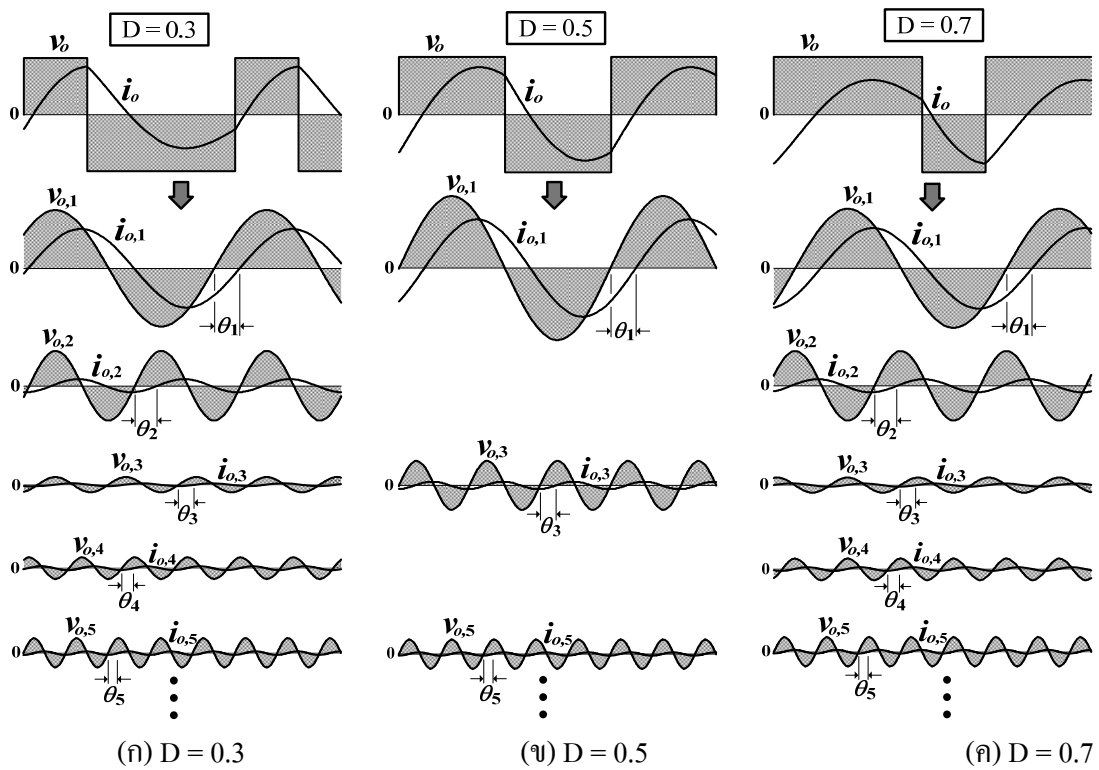
$$I_{o3} = \frac{\sqrt{\left[\frac{V_d}{3\pi Z_3}(2\sin 6\pi D)\right]^2 + \left[\frac{V_d}{3\pi Z_2}(2 - 2\cos 6\pi D)\right]^2}}{\sqrt{2}}, \dots$$

$$Z_1 = \sqrt{R^2 + \left(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}\right)^2}, \quad Z_2 = \sqrt{R^2 + \left(2\omega_s L - \frac{1}{2\omega_s C}\right)^2},$$

$$Z_3 = \sqrt{R^2 + \left(3\omega_s L - \frac{1}{3\omega_s C}\right)^2}, \dots$$

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left[\frac{\omega_s L - (1/\omega_s C)}{R} \right], \quad \theta_2 = \tan^{-1} \left[\frac{2\omega_s L - (1/2\omega_s C)}{R} \right],$$

$$\theta_3 = \tan^{-1} \left[\frac{3\omega_s L - (1/3\omega_s C)}{R} \right], \quad \dots$$



รูปที่ 3.8 องค์ประกอบของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตพร้อมมุมต่างเฟส

จากองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ดังแสดงในรูปที่ 3.8 จะเห็นว่าคู่ของคลื่นแรงดันและกระแสของแต่ละฮาร์โมนิกส์จะมีมุมต่างเฟสเกือบเท่ากับ 90° เนื่องจากวงจรสมมูล RLC ของโหลดจะกลายเป็นค่าสมมูลที่เกือบจะเป็นค่ารีแอ็กแตนซ์ของความเหนี่ยวนำอย่างเดียวและผลที่สุดคือ องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์จะสร้างกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตได้ค่าน้อยมาก ดังนั้นจึงเป็นการสมเหตุสมผลมากที่จะคำนวณกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตโดยประมาณจากคู่ของส่วนประกอบหลักมูลของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตโดยไม่ต้องคำนึงถึงองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์

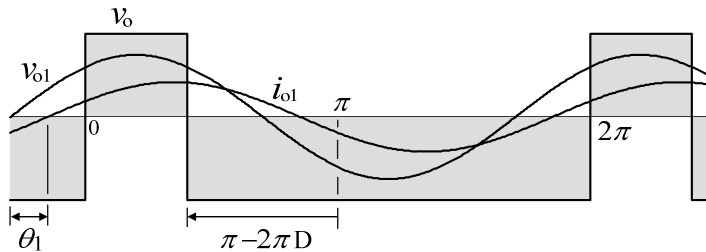
3.4 ความถี่สวิทช์ขณะแรงดันศูนย์ (ZVS) ของอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วย PWM ตรีเฟสที่ไม่คิดผลของตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C_{oss}) ของสวิทช์มอสเฟต

โดยหลักการแล้วการเริ่มนำกระแสของสวิทช์มอสเฟตในวงจรอินเวอร์เตอร์จะอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ก็ต่อเมื่อไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับสวิทช์มอสเฟตตัวนั้นนำกระแสในลำดับก่อนแล้ว

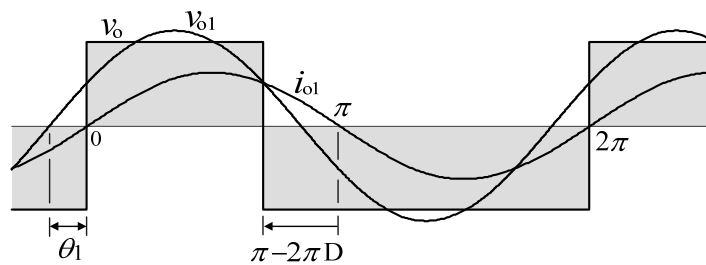
เปลี่ยนถ่ายการนำกระแสมายังสวิตช์มอสเฟต [15] ซึ่งการที่จะมีลำดับการนำกระแสเช่นนี้ได้ก็ต่อเมื่อขอบหน้าของคลื่นแรงดันเอาต์พุตจะต้องนำหน้าคลื่นกระแสเอาต์พุตเสมอ สำหรับการงานของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมด้วยดิวิตีไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุตนั้น ในขณะที่ปรับดิวิตีไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุตให้ลดลงจาก 0.5 ($D < 0.5$) จะทำให้ขอบหน้าครึ่งไซเคิลบวกของคลื่นแรงดันเอาต์พุต (v_o) ล้าหลังองค์ประกอบหลักมูล (v_{o1}) มากขึ้นซึ่งมีค่าเท่ากับ $(\pi - 2\pi D)/2$ และถ้าความถี่สวิตช์ซึ่งมีค่าคงที่ในย่านที่สูงกว่าความถี่โชนแนนท์จะทำให้คลื่นองค์ประกอบหลักมูลของกระแสเอาต์พุตล้าหลังองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันเอาต์พุตเป็นมุมคงที่เท่ากับ θ_1 เมื่อปรับดิวิตีไซเคิลให้มีค่าลดลงเรื่อย ๆ ก็จะทำให้ขอบหน้าครึ่งไซเคิลบวกของคลื่นแรงดันเอาต์พุตล้าหลังคลื่นกระแสเอาต์พุตในที่สุด ส่งผลทำให้การเริ่มนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ตัวอย่างการปรับลดค่าดิวิตีไซเคิลจาก 0.5 ไปเป็น 0.35 และ 0.2 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.9(ค), 3.9(ข) และ 3.9(ก) ตามลำดับ โดยกำหนดให้ความถี่สวิตช์ซึ่งคงที่ทำให้มุม θ_1 คงที่เท่ากับ 27° จะเห็นว่าที่ค่าดิวิตีไซเคิลเท่ากับ 0.2 จะทำให้ขอบหน้าครึ่งไซเคิลบวกของคลื่นแรงดันเอาต์พุตล้าหลังองค์ประกอบหลักมูลของคลื่นกระแสเอาต์พุตส่งผลให้การเริ่มนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ดังนั้นเพื่อป้องกันไม่ให้ขอบหน้าครึ่งไซเคิลบวกของคลื่นแรงดันเอาต์พุตล้าหลังคลื่นกระแสเอาต์พุตขณะที่มีการปรับลดดิวิตีไซเคิลนี้จะต้องปรับเพิ่มความถี่สวิตช์ซึ่งขึ้นตาม ทั้งนี้เพื่อให้การเริ่มนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ตลอดย่านการปรับค่าดิวิตีไซเคิลในทิศทางที่ต่ำกว่า 0.5 นี้

ในทำนองเดียวกันขณะที่ปรับดิวิตีไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุตให้เพิ่มขึ้นจาก 0.5 ($D > 0.5$) จะทำให้ขอบหน้าครึ่งไซเคิลลบของคลื่นแรงดันเอาต์พุต (v_o) ล้าหลังองค์ประกอบหลักมูล (v_{o1}) มากขึ้นซึ่งมีค่าเท่ากับ $(2\pi D - \pi)/2$ และถ้าความถี่สวิตช์ซึ่งมีค่าคงที่ในย่านที่สูงกว่าความถี่โชนแนนท์จะทำให้คลื่นองค์ประกอบหลักมูลของกระแสเอาต์พุตล้าหลังองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันเอาต์พุตเป็นมุมคงที่เท่ากับ θ_1 เมื่อปรับดิวิตีไซเคิลให้มีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ก็จะทำให้ขอบหน้าครึ่งไซเคิลลบของคลื่นแรงดันเอาต์พุตล้าหลังคลื่นกระแสเอาต์พุตในที่สุด ส่งผลทำให้การเริ่มนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ตัวอย่างการปรับเพิ่มค่าดิวิตีไซเคิลจาก 0.5 ไปเป็น 0.65 และ 0.8 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.9(ค), 3.9(ง) และ 3.9(จ) ตามลำดับ โดยกำหนดให้ความถี่สวิตช์ซึ่งคงที่ทำให้มุม θ_1 คงที่เท่ากับ 27° จะเห็นว่าที่ค่าดิวิตีไซเคิลเท่ากับ 0.8 จะทำให้ขอบหน้าครึ่งไซเคิลลบของคลื่นแรงดันเอาต์พุตล้าหลังองค์ประกอบหลักมูลของคลื่นกระแสเอาต์พุตส่งผลให้การเริ่มนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ดังนั้นเพื่อป้องกันไม่ให้ขอบหน้าครึ่งไซเคิลลบของคลื่นแรงดันเอาต์พุตล้าหลังคลื่นกระแสเอาต์พุตขณะที่มีการปรับเพิ่มดิวิตีไซเคิลนี้ จะต้องปรับเพิ่มความถี่สวิตช์ซึ่งขึ้นตาม ทั้งนี้เพื่อให้การเริ่ม

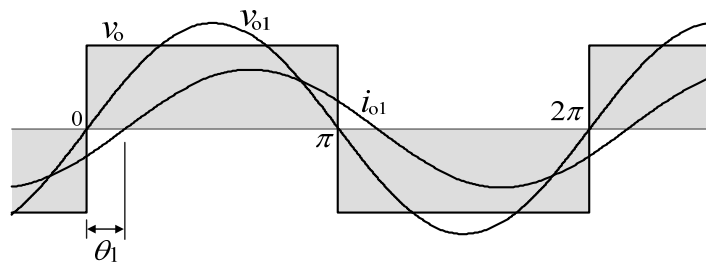
นำกระแสของสวิตช์มอสเฟตอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ตลอดย่านการปรับค่าดีวีไอไซเคิลในทิศทางที่สูงกว่า 0.5 นี้



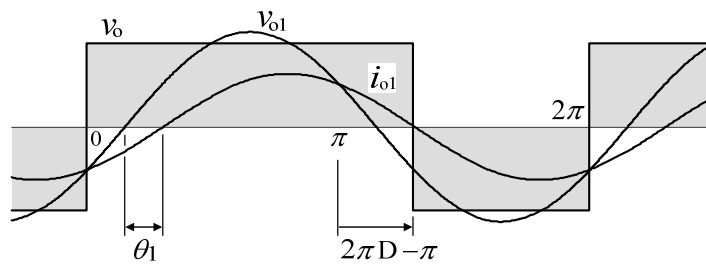
(ก) $D=0.2$, $\theta_1 = 27^\circ$ และ
วงจรทำงานภายใต้
สภาวะNON-ZVS



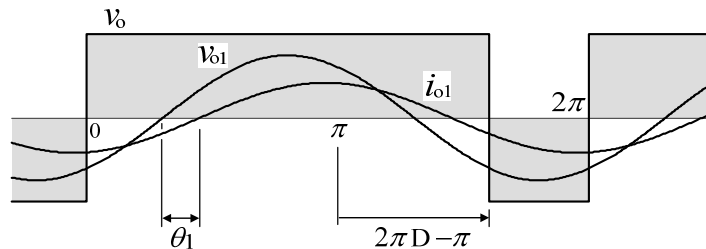
(ข) $D=0.35$, $\theta_1 = 27^\circ$ และ
วงจรทำงานภายใต้สภาวะ
Critical-ZVS



(ค) $D=0.5$, $\theta_1 = 27^\circ$ และ
วงจรทำงานภายใต้
สภาวะ ZVS



(ง) $D=0.65$, $\theta_1 = 27^\circ$ และ
วงจรทำงานภายใต้
สภาวะ Critical-ZVS



(จ) $D=0.8$, $\theta_1 = 27^\circ$ และ
วงจรทำงานภายใต้
สภาวะ NON-ZVS

รูปที่ 3.9 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทเมื่อปรับค่าดีวีไอไซเคิลเท่ากับ 0.2, 0.3 0.5, 0.7 และ 0.8
ในขณะที่ไม่มีการปรับเพิ่มค่าความถี่สวิตซ์

จุดแบ่งแดนระหว่างย่านการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS จะเรียกว่าจุด Critical-ZVS ดังแสดงในรูปที่ 3.9(ข) ซึ่งเป็นจุดที่ $(\pi - 2\pi D)/2 = \theta_1$ พอดีสำหรับกรณี $D < 0.5$ และแสดงในรูปที่ 3.9(ง) ซึ่งเป็นจุดที่ $(2\pi D - \pi)/2 = \theta_1$ พอดีสำหรับกรณี $D > 0.5$ ซึ่งสามารถคำนวณหาค่าความถี่สวิทซึ่งที่จุดวิกฤติได้ดังนี้

$$\frac{\omega_{s,c}L - (1/\omega_{s,c}C)}{R} = \tan\left(\frac{|\pi - 2\pi D|}{2}\right) \quad (3.7)$$

หรือ

$$Q\left(\frac{\omega_{s,c}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{s,c}}\right) = \tan\left(\frac{|\pi - 2\pi D|}{2}\right) \quad (3.8)$$

โดยที่ $\omega_{s,c}$ คือค่าความถี่สวิทซึ่งเชิงมุมวิกฤติซึ่งมีค่าเท่ากับ $2\pi f_{s,c}$ จึงสามารถแสดงสมการ (3.8) ใหม่ได้ดังสมการ

$$Q\left(\frac{f_{s,c}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{s,c}}\right) = \tan\left(\frac{|\pi - 2\pi D|}{2}\right) \quad (3.9)$$

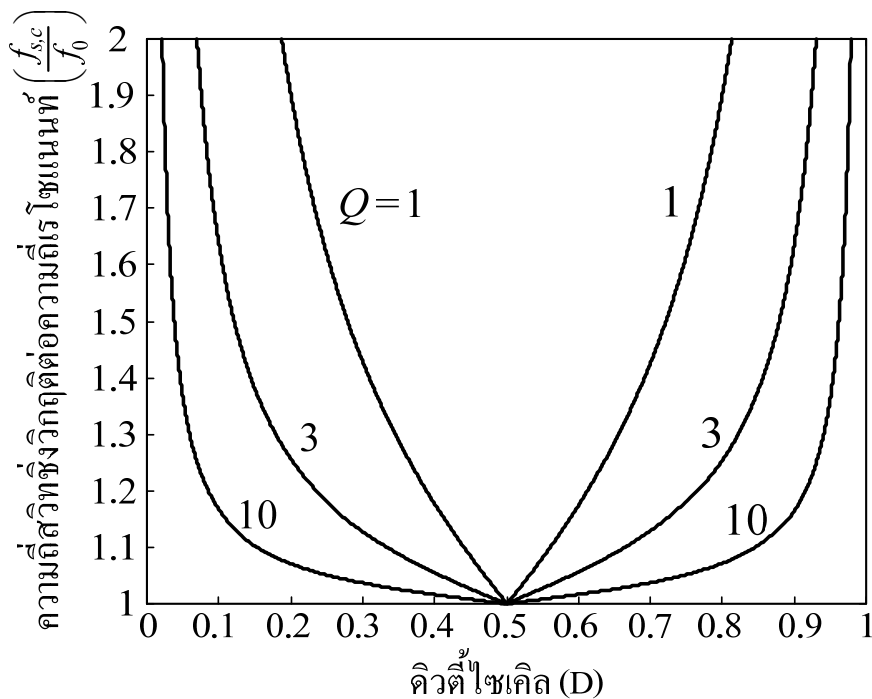
จากสมการ (3.9) สามารถหาค่าความถี่สวิทซึ่งวิกฤติ ($f_{s,c}$) นี้ได้ดังสมการ

$$f_{s,c} = f_0 \frac{\tan(|\pi - 2\pi D|/2)}{2Q} + f_0 \sqrt{1 + \left[\frac{\tan(|\pi - 2\pi D|/2)}{2Q}\right]^2} \quad (3.10)$$

หรือ

$$\frac{f_{s,c}}{f_0} = \frac{\tan(|\pi - 2\pi D|/2)}{2Q} + \sqrt{1 + \left[\frac{\tan(|\pi - 2\pi D|/2)}{2Q}\right]^2} \quad (3.11)$$

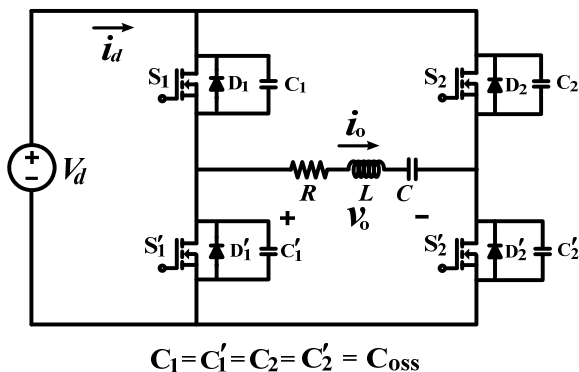
สามารถพล็อตกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของค่าอัตราส่วนความถี่สวิทซึ่งวิกฤติต่อความถี่เรโซแนนท์ ($f_{s,c}/f_0$) ใน (3.11) เทียบกับค่าคิวดั้ไซเคล (D) ในย่านจาก 0 ถึง 1 ที่ค่า Q ต่าง ๆ ได้ดังรูปที่ 3.10 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเมื่อทำการปรับลดคิวดั้ไซเคลจาก 0.5 ถึง 0 หรือปรับเพิ่มคิวดั้ไซเคลจาก 0.5 ถึง 1 จะต้องปรับค่าความถี่สวิทซึ่งเพิ่มขึ้นตามอย่างน้อยที่สุดเท่ากับค่าความถี่สวิทซึ่งวิกฤติ เพื่อให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์ยังคงอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ตลอดย่านการควบคุมคิวดั้ไซเคล



รูปที่ 3.10 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนความถี่สวิตช์ซึ่งวิกฤตต่อความถี่เรโซแนนท์ ($f_{s,c}/f_0$) และค่า duty cycle (D)

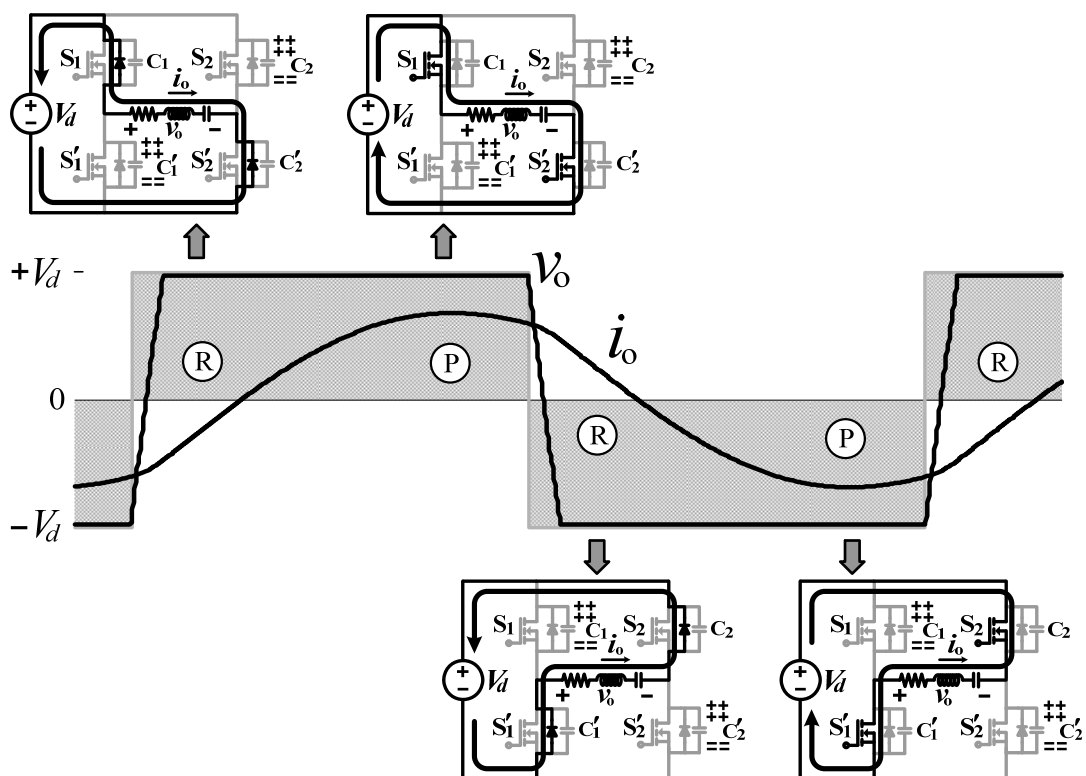
3.5 ผลของตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C_{oss}) ของสวิตช์มอสเฟตที่มีต่อการทำงานของอินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตช์จะพบว่ามีตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C_{oss}) ต่อระหว่างเดรน-ซอร์ส ดังแสดงในรูปที่ 3.11 โดยที่ $C_1=C'_1=C_2=C'_2=C_{oss}$ ซึ่งขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเหล่านี้จะส่งผลกระทบต่อการทำงานของสวิตช์มอสเฟตในวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.11 วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่คิดผลของ C_{oss} ของสวิตช์มอสเฟต

การทำงานของจอร์อินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมควบคุมด้วยตัวดีไอซีเกิล เมื่อคิดผลของ C_{oss} ของสวิตช์มอสเฟตสามารถแสดงได้ดังในรูปที่ 3.12 ซึ่งเป็นกรณี $D=0.5$ เมื่อพิจารณาในครึ่งไซเคิลบวกของกระแสเอาต์พุต (i_o) จะมีลำดับโหมดการทำงานของวงจรคือ โหมดเพาเวอร์ริง (P) ตามด้วยรีเจนเนอเรทีฟ (R) ซึ่งจะพบว่าขณะวงจรทำงานในโหมดเพาเวอร์ริงจะทำให้ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ถูกชาร์จจนเต็มมีแรงดันคร่อมเท่ากับ V_d และในโหมดรีเจนเนอเรทีฟพบว่าตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ถูกชาร์จจนเต็มมีแรงดันคร่อมเท่ากับ V_d แสดงว่าในระหว่างการเปลี่ยนโหมดจากโหมดเพาเวอร์ริงไปยังโหมดรีเจนเนอเรทีฟจะต้องมีการขนถ่ายประจุจาก C_1 ไปยัง C_2 และจาก C_2 ไปยัง C_1 ส่วนในครึ่งไซเคิลลบของกระแสเอาต์พุต i_o ก็จะมีการขนถ่ายประจุเกิดขึ้นในระหว่างการเปลี่ยนโหมดการทำงานจากโหมดเพาเวอร์ริงไปยังโหมดรีเจนเนอเรทีฟเช่นเดียวกัน นั่นหมายความว่าในระหว่างการเปลี่ยนโหมดจากเพาเวอร์ริงไปยังโหมดรีเจนเนอเรทีฟจะต้องมีโหมดการทำงานในระหว่างที่กำลังขนถ่ายประจุเพิ่มมาอีกหนึ่งโหมดซึ่งรายละเอียดการวิเคราะห์ทั้งหมดนี้จะกล่าวถึงในบทที่ 4 ต่อไป



รูปที่ 3.12 ตำแหน่งของประจุในตัวเก็บประจุ C_{oss} ของสวิตช์มอสเฟตในโหมดต่าง ๆ

3.6 สรุป

หลักการงานและการควบคุมด้วยดิวิตีไอเซลของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมดังที่กล่าวมาข้างต้นมีประเด็นสำคัญหลักที่สามารถสรุปได้ดังนี้

(1) วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมจะมีลำดับการนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตและไดโอดที่แตกต่างกันเมื่อปรับความถี่สวิตช์ซึ่งให้อยู่ในย่านที่แตกต่างกันเมื่อเปรียบเทียบกับความถี่เรโซแนนท์และจะส่งผลต่อสภาวะการทำงานของสวิตช์มอสเฟตที่แตกต่างกันด้วย กล่าวคือ เมื่อความถี่สวิตช์ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s < f_0$) จะทำให้การทำงานของสวิตช์มอสเฟตอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS เมื่อความถี่สวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ ($f_s = f_0$) จะทำให้การทำงานของสวิตช์มอสเฟตอยู่ภายใต้สภาวะ ZCS แต่การใช้งานโดยทั่วไปความถี่สวิตช์จะไม่เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ตลอด และเมื่อความถี่สวิตช์สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s > f_0$) จะทำให้การทำงานของสวิตช์มอสเฟตอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ดังนั้นในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบนี้จะต้องให้อยู่ในย่าน $f_s > f_0$ เสมอ

(2) การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์สำหรับจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่ควบคุมด้วยดิวิตีไอเซลของคลื่นแรงดันเอาต์พุตสามารถทำได้ 2 ย่านที่สมมาตรกันคือย่านที่ปรับค่าดิวิตีไอเซลจาก 0.5 ถึง 0 และย่านที่ปรับค่าดิวิตีไอเซลจาก 0.5 ถึง 1 โดยที่กัลังไฟฟ้าเอาต์พุตมีค่าสูงสุดที่ค่าดิวิตีไอเซลเท่ากับ 0.5

(3) องค์ประกอบเอชซีของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตเท่านั้นที่ใช้สร้างกัลังไฟฟ้าเอาต์พุต เนื่องจากองค์ประกอบดิซีของกระแสเอาต์พุตไม่สามารถไหลไปยังโหลดได้

(4) เนื่องจากขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสเอาต์พุตจะมีค่าต่ำมากเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดขององค์ประกอบหลักมูล นอกจากนั้นมุมเฟสขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสเอาต์พุตจะล้าหลังองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตเกือบ 90° นั้นหมายความว่ากัลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่เกิดจากองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์มีค่าน้อยมาก กัลังไฟฟ้าเอาต์พุตเกือบทั้งหมดจึงเกิดจากองค์ประกอบหลักมูลของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต

(5) อินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมโดยทั่วไปที่ไม่คำนึงถึงผลกระทบของตัวเก็บประจุ C_{oss} จะมีโหมดการทำงานในหนึ่งไอเซลของการสวิตช์ทั้งหมด 4 โหมดเรียงลำดับดังนี้คือ รีเจนเนอเรทีฟ เพาเวอร์ริง รีเจนเนอเรทีฟและเพาเวอร์ริง เมื่อพิจารณาผลกระทบของตัวเก็บประจุ C_{oss} ต่อการทำงานของอินเวอร์เตอร์จะพบว่ามีโหมดการทำงานเพิ่มขึ้นในระหว่างการเปลี่ยนโหมดจากเพาเวอร์ริงไปยังโหมดรีเจนเนอเรทีฟคือโหมดการทำงานในระหว่างที่กัลังขนถ่ายประจุ