

บทที่ 2

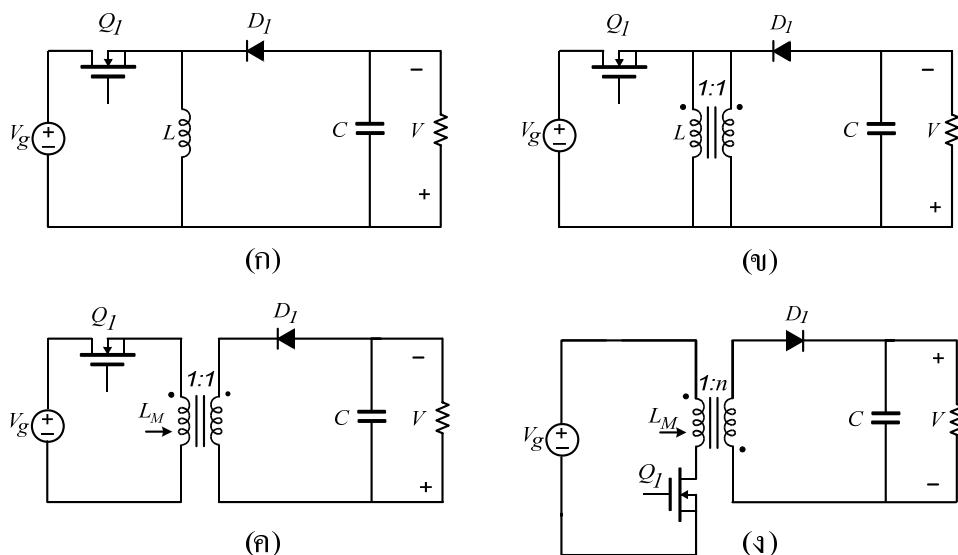
ทฤษฎีและหลักการเบื้องต้น

ทฤษฎีและหลักการเบื้องต้นในงานวิจัยนี้ประกอบด้วย 4 ทฤษฎี ซึ่งได้แก่ ทฤษฎีหลักการ
ทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต ทฤษฎีหลักการเกิด
ครอสเรกกูเลชัน ทฤษฎีหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง และทฤษฎีหลักการแบบจำลองการวิเคราะห์
ครอสเรกกูเลชัน

2.1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต

2.1.1 หลักการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์มีพื้นฐานมาจากวงจรบัค-บูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Buck-boost
converter) คือวงจรที่สามารถทำการลดหรือเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านขาออกให้ต่ำกว่าหรือสูง
กว่าแรงดันไฟฟ้าด้านขาเข้า ดังภาพประกอบ 2-1 ที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างวงจรบัค-บูสต์คอน
เวอร์เตอร์กับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



ภาพประกอบ 2-1 (ก) วงจรบัค-บูสต์คอนเวอร์เตอร์

(ข) การแยกตัวเหนี่ยวนำออกเป็นขดลวดสองขดลวดขนานกัน

(ค) ขดลวดเหนี่ยวนำแยกออกเป็นวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

(ง) อัตราส่วนจำนวนรอบ $1:n$ และแรงดันไฟฟ้าขาออกเป็นบวก

จากภาพประกอบ 2-1 (ก) ในวงจรจะใช้มอสเฟต Q_1 และไดโอด D_1 เป็นสวิตช์ควบคุมในการนำกระแส ภาพประกอบ 2-1 (ข) เป็นขดลวดเหนี่ยวนำที่สามารถแยกออกเป็นสองขดลวดขนานกันที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ (Turn ratio) เท่ากับ 1:1 โดยอาศัยพื้นฐานของค่าความเหนี่ยวนำที่ไม่เปลี่ยนแปลง และการขนานกันของขดลวดเสมือนว่าเป็นขดลวดขนาดใหญ่หนึ่งขด ถ้าการต่อระหว่างขดลวดสองขดถูกแยกออกจากกันทางไฟฟ้า โดยขดลวดขดหนึ่งจะใช้มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า ส่วนอีกขดลวดจะทำงานเมื่อไดโอดนำกระแสไฟฟ้า ดังภาพประกอบ 2-1 (ค) โดยที่กระแสไฟฟ้ารวมในขดลวดทั้งสองไม่มีค่าเปลี่ยนไปจากวงจร การเกิดสนามแม่เหล็กในตัวเหนี่ยวนำทั้งสองกรณีเหมือนกันทุกประการ และการเหนี่ยวนำระหว่างขดลวดทั้งสองขดสามารถแทนด้วยสัญลักษณ์ ดังภาพประกอบ 2-1 (ง) ซึ่งเรียกว่า หม้อแปลงฟลายแบค (flyback transformer) ซึ่งแตกต่างจากหม้อแปลงในอุดมคติที่มีกระแสไฟฟ้าไหลพร้อมกันทั้ง 2 ขด

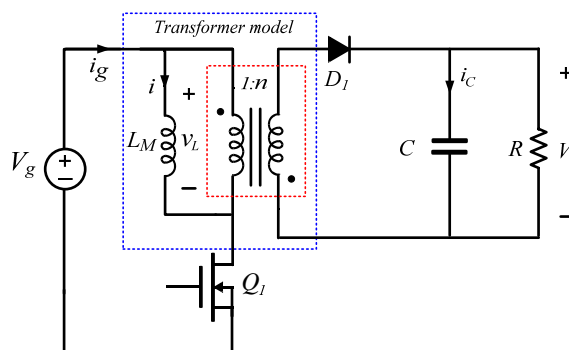
การวิเคราะห์วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ใช้วงจรสมมูลในการวิเคราะห์ ดังภาพประกอบ 2-2 ซึ่งในวงจรประกอบด้วย อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ได้แก่ ไดโอด ตัวเก็บประจุ และมอสเฟตที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์และมีหม้อแปลงไฟฟ้าเป็นตัวแปรผันพลังงาน (conversion ratio) และแยกระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต โดยถือว่าเป็นอุดมคติ วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าในอุดมคติจะไม่มีค่าตัวเหนี่ยวนำรั่ว แต่มีค่าตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (Magnetizing inductance : L_m) ที่ขนานอยู่กับขดลวดด้านปฐมภูมิ ซึ่งจะทำงานเหมือนกับค่าตัวเหนี่ยวนำ L ในวงจรบั๊ก-บูสต์คอนเวอร์เตอร์ เมื่อมอสเฟต Q_1 นำกระแส ตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก L_m จะสะสมพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟตรง V_g และจะถ่ายเทพลังงาน เมื่อมอสเฟต Q_1 ไม่นำกระแสโดยผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุและโหลด ซึ่งแรงดันและกระแสขาออกจะเป็นไปตามอัตราส่วนจำนวนรอบ 1:n

เมื่อวิเคราะห์วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ กรณีมอสเฟต Q_1 นำกระแส สามารถจำลองวงจรสมมูลดังภาพประกอบ 2-3 แรงดันที่ขดลวด v_L และกระแสตัวเก็บประจุ i_c และกระแส i_g จากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง จะเป็นไปตามสมการ

$$v_L = V_g \quad (2-1)$$

$$i_c = -\frac{v}{R} \quad (2-2)$$

$$i_g = i \quad (2-3)$$

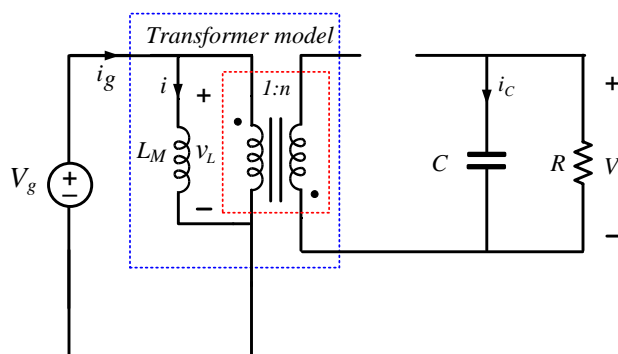


ภาพประกอบ 2-2 วงจรสมมูลของหม้อแปลงในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

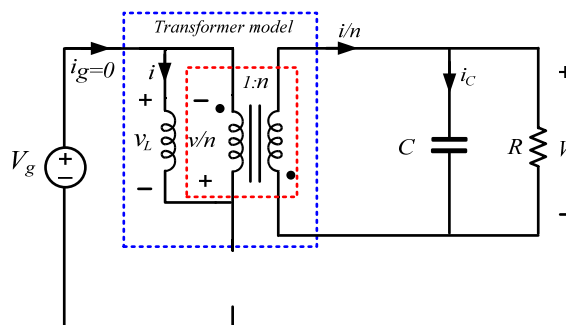
สมมติให้การทำงานโหมคการนำกระแสต่อเนื่อง มีค่ากระแสกระแสเพิ่มและแรงดันกระแสเพิ่มมีค่าน้อยมาก กระแสเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก i และแรงดันเอาท์พุท สามารถประมาณด้วยส่วนประกอบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง V และ I เมื่อนำไปแทนในสมการ (2-2) และ (2-3) จะได้เป็น

$$i_C = -\frac{V}{R} \quad (2-4)$$

$$i_g = I \quad (2-5)$$



ภาพประกอบ 2-3 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เมื่อมอสเฟต Q_1 นำกระแส



ภาพประกอบ 2-4 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เมื่อมอสเฟต Q_1 ไม่นำกระแส

เมื่อวิเคราะห์ทั้งวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ กรณีมอสเฟต Q_1 หยุดนำกระแส สามารถจำลองวงจรสมมูล ดังภาพประกอบ 2-4 แรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิ v_L กระแสตัวเก็บประจุ i_C และกระแส i_g จากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง จะเป็นไปตามสมการ

$$v_L = -\frac{v}{n} \quad (2-6)$$

$$i_C = \frac{i}{n} - \frac{v}{R} \quad (2-7)$$

$$i_g = 0 \quad (2-8)$$

สมมติให้ในการทำงาน กระแสระลอกคลื่น และแรงดันระลอกคลื่นมีค่าน้อยมาก กระแสเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก i และแรงดัน v สามารถประมาณด้วยส่วนประกอบกระแสตรง V และ I เมื่อนำไปแทนในสมการ (2-7) และ (2-8) จะได้เป็น

$$v_L = -\frac{V}{n} \quad (2-9)$$

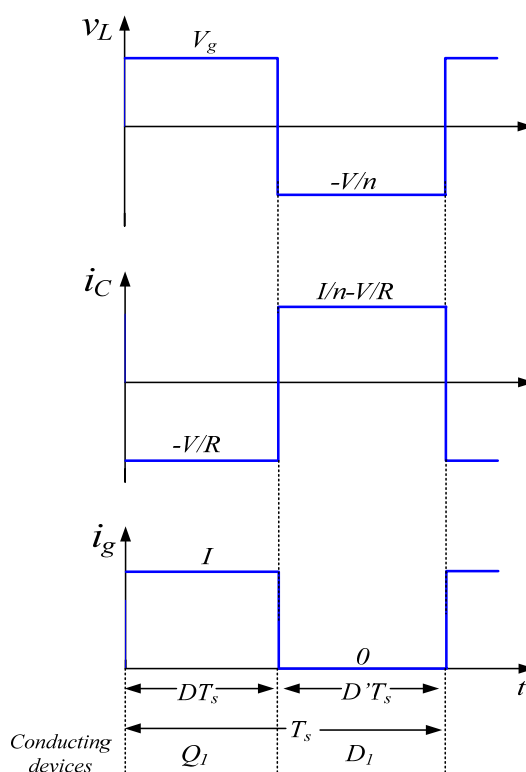
$$i_C = \frac{I}{n} - \frac{V}{R} \quad (2-10)$$

รูปคลื่นของค่ากระแสและแรงดัน ดังภาพประกอบ 2-5 สามารถประยุกต์ใช้หลักการ Volt-second balance ของค่าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กของหม้อแปลงด้านปฐมภูมิ

$$\langle v_L \rangle = DT_s + D'T_s = 0 \quad (2-11)$$

โดยอัตราส่วนการแปรผันพลังงาน (Conversion ratio : $M(D)$) เป็นอัตราส่วนระหว่างแรงดันเอาต์พุต (V) และแรงดันอินพุต (V_g) ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$M(D) = \frac{V}{V_g} = n \frac{D}{D'} \quad (2-12)$$

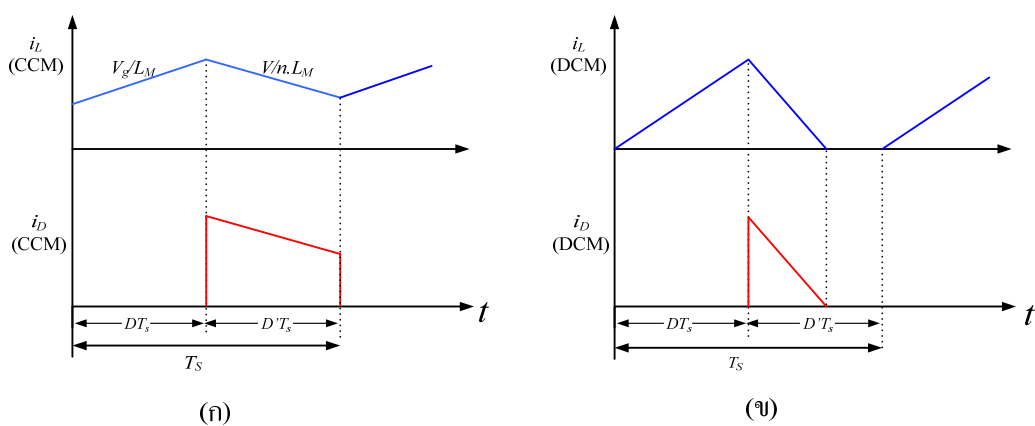


ภาพประกอบ 2-5 สัญญาณกระแสและแรงดันไฟฟ้าวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

2.1.2. โหมดการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

หม้อแปลงไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่เสมือนตัวเหนี่ยวนำ นอกจากทำหน้าที่หลักเป็นหม้อแปลงไฟฟ้า โครงสร้างของหม้อแปลงไฟฟ้าในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะสะสมพลังงานในช่วงเวลา DT_s เมื่อสวิตช์นำกระแส และจะถ่ายเทพลังงานไปยังโหลดขณะที่สวิตช์ไม่นำกระแสในช่วงเวลา $D'T_s$ ทำให้สามารถแบ่งโหมดการทำงานได้ 2 รูปแบบ คือ โหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode : CCM) และโหมดการนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Conduction mode : DCM) การทำงานในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง คือ กระแสในตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบคมีค่ามากกว่า

ศูนย์ในแต่ละคาบเวลาการสวิตช์ เนื่องจากพลังงานที่สะสมในขดลวดปฏุมภูมิ ยังคงเหลืออยู่ในขดลวดก่อนที่จะเริ่มการทำงานรอบใหม่ และการทำงานในโหมดการนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่องคือกระแสในตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบค ตกเป็นศูนย์ก่อนที่จะจบคาบเวลาของการสวิตช์ เนื่องจากพลังงานที่สะสมในขดลวดปฏุมภูมิ จะถ่ายโอนไปยังด้านทุติยภูมิอย่างสมบูรณ์ ก่อนที่จะเริ่มการทำงานในรอบใหม่ ดังนั้นกระแสของไดโอดทางด้านทุติยภูมิจะลดลงเป็นศูนย์ก่อนที่จะเริ่มการทำงาน รูปคลื่นกระแสทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของโหมดการทำงานทั้งสอง โหมดดังภาพประกอบ 2-6 (ก) และ (ข) วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์มีคุณลักษณะที่แตกต่างในการทำงานทั้งสองโหมด ซึ่งในการออกแบบหม้อแปลงที่ทำงานในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่องจะมีขนาดใหญ่กว่าหม้อแปลงที่ทำงานในโหมดการนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่องที่พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านขาออกเท่ากัน แต่โหมดกระแสแบบไม่ต่อเนื่องจะมีข้อเสียคือ กระแสค่ายอด (peak current) จะมีค่าสูงทำให้พิกัดของมอสเฟตไดโอด และตัวเก็บประจุต้องมีค่าสูง ส่วนการทำงานในโหมดการนำกระแสต่อเนื่อง การออกแบบแกนเหล็กของหม้อแปลงจะใหญ่ ซึ่งยอมให้ขนาดกระแสค่ายอดต่ำและแรงดันสไปค์ในขดลวดมีการสูญเสียน้อย ทำให้ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร



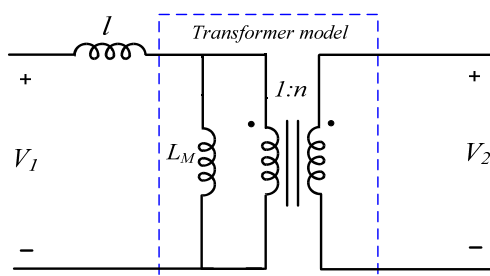
ภาพประกอบ 2-6 คลื่นสัญญาณกระแสในสถานะโหมดการทำงาน

(ก) คลื่นกระแสในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง

(ข) คลื่นกระแสในโหมดการนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง

2.1.3. ผลของค่าความเหนี่ยวนำรั่วในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

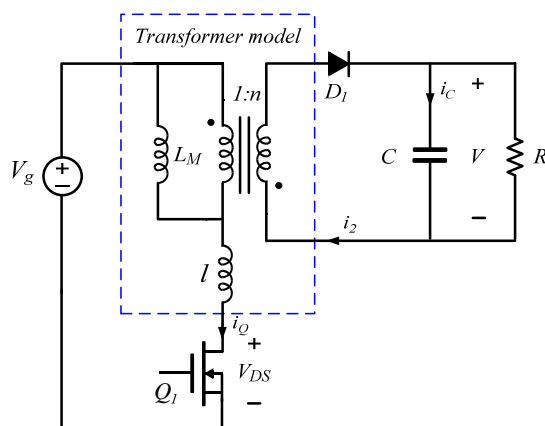
เมื่อมอสเฟต Q_1 หยุดนำกระแส พลังงานที่สะสมในขดลวดปฐมภูมิจะถ่ายโอนไปยังขดลวดอื่น แต่ในทางปฏิบัติพลังงานที่สะสมอยู่ในขดลวดปฐมภูมิไม่สามารถถ่ายโอนไปยังขดลวดทุติยภูมิได้ทั้งหมด เนื่องจากการเชื่อมต่อระหว่างขดลวดไม่สมบูรณ์ พลังงานที่สะสมในขดลวดบางส่วนที่ไม่สามารถถ่ายโอนได้เรียกว่าพลังงานรั่วไหล (leakage energy) และสามารถแทนได้ด้วยค่าความเหนี่ยวนำรั่ว (leakage inductance: l) โดยใช้แบบจำลองหม้อแปลงชนิด 2 ขดลวดที่มีค่าความเหนี่ยวนำรั่วอยู่ทางด้านปฐมภูมิ ดังภาพประกอบ 2-7



ภาพประกอบ 2-7 แบบจำลองหม้อแปลงชนิด 2 ขดลวดและค่าความเหนี่ยวนำรั่ว

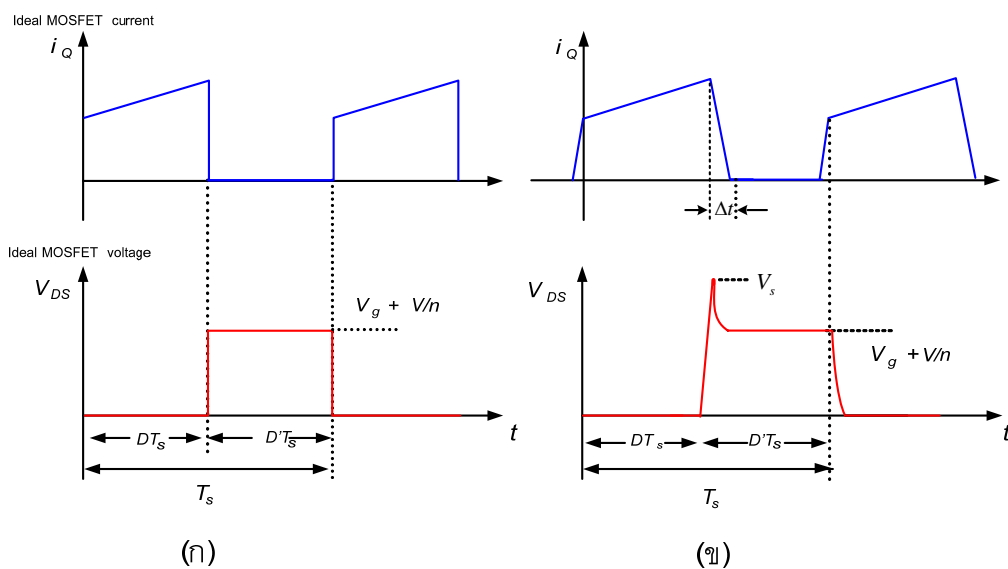
แบบจำลองของหม้อแปลงในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 ขดลวด สามารถวิเคราะห์โดยวงจร ดังภาพประกอบ 2-8 โดยสมมุติให้วงจรเข้าสู่สถานะคงตัว (steady state) โดยรีฟค่าความเหนี่ยวนำร่วม (mutual inductance: L_m) จะส่งพลังงานไปยังโหลดตลอดเวลาที่มอสเฟต Q_1 หยุดนำกระแส และค่าความเหนี่ยวนำรั่ว l จะนำกระแสร่วมกับค่าความเหนี่ยวนำร่วม L_m ระหว่างที่มอสเฟต Q_1 นำกระแส พลังงานที่สะสมที่ค่าความเหนี่ยวนำรั่วจะไม่มีถ่ายโอนไปยังขดลวดทุติยภูมิ เมื่อมอสเฟต Q_1 หยุดนำกระแส ค่าความเหนี่ยวนำรั่วจะปล่อยพลังงานกระแสไฟฟ้าออกมาที่ขาเดรน-ซอส (V_{DS}) ของมอสเฟต ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดแรงดันสไปค์ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ เมื่อเวลาที่มอสเฟตไม่นำกระแส คือ Δt และผลของกระแสจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วที่มอสเฟตหยุดนำกระแสคือ I โดยการประมาณค่าของแรงดันสไปค์ซึ่งตกคร่อมขั้วขาเดรน-ซอสของมอสเฟต คือ

$$V_s = l \frac{di}{dt} \approx l \frac{I}{\Delta t} \quad (2-13)$$



ภาพประกอบ 2-8 วงจรการวิเคราะห์หาค่าความเหนี่ยวนำรั่ว

การประมาณค่าในทางอุดมคติของสัญญาณกระแส และแรงดัน จะแสดงรูปคลื่นเอาท์พุทของมอสเฟต ดังภาพประกอบ 2-9 (ก) และ (ข)



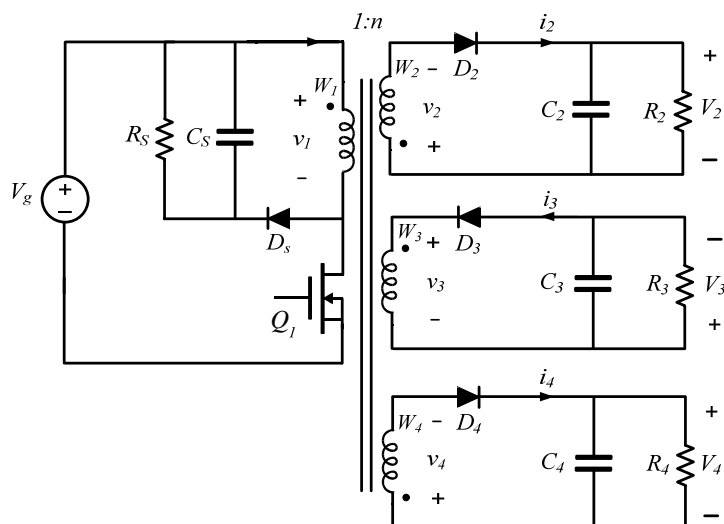
ภาพประกอบ 2-9 คลื่นกระแส และแรงดันเอาท์พุทของมอสเฟต

(ก) แรงดันและกระแสของมอสเฟตในอุดมคติ

(ข) แรงดันและกระแสของมอสเฟต โดยการประมาณ

2.1.4 กระบวนการเกิดครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะมีหม้อแปลงไฟฟ้าแยกขดลวดระหว่างอินพุตและเอาต์พุต ซึ่งวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุตเป็นวงจรหนึ่งที่ยอมรับใช้สำหรับเป็นแหล่งจ่ายแรงดันขาออกให้มีแรงดันหลายระดับ ดังภาพประกอบ 2-10

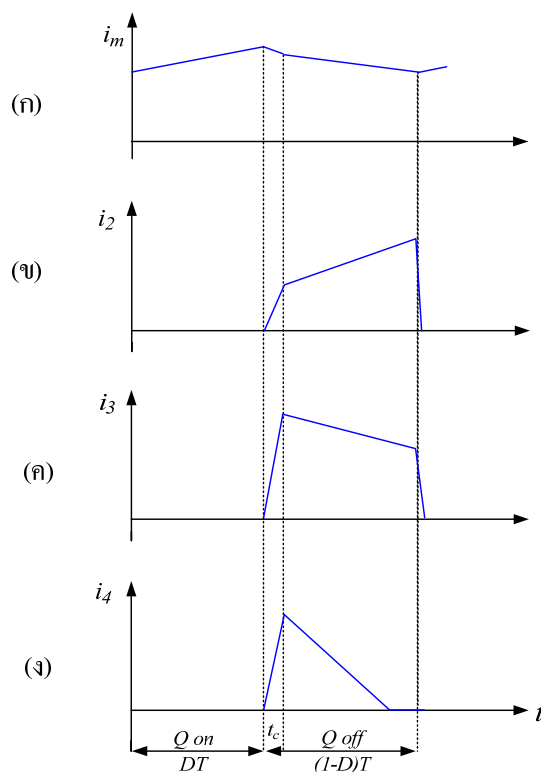


ภาพประกอบ 2-10 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เอาต์พุตในทางปฏิบัติ

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต จะมีการสะสมพลังงานในขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงในขณะที่มอสเฟตนำกระแส โดยกระแสด้านอินพุตของวงจรจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นจนถึงค่ากระแสสูงสุด ซึ่งสิ้นสุดในช่วงการนำกระแสของมอสเฟต เมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแสพลังงานที่สะสมอยู่ในขดลวดปฐมภูมิจะถูกถ่ายโอนไปยังด้านขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง กระบวนการถ่ายโอนพลังงานจะขึ้นอยู่กับค่าความเหนี่ยวนำรั่ว และการเชื่อมต่อระหว่างขดลวดปฐมภูมิ และขดลวดทุติยภูมิ ค่ากระแสเริ่มต้นจะมีค่าสูงสุดในขดลวดทุติยภูมิ และจะมีค่าความเหนี่ยวนำรั่วน้อยสุดที่ช่วงก่อนไดโอดจะนำกระแส ถ้าแรงดันขาออกนี้เป็นแรงดันหลัก จะทำให้ช่วงการถ่ายเทพลังงานลดลง และจะทำให้แรงดันขาออกย่อยอื่นๆ ลดลงตามไปด้วย ซึ่งทำให้เกิดครอสเรกกูเลชัน โดยเป็นปรากฏการณ์ที่ทำให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุตเปลี่ยน ซึ่งเกิดจากสาเหตุสำคัญคือ กระแสไหลกลับเปลี่ยน และแรงดันอินพุตของวงจรเปลี่ยน ในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต หากสมมุติให้ขดลวดทั้งหมดมีการเชื่อมต่อที่สมบูรณ์ และมีการสูญเสียเล็กน้อย แรงดันเอาต์พุตในโหมดนำกระแสแบบต่อเนื่องมีความสัมพันธ์ตามอัตราส่วนจำนวนรอบ และแรงดันเอาต์พุตหลักมีการควบคุมแบบป้อนกลับ โดย

จะมีการคงค่าแรงดันสมบรูณ์ของแรงดันเอาต์พุตทั้งหมด เมื่อมีการเชื่อมต่อขดลวดที่สมบรูณ์ของหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งเป็นไปไม่ได้ในทางปฏิบัติที่จะทำให้แรงดันออกย่อยมีระดับแรงดันที่คงที่ เพราะแรงดันออกย่อยจะไม่มี การควบคุมที่สมบรูณ์ เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันออกหลัก ค่าผิดพลาดของการเกิดครอสเรกกูเลชันในคอนเวอร์เตอร์สามารถวัดจากค่าเปลี่ยนแปลงแรงดันขาออก เนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงกระแสของโหลดที่เทียบกับแรงดันเอาต์พุตหลักที่คงที่

การเกิดครอสเรกกูเลชันเป็นผลจากการสูญเสียค่าความเหนี่ยวนำรั่วในขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิที่เกิดจากการพันหม้อแปลง และช่องว่างอากาศของโครงสร้างแกนหม้อแปลง เมื่อมีกระแสไหลผ่านและแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์ ตัวอย่างเช่น ถ้าแรงดันเอาต์พุตหนึ่งมีโหลดมาก แรงดันเอาต์พุตจะลดลงโดยตรง และเพิ่มแรงดันตกคร่อมไดโอด และความต้านทานขดลวด ถ้าแรงดันเอาต์พุตนี้มีวงจรการควบคุมแบบป้อนกลับ จะทำให้ค่าอัตราส่วนหน้าที่ (duty ratio) เพิ่มขึ้นเพื่อชดเชยแรงดันตก และแรงดันเอาต์พุตอื่นที่ไม่ได้ควบคุมจะเพิ่มขึ้นอย่างสอดคล้องกัน ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำรั่วเป็นสิ่งทำให้เกิดครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อมีการสวิตซ์ในระดับความถี่สูง ค่าความเหนี่ยวนำรั่วจะควบคุมค่ากระแสเริ่มต้นในขดลวด เนื่องจากมีการหน่วงเวลาช่วงการนำกระแสของไดโอดทางด้านขดลวดทุติยภูมิ และมีการควบคุมการทำงานในโหมดต่างๆ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ รวมถึงมีการควบคุมความชันของกระแสทางด้านทุติยภูมิ เมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแส กระแสทางด้านปฐมภูมิจะมีการถ่ายโอนไปยังขดลวดทางด้านทุติยภูมิ และกระแสทางด้านขดลวดทุติยภูมิจะเพิ่มขึ้นจนถึงระดับสูงสุด ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าแรงดันสนับเบอร์แรงดันเอาต์พุต และค่าความเหนี่ยวนำรั่ว ช่วงเวลาสับเปลี่ยน (tc) กระแสทางด้านปฐมภูมิจะเริ่มถ่ายโอนไปทางด้านทุติยภูมิ ซึ่งจะทำให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำรั่วน้อยที่สุด ดังภาพประกอบ 2-11(ค) เวลาการนำกระแสจะสิ้นสุดลง เมื่อกระแสทางด้านขดลวดทุติยภูมิเพิ่มขึ้นจนเป็นกระแสทำแม่เหล็ก และในช่วงเวลาที่เหลือของคาบการสวิตซ์ กระแสทางด้านทุติยภูมิจะเพิ่มขึ้นหรือลดลงขึ้นอยู่กับความแตกต่างระหว่างแรงดันขาออก และแรงดันตกคร่อมความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีโหลดมาก และกระแสเริ่มต้นมีค่าน้อย ความชันของกระแสในขดลวดจะมีค่าเป็นบวก ซึ่งหมายถึงแรงดันเอาต์พุตที่เกิดขึ้นจะมีค่าลดลง ดังภาพประกอบ 2-11(ข) ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีโหลดต่ำ จะทำให้กระแสในขดลวดมีค่าลดลง ซึ่งหมายถึงแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มขึ้นยิ่งไปกว่านั้นกระแสในขดลวดทุติยภูมิซึ่งมีความชันเป็นลบจะลดลงถึงศูนย์ก่อนที่จะหมดคาบของการสวิตซ์ ดังภาพประกอบ 2-11(ง) ซึ่งเป็นการทำงานในโหมดการนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง ที่กระแสด้านเอาต์พุตมีค่ากระแสเฟืองสูง และเกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันด้านเอาต์พุตมาก



ภาพประกอบ 2-11 กระแสทางขดลวดปฐมภูมิ และขดลวดทุติยภูมิ

- (ก) กระแสทำแม่เหล็ก (magnetizing current)
- (ข) กระแสทางขดลวดทุติยภูมิความชันเป็นบวก
- (ค) กระแสทางขดลวดทุติยภูมิความชันเป็นลบ
- (ง) กระแสทางขดลวดทุติยภูมิในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

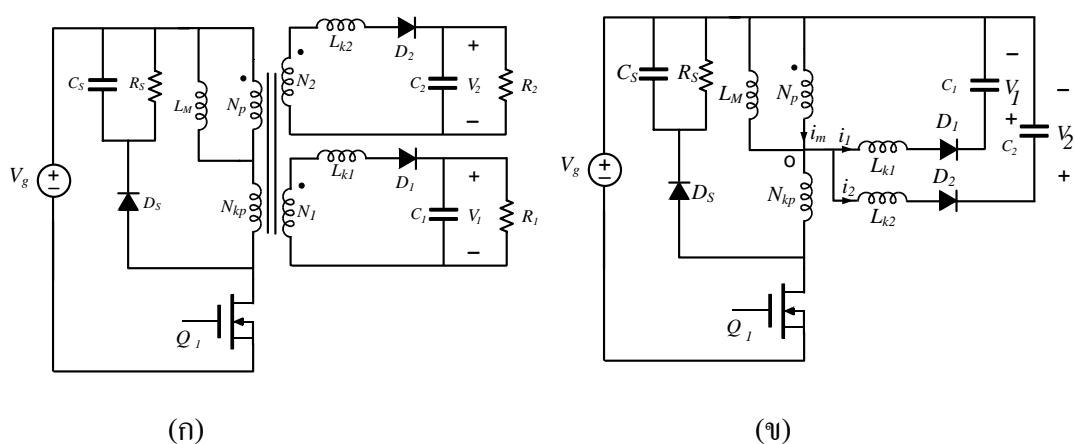
2.2. แบบจำลองการวิเคราะห์พฤติกรรมครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

แบบจำลองในการวิเคราะห์ค่าครอสเรกกูเลชันของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต ซึ่งมีสาเหตุหลักจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วในตัวหม้อแปลง แต่ด้วยพฤติกรรมที่มีความซับซ้อนของการเกิดครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต ดังนั้นการอธิบายและวิเคราะห์ถึงพฤติกรรมของครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ จะอธิบายถึงพฤติกรรมของครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุตและทำการวิเคราะห์ค่าความเหนี่ยวนำรั่วโดยใช้แบบจำลองหม้อแปลง Cantilever และแบบจำลอง N-port เพื่อศึกษาเปรียบเทียบกระบวนการเกิดครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต โดยแบบจำลองทั้งสองจะมีความสัมพันธ์กัน และสามารถใช้ในการวิเคราะห์

และทำนายพฤติกรรมที่เกิดขึ้นของหม้อแปลงชนิดหลายเอาต์พุตในการหาค่าครอสเรกกูเลชันสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์ชันชนิดหลายเอาต์พุต

2.2.1 แบบจำลองการวิเคราะห์ครอสเรกกูเลชันชนิด 2 เอาต์พุต

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะมีหม้อแปลงไฟฟ้าเป็นตัวสะสมพลังงาน ซึ่งรับจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงในช่วงเวลาที่มอสเฟตนำกระแส และจะมีการถ่ายเทพลังงานไปยังเอาต์พุตเมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแส การคงค่าแรงดันเอาต์พุตสามารถกำหนดการสะสมพลังงานและการถ่ายเทพลังงานในแต่ละคาบเวลาได้ โดยการควบคุมการนำกระแสของมอสเฟต



ภาพประกอบ 2-12 (ก) แบบจำลองวงจรฟลายแบคคอนเวอร์ชันชนิด 2 เอาต์พุต

(ข) แบบจำลองวงจรสมมูลของหม้อแปลงด้านขดลวดปฐมภูมิ

สำหรับการวิเคราะห์ครอสเรกกูเลชัน

ภาพประกอบ 2-12 (ก) เป็นแบบจำลองวงจรฟลายแบคคอนเวอร์ชันชนิด 2 เอาต์พุต โดยมีชุดวงจรสับเบอร์เป็นตัวคลายพลังงานจากตัวเหนี่ยวนำรั่ว (L_{kp}) ในแต่ละคาบเวลา และมีการจำกัดค่าแรงดันเมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแส โดยแสดงเป็นหม้อแปลงแบบวงจรสมมูลที่มีการเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (L_m) และการเหนี่ยวนำรั่ว (L_{kp}) จากขดลวดปฐมภูมิไปยังขดลวดทุติยภูมิชุดที่ 1 (L_{k1}) และชุดที่ 2 (L_{k2}) โดยจะไม่นำค่าความต้านทานของขดลวดมาวิเคราะห์ เนื่องจากมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่าความเหนี่ยวนำรั่ว ภาพประกอบ 2-12(ข) แสดงถึงวงจรสมมูลที่ได้จากการย้ายค่าพารามิเตอร์ของหม้อแปลงด้านทุติยภูมิไปยังหม้อแปลงด้านปฐมภูมิ ซึ่งเป็นรูปแบบที่ต่อเนื่องสำหรับการวิเคราะห์ค่าเชิงปริมาณครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานใน

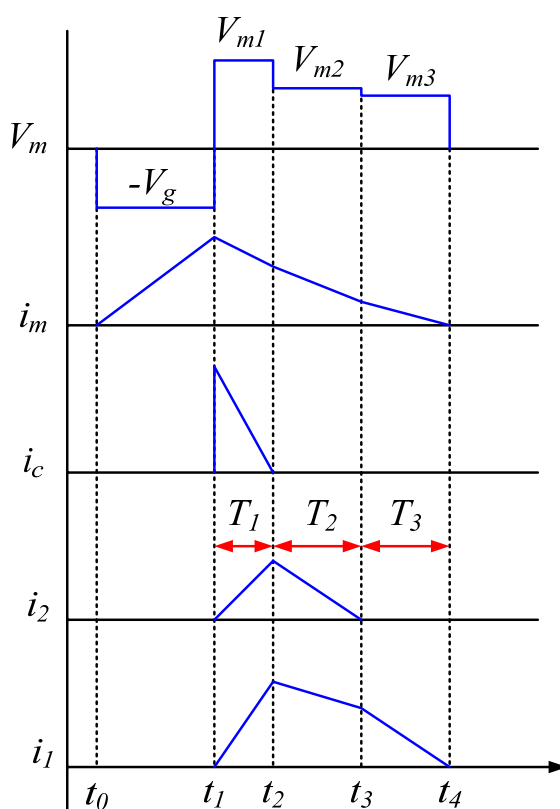
โหมดกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง โดยมีโหมดที่เอาท์พุท2 มีค่าน้อยกว่าที่เอาท์พุท1 โดยสามารถแสดงคลื่นแรงดัน และคลื่นสัญญาณกระแสใน 1 คาบเวลาของเอาท์พุททั้งสองในภาพประกอบ 2-13

เมื่อเริ่มต้นที่เวลา t_0 มอสเฟตมีการนำกระแสโดยค่ากระแสสร้างเส้นแรงแม่เหล็กจะมีค่าเพิ่มขึ้น โดยมีค่าความชันเป็น

$$I_m(t) = \frac{V_g}{L_m + L_{kp}} \cdot t \quad (2-14)$$

เมื่อ V_g คือ แรงดันไฟกระแสตรงที่จ่ายให้วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์
ดังนั้น ผลรวมกระแสที่โหนด o จะได้ดังสมการ (2-15)

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{di_c}{dt} + \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \quad (2-15)$$



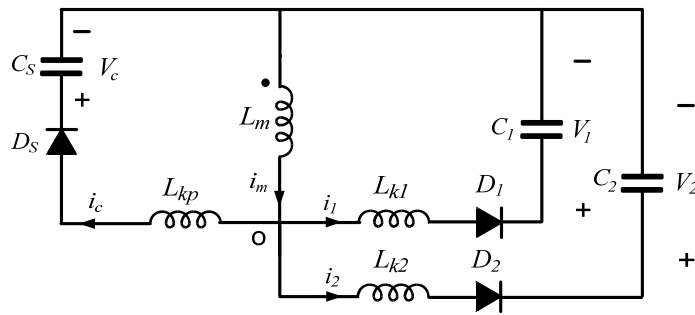
ภาพประกอบ 2-13 คลื่นแรงดันในวงจรสมมูล และคลื่นกระแส ใน 1 คาบเวลา

แทนค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสของ i_m , i_c , i_1 และ i_2 ลงในสมการ (2-16) จะได้

$$-\frac{V_{m1}}{L_m} = \frac{V_{m1} - V_c}{L_{kp}} + \frac{V_{m1} - V_1}{L_{k1}} + \frac{V_{m1} - V_2}{L_{k2}} \quad (2-16)$$

ให้ $K_1 = (L_m / L_{k1})$, $K_2 = (L_m / L_{k2})$, $K_p = (L_m / L_{kp})$ แทนค่าดังกล่าวในสมการ (2-17)

$$V_{m1} = \frac{K_1 V_1 + K_2 V_2 + K_p V_c}{1 + K_1 + K_2 + K_p} \quad (2-17)$$



ภาพประกอบ 2-14 วงจรสมมูลในช่วงเวลา T_1

ที่เวลา t_1 เมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแส กระแสสร้างเส้นแรงแม่เหล็กจำนวนหนึ่งจะไหลผ่านไปยังตัวเก็บประจุ C_s ของวงจรถนั้บเบอร์ ที่จากเกิดการเหนี่ยวนำรั่วในวงจรถนั้บเบอร์ สำหรับวงจรถนั้บเบอร์ที่เวลา T_1 สามารถแสดงได้ดังภาพประกอบ 2-14

เมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแส ไดโอด D_s จะมีกระแสไหลผ่านช่วงเวลา T_1 ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$T_1 = \frac{L_m I_o}{K_p} \cdot \frac{1 + K_1 + K_2 + K_p}{V_c + V_c K_1 + V_c K_2 - K_1 V_1 - K_2 V_2} \quad (2-18)$$

จะได้กระแสเอาต์พุต 2 และ เอาต์พุต 1 ในช่วงเวลา T_1

$$i_1(t) = \frac{(V_{m1} - V_1) K_1}{L_m} \cdot t$$

$$i_2(t) = \frac{(V_{m1} - V_2) K_2}{L_m} \cdot t \quad (2-19)$$

เมื่อกระแส $i_c(t)$ ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_s และมีค่าลดลงเป็นศูนย์ จะทำให้ไดโอด D_s เกิดการหยุดนำกระแส ซึ่งแสดงได้ดังวงจรสมมูลในช่วงเวลา T_2 ดังภาพประกอบ 2-15

$$\text{จะได้} \quad i_m = i_1 + i_2 \quad (2-20)$$

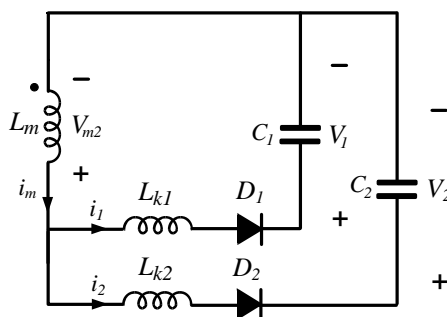
จากสมการ 2-20 จะได้

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \quad (2-21)$$

แทนค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสของ i_m , i_1 และ i_2 ในสมการ (2-21) จะได้

$$-\frac{Vm_2}{L_m} = \frac{Vm_2 - V_2}{L_{k2}} + \frac{Vm_2 - V_1}{L_{k1}} \quad (2-22)$$

$$Vm_2 = \frac{K_1V_1 + K_2V_2}{1 + K_1 + K_2} \quad (2-23)$$



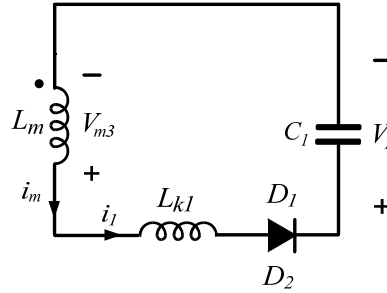
ภาพประกอบ 2-15 วงจรสมมูลในช่วงเวลา T_2

กระแสที่ $i_2(t)$ จะมีค่าเป็นศูนย์ก่อนกระแส $i_1(t)$ เนื่องจากที่เอาต์พุต 2 มีการต่อโหลดต่ำๆ และมีค่าแรงดันเพิ่มขึ้น ดังนั้นที่เวลา T_2 จะมีค่า $i_2(t) = 0$ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการ 2-24

$$T_2 = \frac{L_m I_o}{K_p} \cdot \frac{(1 + K_1 + K_2)(K_1 V_1 + K_p V_c - V_2 - V_2 K_1 - V_2 K_p)}{(V_c + V_c K_1 + V_c K_2 - K_1 V_1 - K_2 V_2)(V_2 + V_2 K_1 - K_1 V_1)} \quad (2-24)$$

หลังจากเวลา t_3 จะมีกระแส L_m และ L_{k1} ดังนั้นวงจรสมมูลในช่วงเวลา T_3 ดังภาพประกอบ 2-16 ที่เวลา T_3 จะสามารถหาค่าได้ หากกำหนดให้ $i_1(t) = 0$

$$T_3 = \frac{I_o L_m (V_2 - V_1)(1 + K_1)}{V_1 (V_2 + V_2 K_1 - V_1 K_1)} \quad (2-25)$$



ภาพประกอบ 2-16 วงจรสมมูลในช่วงเวลา T_3

ใน 1 คาบเวลา ค่ากระแสเฉลี่ยในเอาต์พุต 2 และเอาต์พุต 1 สามารถแสดงได้ดังสมการ (2-26) และ (2-27) ตามลำดับ

$$\begin{aligned} I_{2average} &= \frac{1}{T} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot I_{2PK2} \cdot (T_1 + T_2) \right] \\ &= \frac{K_2 L_m I_o^2}{2 \cdot K_p T} \cdot \frac{(-K_1 V_1 - K_p V_c + V_2 K_1 + V_2 K_p)}{[(V_2 + K_1 V_2 - K_1 V_1)(K_2 V_2 + K_1 V_1 - V_c - K_1 V_c - K_2 V_c)]} \end{aligned} \quad (2-26)$$

$$\begin{aligned} I_{1average} &= \frac{1}{T} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot T_1 \cdot I_{1PK2} + \left(\frac{1}{2} I_{1PK2} + I_{1PK3} \right) \cdot T_2 + \frac{1}{2} I_{1PK3} \cdot T_3 \right] \\ &= \frac{K_1 L_m I_o^2}{2 \cdot K_p T} \cdot \frac{M}{V_1 (V_2 + K_1 V_2 - K_1 V_1)(K_2 V_2 + K_1 V_1 - V_c - K_1 V_c - K_2 V_c)} \end{aligned} \quad (2-27)$$

อัตราส่วนของค่ากระแสเฉลี่ยในทั้งสองเอาต์พุต สามารถหาได้จากสมการ (2-28)

$$\frac{I_{2average}}{I_{1average}} = \frac{K_2 V_1 (V_2 + V_2 K_1 + V_2 K_p - K_1 V_1 - K_p V_c)}{K_1 M} \quad (2-28)$$

$$\begin{aligned} M &= K_p K_2 V_2^2 + K_p K_1 V_1 V_2 - K_p K_1 V_c V_2 + K_1 V_1 V_2 - K_p V_c V_2 - K_p K_2 V_2 V_c \\ &\quad K_p K_2 V_2 + K_p V_1 V_2 + V_1 V_2 + K_p K_1 V_c V_1 - K_p K_1 V_1^2 - K_1 V_1^2 + K_p K_2 V_c V_1 \end{aligned}$$

จากสมการ (2-28) เป็นสมการวิเคราะห์ค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุต ที่มีการควบคุมแบบป้อนกลับที่เอาต์พุตหลัก และแรงดันเอาต์พุตย่อยเปลี่ยนแปลงตามแรงดันของเอาต์พุตหลัก การเกิดครอสเรกกูเลชันที่มากที่สุดใเอาต์พุตย่อย เมื่อมีการต่อโหลดต่างๆ และเอาต์พุตหลัก อยู่ในสภาวะที่มีการต่อโหลดมากๆ ซึ่งค่าแรงดันในเอาต์พุตย่อยจะเกิดจากการเปลี่ยนแปลงจากค่าแรงดันเอาต์พุตหลัก ด้วยค่าความผิดพลาด เป็น ΔV_2

$$V_2 = (V_1 + \Delta V_2) \quad (2-29)$$

$$I_{2average} = \frac{V_2}{R_2} \quad (2-30)$$

แทนค่าสมการ (2-29) และ (2-30) ลงในสมการ (2-28) จะทำให้ได้ค่ากระแสเฉลี่ย ($I_{1average}$)

$$I_{1average} = \frac{K_1 S}{K_2 V_1 R_2 (-K_p V_c + V_1 + K_1 \Delta V_2 + K_p \Delta V_2 + \Delta V_2)} \quad (2-31)$$

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } S = & K_p K_2 V_1^2 \Delta V_2 + 2 K_p K_2 V_1 \Delta V_2^2 + K_p K_1 V_1^2 V_2 - K_p K_1 K_2 V_c \Delta V_2 + K_1 V_1^2 \Delta V_2 - K_p V_1^3 V_c \\ & - 2 K_p V_1 V_c \Delta V_2 - K_p K_2 V_1 V_c \Delta V_2 + K_p V_1^3 + 2 K_p V_1^2 \Delta V_2 + V_1^3 + 2 V_1^2 \Delta V_2 + K_p K_2 \Delta V_2^3 \\ & + K_p K_1 V_1 \Delta V_2^2 - K_p K_1 V_c \Delta V_2^2 + K_1 V_1 \Delta V_2^2 - K_p V_c \Delta V_2^2 - K_p K_2 V_c \Delta V_2^2 + K_p V_1 \Delta V_2^2 + V_1 \Delta V_2^2 \end{aligned}$$

ซึ่งค่าความผิดพลาดที่แรงดันเอาต์พุต 2 (ΔV_2) ซึ่งจะแปรผันตาม V_c , K_1 , K_2 และ R_2

เมื่อ V_c คือ ค่าแรงดันของตัวเก็บประจุในวงจรสับเบอร์

K_1 คือ ค่าการเหนี่ยวนำรั่วในขดลวด 1 ซึ่งมีค่าเท่ากับ L_m / L_{k1}

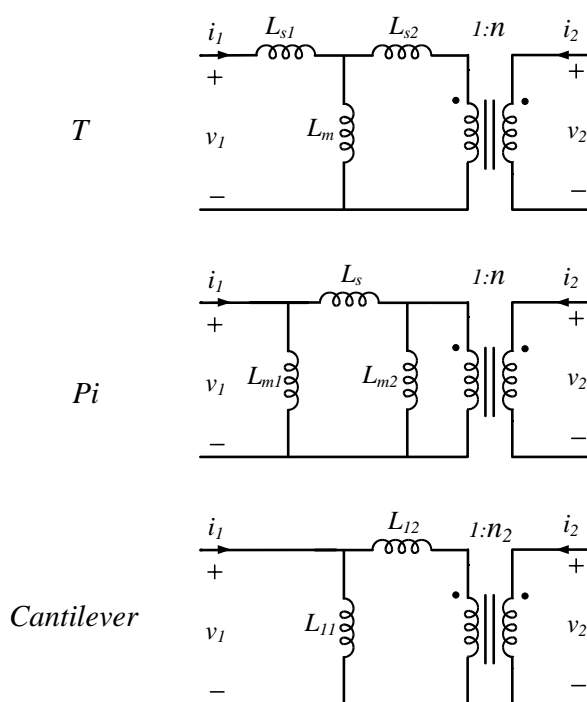
K_2 คือ ค่าการเหนี่ยวนำรั่วในขดลวด 2 ซึ่งมีค่าเท่ากับ L_m / L_{k2}

R_2 คือ ค่าความต้านทานเอาต์พุต 2

สมการ (2-31) เป็นสมการที่ใช้ในการวิเคราะห์การแก้ปัญหาครอสเรกกูเลชันชนิด 2 เอาต์พุต แต่ไม่สามารถนำไปใช้สำหรับการวิเคราะห์วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีหลายเอาต์พุตได้ เนื่องจากมีความยุ่งยากซับซ้อนในการวิเคราะห์สมการ ซึ่งจากสมการดังกล่าวจะพบว่ามีค่าพารามิเตอร์ที่สามารถปรับปรุงค่าการเกิดครอสเรกกูเลชันได้ คือ ค่าแรงดันตัวเก็บประจุในวงจรสับเบอร์ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วของขดลวดหม้อแปลง และค่าความต้านทานเอาต์พุต ดังนั้นหากมีการออกแบบการพันหม้อแปลงไฟฟ้าที่ดี ก็จะสามารถลดค่าความเหนี่ยวนำรั่วในการปรับปรุงค่าครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุตได้

2.2.2 แบบจำลอง Cantilever

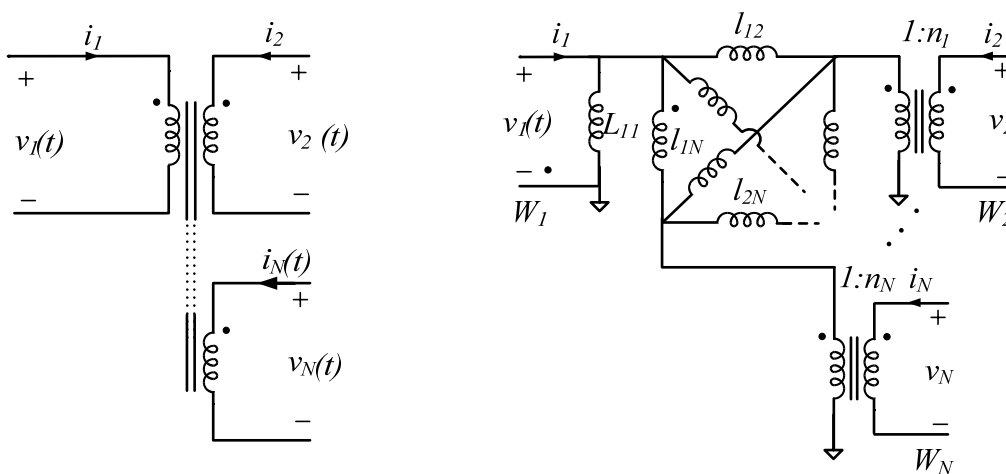
แบบจำลองหม้อแปลงที่นิยมใช้ในการวิเคราะห์พฤติกรรมของหม้อแปลง จะมีอยู่ 3 แบบ คือแบบ T แบบ Pi และแบบ Cantilever ดังภาพประกอบ 2-17 ซึ่งเป็นแบบจำลองหม้อแปลงไฟฟ้าในทางอุดมคติที่ประกอบด้วยค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก และค่าความเหนี่ยวนำรั่วในแต่ละขดลวด



ภาพประกอบ 2-17 แบบจำลองหม้อแปลงชนิด 2 ขดลวดแบบ T แบบ Pi และแบบ Cantilever

แบบจำลองหม้อแปลงแบบ T จะมีพารามิเตอร์ที่ใช้งานได้แก่ ค่าความเหนี่ยวนำรั่ว 2 ตัว ค่าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก และค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ ซึ่งแบบจำลองนี้จะเหมาะสมสำหรับหม้อแปลงจำนวน 2 ขดลวด แต่จะไม่เหมาะกับการวิเคราะห์หม้อแปลงจำนวน n ขดลวดที่มีค่าความเหนี่ยวนำรั่ว 1 ชุด ต่อ 1 ขดลวด ดังนั้นแบบจำลองนี้จึงไม่เหมาะกับการอธิบายพฤติกรรมของหม้อแปลงที่มีจำนวนขดลวดมากกว่า 3 ขดลวด ในขณะที่แบบจำลองหม้อแปลงแบบ Pi สามารถนำไปใช้กับหม้อแปลงจำนวน n ขดลวดได้ ซึ่งรู้จักกันในแบบจำลองแบบ link โดยแบบจำลองนี้มีจำนวนพารามิเตอร์พิเศษ (L_r) ที่ไม่สามารถกำหนดค่าได้ $(n-1)$ ตัว และมีเงื่อนไขที่ไม่เหมาะสม เมื่อมีการเหนี่ยวนำร่วมที่ดีในหม้อแปลงชนิดหลายขดลวด นอกจากนี้การกำหนดค่าความเหนี่ยวนำที่ขนานกับวงจรจะเป็นไปได้ยาก

แบบจำลองแบบ Cantilever ของหม้อแปลงแบบ 2 ขดลวด ในภาพประกอบ 2-17 ที่สามารถนำมาใช้กับหม้อแปลงจำนวน n ขดลวดได้ ดังภาพประกอบ 2-18 ซึ่งจะประกอบด้วยพารามิเตอร์อิสระ จำนวน $n(n+1)/2$ ตัว ซึ่งได้แก่ พารามิเตอร์เหนี่ยวนำทำแม่เหล็กที่ขนานกับวงจร L_{11} จำนวน 1 ตัวและค่าพารามิเตอร์เหนี่ยวนำรั่ว l_{ij} มีจำนวน $n(n-1)/2$ ตัว โดยที่ $l_{ij} = l_{ji}$ ซึ่งเท่ากับเส้นแรงแม่เหล็กที่อยู่ระหว่างขดลวดหม้อแปลงที่อยู่ชิดกันและห่างกัน และพารามิเตอร์อัตราส่วนจำนวนรอบ n_i มีจำนวน $(n-1)$ ตัว ซึ่งค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวจะน้อยกว่าหรือเท่ากับค่าอัตราส่วนจำนวนรอบขดลวด



ภาพประกอบ 2-18 แบบจำลอง Cantilever ของหม้อแปลงจำนวน n ขดลวด

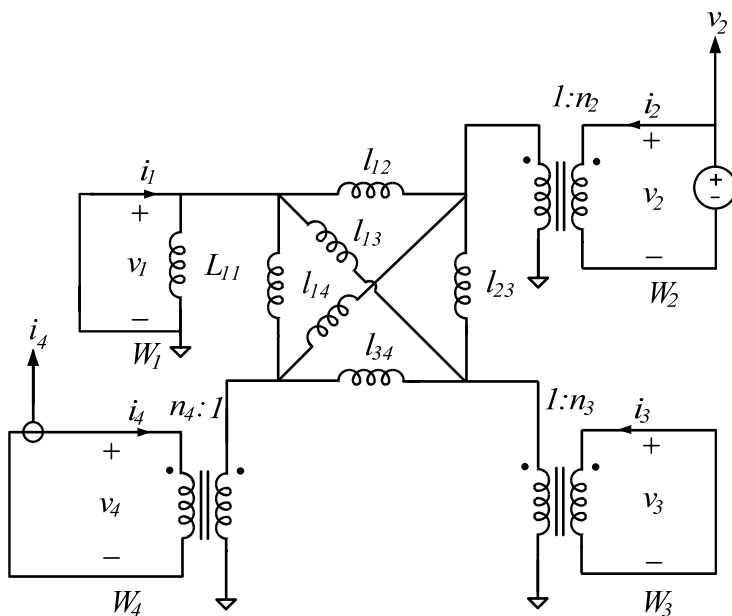
ค่าความเหนี่ยวนำรั่วในขดลวดแต่ละชุดจากแบบจำลองแบบ Cantilever สามารถวัดค่าได้โดยตรงด้วยวิธีการวัดแบบ Two port ซึ่งค่าเหนี่ยวนำในตัวเอง L_{11} สามารถวัดได้จากการเปิดวงจรของขดลวด W_2, W_3, \dots และการวัดค่าความเหนี่ยวนำขดลวด W_1 และค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ n_2, n_3, \dots , มีค่าเท่ากับอัตราส่วนจำนวนรอบ n_k หาได้จากสมการ (2-32)

$$n_k = \frac{v_k}{v_1} \tag{2-32}$$

การหาค่าความเหนี่ยวนำรั่ว l_{jk} สามารถจะกระทำได้โดยให้ขดลวดชุด W_j ถูกป้อนด้วยแรงดัน V_j โดยขดลวดชุดอื่นๆ จะทำการลัดวงจร และการวัดค่ากระแส i_k ในขดลวด W_k ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำรั่ว l_{jk} สามารถหาได้จากสมการ (2-33)

$$l_{jk} = \frac{v_j(s)}{sn_j n_k i_k(s)} \tag{2-33}$$

โดยการวัดค่าความเหนี่ยวนำรั่ว l_{24} เพื่อหาพารามิเตอร์ของหม้อแปลงไฟฟ้า สามารถวัดค่าแรงดันและค่ากระแสที่ความต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสเท่ากับ -90 องศา ดังภาพประกอบ 2-19 โดยป้อนแรงดันที่ขดลวด W_2 แล้ววัดค่ากระแสด้านขดลวด W_4 โดยขดลวดที่เหลืออยู่จะถูกลัดวงจร ซึ่งสามารถสรุปค่าจากแบบจำลอง Cantilever ว่ามีค่าถูกต้องและสามารถใช้งานได้ทั่วไปในกรณี n ขดลวดได้



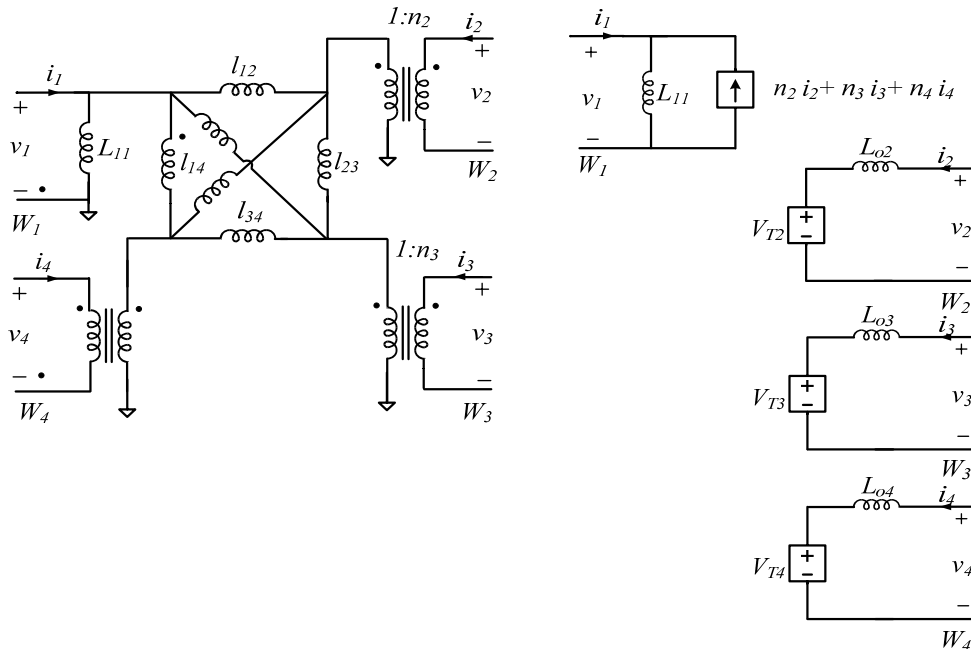
ภาพประกอบ 2-19 การวัดค่าความเหนี่ยวนำรั่ว l_{24} ในหม้อแปลงความถี่สูง

2.2.3 แบบจำลอง N-Port

แบบจำลอง Cantilever มีความสัมพันธ์กับแบบจำลอง N-port ซึ่งค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลอง Cantilever จะมีจำนวนเท่ากับค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลอง N-port โดยแบบจำลอง N-port เหมาะสมในการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมจำลองทางคอมพิวเตอร์ ดังนั้นการแปลงค่าจากแบบจำลอง Cantilever เป็นแบบจำลอง N-port ดังภาพประกอบ 2-20 สามารถทำได้โดยตรงซึ่งแบบจำลอง N-port จะใช้ในการกำหนดนิพจน์ของค่ากระแสกระเพื่อม (current ripple) และสภาวะไม่เกิดค่ากระแสกระเพื่อม (zero-ripple condition) โดยขดลวดปฐมภูมิในแบบจำลอง N-port ซึ่งถูกออกแบบจากแบบวงจรสมมูลของนอร์ตัน จะมีการควบคุมด้วยกระแส (Current Control) ที่มีค่า

ความเหนี่ยวนำในตัวเอง L_{11} และค่าแหล่งจ่ายกระแสควบคุมด้วยกระแส (CCCS) จะมีค่าเท่ากับผลรวมของกระแสด้านขดลวดทุติยภูมิ สำหรับแบบจำลองขดลวดด้านทุติยภูมิจะมีแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรสมมูลเทียบเท่าเทวินิน ค่าความเหนี่ยวนำอนุกรมของขดลวด k (L_{ok}) จะมีค่าเท่ากับของค่าความเหนี่ยวนำรั้วที่ขนานกันทุกตัวในการต่อขดลวด k และค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ n_k ดังสมการ (2-34)

$$L_{ok} = n_k^2 \left(l_{1k} \parallel l_{2k} \parallel \dots \parallel l_{(k+1)k} \parallel l_{(k+1)k} \parallel \dots \parallel l_{Nk} \right) \tag{2-34}$$



ภาพประกอบ 2-20 แบบจำลองแบบ Cantilever และแบบจำลองแบบ N-port

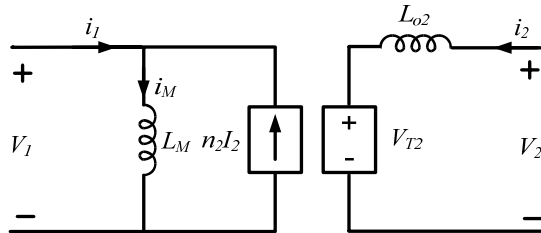
โดยแหล่งจ่ายแรงดันควบคุมด้วยแรงดัน (VCVS) สามารถหาได้จากสมการ

$$v_{Tk} = \frac{L_{ok}}{n_k l_{1k}} v_1 + \frac{L_{ok}}{n_1 n_2 l_{2k}} v_2 + \dots + \frac{L_{ok}}{n_k n_{k-1}} v_{k-1} + \frac{L_{ok}}{n_k n_{k+1} l_{(k+1)k}} v_{k+1} + \dots + \frac{L_{ok}}{n_k n_N l_{Nk}} v_N \tag{2-35}$$

ค่าสัมประสิทธิ์ในสมการ (2-35) เป็นค่าอัตราขยายแรงดันระหว่าง 2 ขดลวด เมื่อขดลวดชุดอื่นๆ ลัดวงจร และค่าสัญญาณกระแสเพื่อมเท่ากับศูนย์ที่ขดลวด k เมื่อ $v_{Tk} = v_k$

2.2.4 การแปลงค่าระหว่างแบบจำลอง Cantilever และแบบจำลอง N-port

การวิเคราะห์ห้วงจรแบบจำลอง N-port ชนิด 2 ขดลวด สามารถใช้พื้นฐานการแปลงค่าระหว่างแบบจำลอง N-port และแบบจำลอง Cantilever



ภาพประกอบ 2-21 วงจรสมมูลของแบบจำลอง N-port ชนิด 2 ขดลวด

จากภาพประกอบ 2-21 กระแสขดลวด i_2 ด้านทุติยภูมิสามารถหาได้จาก

$$i_2 = \frac{v_2 - v_{T2}}{sL_{o2}}$$

$$i_2 = \frac{v_2 - a_{12}v_1}{sL_{o2}} \quad (2-36)$$

$$i_2 = -\frac{a_{21}}{sL_{o2}}v_1 + \frac{1}{sL_{o2}}v_2$$

กระแสขดลวด i_1 ด้านปฐมภูมิ หาได้จาก

$$i_1 = \frac{v_1}{sL_M} - n_2i_2$$

$$i_1 = \frac{v_1}{sL_M} - n_2 \left(-\frac{a_{21}}{sL_{o2}}v_1 + \frac{1}{sL_{o2}}v_2 \right) \quad (2-37)$$

$$i_1 = -\left(\frac{1}{sL_M} + n_2 \frac{a_{21}}{sL_{o2}} \right) v_1 - \frac{n_2}{sL_{o2}}v_2$$

สมการเมตริกของกระแสในกรณีขดลวด 2 ขดลวด สามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{s} \begin{bmatrix} \left[\frac{1}{L_M} + n_2 \frac{a_{21}}{L_{o2}} \right] & -\frac{n_2}{L_{o2}} \\ -\frac{a_{21}}{L_{o2}} & \frac{1}{L_{o2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (2-38)$$

โดยทั่วไปหม้อแปลงจำนวน n ขดลวด กระแสในขดลวดทุกขดลวดมีในลำดับ K^{th} ของแบบจำลอง N-port สามารถเขียนได้เป็น

$$i_k = -\frac{a_{k1}}{sL_{ok}}v_1 - \frac{a_{k2}}{sL_{ok}}v_2 - \dots - \frac{a_{kk-1}}{sL_{ok}}v_{k-1} + \dots + \frac{1}{sL_{ok}}v_k - \frac{a_{kk+1}}{sL_{ok}}v_{k+1} - \dots - \frac{a_{kN}}{sL_{ok}}v_N \quad (2-39)$$

จากสมการ (2-39) ค่าสัมประสิทธิ์ a_{jk} ของแรงดัน V_j ของค่าแหล่งจ่ายแรงดันสมมูลเทวินิน V_{TK} ในขดลวดทุกขดลวดมีลำดับ K^{th} ในแบบจำลอง N-port สามารถหาค่าพารามิเตอร์ในรูปแบบจำลอง Cantilever ได้เป็น

$$a_{kj} = \frac{L_{ok}}{n_k n_k l_{ik}} \quad (2-40)$$

ดังนั้นแหล่งจ่ายแรงดันที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน V_{TK} ในขดลวดลำดับ K^{th} จะได้จาก

$$v_{TK} = \frac{L_{ok}}{n_k l_{1k}}v_1 + \frac{L_{ok}}{n_k n_2 l_{2k}}v_2 + \dots + \frac{L_{ok}}{n_k n_{k-1} l_{(k-1)k}}v_{k-1} + \frac{L_{ok}}{n_k n_{k+1} l_{(k+1)k}}v_{k+1} + \dots + \frac{L_{ok}}{n_k n_N l_{Nk}}v_N \quad (2-41)$$

และค่าความเหนี่ยวนำ L_{ok} ที่อนุกรมในวงจรสมมูลเทวินินขดลวดทุกขดลวดมีในลำดับที่ K^{th} สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ค่าความเหนี่ยวนำต่อขนานกัน ในขดลวดลำดับที่ k และค่าการถ่ายโอนอัตราส่วนจำนวนรอบ n_k เป็น

$$L_{ok} = n_k^2 (l_{1k} \parallel l_{2k} \parallel \dots \parallel l_{(k-1)k} \parallel l_{(k+1)k} \parallel \dots \parallel l_{Nk}) \quad (2-42)$$

โดยการเปลี่ยนแปลงกระแสเอาต์พุตในขดลวด W_2 เพื่อหาค่ากระแสเอาต์พุต I_2 จากสมการ (2-43)

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{1}{n_2 l_{12}}v_1 - \frac{1}{L_{o2}}v_2 + \frac{1}{n_2 n_3 l_{23}}v_3 + \frac{1}{n_2 n_3 l_{24}}v_4 \quad (2-43)$$

หากวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของแบบจำลอง N-port ในช่วงเวลาการสับเปลี่ยน (tc) ของกระแสเอาต์พุตจำนวน n ขดลวด จะมีค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสเอาต์พุตในขดลวดทุกขดลวดในรูปของค่าความเหนี่ยวนำรั่วของแบบจำลอง Cantilever มาพิจารณากระแสอื่นๆในหม้อแปลงชนิด n เอาต์พุต ด้านขดลวดทุกขดลวด สามารถแสดงได้ดังสมการ (2-44)

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{1}{n_k l_{1k}} v_1 + \frac{1}{n_k n_{k+1} l_{k(k+1)}} v_{k+1} + \dots + \frac{1}{n_k n_N l_{kN}} v_N - \frac{1}{L_{ok}} v_k \quad (2-44)$$

ค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลอง Cantilever ในรูปการคำนวณการแปลงค่า แบบจำลอง N-port สามารถนำมาใช้การคำนวณในทุกโครงสร้างของหม้อแปลงชนิดหลายขดลวด เพื่อวิเคราะห์ค่าครอสเรกกูเลชันในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต

2.2.5 แบบจำลองครอสเรกกูเลชันชนิดหลายเอาต์พุต

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุตมีพฤติกรรมการทำงานที่ซับซ้อนซึ่งมีผลกระทบจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วในตัวหม้อแปลง กระแสในขดลวดทุกขดลวดสามารถเปลี่ยนแปลงค่าความชันเป็นบวกหรือลบ ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงการทำงานในโหมดการนำกระแสไม่ต่อเนื่อง โดยขึ้นอยู่กับเงื่อนไขและค่าความสัมพันธ์ของค่าความเหนี่ยวนำรั่วในตัวหม้อแปลงไฟฟ้า ความถี่สูง การเปลี่ยนกระแสไหลเพียงหนึ่งเอาต์พุตจะส่งผลกระทบต่อแรงดันเอาต์พุตอื่นๆ ซึ่งพิจารณาแบบจำลองครอสเรกกูเลชันในรูปแบบการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตกระแสตรง ΔV ที่มีการเปลี่ยนแปลงเป็นสมการเชิงเส้นจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสไหล ΔI การพิจารณาแบบจำลองในรูปแบบความต้านทานเอาต์พุตวงจรสมมูลเทวินิน \mathbf{R} ในรูปแบบค่าพารามิเตอร์ในแบบจำลอง Cantilever ของหม้อแปลง ซึ่งแบบจำลอง N-port มีพื้นฐานมาจากแบบจำลอง Cantilever เพื่อใช้พิจารณาค่าครอสเรกกูเลชันในสถานะคงตัว ดังแสดงในสมการ (2-45)

$$\begin{bmatrix} \Delta V_2 \\ \Delta V_3 \\ \Delta V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_2 \\ \Delta I_3 \\ \Delta I_4 \end{bmatrix} \quad (2-45)$$

โดยแบบจำลอง Cantilever จะมีความสัมพันธ์กับแบบจำลอง N-port ซึ่งค่าพารามิเตอร์สามารถหาค่าได้ในรูปแบบจำลอง Cantilever และสามารถแปลงค่าให้อยู่ในแบบจำลอง N-port ได้โดยตรง การเปลี่ยนแปลงเป็นแบบจำลอง N-port ชนิด 4 ขดลวด ซึ่งแต่ละเอาต์พุตของ

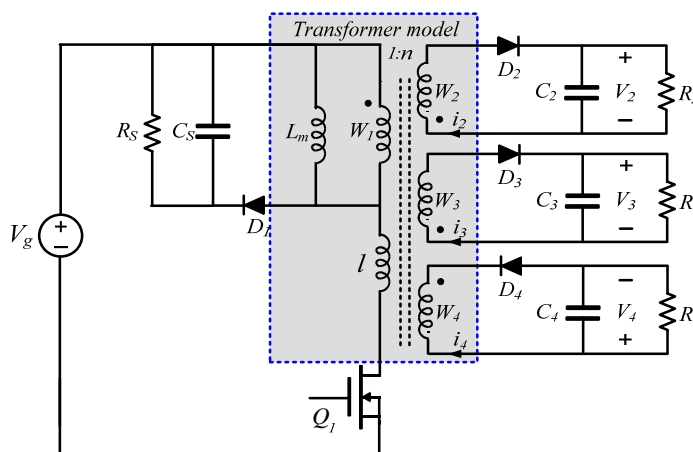
แบบจำลอง N-port แสดงค่าความเหนี่ยวนำรั่วในรูปวงจรมูลเทวินินและแหล่งจ่ายแรงดันที่ควบคุมด้วยแรงดันต่ออนุกรมกัน L_{o2}, L_{o3} และ L_{o4} ต่ออนุกรมกับค่าความเหนี่ยวนำรั่วในขดลวดทุติยภูมิ 2,3 และ 4 ตามลำดับ

$$\begin{aligned} V_{T2} &= a_{21}v_1 + a_{23}v_3 + a_{24}v_4 \\ V_{T3} &= a_{31}v_1 + a_{32}v_2 + a_{34}v_4 \\ V_{T4} &= a_{41}v_1 + a_{42}v_2 + a_{43}v_3 \end{aligned} \tag{2-46}$$

การพิจารณาผลลัพธ์โดยทั่วไป ครอสเรกกูเลชันในสถานะคงตัวในทุกเอาต์พุต โดยการใช้เมตริกและเวกเตอร์ ดังตัวอย่างวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เอาต์พุต

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix}, \mathbf{V}' = \begin{bmatrix} V_2/n_2 \\ V_3/n_3 \\ V_4/n_4 \end{bmatrix}, \mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix}, \mathbf{I}' = \begin{bmatrix} I_2n_2 \\ I_3n_3 \\ I_4n_4 \end{bmatrix} \tag{2-47}$$

ค่าเวกเตอร์ของแรงดันเอาต์พุตและกระแสถ่ายโอนด้านทุติยภูมิและปฐมภูมิ ตามลำดับ การถ่ายโอนอำนาจแม่เหล็กของแรงดัน และค่ากระแส ในสถานะคงตัวซึ่งพิจารณาจากวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เอาต์พุต ซึ่งมีวงจรสับเบอร์โดยมีความต้านทาน R_s และตัวเก็บประจุของวงจรสับเบอร์ C_s โดยค่าแรงดันกระเพื่อมและค่าการสูญเสียอื่นๆในวงจรสับเบอร์จะไม่นำมาวิเคราะห์



ภาพประกอบ 2-22 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เอาต์พุตและวงจรสับเบอร์

ในการพิจารณาแบบจำลองครอสเรกจูเลชันในสถานะคงตัว สมมติให้ทุกเอาต์พุตอยู่ในโหมดการทำงานแบบกระแสต่อเนื่องเท่านั้น ช่วงการทำงานเริ่มต้นในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เมื่อมอสเฟต Q_1 นำกระแส และไดโอดทุกตัวไม่นำกระแส ค่ากระแสสร้างเส้นแรงแม่เหล็กจะเพิ่มขึ้นซึ่งค่ากระแสตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อมอสเฟต Q_1 หยุดนำกระแส ไดโอดในวงจรสับเบอร์ททำงานซึ่งจะนำกระแสสร้างเส้นแรงแม่เหล็ก i_m และไดโอดทุกตัวทางด้านทุติยภูมิจะเริ่มนำกระแส ค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสในขดลวดทุติยภูมิ กำหนดจากความแตกต่างระหว่างแรงดันสมมูลเทวินินและแรงดันเอาต์พุต กระแสเอาต์พุตในขดลวดทุติยภูมิ i_2 ดังสมการ (2-48)

$$\begin{aligned}\frac{di_2}{dt} &= \frac{v_{r2} - v_2}{L_{o2}} \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{(a_{21}v_1 + a_{23}v_3 + a_{24}v_4) - v_2}{L_{o2}} \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{a_{21}}{L_{o2}}v_1 - \frac{1}{L_{o2}}v_2 + \frac{a_{23}}{L_{o2}}v_3 - \frac{a_{24}}{L_{o2}}v_4\end{aligned}\quad (2-48)$$

การประยุกต์ใช้ในวิธีเดียวกัน ในขดลวดทุติยภูมิของขดลวดอื่นๆ เป็นผลให้ค่ากระแสขดลวดทุติยภูมิมีค่าเป็น

$$\begin{bmatrix} \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \\ \frac{di_4}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{o2}} & \frac{a_{23}}{L_{o2}} & \frac{a_{24}}{L_{o2}} \\ \frac{a_{32}}{L_{o3}} & -\frac{1}{L_{o3}} & \frac{a_{34}}{L_{o3}} \\ \frac{a_{23}}{L_{o4}} & \frac{a_{23}}{L_{o4}} & -\frac{1}{L_{o4}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{a_{21}}{L_{o2}} \\ \frac{a_{31}}{L_{o3}} \\ \frac{a_{41}}{L_{o4}} \end{bmatrix} v_s \quad (2-49)$$

กระแสถ่ายโอนด้านทุติยภูมิ มีค่าเป็น

$$\frac{di'}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{n_2^2}{L_{o2}} & \frac{n_2n_3a_{23}}{L_{o2}} & \frac{n_2n_4a_{24}}{L_{o2}} \\ \frac{n_2n_3a_{32}}{L_{o3}} & -\frac{n_3^2}{L_{o3}} & \frac{n_3n_4a_{34}}{L_{o3}} \\ \frac{n_2n_4a_{42}}{L_{o4}} & \frac{n_3n_4a_{43}}{L_{o4}} & -\frac{n_4^2}{L_{o4}} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{v}' - \begin{bmatrix} \frac{n_2a_{21}}{L_{o2}} \\ \frac{n_3a_{31}}{L_{o3}} \\ \frac{n_4a_{41}}{L_{o4}} \end{bmatrix} v_s \quad (2-50)$$

ซึ่งสามารถเขียนในรูปเมตริก

$$\frac{di'}{dt} = \mathbf{B}\mathbf{v}' - \mathbf{b}v_s \quad (2-51)$$

$$\text{เมื่อ } \mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{n_2^2}{L_{o2}} & \frac{n_2 n_3 a_{23}}{L_{o2}} & \frac{n_2 n_4 a_{24}}{L_{o2}} \\ \frac{n_2 n_3 a_{32}}{L_{o3}} & -\frac{n_3^2}{L_{o3}} & \frac{n_3 n_4 a_{34}}{L_{o3}} \\ \frac{n_2 n_4 a_{42}}{L_{o4}} & \frac{n_3 n_4 a_{43}}{L_{o4}} & -\frac{n_4^2}{L_{o4}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} \frac{n_2 a_{21}}{L_{o2}} \\ \frac{n_3 a_{31}}{L_{o3}} \\ \frac{n_4 a_{41}}{L_{o4}} \end{bmatrix}$$

เมื่อสิ้นสุดในช่วงเวลา กระแสขดลวดทุกขดขุมที่เพิ่มขึ้นสูงสุดของกระแส i_m และไดโอดในวงจรสับเบอร์ Ds หยุดนำกระแส กระแสสร้างเส้นแรงแม่เหล็กสามารถแสดงได้เป็น

$$i_m(t_c) = n_2 i_2(t_c) + n_3 i_3(t_c) + n_4 i_4(t_c) \quad (2-52)$$

$$i_m(t_c) = \mathbf{u}^T \mathbf{i}'(t_c), \quad \mathbf{u}^T = [1 \quad 1 \quad 1] \quad (2-53)$$

จากสมการ (2-43) กระแสขดลวดทุกขดขุมที่สิ้นสุดในช่วงเวลาการสับเปลี่ยน (t_c) สามารถเขียนในรูปเวกเตอร์เป็น

$$\mathbf{i}'(t_c) = t_c [\mathbf{B}\mathbf{v}' - \mathbf{b}v_s] \quad (2-54)$$

จากสมการ (2-52) และ (2-53) ค่ากระแสสร้างเส้นแรงแม่เหล็ก หาได้จาก

$$\begin{aligned} i_m(t_c) &= \mathbf{u}^T (t_c [\mathbf{B}\mathbf{v}' - \mathbf{b}v_s]) \\ i_m(t_c) &= t_c [\mathbf{u}^T \mathbf{B}\mathbf{v}' - \mathbf{u}^T \mathbf{b}v_s] \end{aligned} \quad (2-55)$$

ช่วงเวลาการสับเปลี่ยน (t_c) สามารถหาได้จากสมการที่ (2-31) จะได้ว่า

$$t_c = \frac{(\mathbf{u}^T \mathbf{b})^{-1}}{v'_{avg} - v_s} i_m \quad \text{เมื่อ } v_{avg} = (\mathbf{u}^T \mathbf{b})^{-1} \mathbf{u}^T \mathbf{B}\mathbf{v}' \quad (2-56)$$

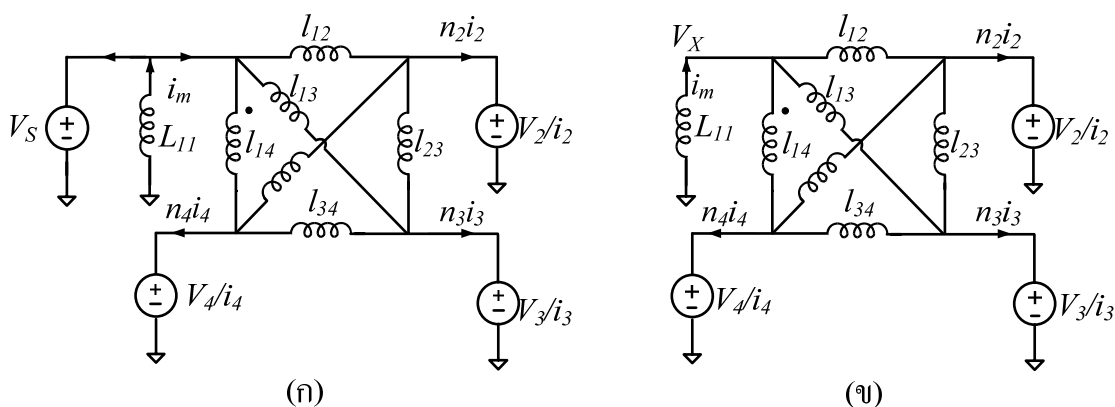
และค่ากระแสถ่ายโอนในขดลวดทุติยภูมิ สามารถเขียนในรูปของกระแสเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก ได้เป็น

$$\mathbf{i}'(t_c) = \frac{(\mathbf{u}^T \mathbf{b})^{-1}}{v'_{avg} - v_s} i_m(t_c) [\mathbf{B}\mathbf{v}' - \mathbf{b}v_s] \quad (2-57)$$

หากการประมาณค่าแรงดันเอาต์พุตถ่ายโอนมีค่าเท่ากัน ดังนั้นอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสในขดลวดทุติยภูมิเป็นส่วนสำคัญในการประมาณค่าจากความแตกต่างของแรงดัน ซึ่งเกี่ยวข้องกับค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (V_s) และแรงดันเอาต์พุต (V/n_2) ผลลัพธ์ของค่ากระแสไหลเอาต์พุตสิ้นสุดช่วงเวลาการสับเปลี่ยน เป็นสิ่งสำคัญของค่าความเหนี่ยวนำรั่ว l_{12} , l_{13} , l_{14} ตามลำดับ

นอกจากนั้นการวิเคราะห์อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสใน 1 เอาต์พุต สามารถเขียนเป็นฟังก์ชันของแรงดันที่เชื่อมโยงค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก และแรงดันเอาต์พุตอื่นๆ เมื่อกระแสสิ้นสุดในช่วงเวลาการสับเปลี่ยนสามารถหาค่าความเหนี่ยวนำรั่วได้ทั้งหมด

ช่วงเวลาที่ไดโอดด้านทุติยภูมินำกระแสต่อเนื่อง ซึ่งกระแสในขดลวดทุติยภูมิที่อยู่ในช่วงเวลาการสับเปลี่ยน ยกเว้นแรงดันตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก ($v_1 = -v_x$) กระแสทุติยภูมิเพิ่มขึ้นหรือลดลง ขึ้นอยู่กับความแตกต่างระหว่างแรงดันเอาต์พุตและแรงดันเกือวล็อง v_x ของค่าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก



ภาพประกอบ 2-23 สภาวะการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เอาต์พุต

(ก) ช่วงเวลาการสับเปลี่ยน

(ข) ช่วงเวลาไดโอดนำกระแส

โดยอัตราการเปลี่ยนของกระแสถ่ายโอนขดลวดทุติยภูมิ สามารถเขียนในช่วงเวลาได้เป็น

$$\frac{di'}{dt} = \mathbf{B}\mathbf{v}' - \mathbf{b}v_x \quad (2-58)$$

ในช่วงเวลาการสับเปลี่ยนซึ่งมีช่วงเวลาในการสวิตช์น้อยมาก ค่ากระแสเฉลี่ย I_k ในทุกๆ ขดลวดด้านทุติยภูมิ ในรูปสมการของค่ากระแสเริ่มต้น i_k ที่ไดโอดเริ่มนำกระแส หรือสิ้นสุด ช่วงเวลาการสับเปลี่ยน และอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสของไดโอดเริ่มนำกระแส ในช่วงที่ มากกว่าคาบเวลาการนำกระแส T

$$\begin{aligned} I_k &\approx (1-D)[i_k(t_c) + \frac{(1-D)}{2f_s} \frac{di_k}{dt}] \\ I_k &= (1-D)i_k(t_c) + \frac{(1-D)^2}{2f_s} \frac{di_k}{dt} \\ \frac{di_k}{dt} &= \frac{2f_s}{(1-D)^2} [I_k - (1-D)i_k(t_c)] \end{aligned} \quad (2-59)$$

จากสมการ (2-59) อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสในทุกขดลวดด้านทุติยภูมิ ระหว่าง ช่วงเวลาไดโอดนำกระแสถ่ายโอนด้านปฐมภูมิ สามารถเขียนในรูปแบบเวกเตอร์ได้เป็น

$$\frac{di'}{dt} = \frac{2f_s}{(1-D)^2} [\mathbf{I}' - (1-D)\mathbf{I}(t_c)] \quad (2-60)$$

ค่ากระแสสร้างเส้นแรงแม่เหล็กเฉลี่ย I_m สามารถเขียนในรูปแบบสมการในช่วงที่สิ้นสุด ค่ากระแสทำแม่เหล็ก และอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสทำแม่เหล็กที่ไดโอดนำกระแสและ ค่ากระแสทำแม่เหล็กเฉลี่ยรวมกันกับค่ากระแสเฉลี่ยของโหลด $I_m = \mathbf{u}^T \mathbf{I}'$ ค่ากระแสทำแม่เหล็ก I_m ที่สิ้นสุดในช่วงเวลาการสับเปลี่ยน สามารถเขียนให้อยู่ในเทอมของกระแสโหลด

$$I_m \approx (1-D)[i_m(t_c) - \frac{(1-D)}{2f_s} \frac{v_x}{L_{11}}] \quad (2-61)$$

$$\begin{aligned} i_m(t_c) &= \frac{I_m}{(1-D)} + \frac{(1-D)}{2f_s L_{11}} v_x \\ i_m(t_c) &= \frac{\mathbf{u}^T \mathbf{I}'}{(1-D)} + \frac{(1-D)}{2f_s L_{11}} v_x \end{aligned} \quad (2-62)$$

จากสมการ (2-57) และ (2-62) ค่ากระแสถ่ายโอนของโหลดที่เวลาสิ้นสุดของการเปลี่ยนแปลง จะเป็น

$$\mathbf{i}'(t_c) = \left[\frac{(\mathbf{u}^T \mathbf{b})^{-1}}{v'_{avg} - v_s} \right] \left[\frac{\mathbf{u}^T \mathbf{I}'}{(1-D)} + \frac{(1-D)}{2f_s L_{11}} v_x \right] [\mathbf{B}\mathbf{v}' - \mathbf{b}v_s] \quad (2-63)$$

เมื่อ

$$k = \frac{(\mathbf{u}^T \mathbf{b})^{-1}}{v'_{avg} - v_s}$$

$$\mathbf{i}'(t_c) = k \left[\frac{\mathbf{u}^T \mathbf{I}'}{(1-D)} + \frac{(1-D)}{2f_s L_{11}} v_x \right] [\mathbf{B}\mathbf{v}' - \mathbf{b}v_s] \quad (2-64)$$

จากสมการที่ (2-62) และ (2-64) อัตราการเปลี่ยนแปลงในกระแสขดลวดทุติยภูมิ ระหว่างเวลาไดโอดนำกระแส แสดงได้ดังนี้

$$\frac{d\mathbf{i}'}{dt} = \frac{2f_s}{(1-D)^2} \left[\mathbf{I}' - (1-D)k \left[\frac{\mathbf{u}^T \mathbf{I}'}{(1-D)} + \frac{(1-D)}{2f_s L_{11}} v_x \right] [\mathbf{B}\mathbf{v}' - \mathbf{b}v_s] \right] \quad (2-65)$$

รวมสมการที่ (2-62) และ (2-65) เพื่อหาค่าสถานะคงตัวของแรงดันเอาต์พุตถ่ายโอน \mathbf{V}' ในรูปกระแสโหลดเอาต์พุต \mathbf{I}'

$$\mathbf{B}\mathbf{V}' - \mathbf{b}v_x = \frac{2f_s}{(1-D)^2} \left[\mathbf{I}' - (1-D)k \left[\frac{\mathbf{u}^T \mathbf{I}'}{(1-D)} + \frac{(1-D)}{2f_s L_{11}} v_x \right] [\mathbf{B}\mathbf{v}' - \mathbf{b}v_x] \right] \quad (2-66)$$

$$\mathbf{V}' = \frac{\left(\frac{2f_s}{(1-D)^2} \right)}{\left[1 + \frac{2f_s}{(1-D)^2} k \mathbf{u}^T \mathbf{I}' + k \frac{v_x}{L_{11}} \right]} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{C} \mathbf{I}' + \frac{\left(\frac{kv_s}{L_{11}} + 1 \right)}{\left[1 + \frac{2f_s}{(1-D)^2} k \mathbf{u}^T \mathbf{I}' + k \frac{v_x}{L_{11}} \right]} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{b} \quad (2-67)$$

เมื่อ

$$v_x \approx \frac{D}{1-D} V_g$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{I}_{3 \times 3} + kv_s \mathbf{b} \mathbf{u}^T$$

การแก้ปัญหาสถานะคงตัวในสมการที่ (2-67) ของแบบจำลองครอสเรกกูเลชัน ค่าแรงดันเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับกระแสไหลค่านเอาต์พุต ซึ่งผลลัพธ์ครอสเรกกูเลชันในสถานะคงตัวพิจารณาบนพื้นฐานของแบบจำลอง N-port สามารถนำไปใช้วิเคราะห์ความซับซ้อนของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต และการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตที่ค่ากระแสไหลค่านไม่เป็นเชิงเส้น ในการแก้ปัญหาสถานะคงตัวโดยใช้เมตริกในรูป $\Delta V' = R' \Delta I'$ สามารถหาค่าความต้านทานเอาต์พุตถ่ายโอน วงจรสมมูลเทวินินในด้านปฐมภูมิ R' ซึ่งค่าเมตริกของความต้านทานเอาต์พุตถ่ายโอนของวงจรสมมูลเทวินินด้านทุติยภูมิ สามารถหาค่าได้จาก

$$R = NR'N \quad (2-68)$$

เมื่อ N คือ diagonal ของค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ n_2, n_3, n_4

2.3 กำลังสูญเสียในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

กำลังสูญเสียในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจะพิจารณา 2 ส่วนสำคัญ คือ กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกน (core loss) และกำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดทองแดง (copper loss) เมื่อพิจารณาจะมีสาเหตุที่เกี่ยวข้อง ซึ่งสรุปได้ดังนี้

2.3.1 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกน

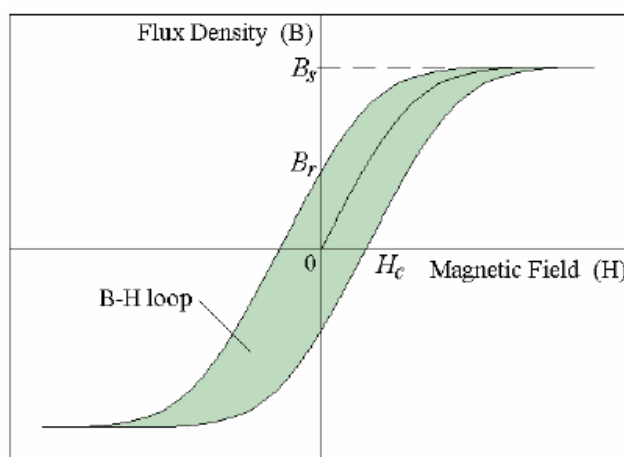
กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจะประกอบด้วยกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮิสเตอรีซิส (hysteresis loss) และกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสวนภายในแกนแม่เหล็ก (eddy current loss) โดยกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนหม้อแปลงเนื่องจากฮิสเตอรีซิส สามารถหาได้จาก

$$v = N \frac{d\phi}{dt} = NA \frac{dB}{dt} \quad (2-69)$$

โดยที่ $B = \mu H = \mu \left(\frac{Ni}{l} \right)$ จะได้พลังงานในเวลาชั่วขณะ dW

$$dW = vidt = Al \frac{B}{\mu} dB \quad (2-70)$$

เมื่อ Al คือปริมาตรของแกนแม่เหล็ก และ $\frac{B}{\mu} = H$ ทำให้ได้ค่าพลังงานชั่วขณะเท่ากับ $dW = V_c B dH = V_c H dB$ ซึ่ง $H dB$ คือค่าพลังงานต่อปริมาตร โดยสามารถหาค่าพื้นที่ภายในของกราฟ $B-H$ ดังภาพประกอบ 2-24 ซึ่งหมายถึงค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นทุกคาบของแรงดันหรือกระแสไฟฟ้าด้านขาเข้าที่ป้อนให้กับสารแม่เหล็กนั้น



ภาพประกอบ 2-24 วงรอบฮิสเตอร์รีซิส

ค่าความสูญเสียจากฮิสเตอร์รีซิส P_h มีหน่วยเป็นวัตต์ หาได้จาก

$$P_h = f \cdot (B_m H V_c) \quad (2-71)$$

ถ้ากำหนดให้ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (B) ซึ่งเป็นค่าสูงสุด (peak value) มีค่าเท่ากับ B_m ปริมาตรแกน V_c มีค่าคงที่ ความสูญเสียฮิสเตอร์รีซิสจะขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็ก เมื่อความถี่สูงขึ้น

$$P_h = \left(\frac{B_m^2}{\mu} \right) \cdot V_c \cdot f \quad (2-72)$$

หากความถี่ใช้งาน (f) มีค่าคงที่ กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากฮิสเตอร์รีซิสก็จะขึ้นอยู่กับค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (μ) โดยถ้าเลือกแกนแม่เหล็กที่มีค่าความซึมซาบสูง ก็จะทำให้ค่าความสูญเสียจากฮิสเตอร์รีซิสมีค่าต่ำ และหากเลือกแกนแม่เหล็กที่มีค่าความซึมซาบต่ำ ก็จะทำให้ได้ค่า

ความสูญเสียจากฮิสเตอร์รีซิสที่มีค่าสูง ดังนั้นในการใช้งานความถี่สูงจึงควรเลือกใช้แกนแม่เหล็กที่มีคุณสมบัติความต้านทานไฟฟ้าสูง เช่น แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Cores) ซึ่งนิยมใช้ในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง สำหรับค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากค่ากระแสวน P_e จะมีค่าดังสมการ

$$P_e = K_e f^2 B_m^2 \quad (2-73)$$

โดยที่ P_e หมายถึง กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากค่ากระแสวน (วัตต์)
 K_e หมายถึง ค่าคงที่เนื้อสารที่ทำแกนแม่เหล็ก

ซึ่งโดยทั่วไปบริษัทผู้ผลิตจะระบุกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนในหน่วยวัตต์ต่อปริมาตรของแกนแม่เหล็ก (watt per unit volume) หรือวัตต์ต่อหน่วยน้ำหนัก (watts per unit weight) ที่ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด และที่ความถี่สูงสุด

2.3.2 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในทองแดง

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดทองแดงสามารถแบ่งออกได้เป็น กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรง (winding DC loss) และกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับ (winding AC loss)

กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรง หมายถึง กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากค่าความต้านทานไฟฟ้าต่อค่าไฟฟ้ากระแสตรง (R_{dc}) ในสายตัวนำทองแดง โดยส่วนใหญ่จะเกิดกับการใช้งานหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่ต่ำ สามารถหาได้จาก

$$R_{dc} = \rho_c \frac{l}{A} \quad (2-74)$$

ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในทองแดงจากความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงต่อหน่วยปริมาตรหาได้จาก

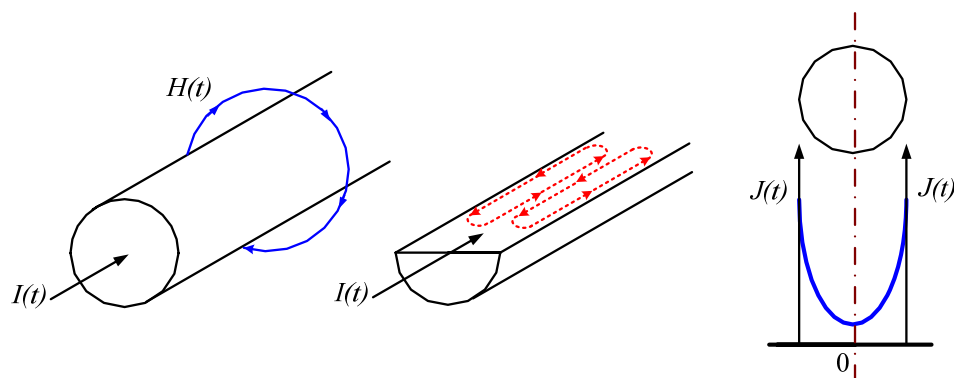
$$P_{cu} = I_{rms}^2 \cdot R_{dc} \quad (2-75)$$

การสูญเสียจากความต้านทานกระแสไฟฟ้ากระแสสลับจะประกอบด้วย 2 ส่วนสำคัญคือ การสูญเสียจากปรากฏการณ์ทางผิว (skin effect) ซึ่งเกิดจากกระแสไหลวนภายในตัวนำทองแดงที่

เกิดจากผลของสนามแม่เหล็ก และปรากฏการณ์ความใกล้เคียง (proximity effect) ที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในตัวนำทองแดงอื่นที่วางใกล้เคียงกัน โดยที่ปรากฏการณ์ทั้งสองจะเปรียบเสมือนเป็นการเพิ่มค่าความต้านทานในขดลวดทองแดง แต่ความต้านทานที่เพิ่มขึ้นจะเกิดขึ้นเฉพาะเมื่อใช้กับไฟฟ้ากระแสสลับ

2.4.3 กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากปรากฏการณ์ทางผิว

ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าสลับจะแปรตามค่าความถี่ใช้งาน และค่าของความเหนี่ยวนำภายในจะมีค่าสูงสุดที่จุดกึ่งกลางของตัวนำทองแดง เป็นผลทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีค่าสูงสุดที่จุดกึ่งกลางของสายตัวนำทองแดง โดยที่แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นภายในสายตัวนำทองแดงดังกล่าว จะมีทิศทางตรงข้ามกับทิศทางของกระแสไฟฟ้าหลัก และหากความถี่ที่ใช้งานมีค่าสูงขึ้น ก็ยิ่งทำให้กระแสไฟฟ้าอยู่เฉพาะบริเวณผิวของตัวนำทองแดงมากยิ่งขึ้น ทำให้ค่ากระแสไฟฟ้าไม่มีความสม่ำเสมอตลอดพื้นที่ผิวของตัวนำทองแดง ซึ่งผลที่เกิดขึ้นดังกล่าว จะเรียกว่าปรากฏการณ์ทางผิว ดังภาพประกอบ 2-25



ภาพประกอบ 2-25 ผลของกระแสไฟฟ้าเฉพาะที่ผิวตัวนำทองแดง

ค่าความหนาแน่นของกระแสในตัวนำไฟฟ้ากระแสสลับ ในตัวนำใดๆ สามารถหาได้จาก

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_c}{\pi \mu f}} = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (2-76)$$

ค่าความหนาแน่นของกระแสในผิวตัวนำทองแดง สามารถหาได้จาก

$$\delta = \frac{7.5}{\sqrt{f}} \quad (2-77)$$

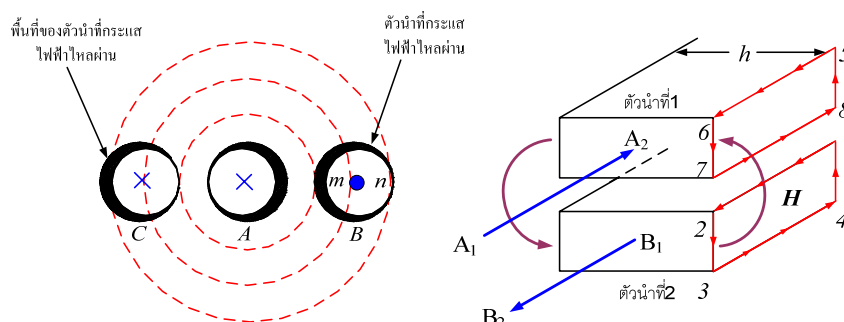
หากใช้วัสดุตัวนำอื่นๆ ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง ค่าความหนาแน่นของกระแสที่ผิวของตัวนำแต่ละชนิดจะมีระดับการทำงานที่ความถี่ต่างกัน ดังตาราง 2.1

ตาราง 2-1 ค่าความหนาแน่นของกระแสที่ผิวตัวนำที่ระดับความถี่ต่างๆ

| Material | Conductivity(S/m) | $f=60\text{Hz}$ | 1MHz | 1GHz |
|----------|--------------------|-----------------|---------|----------|
| Silver | 6.17×10^7 | 8.27mm | 0.064mm | 0.0020mm |
| Copper | 5.80×10^7 | 8.53mm | 0.066mm | 0.0021mm |
| Gold | 4.10×10^7 | 10.14mm | 0.079mm | 0.0025mm |
| Aluminum | 3.54×10^7 | 10.92mm | 0.084mm | 0.0027mm |

2.3.4 กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากปรากฏการณ์ความใกล้เคียง

กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากปรากฏการณ์ความใกล้เคียงจะเกิดในตัวนำทองแดงที่วางชิดกัน ตั้งแต่สองตัวนำทองแดงขึ้นไป ค่าสนามแม่เหล็กที่เกิดจากตัวนำทองแดงหนึ่งจะเชื่อมโยงไปยังตัวนำทองแดงอีกตัวหนึ่งที่วางอยู่ใกล้กัน ดังภาพประกอบ 2-26 ค่ากระแสภายในตัวนำทองแดง B ที่จุด m จะมีค่าความเข้มสนามแม่เหล็กสูงกว่าจุด n เป็นผลทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่จุด m สูงกว่าที่จุด n ทำให้เกิดความแตกต่างของความหนาแน่นกระแสที่จุดทั้งสอง ซึ่งจะเป็นการเพิ่มความไม่สม่ำเสมอของกระแสที่ไหลภายในสายตัวนำทองแดงเรียกว่า ผลกระทบปรากฏการณ์ความใกล้เคียง ในกรณีที่กระแสไฟฟ้าในตัวนำทองแดงมีทิศทางตรงข้ามกัน เช่นกรณีตัวนำทองแดง A และ C จะเป็นผลทำให้ความหนาแน่นของกระแสมีค่าสูงที่บริเวณพื้นที่ห่างจากกัน

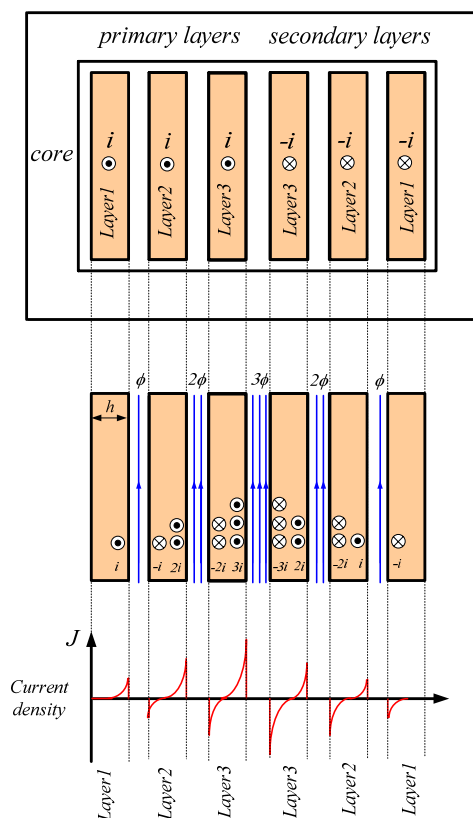


ภาพประกอบ 2-26 กระแสภายในตัวนำทองแดงเนื่องจากปรากฏการณ์ความใกล้เคียง

ค่าความสูญเสียในแผ่นตัวนำทองแดง 1 และ 2 เนื่องจากผลปรากฏการณ์ความใกล้เคียงจะหาได้จากสมการที่ (2-78) ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในแผ่นตัวนำทองแดง 2 จะแบ่งออกเป็นสองส่วน ได้แก่ กำลังไฟฟ้าสูญเสียด้านซ้ายของแผ่นตัวนำทองแดง ซึ่งเท่ากับ $P_{2, left} = P_1$ และด้านขวาของแผ่นตัวนำทองแดง ซึ่งเท่ากับ $P_{2, right} = (2I)^2 R_{se} = 4.P_1$ ดังนั้นกำลังไฟฟ้าสูญเสียรวมของแผ่นตัวนำทองแดง 2 จะเท่ากับ $P_2 = P_{2, left} + P_{2, right} = P_1 + (4.P_1) = 5.P_1$ ผลของปรากฏการณ์ความใกล้เคียงจะทำให้แผ่นตัวนำทองแดง 2 มีค่าความสูญเสียในแผ่นตัวนำทองแดงสูงกว่าแผ่นตัวนำทองแดง 1 เป็น 5 เท่า สำหรับแผ่นตัวนำทองแดง 3 ของขดลวดทองแดงปฐมภูมิจะมีค่าเท่ากับ $P_3(2^2 + 3^2)P_1 = 13.P_1$ และในกรณีขดลวดทองแดงที่มี m ชั้น สามารถหาได้จากสมการที่ (2-79) ดังภาพประกอบ 2-27

$$P_1 = I^2 \cdot \left(R_{dc} \frac{h}{\delta} \right) \tag{2-78}$$

$$P_m = ((m-1)^2 + m^2) P_1 \tag{2-79}$$



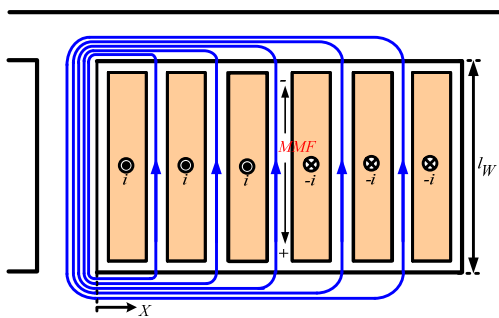
ภาพประกอบ 2-27 ผลของปรากฏการณ์ความใกล้เคียงต่อความหนาแน่นของกระแส

2.4.5 ค่าความเหนี่ยวนำรั่ว

ในทางปฏิบัติ เส้นแรงแม่เหล็กทางด้านปฐมภูมิ ไม่สามารถเกี่ยวคล้องไปยังด้านทุติยภูมิได้ทั้งหมด เนื่องจากมีเส้นแรงแม่เหล็กรั่วที่เกิดจากชั้นตอนในการพันขดลวดทองแดงในตัวหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง ซึ่งเรียกว่า ค่าความเหนี่ยวนำรั่วที่เกิดจากการวางตำแหน่ง หากสมมติให้แกนแม่เหล็กของหม้อแปลงมีค่าความซึมซาบสูง จะสามารถวัดค่าแรงเคลื่อนแม่เหล็กภายในแกนแม่เหล็กที่เกิดจากเส้นแรงแม่เหล็กรั่วได้ค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นค่าแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (*MMF*) ที่เกิดจากเส้นแรงแม่เหล็กรั่วจะอยู่รอบขดลวดทองแดงซึ่งอยู่ในพื้นที่ภายในแกนแม่เหล็กของหม้อแปลงซึ่งเกิดขึ้นช่องอากาศของการวางขดลวด โดยหาได้จากสมการ

$$MMF(x) = H(x) \cdot l_w \quad (2-80)$$

โดยที่ l_w หมายถึง ความสูงของพื้นที่ภายในแกนแม่เหล็ก



ภาพประกอบ 2-28 เส้นทางเดินเส้นแรงแม่เหล็กรั่ว

เนื่องจากกระแสไฟฟ้าภายในวงรอบ (enclosed current) ขึ้นอยู่กับจำนวนตัวนำทองแดงของขดลวดทั้งด้านปฐมภูมิ และทุติยภูมิที่วางอยู่ภายในวงรอบแกนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง ดังนั้นค่าแรงเคลื่อนแม่เหล็กจะเป็นฟังก์ชันกับความยาวในแนวระนาบของพื้นที่ภายในแกนแม่เหล็ก ดังภาพประกอบ 2-28 การลดค่าการสูญเสียจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง ที่เกิดจากการพันขดลวด สามารถควบคุมได้โดยคำนึงถึงปัจจัยที่เกี่ยวข้องและปัจจัยหลักของการออกแบบการพันหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง ที่ใช้ในการออกแบบจะมีอยู่ 3 ลักษณะคือ การพันขดลวดแบบ Stack ซึ่งจะทำให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำรั่วสูง การพันขดลวดแบบ Sandwich และการพันแบบ Interleave สามารถลดค่าการสูญเสียค่าความเหนี่ยวนำรั่วได้ แต่ไม่สามารถใช้ได้ในทุกกรณี จึงควรรหาแบบวิธีเฉพาะของการพันที่เหมาะสมที่สุดในการออกแบบหม้อแปลงกับการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์