# บทที่ 2
# ทฤษฎีและหลักการ

**บทนำ**

จากวัตถุประสงค์ที่ต้องการออกแบบวงจรกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงในระดับเมกะเฮิรตซ์ โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส จึงจำเป็นต้องศึกษาขีดจำกัดต่างๆ เพื่อเลือกโครงสร้างวงจร ลักษณะการทำงานของสวิตช์ วัสดุและอุปกรณ์ ที่เหมาะสมสำหรับการทำงานในย่านความถี่สูงที่ ในบทนี้จะเปรียบเทียบการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสโครงสร้างบริดจ์และกึ่งบริดจ์สำหรับการทำงานที่ความสูงเมื่อคำนึงถึงตัวเก็บประจุ-แฝงของมอสเฟตที่ใช้เป็นสวิตช์ไวงาน คุณสมบัติของของตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต ผลของการนำกระแสที่ผิวของลวดตัวนำ(skin effect) และผลของการเรียงซ้อนกันของขดลวด (proximity effect) ต่อกำลังสูญเสียในลวดตัวนำของตัวเหนี่ยวนำที่ทำงานที่ความถี่สูง ตลอดจนข้อจำกัดของการเลือกใช้แกนแม่เหล็กของตัวเหนี่ยวนำที่ทำงานที่ความถี่ 10 MHz

## 2.1 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส

การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ในย่านความถี่สูงระดับ 10 MHz จะถูกจำกัดด้วยตัวเก็บ-ประจุและตัวเหนี่ยวนำแฝงของอุปกรณ์และลักษณะของวงจร ทั้งในแง่ของอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแสของวงจร รวมทั้งกำลังสูญเสียจากการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ การใช้เทคนิคการเรโซแนนซ์ ในการลดกำลังสูญเสียของการสวิตช์เป็นสิ่งที่เลี่ยงไม่ได้ในย่านความถี่นี้ ในหัวข้อนี้จะพิจารณาการทำงานวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์โครงสร้างบริดจ์และลักษณะการทำงานของสวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ที่เหมาะสำหรับการทำงานในย่านความถี่ 10 MHz

### 2.1.1. ขีดจำกัดของโครงสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส

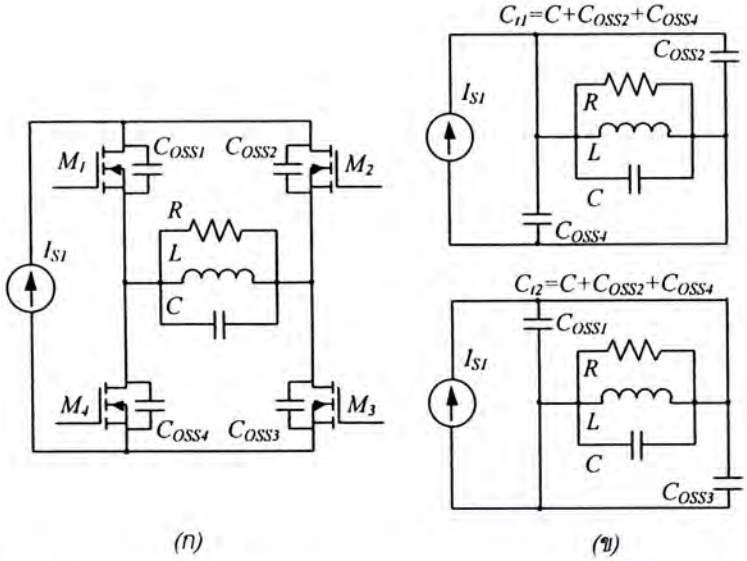
เมื่อวงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สูงขึ้นขนาดของตัวอุปกรณ์ ของวงจรโหลดเช่น ตัว-เก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเล็กลง สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่มีโหลดเป็นวงจรขนาน การเพิ่มความถี่การสวิตช์ให้มีค่าสูงขึ้นจะให้ขนาดของตัวเก็บประจุของวงจรโหลดเล็กลงจนมีขนาดใกล้เคียงกับขนาดของตัวเก็บประจุแฝงในมอสเฟต ทำให้การเพิ่มความถี่ถูก

จำกัดด้วยตัวเก็บประจุแฝงของสวิตช์ การพิจารณาเลือกโครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสจึงต้องคำนึงถึงข้อจำกัดดังกล่าว

วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ในรูปที่ 2.1 (ก) เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสแบบวงจรเต็มบริดจ์ ประกอบด้วยแหล่งกระแส และมอสเฟตจำนวน 4 ตัว มอสเฟตในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์จะสลับกันนำกระแสเป็นคู่ ระหว่างมอสเฟตเลขคี่ ($M_1$,$M_3$) กับมอสเฟตเลขคู่ ($M_2$,$M_4$) ขณะที่มอสเฟตเลขคี่นำกระแสจะมีวงจรดังรูปที่ 2.1(ข) รูปบน และในขณะที่มอสเฟตเลขคู่นำกระแสจะมีวงจรดังรูปที่ 2.1(ข) รูปล่าง จากวงจรทั้งสองรูปนั้นเห็นได้ว่าในขณะที่มอสเฟตคู่หนึ่งนำกระแส ตัวเก็บประจุแฝง ($C_{OSS}$) ของมอสเฟตคู่ที่ไม่ได้นำกระแสจะต่อขนานเข้ากับตัวเก็บประจุของวงจรโหลดทำให้ค่าตัวเก็บประจุของวงจรโหลดมีค่าเพิ่มขึ้นจากการสวิตช์แต่ละครั้งเท่ากับ$C(t)=C+2C_{OSS}$

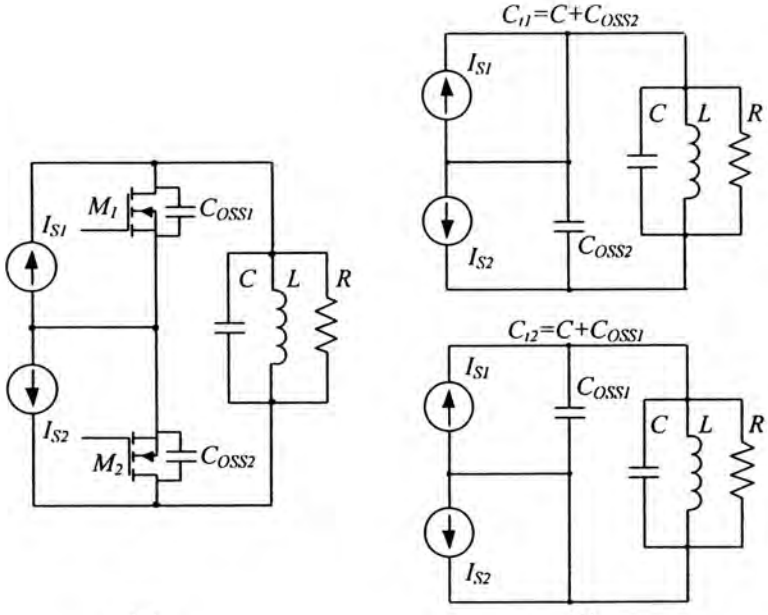
วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบกึ่งบริดจ์ที่ใช้มอสเฟตเพียง 2 ตัว แต่ต้องใช้แหล่งกระแส 2 แหล่ง ดังในรูป 2.2 (ก) แม้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสแบบกึ่งบริดจ์ จะมีข้อด้อยที่ต้องการแหล่งจ่ายกระแสถึงสองแหล่ง แต่มีข้อดีที่ขั้วซอสของมอสเฟตทั้ง 2 ต่อรวมกันและต่อกับขั้วร่วมของแหล่งกระแส ทำให้ง่ายต่อการขับนำสวิตช์ มอสเฟตจะสลับกันนำกระแส โดยมีวงจรสมมูลในแต่ละครึ่งคาบดังรูปที่ 2.2 (ข) จากวงจรจะเห็นได้ว่าขณะที่มอสเฟตตัวหนึ่งนำกระแสอยู่จะทำให้ตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตตัวที่ไม่นำกระแสต่อขนานกับตัวเก็บประจุของวงจรโหลดทำให้ค่าตัวเก็บประจุของวงจรโหลดมีค่าเพิ่มขึ้น โดยมีค่าเท่ากับ $C(t)=C+C_{OSS}$

จากการเปรียบเทียบโครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสทั้งสองแบบเห็นได้ว่าโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์สามารถทำงานที่ความถี่สูงกว่าวงจรแบบเต็มบริดจ์ เนื่องจากผลรวมของตัวเก็บประจุแฝงกับตัวเก็บประจุที่วงจรโหลดมีค่าน้อยกว่า และการที่มอสเฟตทั้งสองมีขั้วซอสต่อรวมกันและต่อกับขั้วร่วมของแหล่งกระแสทำให้ง่ายต่อการขับนำสวิตช์




(ก) (ข)

รูปที่ 2.1 วงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แหล่งกระแส (ก) แบบวงจรเต็มบริดจ์ (Full-bridge) (ข) วงจรสมมูลในแต่ละครึ่งคาบของการทำงาน

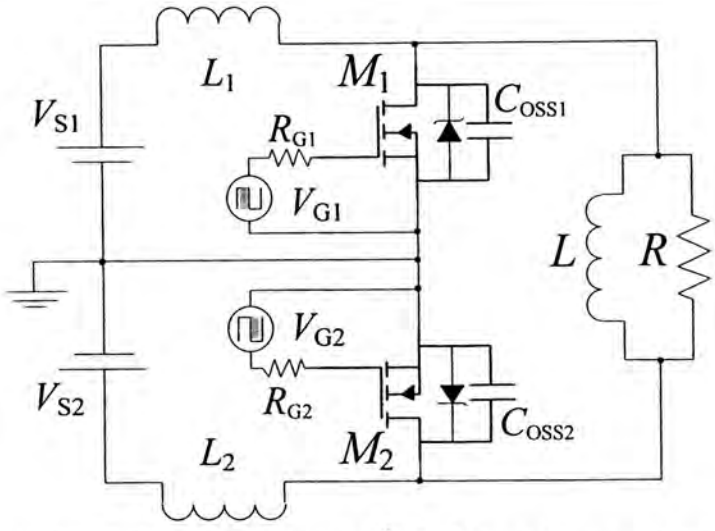



(ก) (ข)

รูปที่ 2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส (ก) แบบกึ่งบริดจ์ (Half bridge) และ (ข) วงจรสมมูลในแต่ละครึ่งคาบของการทำงาน

วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่มีโหลดเป็นวงจรแบบขนาน เมื่อทำงานที่ความถี่การสวิตช์เท่ากับ 10 MHz ตัวเก็บประจุของวงจรโหลดจะมีขนาดใกล้เคียงกับตัวเก็บประจุ

แฝงของมอสเฟต ($C_{OSS}$) จะสามารถใช้ตัวเก็บประจุแฝงทำหน้าที่เป็นตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ของวงจรโหลดที่ทำให้แรงดันคร่อมมอสเฟตลดลงเป็นศูนย์ก่อนการเริ่มนำกระแส ซึ่งเป็นการทำงานของสวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์โดยไม่ต้องใช้กำลังจินตภาพ(Reactive power)เพิ่มเติมในการทำให้มอสเฟตทำงานเป็นสวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ ซึ่งช่วยในการลดตัวเก็บประจุและพิกัดกำลังของตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด ได้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่สวิตช์ทำงานในภาคแรงดันศูนย์แบบครึ่งคลื่นดังในรูปที่ 2.3




รูปที่ 2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่สวิตช์ทำงานในภาคแรงดันศูนย์แบบครึ่งคลื่น

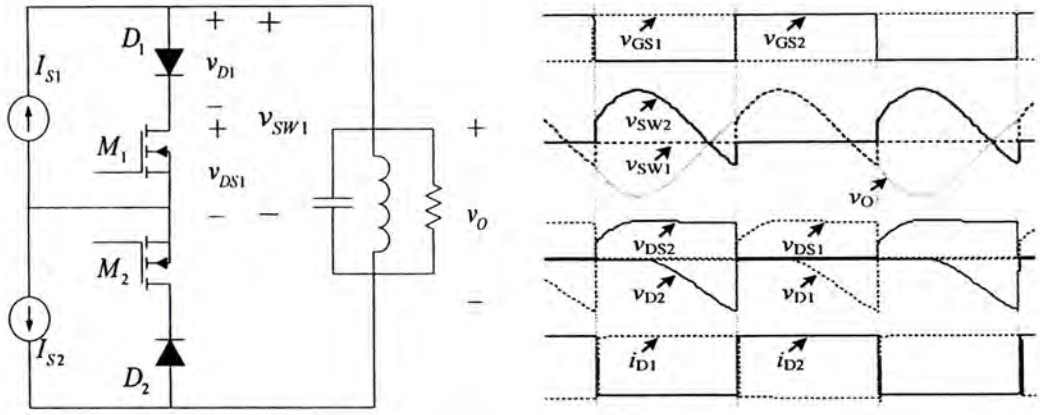
### 2.1.2. ขีดจำกัดของสวิตช์ไวงานที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ความถี่สูง

สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสอาจเป็นสวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์แบบเต็มคลื่น(Full-wave zero voltage switch) หรือสวิตช์สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์แบบครึ่งคลื่น(Half-wave zero voltage switch) ในหัวข้อนี้จะอธิบายการทำงานและศึกษาความเหมาะสมของสวิตช์เรโซแนนซ์ดังกล่าวข้างต้นสำหรับการทำงานที่ความถี่สูง

**สวิตช์แรงดันศูนย์เต็มคลื่น**(Full-wave zero voltage switch) รูปที่ 2.4(ก) แสดงรูปวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์แบบเต็มคลื่น สวิตช์แรงดันศูนย์แบบเต็มคลื่น กิ่งสวิตช์ประกอบไปด้วยมอสเฟตที่ต่ออนุกรมกับไดโอดเพื่อให้สามารถ

รับแรงดันลบได้ ลักษณะของแรงดันคร่อมกิ่งสวิตช์ $v_{SW}$ จะมีลักษณะดังในรูปที่ 2.4(ข) การต่อไดโอดในลักษณะดังกล่าวจะทำให้สวิตช์นำกระแสได้ทางเดียว ทำให้ไม่สามารถคายประจุที่สะสมในตัวเก็บประจุแฝง $C_{OSS}$ ในช่วงที่สวิตช์ไม่นำกระแส เมื่อแรงดันคร่อมสวิตช์เพิ่มขึ้น จะมีการประจุ $C_{OSS}$ จนถึงแรงดันสูงสุด เมื่อแรงดันคร่อมสวิตช์ลดลงไดโอดจะปิดกันการคายประจุของ $C_{OSS}$ ผ่านวงจรภายนอกแต่จะต้องคายประจุผ่านช่องนำกระแสของมอสเฟต เมื่อเริ่มขับนำสวิตช์ทุกครั้ง การสูญเสียในสวิตช์แต่ละครั้งเท่ากับพลังงานที่สะสมใน $C_{OSS}$ กำลังสูญเสียจากการคายประจุ $C_{OSS}$ มีค่าตามสมการที่ (2.1)

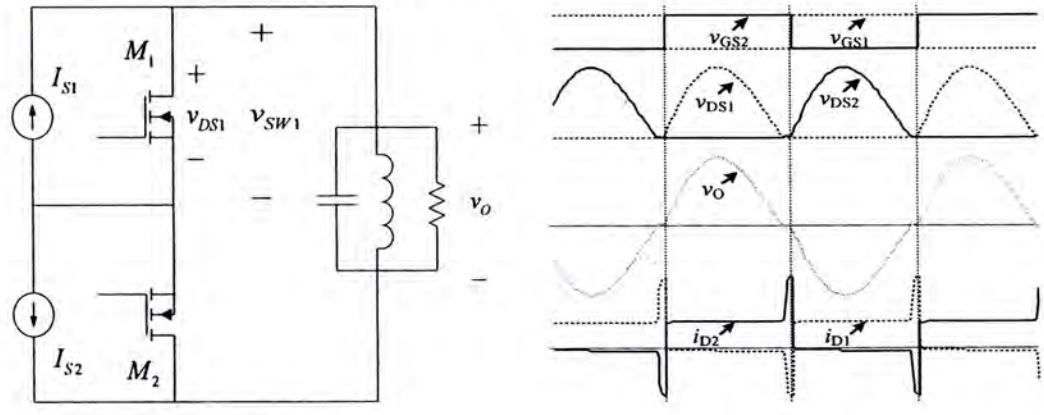
$$P_{SW} = \frac{1}{2} \cdot C_{OSS} \cdot v_{DS}^2 \cdot f_{SW} \tag{2.1}$$




(ก) (ข)

รูปที่ 2.4 วงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์แรงดันศูนย์เต็มคลื่น

(ก) รูปลักษณ์ของวงจร (ข) แสดงรูปคลื่นการทำงานของสวิตช์แรงดันศูนย์เต็มคลื่น




(ก) (ข)

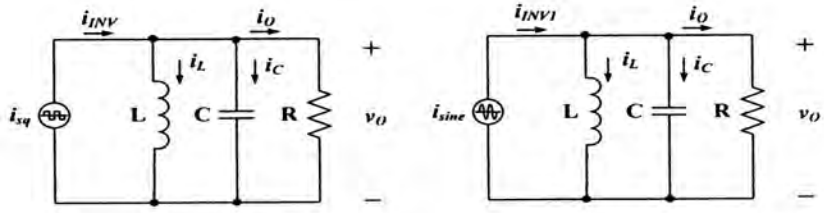
รูปที่ 2.5 วงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์แรงดันศูนย์ครึ่งคลื่น

(ก) รูปลักษณ์ของวงจร (ข) แสดงรูปคลื่นการทำงานของสวิตช์แรงดันศูนย์ครึ่งคลื่น

**สวิตช์แรงดันศูนย์ครึ่งคลื่น**(Half-wave zero voltage switch) รูปที่ 2.5(ก) แสดงรูปวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์แบบครึ่งคลื่น สวิตช์แรงดันแบบครึ่งคลื่นจะไม่มีไดโอดต่ออนุกรมกับสวิตช์ ทำให้กระแสสามารถผ่านได้ 2 ทิศทางแต่จะรับแรงดันลบไม่ได้ ทำให้แรงดันคร่อมกิ่งสวิตช์มีเฉพาะค่าบวกดังในรูปที่ 2.5 (ข) กิ่งสวิตช์แบบนี้สามารถคืนพลังงานที่สะสมในตัวเก็บประจุแฝงในมอสเฟต จึงไม่มีการสูญเสียในจังหวะการเริ่มขับนำสวิตช์ ทำให้มีความเหมาะสมสำหรับการทำงานที่ความถี่สูง อย่างไรก็ตามสวิตช์แรงดันศูนย์ครึ่งคลื่นรับแรงดันได้เพียงทิศทางเดียว ดังนั้นถ้าเลือกจุดทำงานของอินเวอร์เตอร์ไม่เหมาะสมอาจทำให้เกิดความเพี้ยนตัดข้ามของแรงดันด้านออก แนวทางการแก้ปัญหาของการสวิตช์จะกล่าวโดยละเอียดในบทถัดไป วิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์แบบครึ่งคลื่น เนื่องจากวงจรทำงานที่ความถี่สูงในระดับเมกะเฮิรตซ์ จึงต้องใช้สวิตช์ที่มีกำลังสูญเสียต่ำ

### 2.1.3 วงจรโหลด

วงจรโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นวงจรโหลดแบบขนานดังรูปที่ 2.6 (ก) โดยตัวเก็บประจุของวงจรโหลดเป็นตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟต เนื่องจากแรงดันออกและกระแสออกของวงจรมีรูปคลื่นใกล้ไซน์ การวิเคราะห์และออกแบบวงจรโหลดจึงใช้วิธีประมาณแหล่งกระแสด้วยกระแสที่ความถี่หลักมูลโดยใช้วงจรสมมูลดังในรูปที่ 2.6 (ข)




(ก) (ข)

รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลของโหลดเรโซแนนซ์แบบขนาน (ก) วงจรสมมูลสำหรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (ข) วงจรสมมูลเมื่อประมาณแหล่งกระแสที่ความถี่หลักมูล

จากวงจรสมมูลสำหรับกระแสรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่หลักมูลในรูปที่ 2.6 (ข) สามารถเขียนสมการเพื่อคำนวณกระแสและแรงดันต่างๆ ของวงจรเมื่อทำงานที่ความถี่การสวิตช์ $(\omega_S)$ และ

แทนโหลดของอินเวอร์เตอร์ด้วยตัวต้านทานเชิงเส้น R ในช่วงเวลาดังกล่าว คำนวณกระแสและแรงดันต่างๆ ในรูปของค่าประสิทธิผล (root mean square, RMS) ได้ดังนี้

สมการกระแสด้านออกของอินเวอร์เตอร์สำหรับความถี่หลักมูล $i_{INV}$ ในรูปของกระแสไฟตรงทางด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ $I_S$

$$I_{INV1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{4}{\pi} \times I_S = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times I_S \tag{2.2}$$

สมการแอดมิตแตนซ์ของวงจรโหลดสำหรับความถี่หลักมูล $Y_T$

$$Y_T = \frac{\left(1-\omega_n^2\right)+j\frac{\omega_n}{Q_P}}{jZ_0\omega_n} = \frac{\frac{1}{Q_P}-j\left(\frac{1}{\omega_n}-\omega_n\right)}{Z_0},\ |Y_T| = \frac{1}{Z_0}\sqrt{\frac{1}{Q_P^2}+\left(\omega_n-\frac{1}{\omega_n}\right)^2} \tag{2.3}$$

สมการแรงดันโหลดของอินเวอร์เตอร์สำหรับความถี่หลักมูล $V_O$

$$V_O = \frac{I_{INV1}Z_0\omega_n j}{\left(1-\omega_n^2\right)+j\frac{\omega_n}{Q_P}} = \frac{I_{INV1}Z_0}{\frac{1}{Q_P}-j\left(\frac{1}{\omega_n}-\omega_n\right)},\ |V_O| = \frac{I_{INV1}Z_0}{\sqrt{\frac{1}{Q_P^2}+\left(\omega_n-\frac{1}{\omega_n}\right)^2}} \tag{2.4}$$

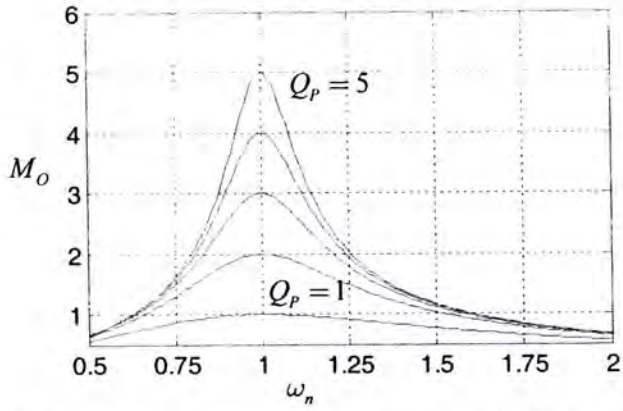
สมการมุมต่างเฟสของแรงดันโหลดของอินเวอร์เตอร์เทียบกับกระแสสำหรับความถี่หลักมูล $\theta_{V_o}$

$$\theta_{V_o} = -\tan^{-1}\left[Q_P\left(\omega_n-\frac{1}{\omega_n}\right)\right] \tag{2.5}$$

ฟังก์ชั่นโอนย้ายของวงจรโหลดเรโซแนนซ์ขนานระหว่างแรงดันออกกับกระแสเข้า $M_O$

$$M_0 = \frac{|V_O|}{I_{INV1}} = \frac{Z_0}{\sqrt{\frac{1}{Q_P^2}+\left(\omega_n-\frac{1}{\omega_n}\right)^2}} \tag{2.6}$$

จากสมการ (2.6) สามารถเขียน Bode Plot ได้ดังในรูปที่ 2.7 ซึ่งมีลักษณะของอิมพีแดนซ์ของวงจร R-L-C แบบขนานทั่วไป




รูปที่ 2.7 คุณสมบัติทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

## 2.2 องค์ประกอบวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง

### 2.2.1 มอสเฟตกำลัง (Power Mosfet)

การวิเคราะห์และออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ที่ใช้ตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตเป็นตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ของวงจรโหลด จำเป็นต้องใช้พารามิเตอร์ต่างๆของแบบจำลองของมอสเฟต สำหรับการออกแบบและกำหนดขีดจำกัดในการสวิตช์ รูปที่ 2.8 (ก) แสดงโครงสร้างของมอสเฟตในรูปแบบของส่วนประกอบชั้นสารของเซมิคอนดัคเตอร์ต่างๆ ในแต่ละชั้นสารที่ประกอบกันนั้นจะมีตัวเก็บประจุแฝงอยู่ดังแสดงในรูปที่ 2.8 (ข) สามารถเขียนเป็นสัญลักษณ์เพื่อง่ายแก่การเข้าใจได้ดังรูปที่ 2.8 (ค) ตัวเก็บประจุ $C_{GS}$, $C_{GD}$ และ $C_{DS}$ คือตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขาของ MOSFET ซึ่งความเร็วในการสวิตช์ของ MOSFET ขึ้นกับความเร็วในการประจุและคายประจุตัวเก็บประจุดังกล่าว โดยมีรายละเอียดดังนี้

- ตัวเก็บประจุ $C_{GS}$ เป็นผลมาจากการเหลื่อมกันของขั้วซอสและขั้วเกต ค่าตัวเก็บประจุมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นโดยขึ้นกับพื้นที่รอยต่อของเกตและซอร์ส จากรูปที่ 2.8 (ข) $C_{GS}$ เป็นผลรวมของค่าตัวเก็บประจุ $C_{OXN+}$, $C_{OXm}$ และ $C_{OXP}$
- ตัวเก็บประจุ $C_{GD}$ เป็นผลมาจากการเหลื่อมกันของช่องนำกระแสกับเกต และเป็นตัวเก็บประจุของเขตปลอดพาหะซึ่งมีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้นโดยขึ้นกับแรงดันเดรน-ซอส
- ตัวเก็บประจุ $C_{DS}$ ก็มีความไม่เป็นเชิงเส้นด้วยเพราะว่าเป็นตัวเก็บประจุระหว่างรอยต่อโดยขึ้นกับแรงดันแรงดันเดรน-ซอส

โดยทั่วไปแล้วค่าของตัวเก็บประจุข้างต้นไม่ได้แสดงไว้โดยตรงใน Datasheet แต่สามารถคำนวณค่าดังกล่าวได้จากค่า $C_{ISS}$ $C_{RSS}$ และ $C_{OSS}$ ที่ได้จาก datasheet ดังนี้

$$C_{GD} = C_{RSS} \tag{2.7}$$

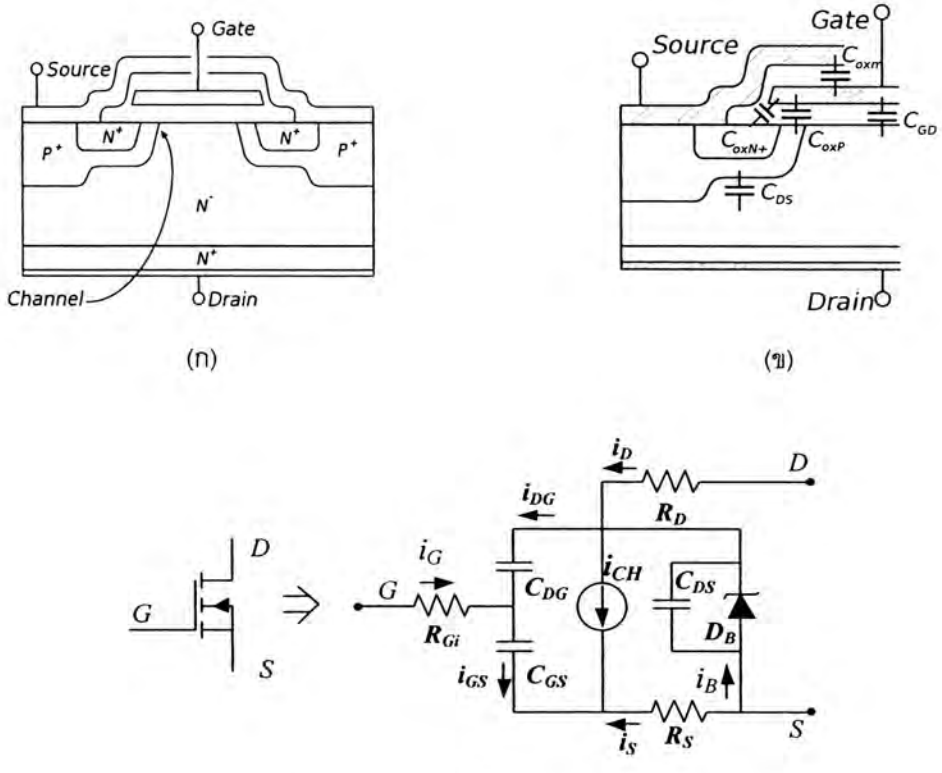
$$C_{GS} = C_{ISS} - C_{RSS} \tag{2.8}$$

$$C_{DS} = C_{OSS} - C_{RSS} \tag{2.9}$$

สำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ ห้องสมุดงานวิจัย

- ความต้านทาน ($R_{GI}$) คือความต้านทานแฝงภายใน MOSFET ซึ่งมีนัยสำคัญอย่างมากในการนำไปใช้งานที่ความเร็วการสวิตช์สูงเพราะเป็นตัวต้านทานที่ต่ออยู่ระหว่างวงจรขับนำและตัวเก็บประจุด้านเข้า $R_{GI}$ จะช่วยเพิ่มอัตราหน่วงของวงจรเกตและช่วยลดการแกว่งในวงจรเกต

- ความต้านทาน ($R_D$) และ ($R_S$) ความต้านทาน $R_D$ คือความต้านทานภายในของมอสเฟต ในขณะที่มอสเฟตนำกระแส ($R_{DS,ON}$) และความต้านทาน $R_S$ คือค่าความต้านทานแฝงภายในชั้นสารที่ประกอบขึ้นเป็นขั้วซอร์สของมอสเฟต




รูปที่ 2.8 มอสเฟตชนิดเอ็น (ก) โครงสร้างของมอสเฟตชนิดเอ็น (ข) ตัวเก็บประจุแฝงภายในโครงสร้างของมอสเฟต (ค) แบบจำลองของมอสเฟตชนิดเอ็น

สำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ
ห้องสมุดงานวิจัย
วันที่ 7 ก.ค. 2555
เลขทะเบียน 249243

**แบบจำลองอสเฟตที่ใช้ใน** PSpice (PSpice's Mosfet model)

ค่าพารามิเตอร์ในแบบจำลองของมอสเฟต [17] ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม Orcad PsPice® และเพื่อใช้ในการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ ในรูปที่ 2.8 (ค) ประกอบด้วยตัวเก็บประจุแฝง $C_{GS}$, $C_{GD}$ และ $C_{DS}$ สามารถเขียนเป็นสมการที่ใช้ในการคำนวณค่าจากโมเดลที่ใช้ได้ดังนี้

$$C_{GS} = C_{GS0} \times W \tag{2.10}$$

$$C_{GD} = C_{GD0} \times W \tag{2.11}$$

$$C_{DS} = \frac{C_{BD}}{\left(1 + \frac{V_{DS}}{PB}\right)^{MJ}} \tag{2.12}$$

โดยที่ W คือ ค่าความกว้างของแชนแนลของมอสเฟต

MJ คือ ค่า Bulk bottom grading coefficient

PB คือ ค่าแรงดันของรอยต่อ Bulk

จากแบบจำลองของมอสเฟต สามารถคำนวณหาค่าขนาดของกระแสและแรงดันที่จุดต่างๆได้ดังนี้

**กระแสแชนแนล** (Channel current)

กระแสแชนแนลเป็นกระแสที่ไหลผ่านแชนแนลของมอสเฟตในขณะที่มอสเฟตได้รับการขับนำ โดยที่แรงดันเกต-ซอสสูงกว่าแรงดันระดับขีดเริ่ม (Threshold voltage) ค่ากระแสนี้มีค่าเท่ากับ

$$I_{CH} = -I_S - C_{GS} \cdot \frac{d}{dt}\left(V_{GS} - I_G \cdot R_{Gi} + I_S \cdot R_S\right) \tag{2.13}$$

**กระแสเดรน-เกต** (Drain-Gate current)

กระแสเดรน-เกตเป็นกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุเดรน-เกต($C_{GD}$) ของมอสเฟตเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันระหว่างขาเดรน-เกตของมอสเฟต ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะเกิดในขณะที่เกิดการเปลี่ยนแปลงจังหวะการสวิตช์ เช่นจากนำกระแสไปหยุดนำกระแส หรือนำกระแสไปหยุดนำกระแส

$$I_{DG} = I_D + I_B - I_{CH} \tag{2.14}$$

**กระแสเกต-ซอส** (Gate-Source current)

กระแสเกต-ซอสเป็นกระแสที่ไปประจุหรือคายประจุของตัวเก็บประจุเกต-ซอส($C_{GS}$) ทำให้แรงดันเกต-ซอสของมอสเฟตมีค่าเปลี่ยนแปลงทำให้มอสเฟตเปลี่ยนสภาวะการทำงาน

$$I_{GS} = C_{GS} \cdot \frac{d}{dt}\left(V_{GS} - I_G \cdot R_{Gi} + I_S \cdot R_S\right) \tag{2.15}$$

### 2.2.2 ตัวเหนี่ยวนำ (Inductor)

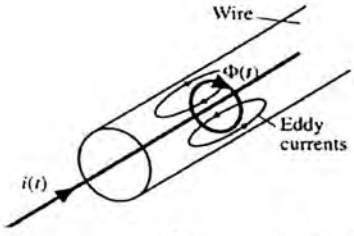
แกนแม่เหล็กของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ความถี่สูง ทำมาจากสารแม่เหล็กที่เรียกว่าเฟอร์ไรต์ ซึ่งเป็นเซรามิก ที่ประกอบด้วยออกไซด์ของเหล็ก สังกะสี และแมงกานีส หรือ นิกเกิล การออกแบบอุปกรณ์แม่เหล็กที่ใช้กับความถี่สูงจะมีความยุ่งยากกว่าที่ความถี่ต่ำ โดยจะต้องพิจารณาถึงขีดจำกัดของอุปกรณ์ที่เกิดจากการทำงานที่ความถี่สูงเช่น กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในลวดตัวนำจากผลของการนำกระแสที่ผิว (Skin effect) ผลของการเรียงซ้อน (Proximity effect) และกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์เอง รวมทั้งคุณสมบัติทางแม่เหล็ก($\mu_r$)ของแกน กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นนี้แปรเป็นความร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะทำงาน ดังนั้นการออกแบบอุปกรณ์เพื่อกำหนดขนาดของแกนและจำนวนรอบของขดลวด- จะต้องเลือกใช้ขนาด ชนิดของขดลวด และวิธีการพันให้เหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียที่เกิดขึ้นให้น้อยที่สุดโดยคำนึงถึงผลของการนำกระแสที่ผิว และผลของการเรียงซ้อน

**การนำกระแสที่ผิวของลวดตัวนำ** (Skin effect)

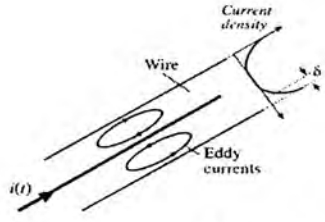
ลวดตัวนำทั่วไปเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงกับเวลาไหลวนภายในและรอบ ๆตัวนำ สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy-current) ขึ้นภายในตัวลวดตัวนำอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้ จะทำให้การกระจายของกระแสที่ไหลในตัวนำไม่สม่ำเสมอโดยกระแสส่วนใหญ่จะไหลเฉพาะที่ผิวของลวดตัวนำ ดังในรูปที่ 2.9 ทำให้ความหนาแน่นของกระแสในลวดตัวนำที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูง การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการจำกัดพื้นที่นำกระแสของลวดตัวนำ และทำให้พื้นที่นำกระแสของลวดตัวนำลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของลวดตัวนำ

จากผิวของตัวนำลงมาในระยะที่ความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เรียกระยะนี้ว่าเป็น ความหนาผิวนำกระแสของลวดตัวนำ (Skin depth) ดังรูปที่ 2.10 ความหนาผิวนำกระแสของลวดตัวนำ($\delta$)นี้ขึ้นอยู่กับ สภาพความต้านทานของลวดตัวนำ (Resistivity-$\rho$) ความถี่ของกระแสที่ผ่านลวดตัวนำ (Frequency-$f$), และค่าความซึมซาบของลวดทองแดง($\mu$) สำหรับลวดทองแดงซึ่งจะใช้เป็นลวดตัวนำของตัวเหนี่ยวนำ ที่อุณหภูมิ 25 องศาเซลเซียส ความหนาของผิวนำกระแสจะมีค่าดังสมการที่ 2.16 เมื่อแปรค่าความถี่ในสมการ สามารถเขียนกราฟความหนาผิวนำกระแสของทองแดงเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดของลวดทองแดงในรูป AWG ได้ดังรูปที่ 2.11 จากกราฟดังกล่าวที่ความถี่ 500kHz ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดเท่ากับความหนาผิวนำกระแส $(d/\delta = 1)$ จะได้ขนาดลวดทองแดงเบอร์ AWG40 และที่ความถี่ 10kHz ขนาดลวดทองแดงจะมีขนาดประมาณ AWG22 เป็นต้น

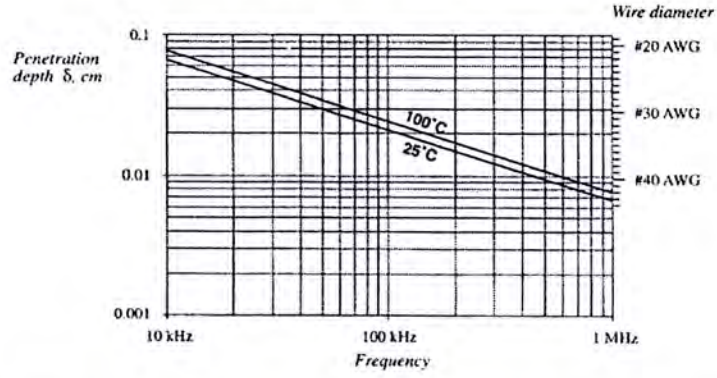
$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}} = \frac{0.0685}{\sqrt{f}} \qquad (2.16)$$




รูปที่ 2.9 กระแสที่ไหลผ่านตัวนำทำให้เกิดฟลักซ์ขึ้นรอบๆตัวนำ



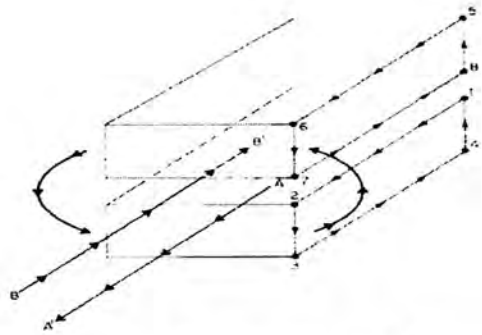

รูปที่ 2.10 กระแสไหลวนที่อยู่ตรงกลางตัวนำมีทิศทางตรงข้ามกับกระแสที่ไหลผ่าน กระแสส่วนใหญ่ไหลที่ผิว




รูปที่ 2.11 ระยะความหนาของผิวนำกระแสของลวดตัวนำเมื่อเพิ่มความถี่

**ผลของการเรียงซ้อนกันของขดลวด** (Proximity effect)

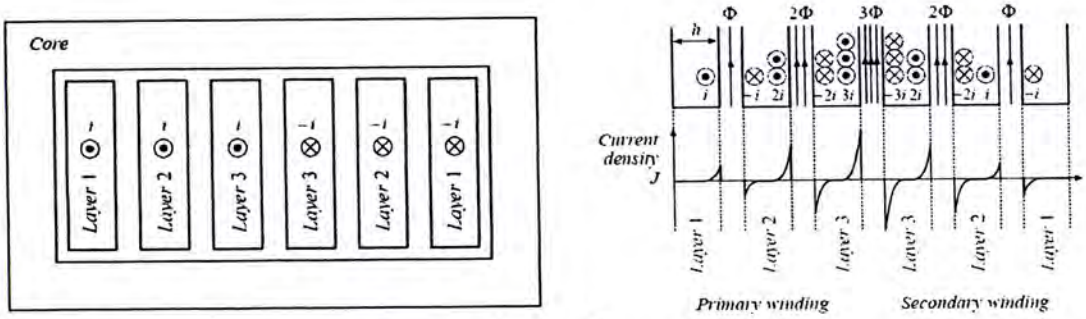
กำลังสูญเสียของลวดตัวนำของตัวเหนี่ยวนำหรือหม้อแปลงนอกจากผลของการนำกระแสที่ผิวของตัวนำดังที่กล่าวมาแล้ว ยังมีกำลังสูญเสียที่จาก Proximity effect การสูญเสียนี้เกิดจากการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กที่เป็นผลจากกระแสในลวดตัวนำที่อยู่ใกล้กัน ดังเช่นในกรณีที่มีการพันลวดตัวนำบนคอยล์หลายๆชั้น หรือการวางลวดตัวนำอยู่ใกล้กับช่องว่างอากาศของแกน-เฟอร์ไรต์เป็นต้น



รูปที่ 2.12 การเกิด Proximity effect ของลวดตัวนำที่วางอยู่ใกล้กัน

ในรูปที่ 2.12 ลวดทองแดงแบบสี่เหลี่ยมสองตัววางใกล้กันโดยลวดตัวนำตัวล่างมีกระแสไหลในทิศ A>>A'(ขวาไปซ้าย) และลวดตัวนำตัวบนมีกระแสไหลในทิศ B>>B'(ซ้ายไปขวา) กระแสที่ไหลผ่านลวดตัวนำนี้ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นรอบๆลวดตัวนำโดยมีทิศทางตามกฎมือขวา เส้นแรงแม่เหล็กที่ไหลเข้าลวดตัวนำด้านบนเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวนขึ้นที่ขอบของตัวนำ โดยมีทิศทาง 5>6>7>8 ทำให้กระแสไหลวนที่ด้านล่างของลวดตัวนำด้านบนมีทิศทางเสริมกับทิศทางของกระแสที่ไหลในลวดตัวนำ ส่วนด้านบนจะหักล้างกัน ปรากฏการนี้ทำให้ความหนาแน่นของกระแสที่ไหลผ่านลวดตัวนำทั้งสองนี้จะมีความหนาแน่นอยู่บริเวณริมๆขอบของลวดตัวนำที่ติดกัน

ในกรณีที่ตัวเหนี่ยวนำมีการพันหลายๆชั้นและชิดกัน ดังตัวอย่างในรูปที่ 2.13 ซึ่งเป็นหม้อ-แปลงที่ขดปฐมภูมิพันด้วยแผ่นทองแดงที่มีความหนาเท่ากับ h จำนวน 3 รอบและมีกระแสไหลสุทธิเท่ากับ $+i$ ขดทุติยภูมิพันเหมือนกันและมีกระแสไหลสุทธิ $-i$ โดยพันรอบๆ แกนเฟอร์ไรต์




รูปที่ 2.13 ตัวอย่างการพันหม้อแปลงที่มีหลายชั้น และความหนาแน่นกระแสในแต่ละชั้น

ผลของ Proximity effect ทำให้การกระจายของกระแสในแผ่นทองแดงไม่สม่ำเสมอโดยในชั้นที่ 1 ของขดลวดปฐมภูมิ กระแสสลับความถี่สูงรวม จะไหลด้านขวาของชั้นที่ 1 ซึ่งติดกับชั้นที่สอง ทำนองเดียวกันสำหรับด้านซ้ายมือของชั้นที่สอง ผลของ Proximity effect ทำให้มีกระแสไหลในทิศทางตรงข้ามกับกระแสที่ไหลในชั้นแรก $-i$ แต่เนื่องจากกระแสสุทธิในชั้นที่ 2 จะต้องมีค่าเท่ากับ $+i$ ดังนั้นด้านขวาของแผ่นทองแดงชั้นที่ 2 จะมีกระแสไหลเท่ากับ $+2i$ ในทำนองเดียวกันชั้นที่ 3 ของขดปฐมภูมิก็จะมีกระแสขนาด $-2i$ เ กิดขึ้นที่ด้านซ้าย และมีกระแสขนาด $+3i$ ไหลที่ด้านขวาของชั้นที่ 3 และค่ากระแสที่ผิวจะเพิ่มขึ้นตามจำนวนชั้นที่เพิ่มขึ้น สามารถหาค่าการสูญเสียในแต่ละชั้นได้ตามสมการ

$$P_1 = I_{rms}^2 \cdot \left(\frac{h}{\delta} \cdot R_{dc}\right) \tag{2.17}$$

$$P_2 = P_1 + 4P_1 = I_{rms}^2 \cdot \left(\frac{h}{\delta} \cdot R_{dc}\right) + \left(2I_{rms}\right)^2 \cdot \left(\frac{h}{\delta} \cdot R_{dc}\right) \tag{2.18}$$

$$P_3 = \left(2^2 + 3^2\right) \cdot P_1 = \left(2I_{rms}\right)^2 \cdot \left(\frac{h}{\delta} \cdot R_{dc}\right) + \left(3I_{rms}\right)^2 \cdot \left(\frac{h}{\delta} \cdot R_{dc}\right) \tag{2.19}$$

$$P_m = I_{rms}^2 \cdot \left[(m-1)^2 + m^2\right] \cdot \frac{h}{\delta} \cdot R_{dc} \tag{2.20}$$

จากสมการที่ (2.17)-(2.20) จะเห็นได้ว่า การซ้อนกันของลวดตัวนำจะทำให้การสูญเสียในขดลวดเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากความหนาแน่นกระแสที่เพิ่มขึ้นในแต่ละชั้น

การพันตัวเหนี่ยวนำที่ใช้กับความถี่ในระดับ MHz ต้องคำนึงถึงการสูญเสียที่เกิดขึ้นในลวดทองแดง Goldberg[15] ได้เสนอวิธีการพันตัวเหนี่ยวนำที่ใช้กับความถี่ 1-10MHz โดยการพันลวดตัวนำให้ห่างจากสนามแม่เหล็กบริเวณ air gap ของแกนโดยใช้แกนแบบ slot gap ทำให้สามารถลดการสูญเสียที่เกิดจากผลของ proximity effect ได้ดี สามารถประยุกต์วิธีการลดการ

สูญเสียที่เกิดขึ้นในลวดตัวนำกับแกนแบบอื่นๆได้ เช่นการทำให้ coli former ในส่วนที่ใกล้กับ air-gap มีขนาดใหญ่ขึ้นก่อนทำการพันลวด เป็นต้น การพันตัวเหนี่ยนำที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำงานที่ความถี่ 10MHz ในวิทยานิพนธ์นี้ มีจำนวนรอบน้อยจึงเน้นการลด Proximity effect จากผลของสนามแม่เหล็กบริเวณ air gap

**การสูญเสียของแกนเฟอร์ไรต์** (Core Losses)

ขีดจำกัดของแกนเฟอร์ไรต์ของตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำจะเป็นความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กสูงสุดที่ไม่อิ่มตัว (Bmax) แต่ในย่านความถี่สูง กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของตัวเหนี่ยวนำหรือหม้อแปลง จะเป็นตัวจำกัดค่าสูงสุดของการเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก ($\Delta \mathbf{B}$) ดังนั้นในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงในวิทยานิพนธ์นี้จึงใช้ขีดจำกัดด้านกำลังสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ในการกำหนดค่าสูงสุดของ $\Delta \mathbf{B}$ โดยทั่วไปแล้วการสูญเสียของแกนแม่เหล็กโดยทั่วไป แบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดคือ (1) การสูญเสียจากวงรอบฮีสเตอริซีส และ (2)การสูญเสียจากกระแสวน

**การสูญเสียจากปรากฏการณ์ฮีสเตอริซีส** (Hysteresis Loss)

เป็นกำลังสูญเสียในแกนแม่เหล็กเช่นแกนเฟอร์ไรต์ เกิดจากพลังงานที่สูญเสียจากการสลับทิศทางของการเปลี่ยนแปลงสถานะของสารแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ในหนึ่งหน่วยเวลา ที่ปรากฏในรูปการเกิดอีสเตอริซีส เมื่อมีการสลับทิศทางของสนามแม่เหล็กของแกนแม่เหล็ก ขนาดของวงรอบฮีสเตอริซีสขึ้นอยู่กับขนาดของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดของแกน($\mathbf{B}_{max}$) และความถี่ที่ใช้งาน (frequency) ดังแสดงในรูปที่ 2.14 ค่าประมาณของการสูญเสียจากวงรอบฮีสเตอริซีสมีค่าตามสมการที่ (2.21)

$$P_h = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{B_m^2}{\mu} \right) \cdot V_C \cdot f \qquad (2.21)$$

โดยที่ $B_m$ คือ ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด

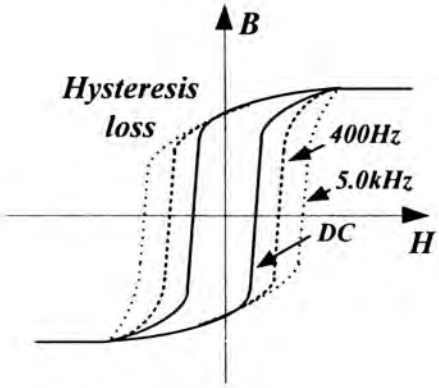
$V_C$ คือ ปริมาตรแกน

$f$ คือ ความถี่ที่ใช้งาน

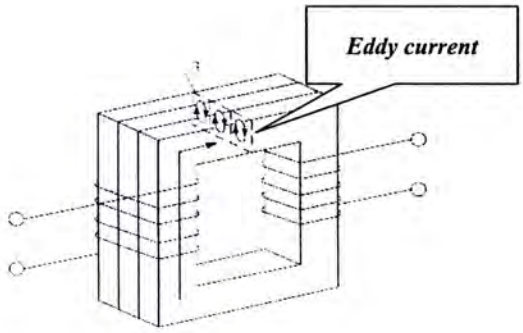
$\mu$ คือ ค่าความซึมซาบแกนแม่เหล็ก

**การสูญเสียจากกระแสวน** (Eddy current Loss)

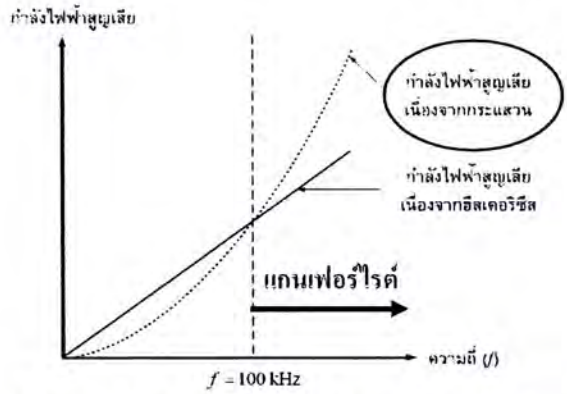
กระแสวนในแกนแม่เหล็กเกิดจากเส้นแรงแม่เหล็กที่ผ่านในแกนแม่เหล็ก เหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสวนขึ้นในแกนแม่เหล็ก กระแสวนดังกล่าวทำให้เกิดความร้อนภายในแกนแม่เหล็ก วิธีการลดผลของกระแสวนภายในแกนแม่เหล็ก ทำได้โดยการเพิ่มค่าความต้านทานภายในแกนแม่เหล็ก สำหรับแกนเฟอร์ไรต์ค่าความต้านทานไฟฟ้าของแกนเป็นคุณสมบัติเฉพาะของวัสดุที่นำมาผลิต




รูปที่ 2.14 วงรอบฮีสเตอริซีสของแกนเฟอร์ไรต์ที่ความถี่ต่างๆ




รูปที่ 2.15 กระแสวนที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์เนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็ก




รูปที่ 2.16 กราฟเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮีสเตอริซีสและกระแสวนของเฟอร์ไรต์ที่ความถี่ต่างๆ

โดยทั่วไปที่ความถี่ต่ำกว่า 100kHz กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนแม่เหล็ก โดยส่วนใหญ่จะเกิดจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮีสเตอริซีส ในขณะที่ความถี่การใช้งานสูงกว่าความถี่ดังกล่าว กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนแม่เหล็ก โดยส่วนใหญ่จะเป็นกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสวน ดังแสดงในรูปที่ 2.16

**การเลือกใช้ชนิดของเฟอร์ไรต์ในตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง**

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุที่มีคุณสมบัติเป็นสารแม่เหล็ก โครงสร้างเป็นผลึกของส่วนผสมระหว่างออกไซด์ของเหล็ก สังกะสี กับออกไซด์ของแมงกานีส หรือ นิกเกิล ขึ้นอยู่ชนิดของแกนเฟอร์ไรต์ ทำให้มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่แตกต่างกันขึ้นอยู่กับชนิดของส่วนผสมที่ประกอบเข้าด้วยกัน

ตารางที่ 2.1 เป็นตารางที่แสดงถึงคุณสมบัติของแกนเฟอร์ไรต์ชนิด แมงกานีส-สังกะสี (ซิงค์) และนิกเกิล-สังกะสี คุณสมบัติต่างๆของแกนเฟอร์ไรต์แบ่งตามชนิดได้ดังนี้

- แกนเฟอร์ไรต์ชนิด Mi-Zn เป็นส่วนผสมของออกไซด์เหล็กกับแมงกานีส-สังกะสี แกนชนิดนี้มีค่าความต้านทานไฟฟ้าของแกนอยู่ระหว่าง 1-10 โอห์ม ค่าความซึมซาบแม่เหล็กของแกน 900-2,200(H/m) แกนชนิดนี้มักจะใช้ในงานที่มีความถี่ระหว่าง 10kHz ถึง 2MHz แกนชนิดนี้ไม่เหมาะที่จะนำมาใช้กับงานความถี่สูงกว่านี้ เนื่องจากมีค่าความต้านทานไฟฟ้าค่อนข้างต่ำทำให้การสูญเสียของแกนที่เกิดจากกระแสวนที่ค่อนข้างสูง

- แกนเฟอร์ไรต์ชนิด Ni-Zn เป็นส่วนผสมของออกไซด์เหล็กกับนิกเกิล-สังกะสี แกนชนิดนี้มีค่าความต้านทานไฟฟ้าของแกนที่ค่อนข้างสูง(ประมาณ $10^5$ โอห์ม) จึงทำให้แกนชนิดนี้เหมาะสมในการทำงานที่ความถี่สูง(1-10MHz)เพราะช่วยลดการสูญเสียที่เกิดจากกระแสวนได้ ในวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้แกนชนิดนี้สำหรับการพันตัวเหนี่ยวนำ อย่างไรก็ตามค่าความซึมซาบแม่เหล็กของแกนชนิดนี้มีค่าค่อนข้างน้อยเมื่อเทียบกับแกนชนิดอื่นๆทำให้การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำจะไม่สามารถละเลยผลของค่าความซึมซาบของแกนได้

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของแกนเฟอร์ไรต์ชนิด Mn-Zn และ Ni-Zn แต่ละชนิด

| Manufacturer | Material | Permeability ($\mu_i$) | Bsat (mT) | Resistivity ($\Omega \cdot meter$) | Optimum Frequency (MHz) | Material Type |
|---|---|---|---|---|---|---|
| EPCOS | N47 | 2,000 | 500 | 3 | 0.025 - 0.15 | Mn-Zn |
| | N87 | 2,200 | 490 | 10 | 0.025 – 0.50 | Mn-Zn |
| | K1 | 80 | 310 | $10^5$ | 1.0 – 12.0 | Ni-Zn |
| Ferroxcube | 3C93 | 1,800 | 500 | 5 | < 0.30 | Mn-Zn |
| | 3F4 | 900 | 410 | 10 | 1.0 – 2.0 | Mn-Zn |
| | 4F1 | 80 | 320 | $10^5$ | 4.0 – 10.0 | Ni-Zn |
| | 4C65 | 125 | 380 | $10^5$ | < 20.0 | Ni-Zn |