

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ (AC Supply)

แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ สามารถจำแนกได้ 2 ประเภท คือ ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย และสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย จะประกอบด้วยวงจรที่ไม่ยุ่งยากมากนัก มีน้ำหนักมาก ขนาดใหญ่ ซึ่งได้จากหม้อแปลงความถี่ต่ำ ขณะใช้งานอยู่จะมีการสูญเสียกำลังงานมาก อันเนื่องมาจากแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าไหลผ่านหม้อแปลงตลอดเวลา ทำให้กำลังสูญเสียที่อินพุตมีค่าสูง การคงค่าแรงดันไฟฟ้าจะใช้ทรานซิสเตอร์กำลังต่ออนุกรมที่เอาต์พุต เพื่อจ่ายกระแสไฟฟ้าและคงค่าแรงดันไฟฟ้า กำลังสูญเสียในรูปของความร้อนมีค่าสูง และจะต้องใช้แผ่นระบายความร้อนที่มีขนาดใหญ่และน้ำหนักมาก โดยปกติลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย จะมีประสิทธิภาพประมาณ 30 - 50 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งนับว่าค่อนข้างต่ำ เมื่อเทียบกับ สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

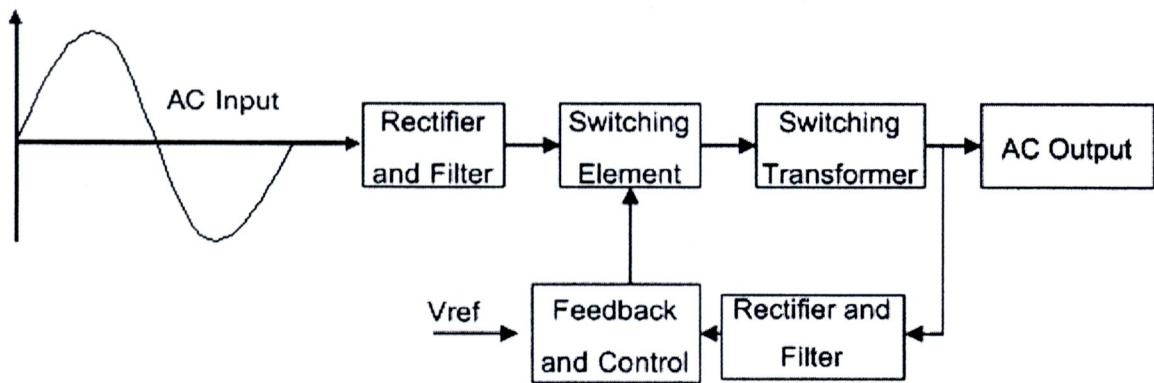
สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะใช้หม้อแปลงขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีขนาดเล็ก ซึ่งมีความเหมาะสมที่จะนำไปใช้กับเครื่องใช้ไฟฟ้าชนิดต่างๆ เช่น คอมพิวเตอร์ เครื่องรับโทรทัศน์ เครื่องโทรสาร เป็นต้น ในการใช้งานสามารถทำงานในช่วงแรงดันไฟฟ้าอินพุตค่อนข้างกว้างจึงทำให้สามารถทำงานได้ เมื่อเกิดแรงดันไฟตกหรือแรงดันไฟเกินกว่า 20 เปอร์เซ็นต์ มีประสิทธิภาพไม่ต่ำกว่า 60 เปอร์เซ็นต์ แต่ว่าสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย จะมีเสถียรภาพในการทำงานต่ำ และมีสัญญาณรบกวนสูง เมื่อเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย และวงจรยังมีความสลับซับซ้อนมากกว่า การป้องกันสัญญาณรบกวนสามารถทำได้โดยติดตั้งไลน์ฟิลเตอร์ เพื่อลดสัญญาณรบกวนให้อยู่ในระดับที่สามารถยอมรับได้

แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตชิ่ง หรือสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตชิ่ง โดยที่แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจะผ่านวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าและกรองแรงดันไฟฟ้าโดยตรง ซึ่งไม่ผ่านหม้อแปลงกำลัง ทำให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูงเข้าสู่อุปกรณ์ที่เป็นสวิตช์ เช่น ทรานซิสเตอร์หรือมอสเฟต ทำหน้าที่ตัดต่อแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นช่วงๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 1 kHz ถึง 1 MHz จากนั้นแรงดันไฟฟ้าที่ได้จะเข้าสู่หม้อแปลงความถี่สูง เพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้ได้ค่าตามที่ต้องการที่เอาต์พุต

วงจรควบคุมจะคงค่าแรงดันไฟฟ้า โดยการเพิ่มหรือลดช่วงเวลานำกระแสไฟฟ้าของอุปกรณ์ที่เป็นสวิตช์ตามการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตมาเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง (V_{ref}) โดยการใช้เทคนิคการควบคุมความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation) หรือ PWM

อุปกรณ์ที่เป็นสวิตช์ หม้อแปลงความถี่สูง และภาคเอาต์พุตของหม้อแปลงความถี่สูง อาจเรียกรวมกันว่า คอนเวอร์เตอร์ (Converter) หรือ ดีซี ทู ดีซีคอนเวอร์เตอร์ (DC-DC Converter)



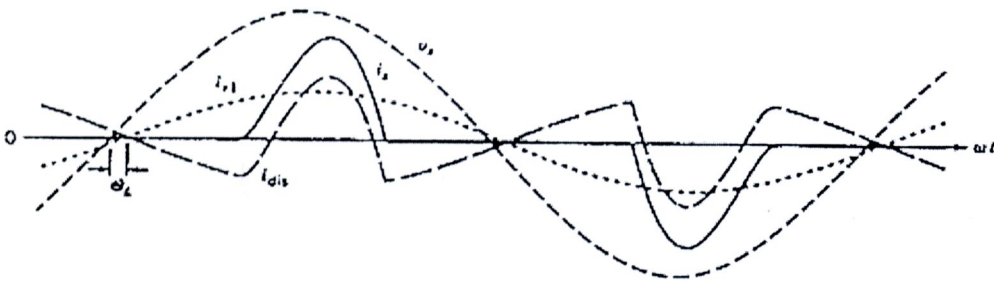
รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตชิง

จากรูปที่ 2.1 เป็นแผนผังการทำงานของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตชิงซึ่งมีการทำงานในแต่ละภาคที่แตกต่างกัน ซึ่งมีส่วนประกอบของการทำงานแต่ละภาคดังนี้

1. ภาคของวงจรเรกติไฟเออร์และฟิลเตอร์ด้านอินพุต (Input Rectifier & Filter) เป็นส่วนที่มีหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้ Diode Bridge Rectifier ลักษณะสัญญาณของอินพุตจะเป็นลักษณะของ Full Wave Rectifier แต่ก็อาจจะมีแรงดันไฟฟ้ากระแสเพี้ยนได้ ดังนั้นต้องใช้ Capacitor Filter เข้ามากรองเพื่อให้ Peak to Peak ของสัญญาณ Ripple ต่ำลง
2. ภาคของเพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET) เป็นส่วนที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ในการแปลงสัญญาณโดยอาศัยความเร็วในการสวิตช์นี้เป็นตัวกำหนดความถี่ที่ต้องการ ซึ่งได้จากส่วนควบคุมเพื่อควบคุมการสวิตช์ที่เพาเวอร์มอสเฟต
3. ภาคของหม้อแปลงสวิตชิง (Switching Transformer) เป็นหม้อแปลงความถี่สูงที่รับแรงดันจากอินพุตเพื่อส่งถ่ายพลังงานไปยังเอาต์พุต ซึ่งหม้อแปลงที่ใช้จะเป็นลักษณะ Step-Up Transformer
4. ภาคของวงจรเรกติไฟเออร์และฟิลเตอร์ (Rectifier & Filter) เป็นส่วนที่มีหน้าที่แปลงสัญญาณพัลส์ที่เอาต์พุตให้เป็นไฟตรงโดยใช้ Diode Bridge Rectifier ลักษณะสัญญาณของเอาต์พุตจะเป็นลักษณะของ Full Wave Rectifier แต่ก็อาจจะมีแรงดันไฟฟ้ากระแสเพี้ยนได้ ดังนั้นจึงต้องใช้ Capacitor Filter เข้ามากรองเพื่อให้ Peak to Peak ของสัญญาณ Ripple ต่ำลง เพื่อป้อนเข้าไปยังวงจรควบคุม
5. ภาคของวงจรควบคุม (Controller) เป็นส่วนที่มีหน้าที่ในการสร้างสัญญาณพัลส์เพื่อนำสัญญาณที่ได้ไปควบคุมการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต โดยการทริกที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตเพื่อให้เกิดเป็นแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave) และยังเป็นตัวกำหนดความเร็วในการสวิตชิงของเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อให้ได้ความถี่ตามที่ต้องการ

2.2 ตัวประกอบกำลัง (Power Factor)

จากรูปที่ 2.2 เมื่อพิจารณากระแสไฟฟ้าในสาย (Line current, i_s) ซึ่งได้มาจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ซึ่งเป็นสัญญาณที่ผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณชายน โดยการผิดเพี้ยนของกระแสไฟฟ้า i_s (Distorted Current) จะนำหน้าการผิดเพี้ยนในแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่มีการเปลี่ยนแปลง โดยปกติการผิดเพี้ยนสัญญาณในแรงดันไฟฟ้าจะมีน้อยมาก และสามารถวิเคราะห์สัญญาณได้โดยการสมมุติแรงดันไฟฟ้าอินพุตที่มีการเปลี่ยนแปลงเป็นสัญญาณชายนที่มีความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) โดยให้ $\omega_1 = \omega$ และ $f_1 = f$ จะได้



รูปที่ 2.2 กระแสไฟฟ้าในสาย

$$V_s(t) = \sqrt{2} V_s(t) \sin \omega_1(t) \quad (2.1)$$

โดยที่ V_s คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสและเมื่อกระแสอินพุตไลน์ คือ ผลรวมขององค์ประกอบจากการฟูเรียร์ (Fourier Component) โดยที่ไม่คิดองค์ประกอบของไฟฟ้า (DC Component) จะได้

$$i_s(t) = i_{s1}(t) + \sum_{n \neq 1}^{\infty} i_{sn}(t) \quad (2.2)$$

โดยที่ i_{s1} กระแสไฟฟ้าที่ความถี่ (Fundamental Component) ที่ f_1
 i_{sn} กระแสไฟฟ้าที่ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับใดๆ ที่มีใช้ความถี่มูลฐาน (Harmonic Frequency) คือ ความถี่อันดับใดๆ ที่มีใช้ความถี่มูลฐาน) ที่ f_n

จากสมการที่ (2.2) สามารถหาองค์ประกอบของกระแสไฟฟ้าได้ โดย

$$i_s(t) = \sqrt{2} I_{s1} \sin(\omega_1 t - \theta_1) + \sum_{n \neq 1}^{\infty} \sqrt{2} I_{sn} \sin(\omega_n t - \theta_n) \quad (2.3)$$

โดยที่ I_{s1} ค่ากระแสไฟฟ้าใช้งานของ i_{s1}
 I_{sn} ค่ากระแสไฟฟ้าใช้งานของ i_{sn}
 θ_1 มุมเฟสระหว่างแรงดันไฟฟ้า V_s และกระแสไฟฟ้า i_{s1}

ค่ากระแสไฟฟ้าใช้งาน I_s สามารถหาค่าได้โดย $T_1 = 1/f_1 = 2\pi/\omega_1$

$$I_s = \left(\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} i_s^2(t) dt \right)^{1/2} \quad (2.4)$$

นำ $i_s(t)$ จากสมการที่ (2.2) มาแทนที่สมการที่ (2.4) จะได้

$$I_s = \left(I_{s1}^2 + \sum_{n \neq 1}^{\infty} i_s^2 \right)^{1/2} \quad (2.5)$$

ค่าสัญญาณผิดเพี้ยนของกระแสไฟฟ้า (ที่กระแสไฟฟ้าอินพุต) ทั้งหมดเรียกว่า ผลรวมความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ (Total Harmonic Distortion : THD) และองค์ประกอบของกระแสไฟฟ้าที่มีความผิดเพี้ยน (Distortion Current) สามารถหาได้จาก

$$I_{dis}(t) = i_s(t) - i_{s1}(t) = \sum_{n \neq 1}^{\infty} i_{sn}(t) \quad (2.6)$$

จากรูปที่ 2.2 สามารถหาค่ากระแสไฟฟ้าใช้งานได้ดังนี้

$$I_{dis} = \left[I_s^2 - I_{s1}^2 \right]^{1/2} = \left(\sum_{n \neq 1}^{\infty} i_{sn}^2 \right)^{1/2} \quad (2.7)$$

∴ ค่า %THD_i สามารถหาได้จาก

$$\%THD_i = \sqrt{\left(\frac{I_s^2 - I_{s1}^2}{I_{s1}^2} \right)} \times 100 \quad (2.8)$$

โดยที่ %THD_i เป็นผลรวมความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของกระแสไฟฟ้า คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ค่ากำลังงานไฟฟ้าเฉลี่ย หาได้จาก

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} p(t) dt = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} V_s(t) dt \quad (2.9)$$

แทนค่า $V_s(t)$ จากสมการที่ (2.1) และ $i_s(t)$ จากสมการที่ (2.3) จะได้

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \sqrt{2} V_s \sin \omega_1 t \times \sqrt{2} I_{s1} \sin(\omega_1 t - \theta_1) dt = V_s I_{s1} \cos \theta_1 \quad (2.10)$$

และค่ากำลังงานไฟฟ้าปรากฏ หาได้จาก

$$S = V_s I_s \quad (2.11)$$

ค่าของตัวประกอบกำลัง (PF) สามารถหาได้จาก

$$PF = \frac{P}{S} \quad (2.12)$$

แทนค่าสมการที่ (2.10) และสมการที่ (2.11) ในสมการที่ (2.12) จะได้

$$PF = \frac{V_s I_{sl} \cos \theta_l}{V_s I_s} = \frac{I_{sl}}{I_s} \cos \theta_l \quad (2.13)$$

Displacement Power factor (DPF) คือ มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของสัญญาณไซน์ สามารถหาได้จาก

$$DPF = \cos \theta_l \quad (2.14)$$

∴ ค่าตัวประกอบกำลัง ของสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ คือ

$$PF = \frac{I_{sl}}{I_s} DPF$$

จากสมการที่ (2.7) ให้สัญญาณความผิดเพี้ยนของกระแสไฟฟ้า (Distortion Current) มีขนาดใหญ่จะเป็นผลทำให้ใน I_{s1}/I_1 มีค่าน้อยและ DPF น้อย ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังจะมีค่าต่ำจาก

$$\%THD_i = \sqrt{\left(\frac{I_s}{I_{sl}}\right)^2 - 1} \times 100 \quad (2.15)$$

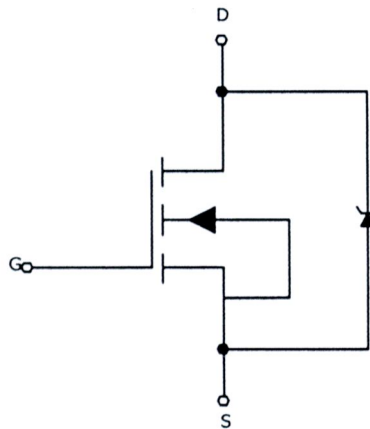
สมการที่ (2.8) และสมการที่ (2.15) ค่าตัวประกอบกำลัง สามารถหาได้จาก

$$PF = \frac{I}{\sqrt{1 + THD_i^2}} DPF \quad (2.16)$$

2.3 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยแรงดันไฟฟ้าและต้องการกระแสไฟฟ้าอินพุตต่ำมาก ๆ ความเร็วในการสวิตช์สูง เวลาในการทำงานต่ำมากเป็นนาโนวินาที เพาเวอร์มอสเฟตได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการใช้งานด้านวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่กำลังต่ำ ความถี่สูง

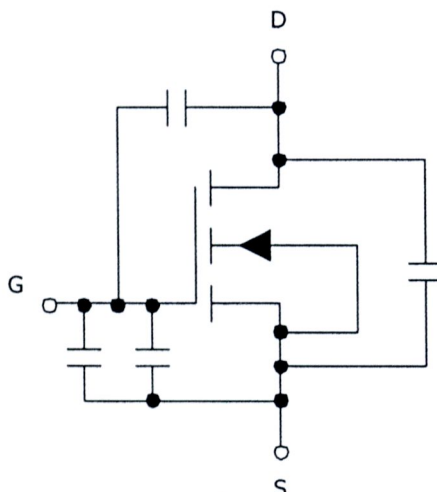
เพาเวอร์มอสเฟตมีด้วยกัน 2 ชนิด คือ Depletion MOSFET และ Enhancement MOSFET แต่ในที่นี้จะกล่าวถึง Depletion MOSFET n-channel คือเมื่อค่า V_{GS} มีค่าเป็นลบมากพอที่จะทำให้พื้นที่ channel ถูกผลักออกไปจนทำให้ R_{DS} มีค่าสูงจนทำให้ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลจาก drain ไปยังซอร์ส I_{DS} แต่เมื่อมีค่า V_{GS} มีค่าเป็นบวก channel จะเริ่มกว้างขึ้น R_{DS} ลดลง ทำให้มี I_{DS} เพิ่มขึ้น



รูปที่ 2.3 สัญลักษณ์ของเพาเวอร์มอสเฟตชนิด N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE

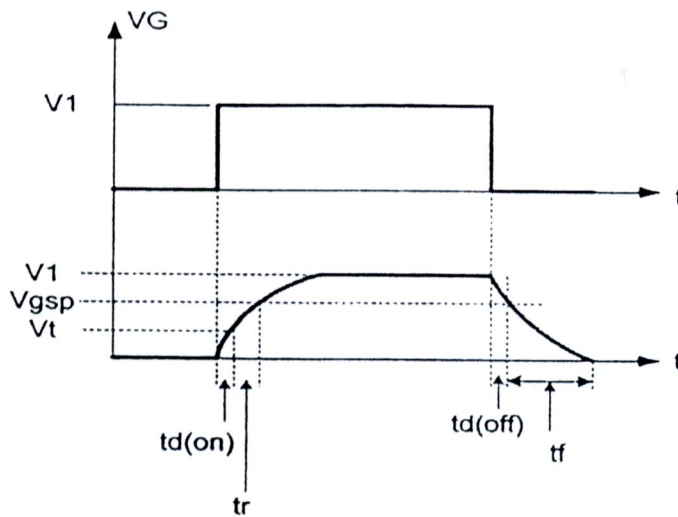
2.3.1 ลักษณะคุณสมบัติการสวิตชิง

เนื่องจากคุณลักษณะโครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตเหมือนกับตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ดังรูปที่ 2.4 ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขาเกต V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันไฟฟ้าขีดเริ่มเพาเวอร์มอสเฟตจึงเริ่มนำกระแสไฟฟ้า ในทางกลับกันการหยุดนำกระแสไฟฟ้าของเพาเวอร์มอสเฟต จะต้องทำให้ตัวเก็บประจุออกไปจนแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าลดลงต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าขีดเริ่มเพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแสไฟฟ้า



รูปที่ 2.4 ตัวเก็บประจุที่แฝงที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

โดยทั่วไปแล้วค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เอง จะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนแปลงสถานะของมัน จากรูปที่ 2.5 turn-on delay, $t_{d(on)}$ เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุ C_{GS} จากแรงดันไฟฟ้าถึงแรงดันไฟฟ้าที่ threshold voltage rise time, t_r เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุเกตจากแรงดันไฟฟ้าที่ threshold voltage จนถึงแรงดันไฟฟ้าเกตสูงสุด V_{GSP} ซึ่งในการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้อยู่ในบริเวณเชิงเส้น turn-off delay time, $t_{d(off)}$ เป็นเวลาที่ใช้ในการคายประจุเกตจากระดับแรงดันไฟฟ้าเกต V_1 จนเพาเวอร์มอสเฟตทำงานที่บริเวณ pinch-off fall time, t_f เป็นเวลาที่ใช้ในการคายประจุเกตจากบริเวณ pinch-off จนแรงดันไฟฟ้าถึงระดับ threshold-voltage ถ้า V_{GS} น้อยกว่า V_t เพาเวอร์มอสเฟตจะหยุดนำกระแสไฟฟ้า



รูปที่ 2.5 สัญญาณในการสวิตชิงของเพาเวอร์มอสเฟต

2.3.2 กำลังงานไฟฟ้าสูญเสียในรูปของความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะ คือ กำลังงานไฟฟ้าสูญเสียขณะเปลี่ยนสภาวะ และกำลังงานไฟฟ้าสูญเสียขณะนำกระแสไฟฟ้า แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแสไฟฟ้า และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้าสั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก และมีค่าความต้านทานค่อนข้างสูง กำลังงานไฟฟ้าสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะมีค่าเท่ากับ

$$P_{SW(ON)} = \frac{0.5 I_{PK(ON)} \times V_{IN} \times t_r}{T} \quad (2.17)$$

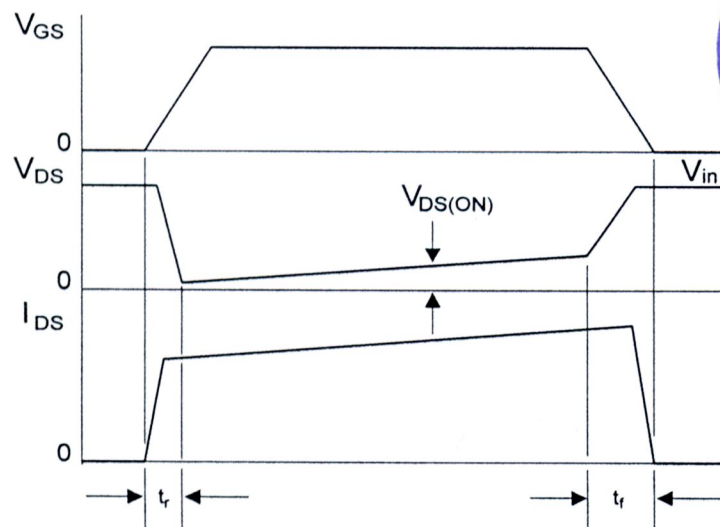
$$P_D = P_{SW(ON)} + P_{SW(OFF)} + P_C \quad (2.18)$$

$$P_{SW(OFF)} = \frac{0.5 I_{PK(OFF)} \times V_{IN} \times t_f}{T} \quad (2.19)$$

$$P_C = I_{D(rms)}^2 \times R_{DS(ON)} T_j \quad (2.20)$$

เมื่อ

P_D	คือ กำลังงานไฟฟ้าสูญเสียขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
$P_{SW(ON)}$	คือ กำลังงานไฟฟ้าสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสไฟฟ้าของเพาเวอร์มอสเฟต
$P_{SW(OFF)}$	คือ กำลังงานไฟฟ้าสูญเสียเริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้า
P_D	คือ กำลังงานไฟฟ้าสูญเสียขณะนำกระแสไฟฟ้าของเพาเวอร์มอสเฟต
$I_{PK(ON)}$	คือ ค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดขณะเริ่มนำกระแสไฟฟ้า
$I_{PK(OFF)}$	คือ ค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดขณะหยุดนำกระแสไฟฟ้า
$I_{D(rms)}$	คือ ค่ากระแสไฟฟ้าใช้งานที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน
$R_{DS(ON)} T_j$	คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุด
t_r	คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสไฟฟ้าของเพาเวอร์มอสเฟต
t_f	คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้าของเพาเวอร์มอสเฟต

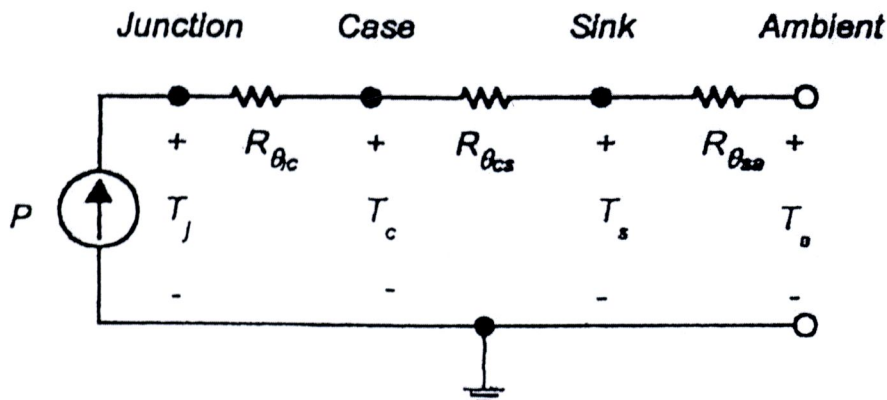


รูปที่ 2.6 ลักษณะกระแสไฟฟ้า และแรงดันไฟฟ้าดกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต
ขณะเริ่มนำกระแสไฟฟ้าและหยุดนำกระแสไฟฟ้า

2.3.3 การระบายความร้อนสำหรับเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานไฟฟ้าสูญเสียในรูปของความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงานเป็นเรื่องที่ไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ กำลังงานไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นจะทำให้เกิดความร้อนที่รอยต่อ และอุณหภูมิรอยต่อ (T_j) ที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว หากไม่มีการระบายออกไปจากตัวถังแล้ว ทำให้เกิดการพังเสียหายขึ้นในที่สุด เพาเวอร์มอสเฟตโดยทั่วไปจะมีอุณหภูมิรอยต่อขณะทำงานประมาณ 150-200 องศาเซลเซียส ขึ้นอยู่กับชนิดของสารกึ่งตัวนำและลักษณะของตัวถัง การระบายความร้อนจะมีประสิทธิภาพสูงสุดเมื่อเลือกขนาดและชนิดของแผ่นระบายความร้อนที่เหมาะสม ความสามารถในการระบายความร้อนได้มากหรือน้อยอาจกล่าวได้ว่าวัสดุมีค่าความต้านทานทาง

ความร้อน (Thermal Resistance) หรือ R_{θ} ไม่เท่ากัน ดังนั้นการระบายความร้อนของเพาเวอร์ มอสเฟตผ่านแผ่นระบายความร้อนอาจเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลของการถ่ายเทความร้อนออกจากเพาเวอร์มอสเฟตด้วยแผ่นระบายความร้อนไปยังอากาศรอบข้าง

อุณหภูมิที่รอยต่อ T_J หลังติดแผ่นระบายความร้อน อาจคำนวณได้จากสมการสมมูลดังนี้

$$T_J = P_D (R_{\theta_{JC}} + R_{\theta_{CS}} + R_{\theta_{SA}}) + T_A \quad (^{\circ}\text{C}) \quad (2.21)$$

เมื่อ

P_D คือ ค่ากำลังงานไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์มอสเฟต เป็นวัตต์ (W)

T_A คือ ค่าอุณหภูมิแวดล้อมของระบบ $^{\circ}\text{C}$

$R_{\theta_{JC}}$ คือ ค่าความต้านทานความร้อนระหว่างรอยต่อและตัวถัง เป็น $^{\circ}\text{C/W}$

$R_{\theta_{CS}}$ คือ ค่าความต้านทานความร้อนระหว่างตัวถังและแผ่นระบายความร้อนเป็น $^{\circ}\text{C/W}$

$R_{\theta_{SA}}$ คือ ค่าความต้านทานความร้อนระหว่างแผ่นระบายความร้อนและอุณหภูมิแวดล้อม เป็น $^{\circ}\text{C/W}$

2.3.4 พิจารณาการขับเคลื่อนของเพาเวอร์มอสเฟต

เมื่อพิจารณาการใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นั้น จำเป็นต้องมีกระแสไฟฟ้าขับ เพื่อให้กระแสไฟฟ้าคอลเล็กเตอร์ไหล คือ กระแสไฟฟ้าเบส ซึ่งเป็นสัดส่วนโดยตรงกับอัตราขยายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ส่วนเพาเวอร์มอสเฟตนั้น เป็นอุปกรณ์ที่ใช้แรงดันไฟฟ้าในการควบคุมกระแสไฟฟ้า ซึ่งมีข้อจำกัดอยู่ระหว่างเกตและซอร์ส ทำให้กระแสไฟฟ้าไหลในเดรน ดังนั้นขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตจะแยกทางไฟฟ้าจากซอร์ส โดยชั้นของ Silicon Oxide ซึ่งอาจมีกระแสไฟฟ้า

รั่วไหลจากแรงดันที่ใช้ในซอร์สเข้าขาเกต ดังนั้นสามารถพูดได้ว่าเพาเวอร์มอสเฟตมีอัตราขยายสูง และมีอิมพีแดนซ์ทางอินพุตสูงด้วย

การจุดชนวนให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงาน แรงดันไฟฟ้าที่ต้องการระหว่างเกต-ซอร์ส ต้องเพียงพอที่จะประจุ ให้อิมพีแดนซ์อินพุตในระยะเวลาที่กำหนด ตัวเก็บประจุอินพุตของเพาเวอร์มอสเฟตคือ C_{iss} ซึ่งเป็นผลรวมจากโครงสร้างของ Metal-Oxide คือ ประจุระหว่างเกต-เดรน (C_{gd}) และเกต-ซอร์ส (C_{gs}) ฉะนั้นแรงดันไฟฟ้าขับให้กับอิมพีแดนซ์ R_g ต้องมีค่าต่ำมาก ๆ

ค่าอิมพีแดนซ์ R_g โดยประมาณ คือ

$$R_g = \frac{t_r (or t_f)}{2.2 C_{iss}} \quad (2.22)$$

และ

$$I_g = C_{iss} \frac{dv}{dt} \quad (2.23)$$

เมื่อ

R_g = อิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายสัญญาณ , (โอห์ม) , Ω

C_{iss} = ค่าความจุอินพุตของเพาเวอร์มอสเฟต , (พิโกฟารัด) , pF

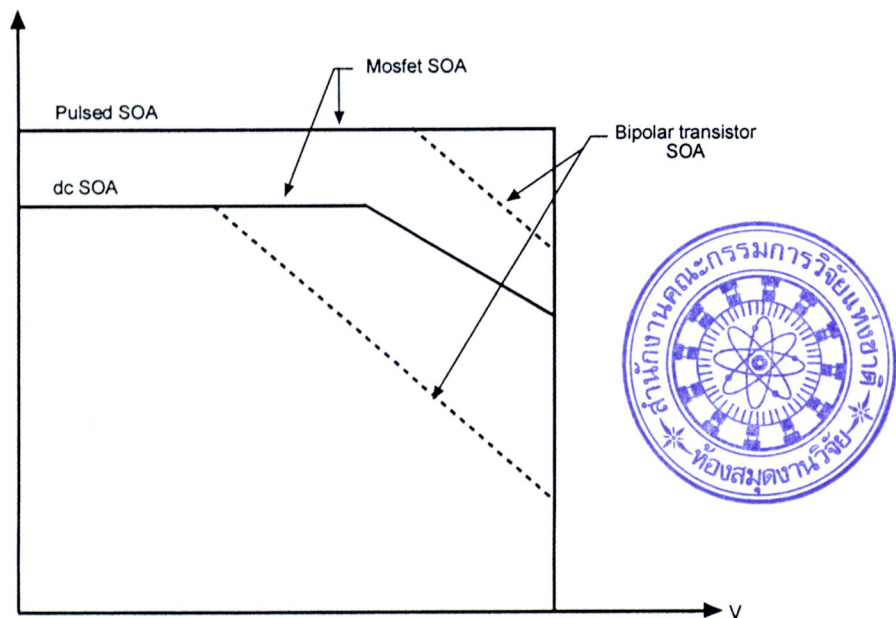
$\frac{dv}{dt}$ = อัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายสัญญาณ , (โวลต์ / ไมโครวินาที) , V/ μ s

ในการ Turn Off ให้เพาเวอร์มอสเฟต ไม่จำเป็นต้องสร้างกระแสไฟฟ้าไบอัสกลับ เพราะการ Turn Off ของเพาเวอร์มอสเฟตขึ้นอยู่กับแรงดันไฟฟ้าที่เกตและซอร์ส การเอาแรงดันไฟฟ้าเกตออกเพาเวอร์มอสเฟตจะหยุดทำงาน ทำให้มีอิมพีแดนซ์ระหว่างเดรนและซอร์สสูงมาก ทำให้ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหล (ยกเว้นกระแสไฟรั่วไหล, μ A)

2.3.5 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟต

ในการพิจารณาเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นั้นเพื่อทำการหลีกเลี่ยง Secondary Breakdown การสูญเสียกำลังของอุปกรณ์ที่ต้องรักษาข้อกำหนดโดยเส้นโค้ง SOA ดังนั้นที่แรงดันไฟฟ้าขาเดรนสูง กำลังงานไฟฟ้าสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตถูกจำกัด โดย Secondary Breakdown เพื่อให้มีเปอร์เซ็นต์ต่ำ ๆ กับอัตรากำลังคาบเวลาการสวิตช์สั้น ๆ จึงต้องให้เรียบสม่ำเสมอ SOA ใช้ร่วมกับวงจร RC-Snubber เพื่อแบ่งเบาภาระให้กับเพาเวอร์มอสเฟต และหลีกเลี่ยง Secondary Breakdown

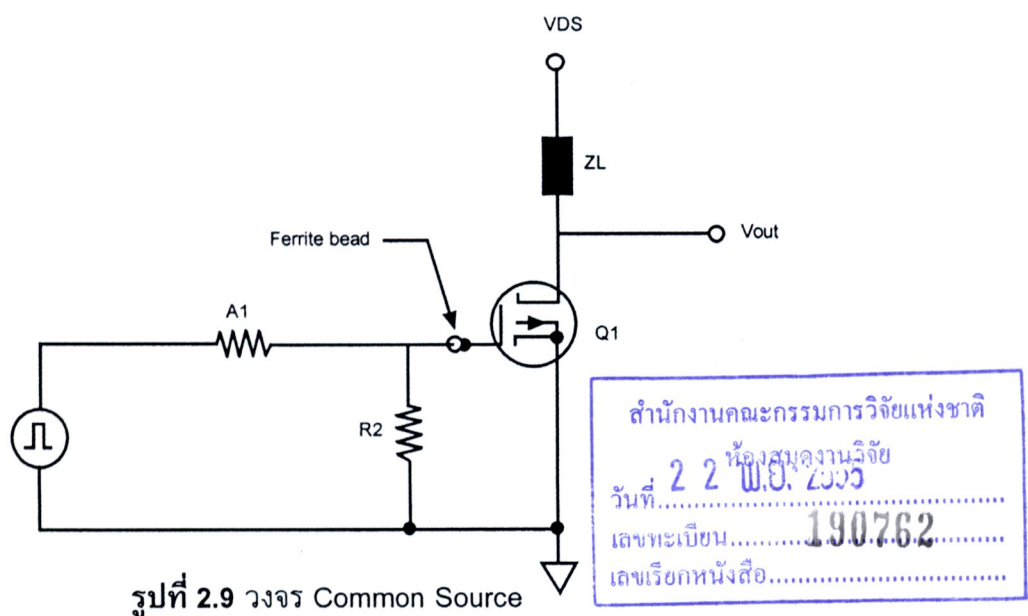
ในทางตรงข้ามเพาเวอร์มอสเฟตมี SOA คงที่ ไม่มีผลจาก Secondary Breakdown ขณะไบอัสตรงทั้งไฟฟ้ากระแสตรง และ Pulse SOA จะอยู่เหนือ SOA ของเพาเวอร์มอสเฟต ดังรูปที่ 2.8 ซึ่งเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้เป็นสวิตช์จะไม่ต้องการใช้วงจร RC-Snubber



รูปที่ 2.8 SOA Curve ของเพาเวอร์มอสเฟต

2.3.6 การออกแบบวงจรสำหรับขับเพาเวอร์มอสเฟต

การใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นสวิตช์นั้น อาจได้รับความสำเร็จมากกว่าการใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพราะเพาเวอร์มอสเฟตมีคุณสมบัติที่ดี คือ สามารถทำงานได้ที่ความถี่การสวิตช์สูงมาก การออกแบบที่ดีต้องระมัดระวังปัญหาที่เกิดขึ้นได้น้อยที่สุด โดยเฉพาะ Oscillation



รูปที่ 2.9 วงจร Common Source

รูปที่ 2.9 แสดงการใช้วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต โดยใช้โหลดเป็น Resistive ทำงานแบบ Common-Source ข้อดีที่ 2 คือ มีลักษณะเป็น High Impedance ทางด้านอินพุตมีอิมพีแดนซ์ของซอร์สต่ำ เพื่อหลีกเลี่ยงการป้อนกลับทางบวก ซึ่งอาจทำให้เกิดการออสซิลเลตได้ ขณะที่อิมพีแดนซ์ทางไฟฟ้ากระแสตรงของอินพุตของเพาเวอร์มอสเฟตสูงมาก ไดนามิคอิมพีแดนซ์หรืออิมพีแดนซ์ทางไฟฟ้ากระแสสลับจะเปลี่ยนไปตามความถี่ ฉะนั้นค่าเวลาไต่ขึ้นและไต่ลงของเพาเวอร์มอสเฟตขึ้นอยู่กับ การสร้างอิมพีแดนซ์ของสัญญาณขับ (Driving Generator Impedance)

ค่า t_r และ t_f มีค่าประมาณ

$$t_r \text{ or } t_f = 2.2 R_g C_{iss} \tag{2.24}$$

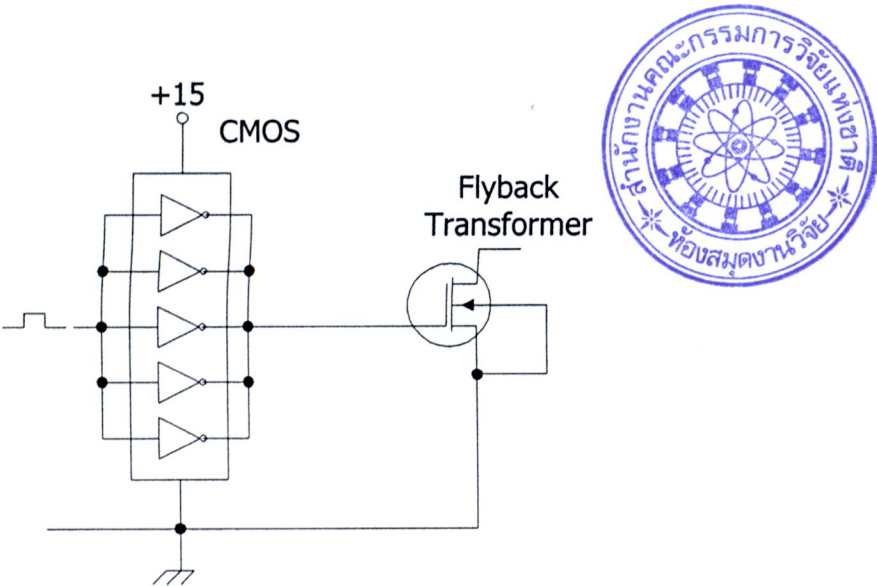
เมื่อ

- t_r = ค่าเวลาไต่ขึ้นของเพาเวอร์มอสเฟต , (นาโนวินาที) , ns
- t_f = ค่าเวลาไต่ลงของเพาเวอร์มอสเฟต , (ไมโครวินาที) , μ s
- R_g = Driving Generator Impedance , (โอห์ม) , Ω
- C_{iss} = ค่าเวลาความจุรวมทางอินพุตของเพาเวอร์มอสเฟต , (พิโกฟารัด) , pF

2.3.7 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟสด้วยไอซี CMOS

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสไฟฟ้านั้น ต่อเมื่อมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขาเกต และขาซอร์ท อย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันไฟฟ้าขีดเริ่มต้น

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่กระแสไฟฟ้าสูงๆ นั้นสามารถทำได้โดยการต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสไฟฟ้าที่ขาเกตและทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเร็วขึ้น

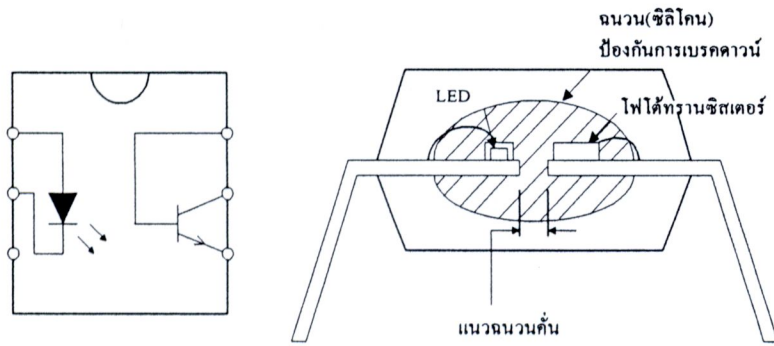


รูปที่ 2.10 การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสไฟฟ้าด้วยไอซี CMOS โดยตรง

2.4 ออปโตคัปเปิลเลอร์ (Optocoupler)

คอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะถูกออกแบบให้มีการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างส่วนไพรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งเพื่อความปลอดภัย การป้องกันสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดันไฟฟ้าจึงต้องมีการแยกส่วนทางไฟฟ้าด้วยเช่นกัน ออปโตคัปเปิลเลอร์นับได้ว่าเป็นอุปกรณ์สำคัญตัวหนึ่งที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์เพื่อแยกส่วนทางไฟฟ้าออกจากกัน

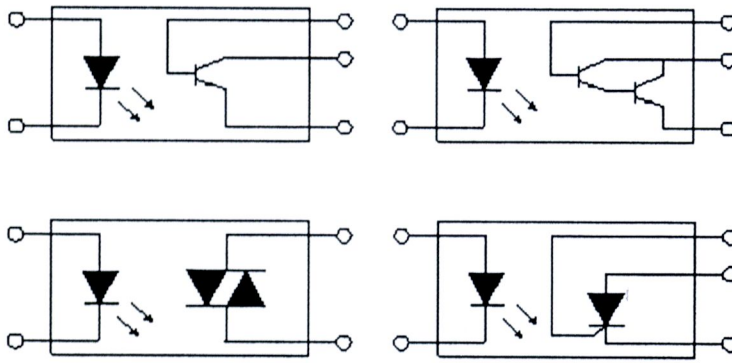
ออปโตคัปเปิลเลอร์ (Optocoupler) หรือ ออปโตไอโซเลเตอร์ (Optoisolator) สำหรับแยกส่วนทางไฟฟ้าในคอนเวอร์เตอร์ จัดเป็นอุปกรณ์ที่ต้องมีความปลอดภัยสูง เนื่องจากอาจจะทำให้เกิดอันตรายทางไฟฟ้ากับผู้ใช้ได้ ในกรณีที่มีข้อบกพร่องที่ตัวอุปกรณ์ ออปโตคัปเปิลเลอร์จะส่งสัญญาณได้โดยใช้แสงเป็นตัวเชื่อม ซึ่งจะเป็นการแยกจากกันทางไฟฟ้าของวงจรได้อย่างสิ้นเชิง ภายในของตัวออปโตคัปเปิลเลอร์จะประกอบด้วย LED และโฟโตทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.11 โครงสร้างภายในของออปโตคัปเปิลเลอร์

พื้นฐานของตัวเชื่อมโยงทางแสง (ออปโตคัปเปิลเลอร์)

ตัวเชื่อมโยงทางแสงบางครั้งเรียกว่า ตัวแยกโดยใช้แสง (Optoisolator) เป็นอุปกรณ์เดี่ยวที่ประกอบด้วยแหล่งกำเนิดแสงและตัวตรวจจับแสง โดยที่ทั้งสองชิ้นส่วนนี้แยกจากกันและกัน โดยมีฉนวนที่โปร่งใสคั่นกลาง และชิ้นส่วนทั้งหมดจะถูกบรรจุอยู่ในตัวถังที่ปิดแสง แหล่งกำเนิดแสงสำหรับตัวเชื่อมโยงทางแสงส่วนมากแล้วจะใช้ไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรด (Infrared Emitting Diode) ที่ทำจากสารกึ่งตัวนำแกลเลียม อาร์เซไนด์ (Gallium arsenide : GaAs) ส่วนตัวตรวจจับหรืออุปกรณ์ภาคเอาต์พุตนั้น อาจจะเป็นโฟโตทรานซิสเตอร์, โฟโตดาร์ลิงตัน, สวิตช์สองทิศทาง ซึ่งทำงานเมื่อมีกระแสไฟฟ้ามาระดับและ SCR ที่ถูกกระตุ้นด้วย ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 ตัวเชื่อมต่อทางแสงแบบต่างๆ

คุณสมบัติต่าง ๆ ที่น่าสนใจ

ตัวเชื่อมต่อทางแสงที่ใช้โฟโตทรานซิสเตอร์และโฟโตดาร์ลิ่งตันนั้นมีหลักการทำงานเหมือนกัน รอยต่อระหว่างขาคอลเลคเตอร์ กับขาเบสถูกทำให้กว้างขึ้น แสงที่มากกระทบรอยต่อจะทำให้เกิดคู่ของอิเล็กตรอนและโฮลขึ้นมา เกิดการนำกระแสไฟฟ้าได้ ตัวแปรสำหรับตัวเชื่อมต่อทางแสงชนิดโฟโตทรานซิสเตอร์ และโฟโตดาร์ลิ่งตัน มีดังนี้

I_C : เป็นกระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลต่อเนื่องผ่านขาคอลเลคเตอร์ (เอาต์พุต)

$V_{(BR)CBO}$: เป็นแรงดันไฟฟ้าพังทลายสูงสุด จากขาคอลเลคเตอร์ไปยังขาเบส

$V_{(BR)CEO}$: เป็นแรงดันไฟฟ้าพังทลายสูงสุด จากขาคอลเลคเตอร์ไปยังขาอีมิเตอร์

$V_{(BR)ECO}$: เป็นแรงดันพังทลายสูงสุด จากขาอีมิเตอร์ไปยังขาคอลเลคเตอร์

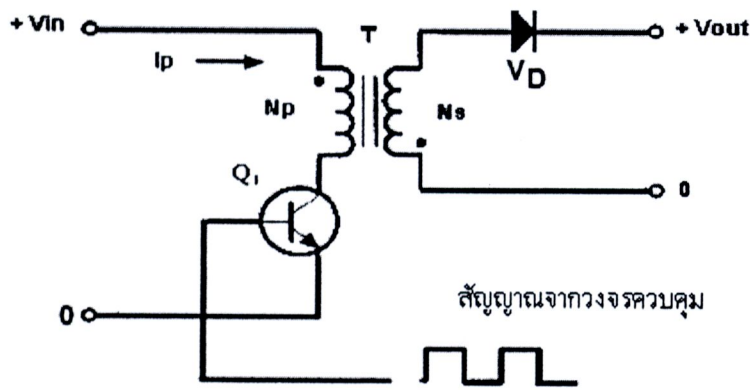
ตัวแปรของการส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อทางแสงนั้น เป็นการวัดอัตราส่วนของการส่งกระแสระหว่างชั้นส่วนอินพุตและเอาต์พุตสำหรับตัวเชื่อมต่อทางแสงที่ใช้โฟโตทรานซิสเตอร์และโฟโตดาร์ลิ่งตันนั้นมีค่าตัวแปรที่สำคัญ คือ

$CTR_{(n)}$: เป็นอัตราส่วน (เปอร์เซ็นต์) ต่ำสุดระหว่างกระแสเอาต์พุตของคอลเลคเตอร์สูงสุดต่อกระแสไฟฟ้าไดโอดที่ค่า V_{CE} และ I_F ที่กำหนด

$V_{CE(sat)}$: เป็นแรงดันไฟฟ้าอิ่มตัวระหว่างขาคอลเลคเตอร์และขาอีมิเตอร์

2.5 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 2.13 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะทำงานโดยนำกระแสไฟฟ้า และหยุดนำไฟฟ้ากระแสสลับกันไป เมื่อ Q_1 นำกระแสไฟฟ้าจะมีกระแสไหลผ่านขดไฟโรรี่ (I_p) แต่เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดไฟโรรี่และเซคันดารีพันอยู่ในลักษณะกลับทิศทางกัน ดังนั้นในขณะที่ Q_1 นำกระแสไฟฟ้า ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีการไหลผ่านไปยังโหลด R_L พลังงานไฟฟ้าจะถูกสะสมอยู่ใน ขดไฟโรรี่ของหม้อแปลงเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสไฟฟ้า สนามแม่เหล็กในแกนหม้อแปลงยุบตัว ทำให้มีการกลับขั้วของแรงดันไฟฟ้าที่ขดเซคันดารี พลังงานที่ถูกสะสมไว้ที่ขดไฟโรรี่จะถูกถ่ายเทไปยังขดเซคันดารี และมีการไหลผ่านไปยังโหลดได้



รูปที่ 2.13 ลักษณะวงจรพื้นฐานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

เมื่อวงจรการทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ ค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

$$V_{out} = \frac{T_{ON} \times (N_S / N_P) (V_{in} - V_{CE(sat)})}{(T - t_{ON})} - V_D \quad (2.25)$$

โดยที่ T = คาบเวลาการทำงานของ Q_1 เป็นวินาที

$T_{on} = t_{ON}$ = ช่วงเวลาที่ Q_1 นำกระแสไฟฟ้า เป็นวินาที

N_P = จำนวนรอบของขดไพรมารี เป็นรอบ

N_S = จำนวนรอบของขดเซคันดารี เป็นรอบ

V_{out} = แรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็นโวลต์

V_{in} = แรงดันไฟฟ้าที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็นโวลต์

$V_{CE(sat)}$ = แรงดันไฟฟ้าคร่อม Q_1 ขณะนำกระแสไฟฟ้า เป็นโวลต์

V_D = แรงดันไฟฟ้าคร่อมไดโอด เป็นโวลต์

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบจะคงค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแสไฟฟ้า (t_{ON}) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์สวิตช์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation - PWM) เป็นหลัก การใช้ PWM เพื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสไฟฟ้าของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้สองลักษณะ คือ ควบคุมจากแรงดันไฟฟ้า และควบคุมจากกระแสไฟฟ้า

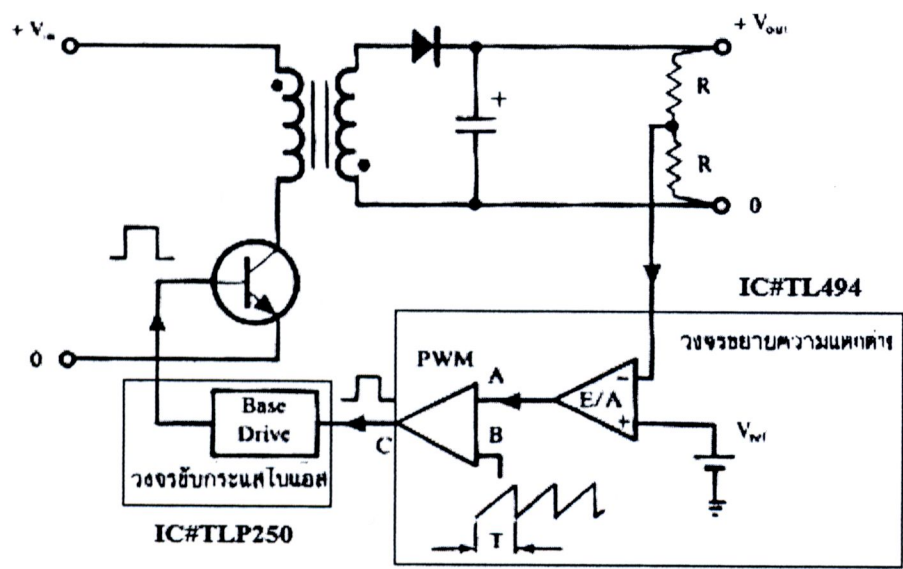
2.6 ภาคควบคุม

ในปัจจุบันแหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตชิงส่วนใหญ่เป็นชนิด PWM (Pulse Width Modulation) เทคนิคนี้ใช้การเปลี่ยนเวลาการนำกระแสไฟฟ้าของทรานซิสเตอร์สวิตช์ขณะช่วงเวลา On เพื่อควบคุมและ Regulate แรงดันไฟฟ้าให้ได้ค่าที่กำหนดเริ่มต้น แม้ว่าจะใช้วิธีอื่นในการ

ควบคุมและ Regulate วิธีการของ PWM เป็นวิธีที่ดี เช่น Tight Line และโหลดเร็กกูเลชั่น และมีเสถียรภาพคงที่ขณะอุณหภูมิเปลี่ยนไป

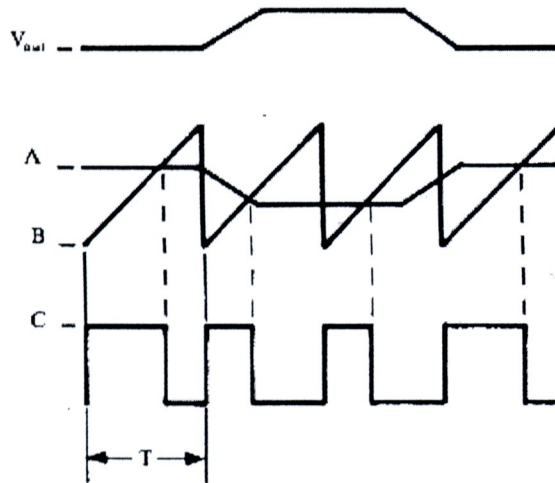
2.6.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันไฟฟ้า

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดแรงดันไฟฟ้า (Voltage Mode Control) จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานเป็นดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 วงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันไฟฟ้า

จากรูปที่ 2.14 วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันไฟฟ้ารูปฟันเลื่อยและความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชั่นของค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสไฟฟ้าของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.15 ลักษณะความกว้างของพัลส์จาก PWM

เนื่องจากค่าแรงดันไฟฟ้าป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ตของออปแอมป์ (OPAMP) ผลต่างของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต และแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสไฟฟ้าของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ t_{ON} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันไฟฟ้าที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{ON} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.15 ตัวอย่าง IC ที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดันไฟฟ้าได้แก่ MC34060, MC34166 และ TL494 เป็นต้น

2.6.2 ไอซีเบอร์ TL494

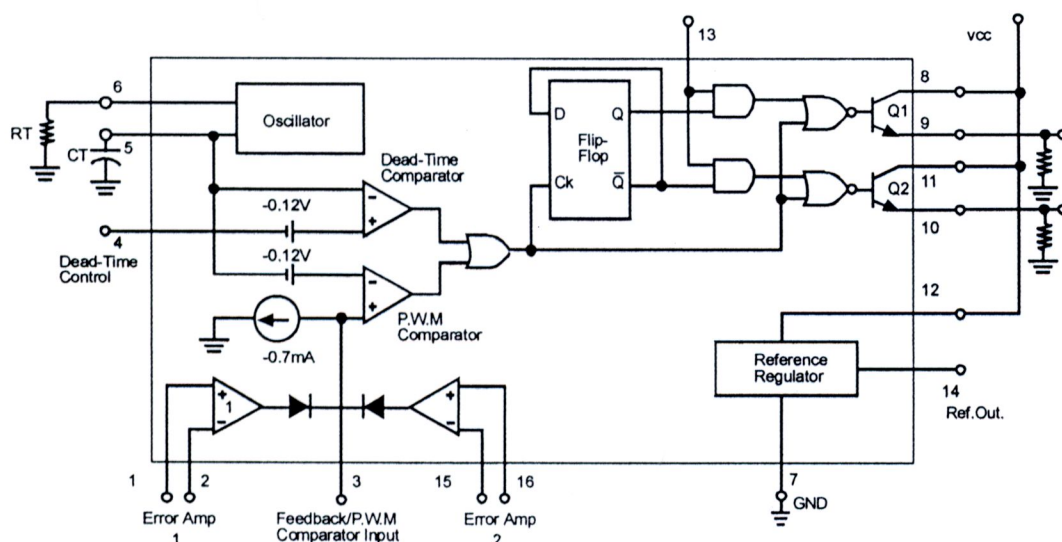
ไอซีเบอร์ TL494 เป็นไอซีที่ผลิตความถี่ได้คงที่และควบคุมความกว้างของพัลส์ได้ สำหรับการควบคุมการทำงานของไอซีประกอบด้วย

- วงจรควบคุมความกว้างของพัลส์ให้สมบูรณ์
- ตัวกำหนดความถี่ Oscillator
- วงจรขยายความแตกต่าง
- แรงดัน Reference 5 V
- ตัวควบคุมการปรับค่าความถี่ได้
- ทางด้านเอาต์พุตของ Transistor มี Rate Current 500 mA
- ตัวควบคุมการจ่าย Pulse ของ Transistor ได้หนึ่งหรือสองตัว
- สามารถหยุดทำงานที่สภาวะแรงดันไฟฟ้าเป็น Low

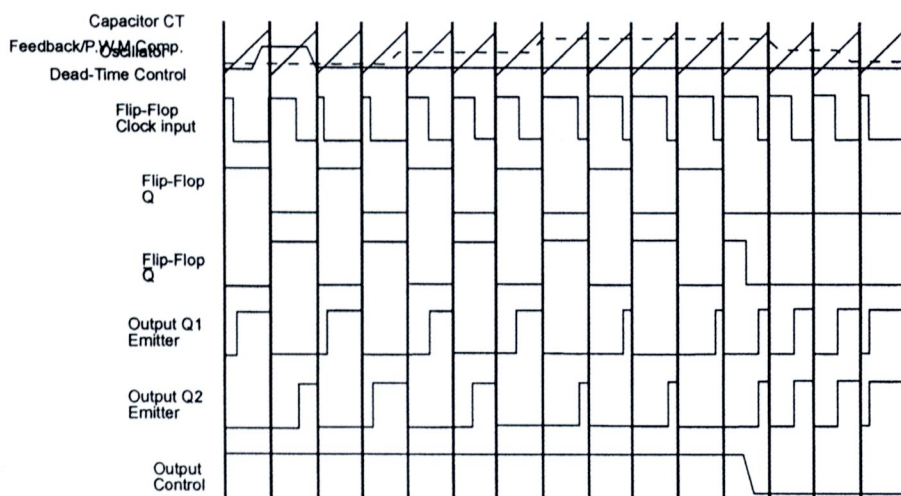
ไอซีเบอร์ TL494 เป็นวงจรที่ควบคุมความกว้างของพัลส์และกำหนดความถี่แน่นอน คาบเวลาการทำงานของพัลส์ทางด้านเอาต์พุตกำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$T = R_T * C_T / 1.1 \quad (2.26)$$

ความกว้างของพัลส์ทางด้านเอาต์พุตจะกำหนดได้โดยการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยด้านบวกที่คร่อม C_T นอร์เกตซึ่งเป็นตัวขับเคลื่อนของ Transistor Q_1 และ Q_2 ของ Flip - Flop ให้สัญญาณนาฬิกาในสถานะ Low เมื่อแรงดันสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าที่มาจากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้งสองตัว ขณะที่สัญญาณจาก Error Amp เพิ่มขึ้นในขณะเดียวกันความกว้างของพัลส์ทางด้านเอาต์พุตก็จะลดลงตาม โครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซีเบอร์ TL494 ดังในรูปที่ 2.16

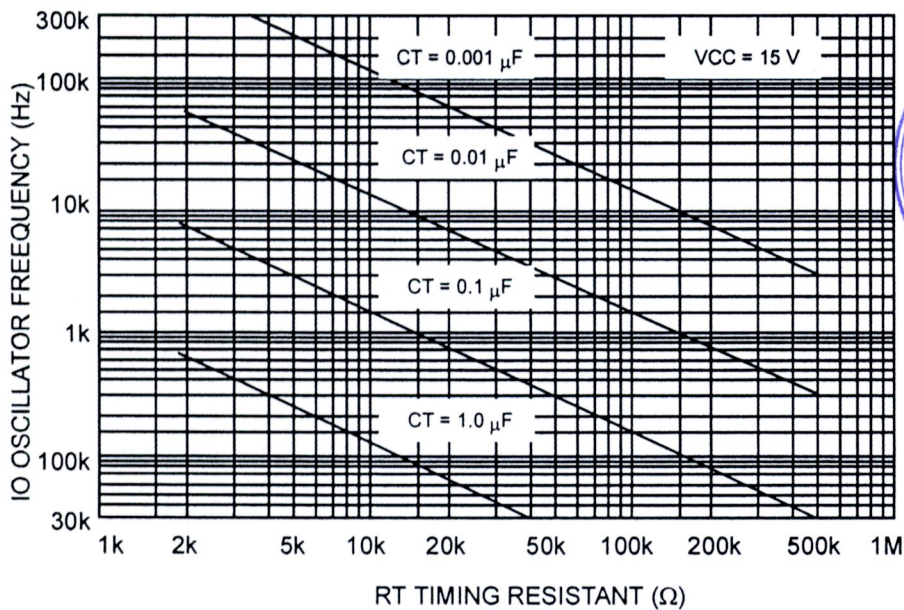


รูปที่ 2.16 บล็อกไดอะแกรมของไอซีเบอร์ TL494



รูปที่ 2.17 Timing Diagram ของไอซีเบอร์ TL494

FIGURE 4-OSCILLATOR FREQUENCY
versus TIMING RESISTANCE



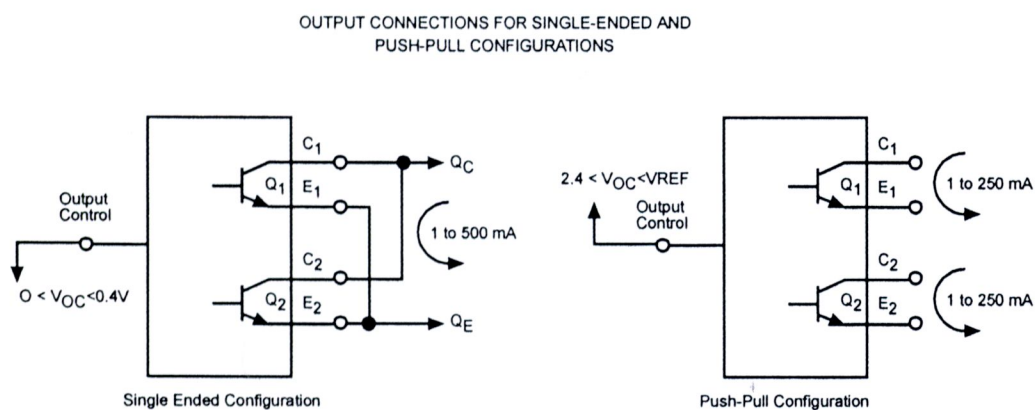
รูปที่ 2.18 กราฟความสัมพันธ์ของค่า R_T และ C_T ในการกำหนดความถี่

ความกว้างของพัลส์ทางด้านเอาต์พุตสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าที่ขา 3 จาก 0.5 V ถึง 3.5 V ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง $V_{cc}-2V$ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันไฟฟ้าหรือกระแสไฟฟ้าได้ Error Amp ทั้งสองตัวจะให้เอาต์พุตเป็น High ต่อกันอยู่ในลักษณะขนานกันที่ขา Non-Inverting ของตัวเปรียบเทียบความกว้างของพัลส์ทางด้านเอาต์พุต การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของพัลส์เอาต์พุตของไอซี

สัญญาณควบคุมอินพุตภายนอก สามารถให้การควบคุมคาบเวลาที่แน่นอน Error Amp ของอินพุต หรือ อินพุตป้อนกลับ การเปรียบเทียบการควบคุมคาบเวลา มีผลต่อการวัดอินพุต 120 โวลท์ ซึ่งการประมาณคาบเวลาทางเอาต์พุตจำกัดต่ำสุด อันดับแรก 4% ของคาบเวลารูปฟันเลื่อย 1 รอบ (Cycle) ผลที่เกิดขึ้นนี้จะทำให้เอาต์พุตที่ Duty Cycle สูงสุด 96% เทียบกับกราวด์ควบคุมทางเอาต์พุตและ 48% ของจุดต่ออ้างอิง คาบเวลาที่เพิ่มมาอาจทำให้เกิดผิดพลาดทางด้านเอาต์พุตแก้ไขโดยการปรับแรงดันไฟฟ้าการควบคุมเวลาทางด้านอินพุตที่แรงดันไฟฟ้าแน่นอนซึ่งอยู่ช่วง 0 - 3.3 V

เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 ของไอซีสามารถทำงานได้สองโหมดคือ ทำงานพร้อมกันหรือสลับการทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยในขณะที่ C_T ดิสชาร์จเอาต์พุตของตัวเปรียบเทียบคาบเวลาจะให้พัลส์ออกมาเป็นสัญญาณนาฬิกาจะมีสถานะเป็น High และหยุดการทำงานของ Q_1 และ Q_2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น High โดยการต่อเข้ากับขา 14 (+5 V_{ref}) Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงาน

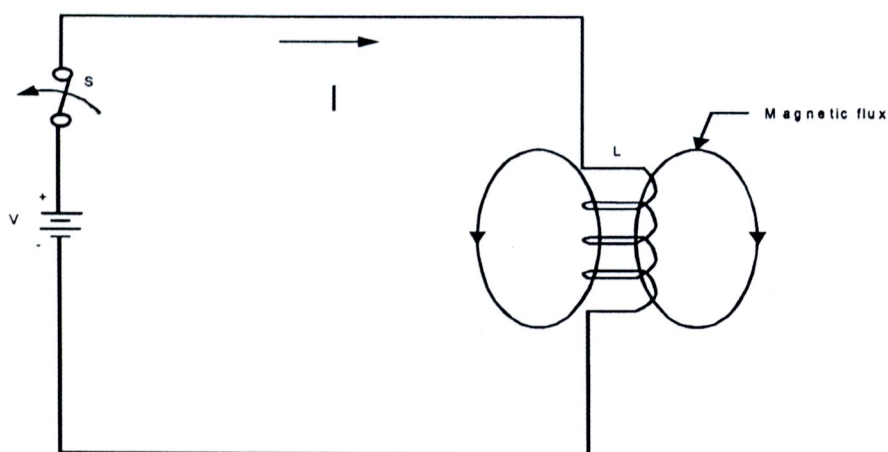
จะเป็นสองเท่าของคาบเวลาสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น Low โดยการต่อลงกราวด์ Q_1 และ Q_2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q_1 และ Q_2 เข้าด้วยกัน ถ้าต้องการให้นำกระแสไฟฟ้าได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี



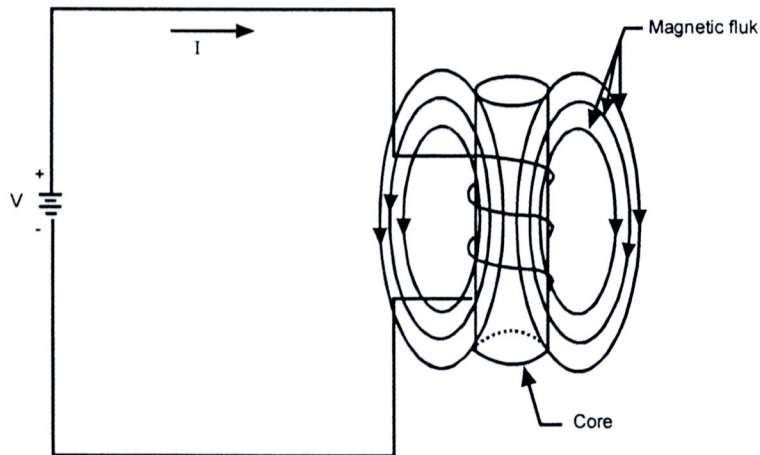
รูปที่ 2.19 ลักษณะการเลือกใช้อาต์พุตของไอซีเบอร์ TL494

2.7 หม้อแปลงความถี่สูง

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงเป็นศาสตร์ที่ละเอียดอ่อน เกิดการผิดพลาดได้ง่ายจึงควรศึกษาทฤษฎีพื้นฐานของแม่เหล็ก จนถึงการออกแบบในทางปฏิบัติได้แก่ หม้อแปลงและขดลวด พิจารณาตัวอย่างวงจรไฟฟ้าดังรูปที่ 2.21 ประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า V สวิตช์ S และ โหลด L ในรูปของคอยล์อากาศ ถ้าสวิตช์ S ปิดอยู่ กระแส I จะไหลไปสู่โหลด ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กรอบตัวนำ ซึ่งเรียกว่า ฟลักซ์แม่เหล็ก (Magnetic Flux)

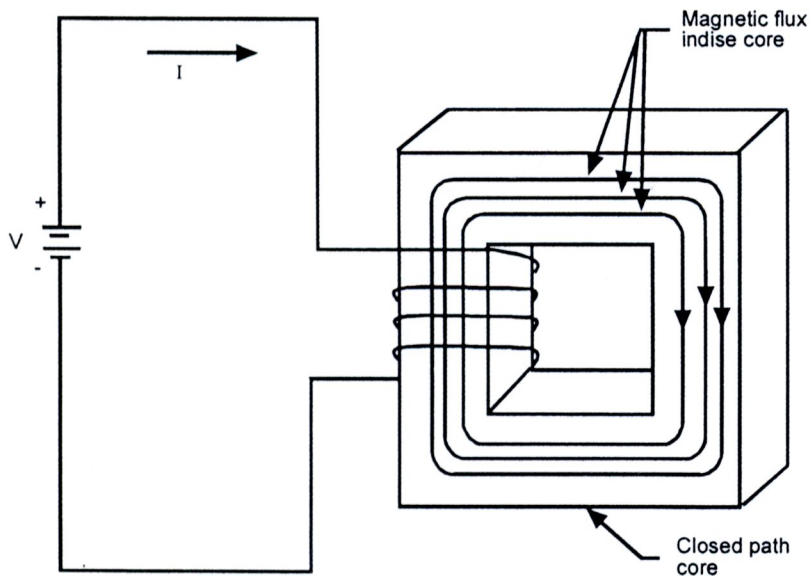


รูปที่ 2.20 การเกิดฟลักซ์แม่เหล็กใน Coil แกนอากาศ



รูปที่ 2.21 การเกิดฟลักซ์แม่เหล็กใน Coil ที่ใช้แกนวัสดุแม่เหล็ก

จากรูปที่ 2.21 เป็นการพัฒนาขดลวดรอบแท่งวัสดุแม่เหล็ก (Ferromagnetic) ผลรวมของสนามแม่เหล็กที่เหนี่ยวนำรอบแท่งวัสดุ ทำให้มีค่าฟลักซ์แม่เหล็กมากขึ้น ฟลักซ์จะเดินทางผ่านแท่งวัสดุ และมันจะกลับทางผ่านอากาศรอบข้าง ถ้าแท่งวัสดุแม่เหล็กนี้สร้างในลักษณะให้ฟลักซ์เดินทางได้ต่อเนื่อง สนามแม่เหล็กจะเป็นวงรอบภายในแกน ดังรูปที่ 2.22 อำนาจการเหนี่ยวนำแม่เหล็กจะมีมากขึ้น



รูปที่ 2.22 การเกิดฟลักซ์แม่เหล็กในแกนปิด

ปกติฟลักซ์แม่เหล็กจะถูกระบุเป็นความหนาแน่นของฟลักซ์ (Flux Density) ใช้สัญลักษณ์ B มีหน่วยเป็นเกาส์ (G) ความเข้มของสนามแม่เหล็กใช้สัญลักษณ์ H มีหน่วยเป็นเออร์สเตด (Oe)

$$H = \frac{0.4\pi NI}{l_i} \quad (2.27)$$

เมื่อ

N = จำนวนรอบของขดลวด
 I = กระแสที่ไหลผ่านขดลวด
 l_i = ความยาวของแกน

ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก ต่อความเข้มของสนามแม่เหล็กจะเป็น

$$\mu = \frac{B}{H} \quad (2.28)$$

ค่า μ หมายถึง ค่าความซึมซาบของวัสดุ แสดงคุณสมบัติของวัสดุแม่เหล็ก ซึ่งยอมให้สนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำผ่านได้

2.7.1 ฮิสเตอร์รีซิสลูป

คุณลักษณะของวัสดุแม่เหล็กทุกชนิด แสดงออกมาในรูปของ S-Shape Curve ซึ่งฮิสเตอร์รีซิสลูปนั้น เป็นความสัมพันธ์ระหว่าง B-H ดังรูปที่ 2.23 เป็นกราฟฮิสเตอร์รีซิสลูปของแกนแม่เหล็ก ที่ไม่มีช่องอากาศระหว่างการเดินทางของฟลักซ์แม่เหล็ก ดังนั้นถ้าเราเริ่มต้นที่จุด a บนกราฟแสดงเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด จุด b แสดงเส้นแรงแม่เหล็กเป็นศูนย์ เมื่อถึงจุด c แสดงเส้นแรงแม่เหล็กขึ้นสูงสุดอีกครั้ง และจุด d แสดงเส้นแรงแม่เหล็กเป็นศูนย์ จากนั้นก็จะขึ้นไปสู่จุด a อีกครั้งหนึ่งเป็นวัฏจักรที่สมบูรณ์ของแม่เหล็ก จากรูปกำหนดค่าต่าง ๆ ดังนี้

B_{sat} = จุดที่ฟลักซ์อิ่มตัว
 B_{max} = จุดที่ฟลักซ์แม่เหล็กมีความหนาแน่นสูงสุด
 H_{max} = เส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด
 B_{res} = จุดที่ฟลักซ์แม่เหล็กยังเหลืออยู่ เมื่อเส้นแรงแม่เหล็กเป็นศูนย์
 H_c = จุดที่เส้นแรงแม่เหล็กย้อนกลับ เพื่อให้ฟลักซ์แม่เหล็กที่เหลืออยู่ให้เป็นศูนย์

ถ้ายอมให้มีช่องอากาศในแกนแม่เหล็ก เส้นทางของ S-Curve จะถูกสร้างขึ้นมาใหม่ ซึ่งเปลี่ยนแปลงผลของเส้นแรงแม่เหล็ก เมื่อช่องอากาศมีค่าความซึมซาบเป็น 1 ดังนั้น

$$l_e = l_i + \mu_i l_g \quad (2.29)$$

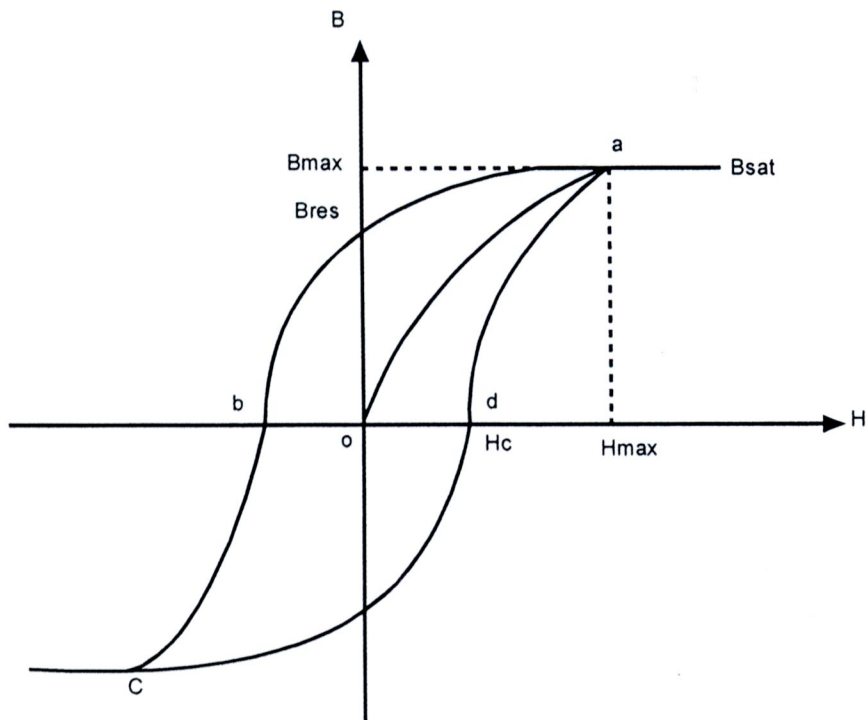
เมื่อ

- l_i = ความยาวของเส้นทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กในวัสดุแม่เหล็ก
- l_g = ความยาวของเส้นทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กในช่องอากาศ
- μ_i = ค่าความซึมซาบของวัสดุแม่เหล็ก

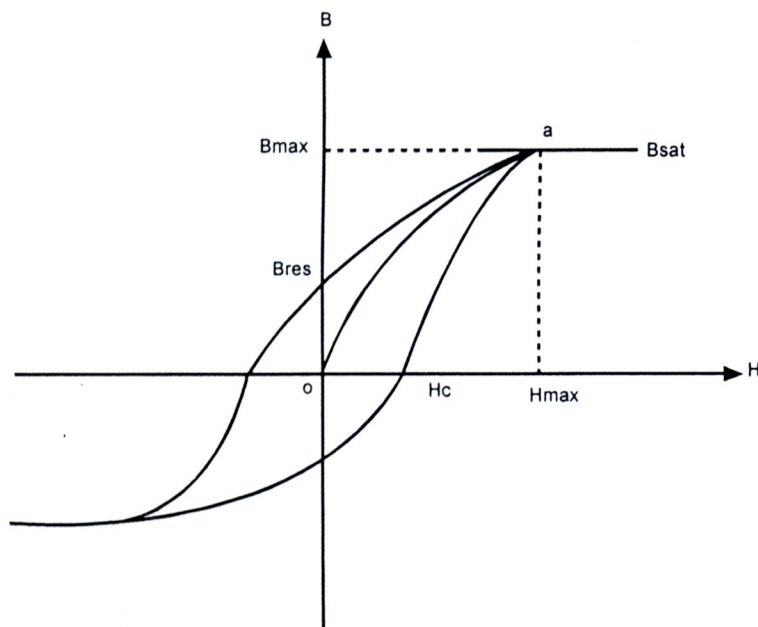
ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กในแกนมีค่า

$$B_i = \frac{0.4 \pi N l_i \mu_i}{(l_i + \mu_i l_g)} \quad (2.30)$$

ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กในแกนที่มีช่องอากาศเล็กๆ จะมีค่าน้อยกว่าแกนที่ไม่มีช่องอากาศ ฉะนั้น B_{max} ในแกนที่มีช่องอากาศมีค่าน้อยกว่า B_{max} ในแกนที่ไม่มีช่องอากาศ ดังนั้น ช่องอากาศในวงจรแม่เหล็ก จะให้ฮิสเตอร์ีซิสลูปที่เอียง ดังรูปที่ 2.23 ในการผลิตแกนแม่เหล็ก โดยจุดหลักแล้วจะพิจารณาสัดส่วนของเส้นโค้ง B-H Curve ของวัสดุ โดยเทียบกับ Magnetizing Curve ปกติ ดังรูปที่ 2.24 แสดงสไลปของ B-H Curve ภายได้ซีกเดียว ซึ่งอาจใช้ค่าคงที่ที่จำเป็นมาพิจารณาการใช้งานจะใช้ในส่วนที่เป็นเชิงเส้น คือ ช่อง B-B_L และ H-H_L



รูปที่ 2.23 ฮิสเตอร์ีซิสลูปของแกนที่ไม่มีช่องอากาศ

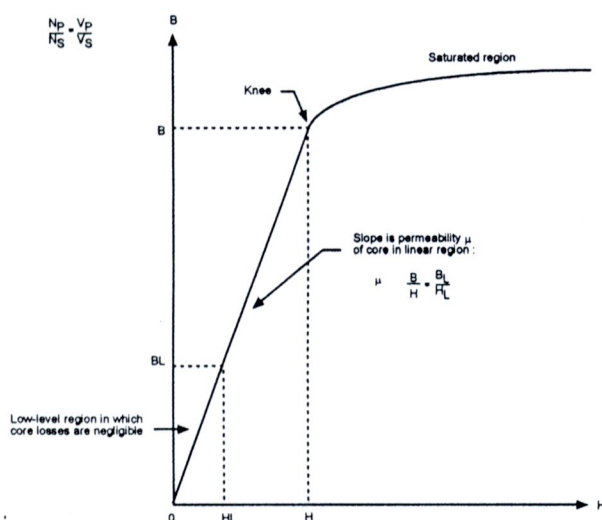


รูปที่ 2.24 ฮิสเตอร์รีซิสลูปของแกนที่มีช่องอากาศ

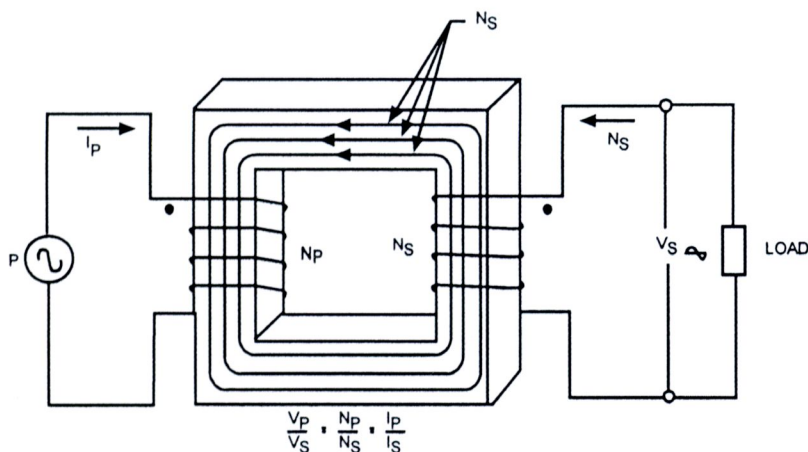
2.7.2 ทฤษฎีของหม้อแปลงไฟฟ้า

เราทราบมาแล้วว่า กระแสที่ไหลผ่านขดลวดที่พันรอบแกนปิด จะเกิดฟลักซ์เหนี่ยวนำขึ้นในแกน ถ้ากระแสไฟฟ้านี้มีการเปลี่ยนแปลงไปมา และมีขดลวดสองขดพันอยู่บนแกนเดียวกัน ทำให้ ฟลักซ์เกิดการเหนี่ยวนำแรงดันไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้าเข้าในขดทุติยภูมิ ดังรูปที่ 2.26 แสดงลักษณะพื้นฐานของหม้อแปลง ซึ่งให้แรงดันออกมาเป็นสัดส่วนโดยตรงกับอัตราส่วนจำนวนรอบดังนี้

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{V_P}{V_S} \quad (2.31)$$



รูปที่ 2.25 Magnetization Curve แสดงย่านเชิงเส้นและย่านอิ่มตัว



รูปที่ 2.26 หม้อแปลงไฟฟ้า

ความหนาแน่นของฟลักซ์ B ในการทำให้หม้อแปลงไฟฟ้าทำงานในย่านเชิงเส้นของ Magnetization Curve สามารถคำนวณได้ดังสมการ

$$B_{\max} = \frac{[V_p 10^8]}{[KfN_p A_e]} \quad (2.32)$$

เมื่อ

- V_p = แรงดันไฟฟ้าที่ขดปฐมภูมิ, V
 f = ความถี่, Hz
 N_p = จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ
 A_e = พื้นที่หน้าตัดของแกน, cm^2
 K = ค่าคงที่ = 4.00 สำหรับคลื่นรูปสี่เหลี่ยม
 และ = 4.44 สำหรับคลื่นรูปไซน์

ในกรณีของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย จะใช้ค่า $K = 4$ เมื่อภาคคอนเวอร์เตอร์เป็นแบบ พูช-พูล (Push-Pull) และแบบบริดจ์ (Bridge) และใช้ค่า $K = 2$ เมื่อภาคคอนเวอร์เตอร์เป็นแบบ ฟอว์เวิร์ด (Forward) โดยปกติแล้วการออกแบบหม้อแปลงกำลัง จะต้องมั่นใจว่าเลือกค่า B-H Curve ให้ทำงานในย่านเชิงเส้น ฉะนั้นจึงเลือก $B_{\max} = B_{\text{sat}}/2$

จากสมการที่ (2.32) หาค่าจำนวนรอบของขดปฐมภูมิได้เท่ากับ

$$N_p = \frac{(V_p 10^8)}{(KfB_{\max} A_e)} \quad (2.33)$$

ตัวประกอบที่สำคัญในการเลือกใช้แกนหม้อแปลงไฟฟ้า ประการแรก คือ พื้นที่ในการพัน (Bobbin) ต้องให้มีขนาดพอดีกับความต้องการของขดลวด เพื่อให้เกิดความสูญเสียของขดลวด

น้อยที่สุด และประการที่สอง คือ ความสามารถในการส่งผ่านกำลัง ของแกนความสัมพัทธ์ของตัวประกอบนี้ คือ

$$P_{out} = (1.16 B_{max} f d A_e A_c) 10^{-9} \quad (2.34)$$

เมื่อ

P_{out} = ความสามารถในการส่งผ่านกำลังของแกน , W

A_c = พื้นที่สำหรับพันขดลวดของ bobbin , cm.²

d = ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในขดลวด , A/m.²

ผู้ผลิตบางบริษัทอาจใช้สัญลักษณ์ W_a แทนพื้นที่หน้าตัดของ A_c และความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในขดลวด จะให้หน่วย Circular Mills ต่อแอมแปร์ (c.m./A) เมื่อใช้สัญลักษณ์ D ที่มีความสัมพันธ์กับ d ดังนี้

$$d = \frac{1.27 \times 10^6}{D} \quad (2.35)$$

ฉะนั้นสมการที่ (2.35) แทนลงในสมการที่ (2.34) จะได้

$$P_{out} = \frac{[(1.47 f B_{max} A_e A_c) 10^{-3}]}{D} \quad (2.36)$$

จากสมการที่ (2.36) สามารถคำนวณขนาดของแกนหม้อแปลงไฟฟ้าได้ดังสมการ

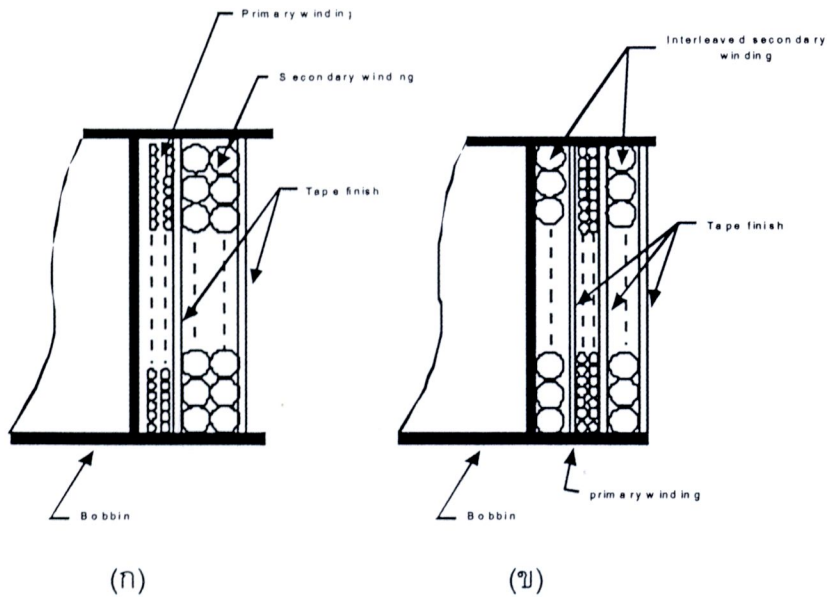
$$A_e A_c = \frac{[(0.68 P_{out} D) 10^3]}{f B_{max}} \quad (2.37)$$

ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในขดลวดจะเทียบอยู่บนค่า 1000 c.m./A แต่ในทางปฏิบัติแล้ว ควรใช้ความหนาแน่นของกระแสในขดลวดต่ำกว่านี้ เพื่อความปลอดภัยอาจใช้ค่าประมาณ 200 - 400 c.m./A

ข้อควรพิจารณาในทางปฏิบัติ ในการออกแบบหม้อแปลงในการใช้งานจริง ต้องการการปรับละเอียดให้มีความทำงานที่ดีที่สุดในทุกสภาวะ ปกติการพันหม้อแปลงทั่วไป จะทำการพันดังรูปที่ 2.27 (ก) ในการพันหม้อแปลงกำลังที่ใช้งานกับความถี่สูง อาจจำเป็นต้องแทรกขดลวด เพื่อลดผลของ Leakage Inductance โดยทำการพันขดทุติยภูมิครึ่งหนึ่ง ตามด้วยขดปฐมภูมิทั้งหมด แล้วพันขดทุติยภูมิที่เหลือ ดังรูปที่ 2.27 (ข)



ในการออกแบบใช้กับงานบางอย่างอาจต้องการ Faraday Shield ระหว่างขดปฐมภูมิ และขดทุติยภูมิด้วย เพื่อลดการสอดแทรกของคลื่นวิทยุ (RFI) ตัวอย่างแกนที่มีซิลด์ประเภทนี้ เช่น แกนแบบ pot เป็นต้น



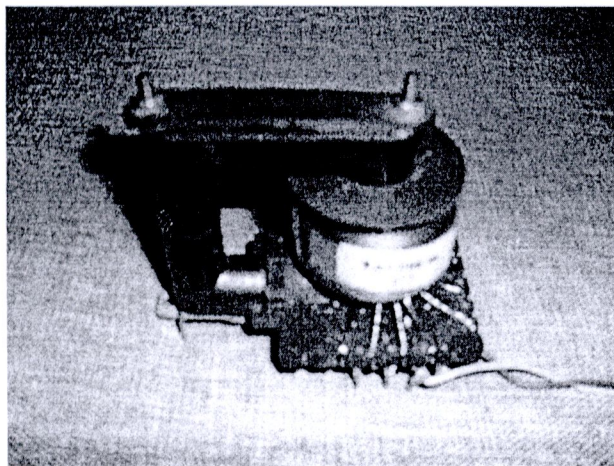
รูปที่ 2.27 ลักษณะการพันหม้อแปลงไฟฟ้า

(ก) การพันหม้อแปลงไฟฟ้ามาตรฐานทั่วไป

(ข) การพันหม้อแปลงไฟฟ้าเพื่อลดสัญญาณรบกวนจาก RFI

2.7.3 หม้อแปลงฟลายแบค ที่นำมาใช้ในโครงการวิจัย

การหาอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของหม้อแปลงฟลายแบค ได้นำสูตร $(N_1 / N_2) = (V_1 / V_2)$ มาใช้ โดยทำการทดลอง ขณะไม่มีโหลด คัดที่ตัวดีไซเคิล 10% และจ่ายแรงดันไฟฟ้า 1 โวลต์ เข้าไปที่หม้อแปลงไฟฟ้า แล้วทำการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของหม้อแปลงฟลายแบค จะทำให้ทราบอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าของหม้อแปลงฟลายแบค ดังรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 ลักษณะของหม้อแปลงฟลายแบค