

## การออกแบบสร้างฮอลล์เอฟเฟกต์ทรานส์ดิวเซอร์

### 4.1 คำนำ

ในวิทยานิพนธ์นี้มีความมุ่งหมายที่จะศึกษาแนวทางและออกแบบสร้างวัดทรานส์ดิวเซอร์ โดยใช้ฮอลล์เอฟเฟกต์เป็นอุปกรณ์หลักในการออกแบบวงจรตัวคูณสัญญาณ

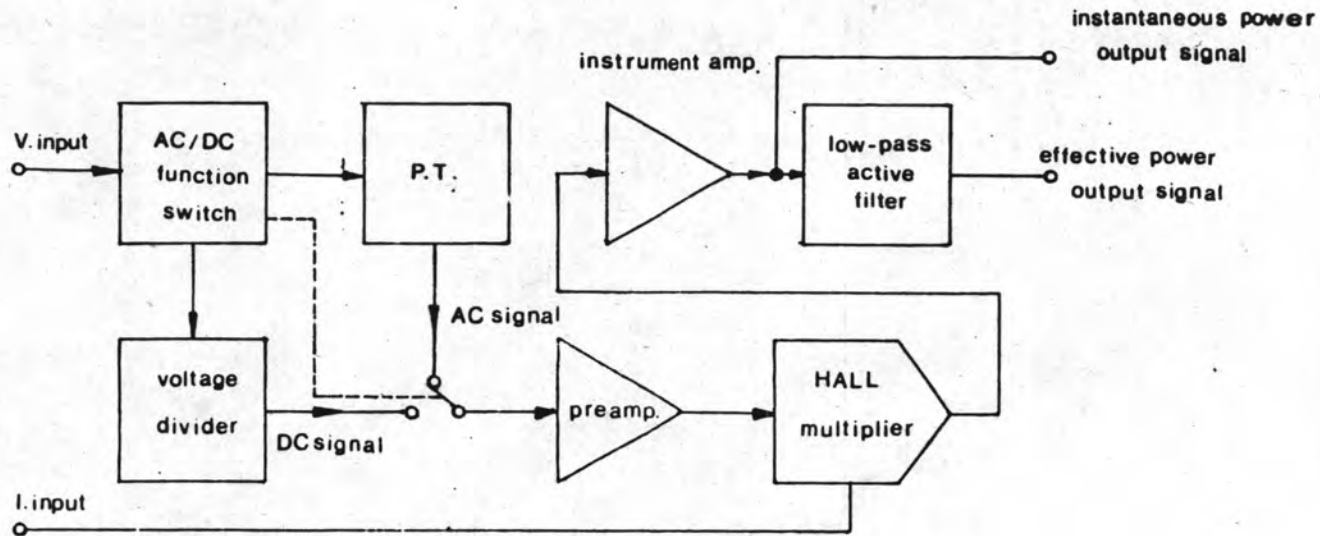
ข้อกำหนดในการออกแบบฮอลล์เอฟเฟกต์ทรานส์ดิวเซอร์มีดังนี้

- แรงดันอินพุต : DC/AC รูปคลื่นไซน์, 115/230 โวลต์ (RMS)
- กระแสอินพุต : 0-5 แอมป์
- แรงดันเอาต์พุต : AC 0-10 โวลต์ ( $V_{p-p}$ )  
: DC 0-5 โวลต์
- แรงดันแหล่งจ่ายไฟ : AC 230 โวลต์  $\pm 10\%$

ฮอลล์เอฟเฟกต์ทรานส์ดิวเซอร์ อาจแบ่งออกเป็นส่วนสำคัญๆ 4 ส่วนคือ

- ก. วงจรตัวคูณสัญญาณแบบฮอลล์
- ข. วงจรแรงดันอินพุต
- ค. วงจรขยายสัญญาณวัด
- ง. วงจรตัวกรอง

ซึ่งเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ตามรูปที่ 4.1 และมีวิธีการออกแบบและสร้างตามหัวข้อ 4.2



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของฮอลล์เอฟเฟกต์วัตต์ทรานสดิวเซอร์

#### 4.2 การออกแบบตัวคูณสัญญาณแบบฮอลล์

จากหัวข้อ 3.4 ตัวคูณสัญญาณแบบฮอลล์จะประกอบด้วยสองส่วนที่สำคัญคือ ฮอลล์เอ็นเนอเรเตอร์และวงจรมแม่เหล็กเหนี่ยวนำ (MAGNETIC INDUCTION CIRCUIT) ในการออกแบบจะต้องมีการชดเชยค่าแรงดันซีโรคอมโปเนนท์ และหาขั้วกระแสควบคุมและขั้วสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของฮอลล์เอ็นเนอเรเตอร์เป็นอันดับแรก จากนั้นจึงพิจารณาออกแบบวงจรระแส ควบคุมเพื่อชดเชยผลของอุณหภูมิ ในการวิจัยใช้ฮอลล์เอ็นเนอเรเตอร์เบอร์ SV-110II ของ SIEMENS ซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำของ INDIUM ANTIMONIDE ( $\text{InSb}$ ) เนื่องจากมีราคาค่อนข้างต่ำ, ค่ากระแสควบคุมต่ำ ( $I_{c\max} \approx 30\text{mA}$ ) ทำให้การออกแบบวงจรระแสควบคุมทำได้ง่าย โดยใช้อปแอมป์ (OP AMP) ธรรมดาทั่วไปไม่ต้องมีตัวขยายกำลัง (POWER BOOSTER) อีกทั้งมีความไวสัญญาณ ( $K_b$ ) สูง จึงต้องการอัตราขยายสัญญาณเอาท์พุทต่ำ

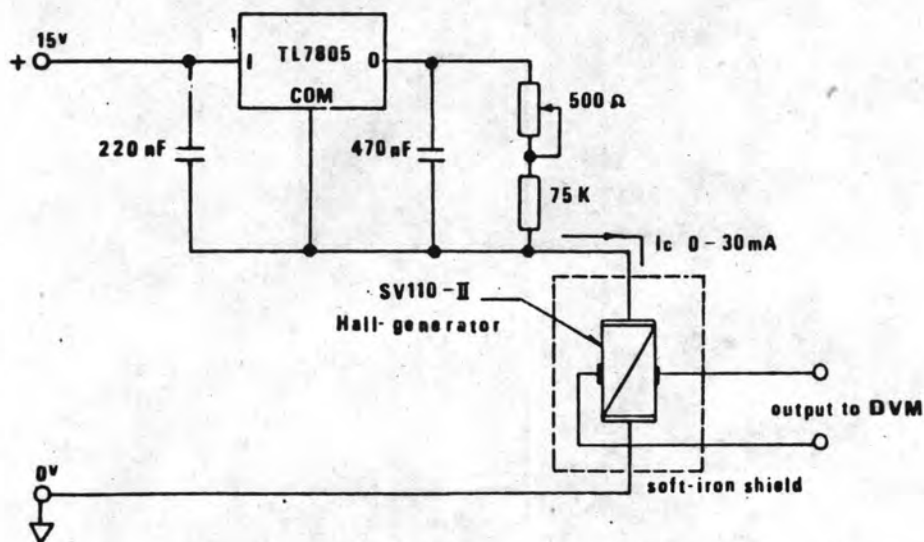
ขอมูลของฮอลล์เอ็นเนอเรเตอร์เบอร์ SV 110II แสดงไว้ในตารางของภาคผนวก จ.

การออกแบบตัวคูณแบบฮอลล์ตามเงื่อนไขในหัวข้อ

#### 4.1 แสดงไว้ในหัวข้อ 4.2.1 ถึง 4.2.4

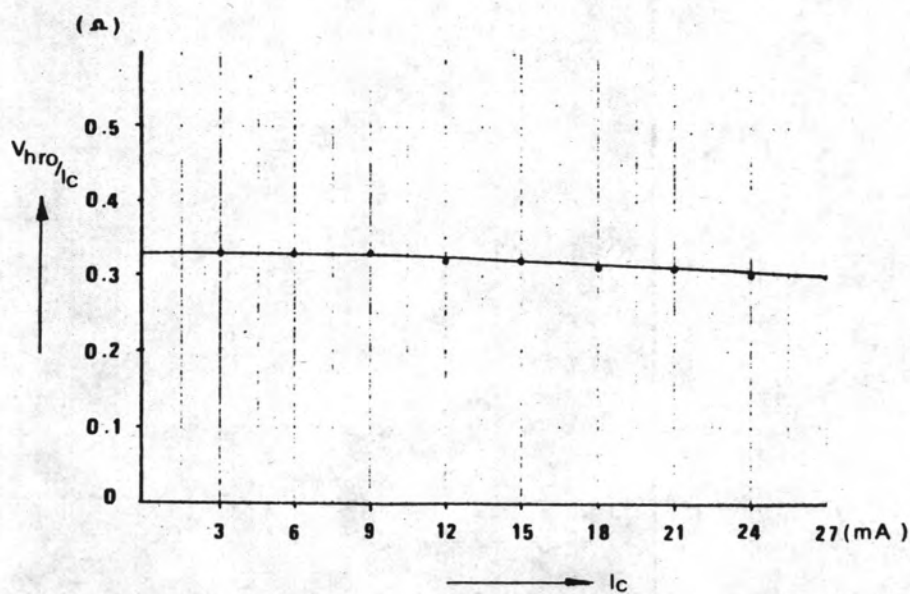
#### 4.2.1 การออกแบบวงจรชุดเซย์ค่าแรงดันความต้านทานซีโรคอมโปเนนท์

เพื่อชุดเซย์ค่าแรงดันความต้านทานซีโรคอมโปเนนท์  $V_{hro}$  ดังกล่าวมาแล้วในหัวข้อ 3.3.4 จึงต้องมีวงจรภายนอกเพื่อชุดเซย์ค่าความต้านทานซีโรคอมโปเนนท์  $r_0$  โดยการทดลองหาค่า  $I_c$  ด้วยการผ่านกระแสควบคุมเข้าไปทางคานขั้วกระแสควบคุมของฮอลล์เซ็นเนอเรเตอร์ตั้งแต่ค่า  $I_c = 0$  จนถึง  $I_c = I_{cmax}$  (ประมาณ 30 mA) เมื่อให้  $B = 0$  แล้ววัดค่าความต่างศักย์ที่เอาพุทของฮอลล์เซ็นเนอเรเตอร์ เพื่อคำนวณหาค่า  $r_0$  รูปที่ 4.2 แสดงวงจรทดสอบหาค่า  $r_0$  ซึ่งประกอบด้วยแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (CONSTANT CURRENT SOURCE) ปรับค่าได้ตั้งแต่ 0-70 mA จ่ายกระแส  $I_c$  ให้กับฮอลล์เซ็นเนอเรเตอร์ (14)

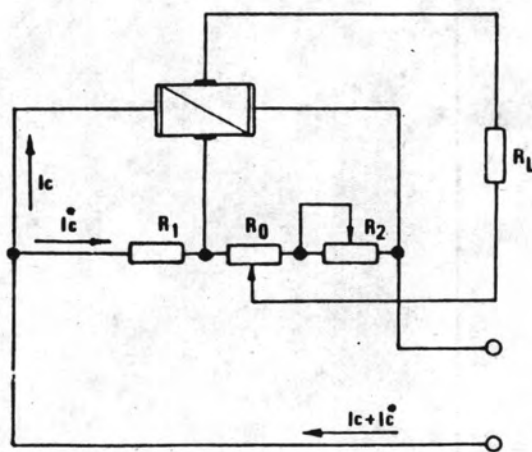


รูปที่ 4.2 แสดงวงจรทดสอบหาค่า  $r_0$  ของฮอลล์เซ็นเนอเรเตอร์

จากขอมูลของฮอลล์เซ็นเนอเรเตอร์ ตามภาคผนวก จ. ค่ากระแสควบคุมสูงสุด  $I_{cmax}$  (MAXIMUM PERMISSIBLE CONTROL CURRENT) มีค่าไม่เกิน 30 mA ดังนั้นในการทดสอบหาค่า  $r_0$  จึงต้องจำกัดให้ค่า  $I_c$  ไม่เกิน 30 mA จากการทดลองได้ค่าดังแสดงในภาคผนวก จ. ตารางที่ 4.3 ค่าที่ได้นามาชื่อนุกรานของกระแสควบคุมและค่าความต้านทานซีโรคอมโปเนนท์ตามรูป 4.3 ซึ่งจะเห็นว่าค่าโดยเฉลี่ยเป็นเชิงเส้นมีค่าประมาณ 0.32 โอห์ม ข้อควรระวังในการทดสอบก็คือ ควรมีฉากแม่เหล็กซึ่งทำจากเหล็กอ่อน วัลคโดยรอบ ฮอลล์เซ็นเนอเรเตอร์ เพื่อป้องกันการรบกวนจากสนามแม่เหล็กภายนอก ดังกล่าวมาแล้วในหัวข้อ 3.3.7



รูปที่ 4.3 แสดงค่าความต้านทานซีโรคอมโปเนนท์ในฟังก์ชันของกระแสควบคุมของฮอลล์เซ็นเซอร์แบบ SV-100 - II



รูปที่ 4.4 แสดงวงจรภายนอกที่ใช้ปรับแรงดันเอาท์พุทให้เป็นศูนย์ที่  $B = 0$

จากค่า  $r_0$  ที่หาได้ พบว่าค่ากระแสควบคุมที่เหมาะสมตามตารางข้อมูลของภาคผนวก ก. ( $I_{cn} \cong 15 \text{ mA}$ ) ค่าแรงดันความต้านทานซีโรคอมโปเนนท์จะมีค่า

$$V_{hro} = 15 \times 10^{-3} \times 0.32 = 4.8 \text{ mV}$$

จากรูป 4.4 ควรใช้  $R_0$  ที่มีค่าสูงกว่า  $r_0$  เล็กน้อยในทีนเลือก  $R_0$  เท่ากับ 1 โอห์ม ดังนั้นค่ากระแส  $I_c$  ควรมีค่าโดยประมาณ

$$I_c \geq \frac{4.8 \times 10^{-3}}{1} = 4.8 \text{ mA}$$

และ

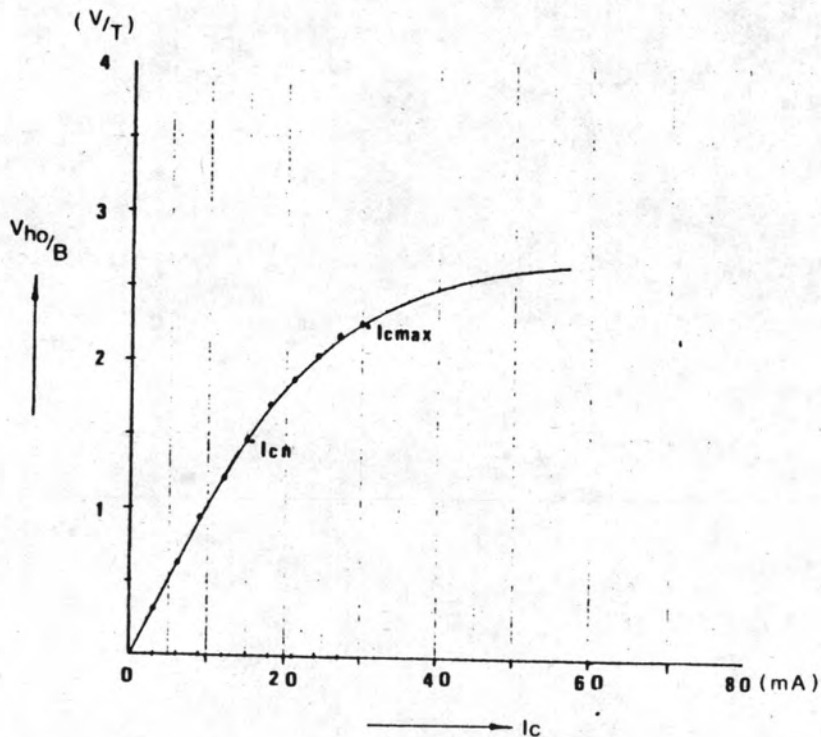
$$R_0 + R_1 + R_2 \leq \frac{I_c \cdot r_{10}}{I_c} = \frac{30 \times 10^{-3} \times 400}{4.8 \times 10^{-3}} = 2.5 \text{ K}\Omega$$

ในทีนเลือก

$$R_1 = 800 \text{ }\Omega, R_2 = 1 \text{ K}\Omega$$

#### 4.2.2 การวิเคราะห์หาขานกระแสควบคุมที่เหมาะสม

รูป 4.5 เป็นเส้นกราฟแสดงผลการทดลองของตารางที่ 4.5 ในภาคผนวก จ. เพื่อหาขานกระแสควบคุมที่เหมาะสม ที่มีความไวสัญญาณ ( $V_{ho}/B = f(I_c)$ ) เป็นเชิงเส้น



รูปที่ 4.5 แสดงค่าความไวสัญญาณ  $V_{ho}/B$  ในฟังก์ชันของกระแสควบคุม

จากรูป 4.5 จะเห็นว่าค่าความไวสัญญาณที่เป็นเชิงเส้นจะอยู่ในย่านกระแสควบคุม 0-15 mA ดังนั้นในการออกแบบ ตัวคูณสัญญาณแบบฮอลล์จะจำกัดให้มีการทำงานอยู่ในย่านกระแสควบคุมตั้งแต่ 0-10 mA

#### 4.2.3 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทาน โหลดและผ่านสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำที่เหมาะสม

จากรูป 4.6 ของผลการทดลองตามตารางที่ 4.3 ของภาคผนวก ค. เรานำมาลากเส้นตรงตัดเส้นกราฟทั้งสามเพื่อหาค่าความคลาดเคลื่อนเชิงเส้น (LINEARIZATION ERROR) ตามหัวข้อที่

3.3.3 พบว่าเส้น  $RL/r_{10} = 10$  มีค่าความเบี่ยงเบนสูงสุด (MAXIMUM DEVIATION) น้อยที่สุดใน การออกแบบจึงเลือกเส้น  $RL/r_{10} = 10$  และตามรูป 4.6 ในการออกแบบวงจรสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำจะต้องมีขนาดความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไม่เกิน 0.5 เทสลา

จากค่า  $r_{10} = 400$  โอห์ม ดังนั้นค่าความต้านทาน โหลด จะมีค่า  $R_{LL} = 400 \times 10 = 4$  K $\Omega$  และจากสมการ (3.18) ค่าความคลาดเคลื่อนเชิงเส้น

$$F_{lin} = \frac{E_{max}}{K_{lin} \cdot B_h}$$

เมื่อ

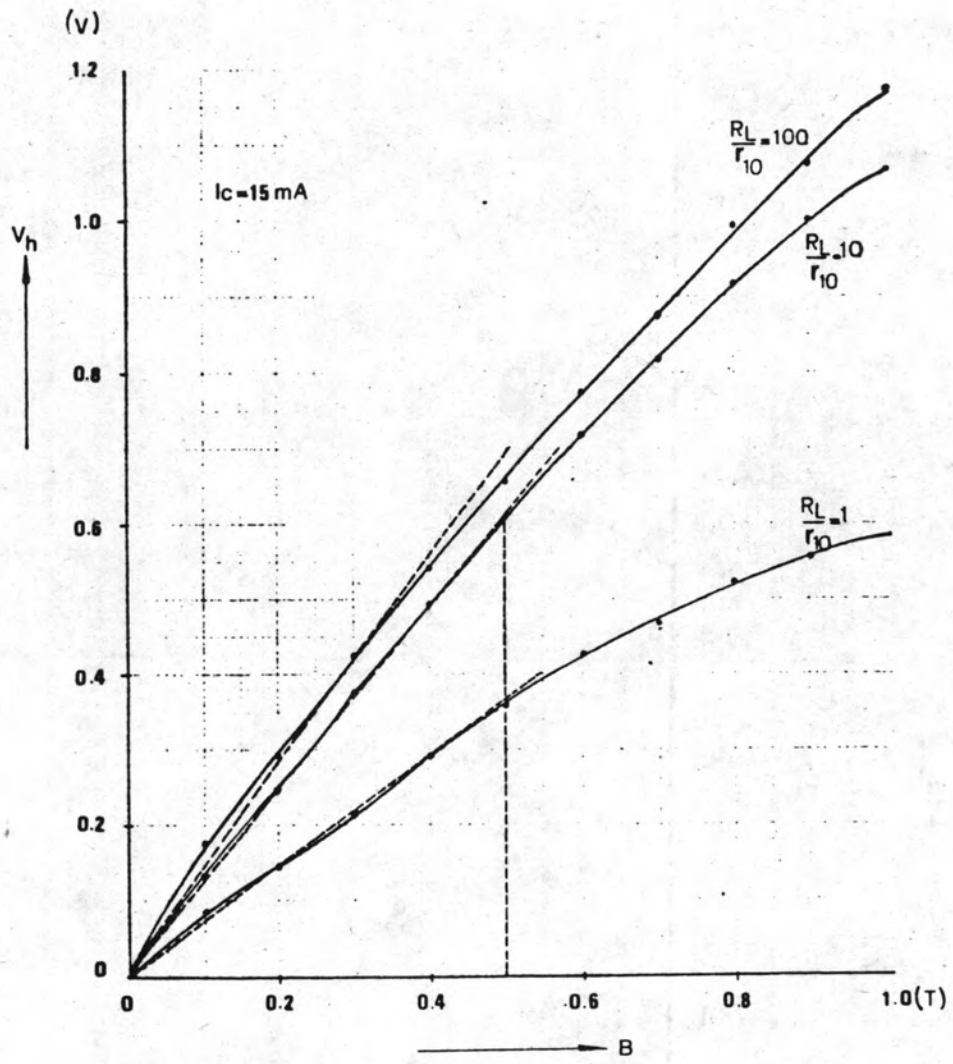
$$E_{max} = \frac{0.01 \times 10^{-3}}{15 \times 10^{-3}}$$

V / A

$$K_{lin} = \tan \varphi = \frac{0.6}{0.5} = 1.2$$

$$B_h = 0.5 \text{ T}$$

$$F_{lin} = \frac{0.01 \times 10^{-3}}{15 \times 10^{-3}} \cdot \frac{1}{1.2 \times 0.5} = 1.11 \times 10^{-3} \text{ V / A} \cdot \text{T}$$

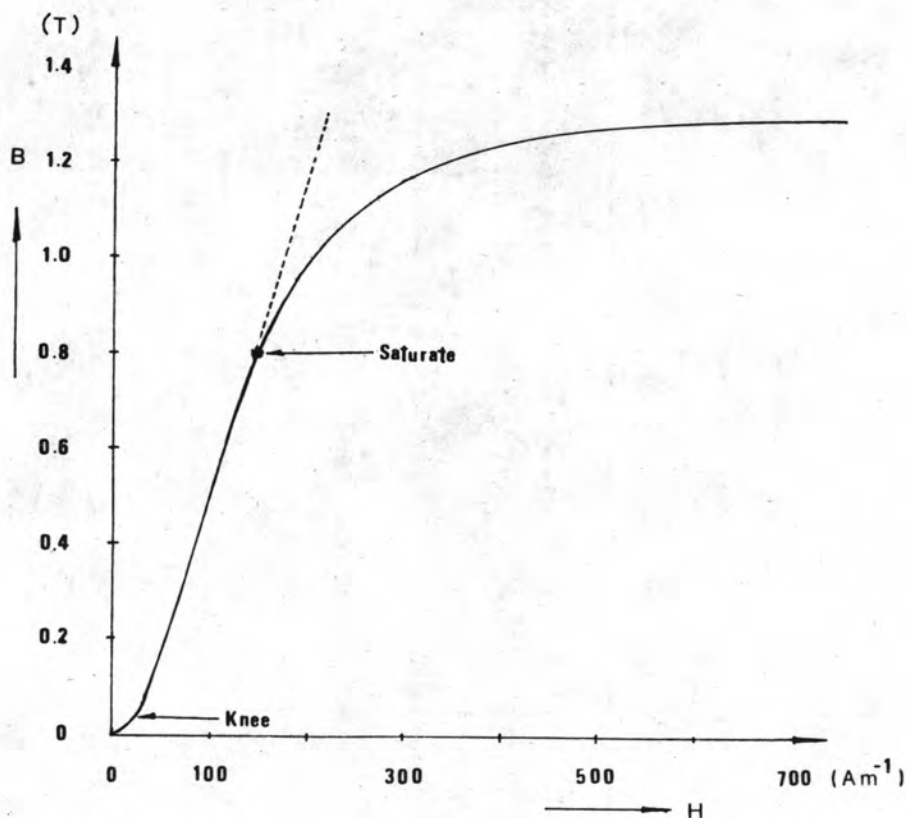


รูปที่ 4.6 แรงดันฮอลล์ของตัวคนสัญฐาน ในฟังก์ชันของความหนาแน่นสนามแม่เหล็กที่ไหลด้วยความดันต่าง ๆ

#### 4.2.4 วงจรสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำ

ในการออกแบบวงจรสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำจะต้องออกแบบใหม่ย่านการทำงานของ สนามแม่เหล็กต่ำกว่าจุดอิ่มตัว (SATURATION POINT) ของแกนแม่เหล็ก เพื่อให้ได้ค่าความเปลี่ยนแปลงของกระแสในขดลวดสนามแม่เหล็ก (MAGNETIZING CURRENT- $I_m$ ) ต่อการเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก B เป็นเชิงเส้น และเพื่อลดผลของฮิสเทอรีซิส และให้มีการตอบสนองที่ต่อความถี่สูง ในที่นี้จึงต้องทดลองศึกษาหาแกนทำจากวัสดุที่เหมาะสม จากการทดลองพบว่าในแกนเหล็กแผ่นซิลิคอน (SILICON SHEET STEEL) ที่ใช้ทำแกนหม้อแปลง มีค่าการเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก ต่อความเข้มสนามแม่เหล็กในช่วงเริ่มแรก (KNEE) ไม่เป็นเชิงเส้นดังแสดงในรูป

4.7

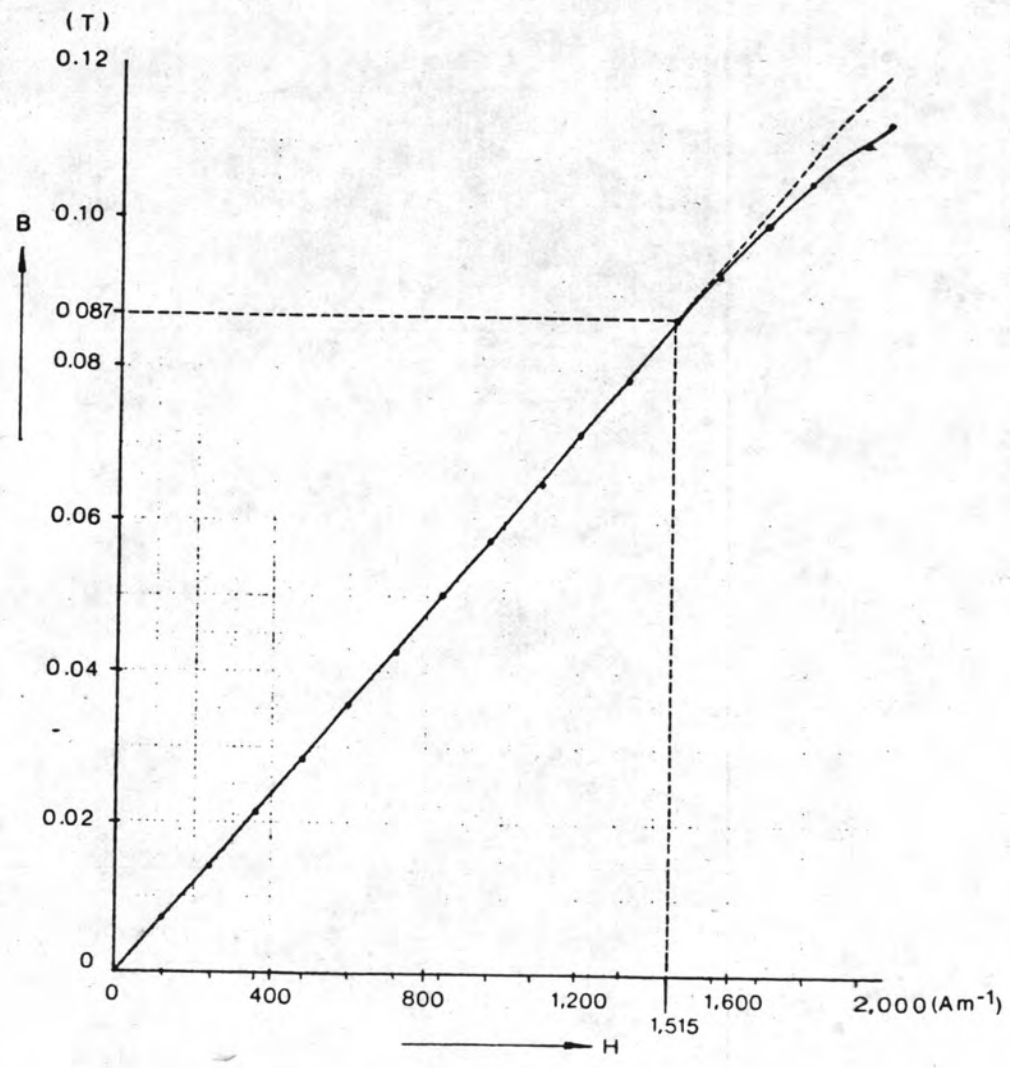


รูปที่ 4.7 B-H เคอร์ฟของตัวอย่างซึ่งเป็นแกนเหล็กแผ่นซิลิคอน



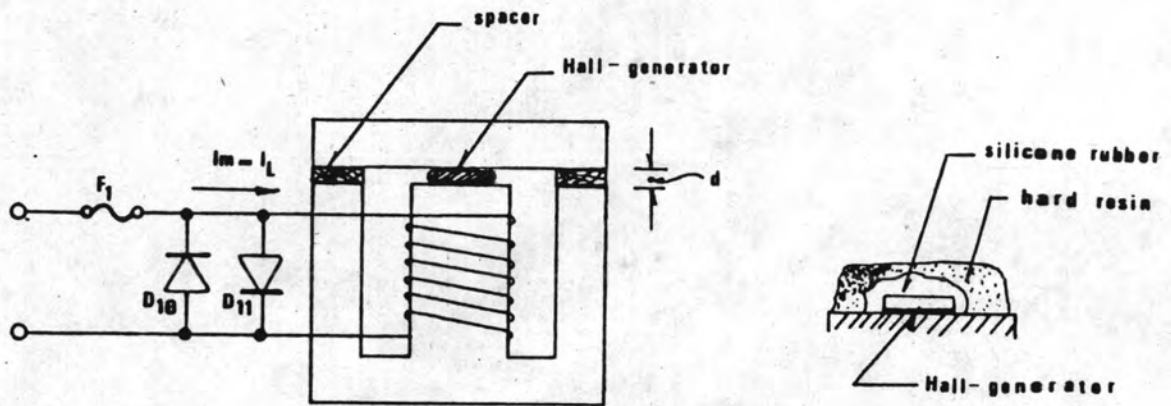
แต่ลักษณะเช่นนี้ไม่พบในแกนซอฟต์แวร์ไรท์ที่ใช้ในการทดลอง ในการวิจัยจึงใช้แกนแม่เหล็กที่ทำ  
 จากซอฟต์แวร์ไรท์ ข้อดีคือของแกนชนิดนี้คือมีค่าฮิสเตอรีซิสต่ำ และมีการตอบสนองที่ดี  
 ต่อความถี่สูง ซึ่งมีผลต่อการวัดกำลังไฟฟ้าทรานเซียนท์ ขนาดและคุณสมบัติของแกนแสดงไว้ในภาค  
 ผนวก ง.

รูปที่ 4.8 แสดงเส้นกราฟของความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก B และความเข้มสนามแม่เหล็ก  
 H (MAGNETIC INTENSITY) ของแกนแม่เหล็กที่ใช้ในการวิจัย ซึ่งได้จากผลการทดลองตามตารางที่ 4.8  
 ของภาคผนวก ง.



รูป 4.8 MAGNETIZATION CURVE (B-H CURVE) ของแกนแม่เหล็ก ที่ทำจาก SOFT-FERRITE ที่  
 ใช้ในการออกแบบวงจรเรขาคณิต

จากกราฟของรูป 4.8 ความเป็นเชิงเส้นของสนามแม่เหล็กเหนยวนำ ต่อกระแสเหนยวนำแม่เหล็กจะอยู่ในช่วง 0-0.09 T ดังนั้นในการออกแบบวงจรสนามแม่เหล็กเหนยวนำ ค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กสูงสุด  $B_{max}$  ที่ค่ากระแสเหนยวนำแม่เหล็ก  $I_m = 5 \text{ A}$  (ค่ากระแสไหลสูงสุดตามที่กำหนดในหัวข้อ 4.1) จะต้องไม่เกิน 0.09 T



รูปที่ 4.9 แสดงการติดตั้งขอลลเยนเนอเรเตอร์  
 ก) แสดงตำแหน่งของขอลลเยนเนอเรเตอร์ในสนามแม่เหล็กเหนยวนำ  
 ข) แสดงการติดตั้งขอลลเยนเนอเรเตอร์กับแกนแม่เหล็กด้วยเรซิน โดยมียางซิลิโคนช่วยระบายความร้อน

จากสมการของ MAGNETIC TENSION

$$\oint H \cdot ds = I \cdot N \tag{4.1}$$

ถ้าไม่คำนึงถึง STRAY FLUX จากสมการ 4.1 จะได้

$$H \cdot l = I_m \cdot N \tag{4.2}$$

เมื่อ  $H$  คือค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก,  $l$  คือความยาวของเส้นทางเดินของฟลักซ์,  $I_m$  คือกระแสเหนยวนำสนามแม่เหล็ก และ  $N$  คือจำนวนรอบของขดลวด

จากรูป 4.9 (ก) จะเห็นว่าฟลักซ์แม่เหล็กส่วนหนึ่งเดินทางของอากาศ  $d$  และอีกส่วนหนึ่งเดินทางแกนแม่เหล็กคดงนจากสมการ (4.2) จะได้

$$H_{air} \cdot d + H_{core} \cdot l_{core} = I_m \cdot N \quad (4.3)$$

ฟลักซ์แม่เหล็กจะคงที่ตลอดวงจรแม่เหล็กเมื่อไม่มีฟลักซ์รั่ว (LEAKAGE FLUX) นั่นคือ

$$B_{core} = B_{air} \quad (4.4)$$

$$B = \mu_0 \mu_r \cdot H \quad (4.5)$$

เมื่อ  $\mu_0$  คือค่าความซึมแม่เหล็กของอากาศ (PERMEABILITY OF AIR) มีค่าเท่ากับ  $4\pi \times 10^{-7}$  ( $1.256 \times 10^{-6}$ ) และ  $\mu_r$  คือค่าความซึมแม่เหล็กสัมพัทธ์ (RELATIVE PERMEABILITY) ของแกนแม่เหล็กจากสมการ (4.3), (4.4) และ (4.5) จะได้

$$\frac{B_{air} \cdot d}{\mu_0} + \frac{B_{air} \cdot l_{core}}{\mu_0 \cdot \mu_{core}} = I_m \cdot N \quad (4.5)$$

หรือจะได้

$$B_{air} = \frac{\mu_0 \cdot I_m \cdot N}{\frac{d + l_{core}}{\mu_{core}}} \quad (4.6)$$

จากสมการ (4.6) เมื่อกำหนดค่า  $B_{air}$  ทดลองการ เราสามารถหาจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำแม่เหล็กได้จากสมการ (2,8)

$$N = \frac{B_{air}}{\mu_0 \cdot I_m} \cdot \frac{(d + l_{core})}{\mu_{core}} \quad (4.7)$$

จากภาคผนวก ง. เราได้  $d = 0.18 \times 10^{-2}$  m,  $\mu_{core} \approx 2,200$ ,  $l_{core} = 8.316 \times 10^{-2}$  m และจากค่าที่กำหนด  $B_{air} = 0.09$  T และ  $I_m = 5$  A. ดังนั้นจากสมการ (4.7) จะได้จำนวนรอบของขดลวด

$$N = \frac{0.09}{1.256 \times 10^{-6} \times 5} \cdot \frac{(0.18 \times 10^{-2} + 8.316 \times 10^{-2})^2}{2,200}$$

$$= 26.33 \text{ รอบ}$$

ในทันทีที่ลวดทองแดงอานายาเบอร์ 18 S.W.G พันรอบแกน 26 รอบ จะได้วงจรสนามแม่เหล็ก เหนียวนาทึบความสัมพันธ์ของ  $I_m$  และ  $B$  เป็นเชิงเส้นในย่านกระแส  $I_m = 0 - 5$  A. ตามต้องการ ผลการทดสอบหาค่าลักษณะของตัวคดแสดงไว้ในบทที่ 5

#### 4.3 วงจรกระแสความคดของฮอลล์เย็นเนอเรเตอร์

จากหัวข้อ 3.3.1 และ 3.3.2 แรงดันเอาพุทของฮอลล์ขึ้นอยู่กับหัวประกอบที่สำคัญคือ อพทึมและสนามแม่เหล็ก พิจารณาจากรูป 3.4 และ 3.5 จะเห็นว่าผลของสนามแม่เหล็กที่กระทำต่อค่า  $r_1$  และ  $r_2$  น้อยมากเมื่อเทียบกับผลของอพทึมต่อสมประสิทธิ์ของฮอลล์ ( $R_H$ ) และ  $r_1$  เนื่องจาก เราออกแบบตัวคดสนามแม่เหล็กเหนียวนาทึบค่าความหนาแน่นค่า ( $B \cong 0.09T$ ) ในทันทีทำการวิเคราะห์เพื่อออกแบบวงจรกระแสความคดเพื่อชดเชยผลของอพทึมต่อเอาพุทของฮอลล์เท่านั้น

จากสมการ (3.16) และ (3.17) เราสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันเอาพุทของฮอลล์และความต้านทาน  $r_{10}$  ของฮอลล์เย็นเนอเรเตอร์กับอพทึม ด้วยสมประสิทธิ์ของอพทึม  $\beta$  และ  $\alpha$  ตามลำดับ ดังนี้ (เมื่อไม่คำนึงถึงผลของอพทึมที่มีต่อความต้านทาน  $r_{20}$ )

$$V_{ho}(T) = V_{ho}(T_0) \cdot (1 + \beta T) \quad (4.8)$$

$$r_{10}(T) = r_{10}(T_0) \cdot (1 + \alpha T) \quad (4.9)$$

เมื่อ  $V_{ho}(T)$  และ  $r_{10}(T)$  เป็นค่าของ  $V_{ho}$  และ  $r_{10}$  ที่ เป็นฟังก์ชันของอุณหภูมิ และ  $V_{ho}(T_0)$  และ  $r_{10}(T_0)$  เป็นค่าของ  $V_{ho}$  และ  $r_{10}$  ที่อุณหภูมิอ้างอิง ในที่นี้จะเลือกค่าอุณหภูมิอ้างอิงที่อุณหภูมิห้อง ( $25^{\circ}\text{C}$ ) พิจารณาจากสมการ (3.13)

$$V_{ho} = K_{bo} \cdot I_c \cdot B$$

การควบคุม  $I_c$  อาจทำได้ 2 วิธีคือ วิธีแรกคือการชดเชยค่าการเปลี่ยนแปลงค่าเอาพุทของฮอลล์เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่า  $r_{10}$  ต่ออุณหภูมิ ก็ทำได้โดยให้  $I_c$  เป็นค่าคงที่ ( $I_c = \text{CONST.}$ ) ดังนั้นจากสมการแรงดันของฮอลล์ และสมการ (4.8) จะได้

$$V_{ho}(T) = K_{bo} \cdot I_c \cdot B \cdot (1 + \beta T) \quad ; (I_c = \text{CONST.}) \quad (4.10)$$

พิจารณาสมการ (4.10) ค่า  $V_{ho}(T)$  จะแปรผันตามค่า  $\beta T$  เท่านั้น จากการทดลองโดยใช้วงจรทรานสมิตแตนซ์แอมป์ (TRANSMITTANCE AMPLIFIER หรือ NONINVERTING VOLTAGE-TO-CURRENT CONVERTER) ควบคุมกระแส  $I_c$  ให้คงที่ จะได้แรงดันเอาพุทของฮอลล์ที่ค่าความเปลี่ยนแปลงต่ออุณหภูมิต่างแสดงในรูป 4.10 ตามผลการทดลองตารางที่ 4.10 ของภาคผนวก จ.

อีกวิธีหนึ่งก็โดยการควบคุมแรงดัน  $V_{10}$  ให้คงที่ ( $I_c = \frac{V_{10}}{r_{10}}$ ) ดังนั้นจากสมการ (4.9) และ (4.10) จะได้

$$V_{ho}(T) = K_{bo} \cdot B \cdot \frac{V_{10}}{r_{10}(1 + \alpha T)} \cdot (1 + \beta T) \quad ; (V_{10} = \text{CONST.}) \quad (4.11)$$

หรือ 
$$V_{ho}(T) = K_{bo} \cdot B \cdot I_c(T) \cdot (1 + \beta T) \quad (4.11.ก)$$

พิจารณาสมการ (4.11) ค่า  $V_{ho}(T)$  จะแปรผันตามเทอม  $(1 + \beta T) / (1 + \alpha T)$  และจากตารางของภาคผนวก จ.  $\beta$  และ  $\alpha$  มีค่าเป็นลบ และ  $\beta \neq \alpha$  ดังนั้นจากสมการ (4.11) ค่าการเปลี่ยนแปลงของ  $V_{ho}$  ต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิจึงน้อยกว่าสมการ (4.10) ดังแสดงในรูปที่ 4.10 จาก

จากรูป 4.10 อัตรการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาพุทของฮอลลต่ออุณหภูมิ ด้วยวิธี ทั้งสองดังกล่าวข้างตน (คงที่กระแส  $I_c$  และคงที่แรงดันค่านอินพุทของ  $I_c$ ) ส่งเกินไปไม่ เหมาะสมต่อการใช้งานในเครื่องมือวัด ดังนั้นเราจะนำสมการ (4.11) มาวิเคราะห์เพื่อหาค่าออปติมัม (OPTIMUM) ของการจ่ายกระแสควมคม จากสมการ (4.11) เมื่อให้  $V_{10}$  เป็นค่าคงที่ อัตรการเปลี่ยนแปลงของ  $V_{ho}$  ต่ออุณหภูมิจะหาได้จาก

$$\begin{aligned} \frac{dV_{ho}(T)}{dT} &= K_{bo} \cdot B \cdot \frac{V_{10}}{r_{10}} \cdot \frac{d(1+\beta T)}{dT(1+\alpha T)} \\ &= K_{bo} \cdot B \cdot \frac{V_{10}}{r_{10}} \cdot \frac{(1+\beta T)\alpha - (1+\alpha T)\beta}{(1+\alpha T)^2} \end{aligned} \quad (4.12)$$

และอัตรการเปลี่ยนแปลง  $V_{ho}(T)$  ต่ออุณหภูมิจะน้อยที่สุดเมื่อ  $\frac{dV_{ho}(T)}{dT} = 0$  นั่นคือเมื่อ

$$K_{bo} \cdot B \cdot \frac{V_{10}}{r_{10}} \cdot \frac{(1+\beta T)\alpha - (1+\alpha T)\beta}{(1+\alpha T)^2} = 0$$

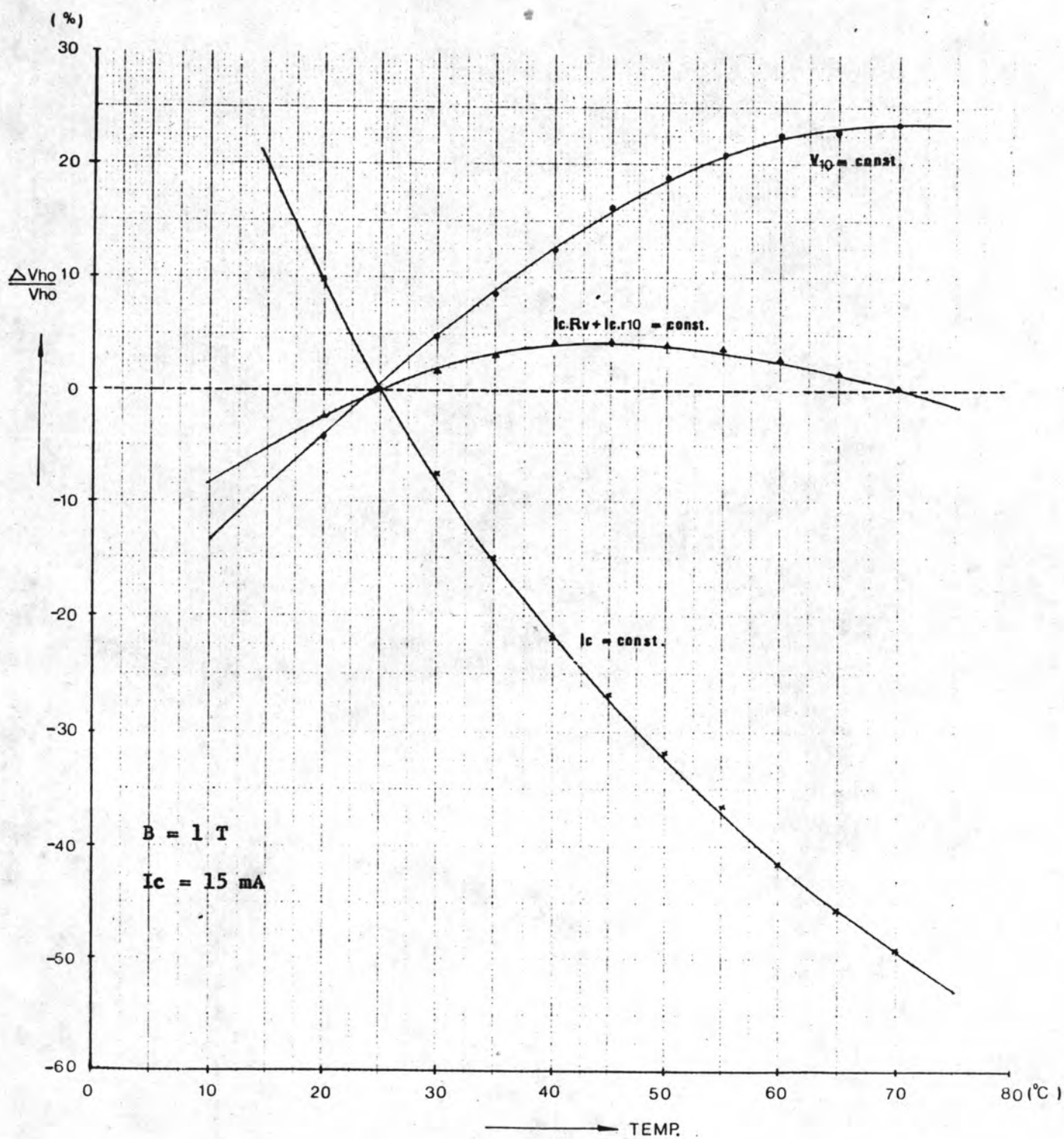
$$(1+\beta T)\alpha - (1+\alpha T)\beta = 0$$

$$(1+\beta T)\alpha = (1+\alpha T)\beta$$

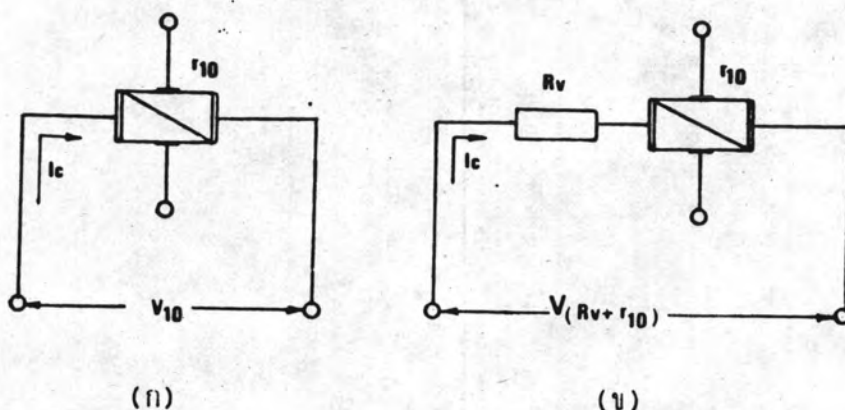
$$\alpha = \beta$$

ดังนั้นแทน  $\alpha$  ด้วย  $\beta$  ลงในสมการ (4.11) จะได้

$$V_{ho}(T)_{opt} = K_{bo} \cdot B \cdot \frac{V_{10}}{r_{10}} \cdot \frac{(1+\beta T)}{(1+\beta T)} \quad (4.13)$$



รูปที่ 4.10 การเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตของตัวคูณสัญญาณเนื่องจากอุณหภูมิ



รูปที่ 4.11 แสดงวงจรจ่ายกระแสควบคุม ก) เมื่อให้  $I_c$  หรือ  $V_{10}$  เป็นค่าคงที่ ข) เมื่อให้  $V_{(R_v+r_{10})}$  เป็นค่าคงที่

จากรูป 4.11 ก) จะเห็นว่าเราไม่สามารถจัดวงจรให้อยู่ในเทอม  $\frac{V_{10} \cdot (1+\beta T)}{r_{10} (1+\beta T)}$  ได้เนื่องจาก  $\beta \neq \alpha$  และ  $I_c(T)$  เป็นฟังก์ชันของ  $V_{10}/r_{10} (1+\alpha T)$  พิจารณาสมการ (4.11) เราอาจทำให้  $V_h(T)$  มีค่าออกปัดมอดจากจุดเทอม  $r_{10} (1+\alpha T)$  ให้อยู่ในเทอม  $r_{10} (1+\Delta R) (1+\alpha T)$  ดังแสดงในรูป 4.11 ข) เมื่อ  $\Delta R$  คือค่าชดเชยเทอม  $(1+\beta T)$  ในสมการ (4.11) ซึ่งทำให้  $\frac{d(1+\beta T)}{dT} = \frac{d(1+\alpha T)}{dT}$  ดังนั้นจากสมการ (4.13) จุดเทอมใหม่จะได้

$$\begin{aligned} V_{ho}(T)_{opt.} &= K_{bo} \cdot B \cdot \frac{V_{10} \cdot \frac{\alpha/\beta (1+\beta T)}{r_{10} \alpha/\beta (1+\beta T)}}{r_{10} \alpha/\beta (1+\beta T)} \\ &= K_{bo} \cdot B \cdot \frac{V_{10} \cdot \frac{\alpha/\beta (1+\beta T)}{r_{10} \alpha/\beta + \alpha T}}{r_{10} \alpha/\beta + \alpha T} \end{aligned}$$

โดยอาศัยรูป 4.11 ข) ในการจัดเทอมจะได้

$$\begin{aligned} V_{ho}(T)_{opt.} &= K_{bo} \cdot B \cdot \left[ \frac{V_{10}(\alpha/\beta - 1 + 1)}{r_{10}(\alpha/\beta - 1 + 1 + \alpha T)} \right] \cdot (1 + \beta T) \\ &= K_{bo} \cdot B \cdot \left[ \frac{V_{10}(\alpha/\beta - 1) + 1}{r_{10}(\alpha/\beta - 1) + (1 + \alpha T)} \right] \cdot (1 + \beta T) \end{aligned}$$



$$V_{ho}(T)_{opt} = K_{bo} \cdot B \cdot I_c \left[ \frac{r_{10}(\alpha - \beta) / \beta + r_{10}}{r_{10}(\alpha - \beta) / \beta + r_{10}(1 + \alpha T)} \right] \cdot (1 + \beta T) \quad (4.14)$$

จากสมการ (4.14) เหนือ  $I_c \cdot \left[ \frac{r_{10}(\alpha - \beta) / \beta + r_{10}}{r_{10}(\alpha - \beta) / \beta + r_{10}(1 + \alpha T)} \right]$  ก็คือ  $I_c(T)$  ในสมการ (4.11.ก) นั่นเองหรือจะได้ว่า

$$I_c(T) = \frac{I_c \cdot r_{10} \cdot (\alpha - \beta) / \beta + I_c \cdot r_{10}}{r_{10} \cdot (\alpha - \beta) / \beta + r_{10}(1 + \alpha T)} \quad (4.15)$$

จะเห็นว่าเหนือ  $I_c \cdot r_{10}(\alpha - \beta) / \beta + I_c \cdot r_{10}$  เป็นค่าคงที่ซึ่งก็คือแรงดัน  $V_{(R_v + r_{10})}$  ในรูป 4.11 ข) ดังนั้นจากสมการ (4.14)

$$V_{ho}(T)_{opt} = K_{bo} \cdot B \cdot I_c \left[ \frac{R_v + r_{10}}{R_v + r_{10}(1 + \alpha T)} \right] \cdot (1 + \beta T) \quad (4.16)$$

เมื่อ  $R_v = r_{10} \cdot (\alpha - \beta) / \beta$  และจากสมการ (4.16) เราจะได้ว่า  $V_{ho}$  จะไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ เมื่อ  $I_c \cdot R_v + I_c \cdot r_{10}$  เป็นค่าคงที่ แต่ในทางปฏิบัติจะมีการเปลี่ยนแปลงของเอาต์พุต เนื่องจากผลของอุณหภูมิที่มีต่อค่า  $r_{20}$  ผลการทดลองแสดงดังรูป 4.10 ตามตารางผลการทดลองที่ 4.10 ของภาคผนวก จ. ซึ่งในที่นี้  $R_v = 400 \cdot (1.5 - 1) = 200 \Omega$

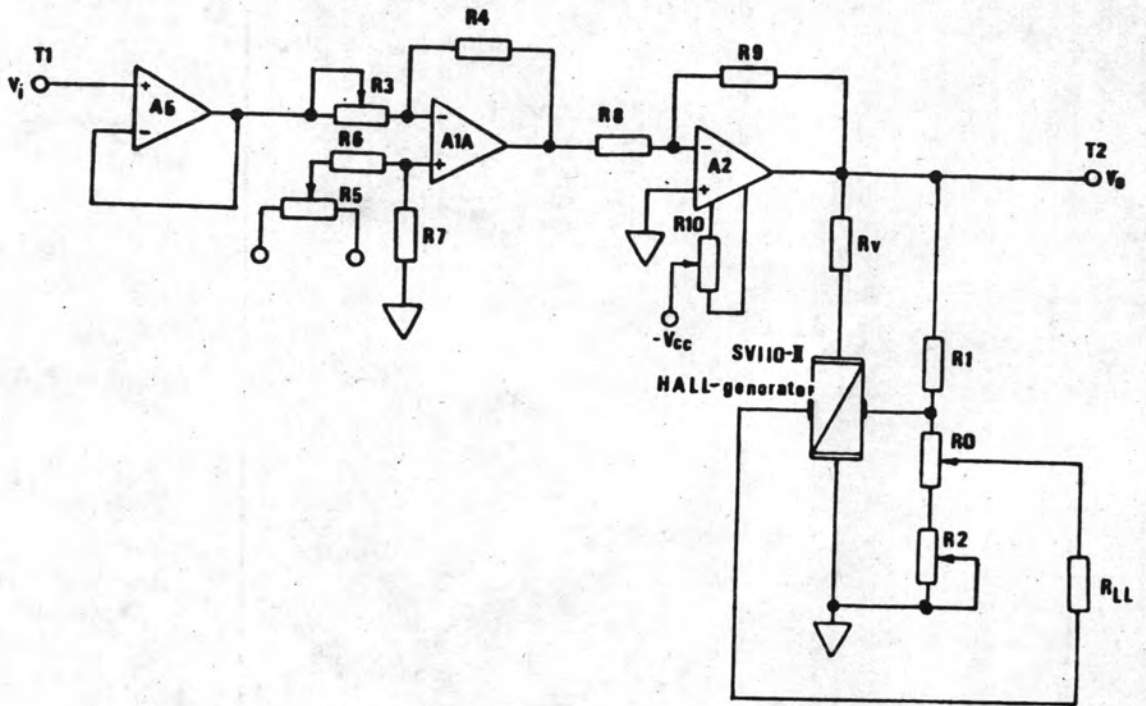
ในการออกแบบวงจรกระแสความถี่จะใช้วงจร ตามรูป 4.12 ความถี่  $I_c \cdot R_v + I_c \cdot r_{10}$  ไหลคงที่เป็นเชิงเส้นกับแรงดันไฟฟ้าของโหลดตามหัวข้อ 3.4

จากรูป 4.12 A1A จะทำหน้าที่เป็นตัวขยายสัญญาณคอนตันแบบกลับศักระยะ (INVERTING PREAMPLIFIER) ปรับสัญญาณอินพุตของแรงดันที่ป้อนให้โหลดให้กลับขั้วสัญญาณเข้า (-) ของ A2 โดยกำหนดให้อัตราขยายแรงดัน (VOLTAGE GAIN)  $A_v \cong 1$

$$\text{เมื่อ} \quad A_v = \frac{R_4}{R_3} \cong 1 \quad (4.17)$$

$$\text{ในกรณีที่เลือกให้} \quad R_3 = 48 \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = 50 \text{ K}\Omega$$



รูปที่ 4.12 แสดงวงจรกระแสความคืบของฮอลล์เซ็นเซอร์

ในการออกแบบกำหนดให้  $v_i$  มีค่าเท่ากับ 0-230 โวลต์ และจากหัวข้อ 4.2.2 กำหนดให้  $i_c$  มีขนาดการทำงานอยู่ในช่วง 0-10 mA เมื่อ  $r_{10} = 400$  โอห์มจากรูป 4.12 จะได้

$$\begin{aligned} v_o &= i_c (R_v + r_{10}) \\ &= 10 \times 10^{-3} (200 + 400) \\ &= 6 \text{ V.} \end{aligned}$$

จากรูป 4.12 เมื่อ A2 เป็นตัวขยายสัญญาณแบบกลับศักระยะจะได้

$$v_o \cong v_i \frac{R_9}{R_8} \tag{4.18}$$

ในทันทีเลือก

$$R_8 = 10 \text{ K}\Omega$$

จากสมการ (4.18) จะได้

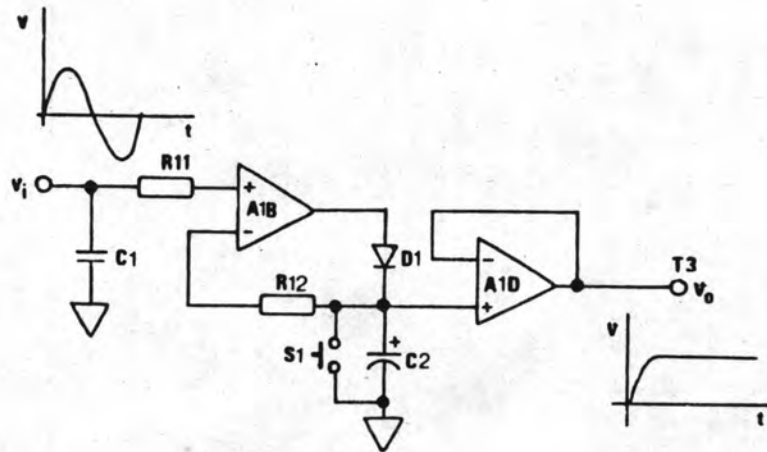
$$R_9 = \frac{6 \times 10^{-3}}{0.2} = 30 \text{ K}\Omega$$

R5 และ R10 ในวงจร ตามรูป 4.12 จะทำหน้าที่ปรับแรงดันออฟเซ็ท (OFFSET VOLTAGE) ของ A1A และ A2 ให้เป็นศูนย์ตามลำดับ

#### 4.4 วงจรป้องกันฮอลล์เซ็นเซอร์

เพื่อป้องกันมิให้ฮอลล์เซ็นเซอร์ เสียหายเนื่องจากกระแสควบคุมเกินกำหนด ( $I_{cmax} \cong 30\text{mA}$ ) หรือทำงานนอกขอบเขตย่านกระแสควบคุมที่ให้อาชีพเป็นเชิงเส้น ( $I_{cn} \cong 15\text{mA}$ ) จึงต้องมีวงจรป้องกันการทำงานของฮอลล์เซ็นเซอร์ ซึ่งประกอบด้วยส่วนสำคัญสองส่วนคือ ก) วงจรตรวจจับแรงดันสูงสุด (VOLTAGE PEAK DETECTOR) และ ข) วงจรเปรียบเทียบแรงดันและขับรีเลย์ (VOLTAGE COMPARATOR AND RELAY DRIVER) ซึ่งมีหลักการทำงานดังนี้คือ วงจรตรวจจับแรงดันสูงสุดจะทำหน้าที่ ตรวจวัดแรงดันคร่อมฮอลล์เซ็นเซอร์ตามกระแสควบคุมและนำค่าระดับแรงดันที่วัดได้ไปเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (REFERENCE VOLTAGE) ของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน ถ้าแรงดันเกินค่าที่กำหนด วงจรเปรียบเทียบแรงดันจะมีสัญญาณไปขับให้รีเลย์ทำงาน โดยที่หน้าสัมผัสของรีเลย์ซึ่งต่อขนานกับคานกระแสควบคุมจะลัดวงจรให้กระแสผ่านตัวมันเอง เพื่อป้องกันความเสียหายของฮอลล์เซ็นเซอร์ ในหัวข้อ 4.4.1 และ 4.4.2 จะกล่าวถึงรายละเอียดของการออกแบบวงจรป้องกันฮอลล์เซ็นเซอร์

#### 4.4.1 วงจรตรวจจับแรงดันสูงสุด



รูปที่ 4.13 วงจรตรวจจับแรงดันสูงสุด

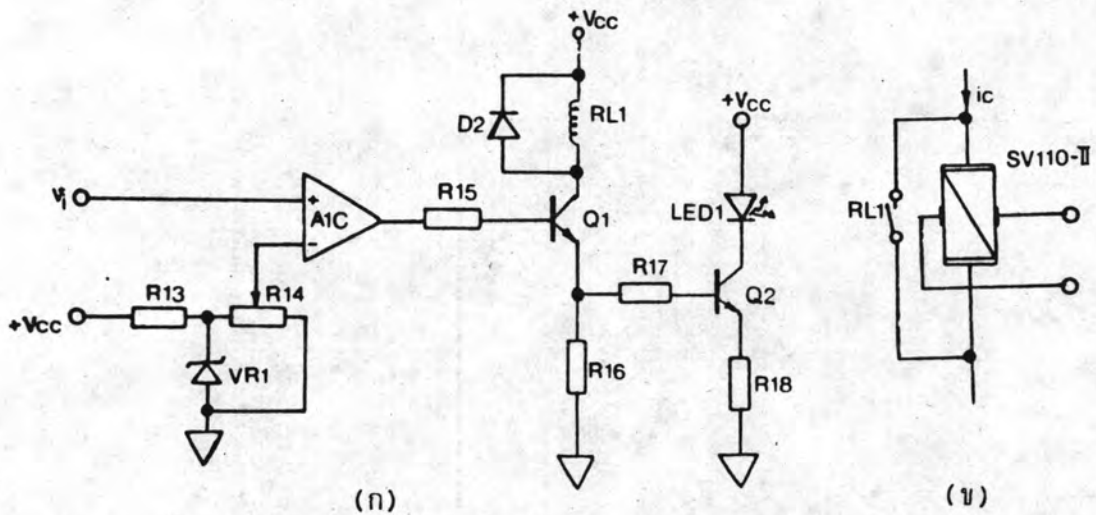
จากรูป 4.13 ขาสัญญาณเข้า (-) ของ  $A_2$  ต่อยุ่กับขั้ว  $T_2$  ของรูป 4.12 เมื่อแรงดันบวกผ่านเข้ามาที่ขาสัญญาณเข้า (+) ของ  $A_{1B}$  แรงดันเอาพุทของ  $A_{1B}$  จะให้ FORWARD BIAS กับ ไดโอด  $D_1$  และประจุให้กับ  $C_2$  จนกระทั่งแรงดันที่ขาสัญญาณเข้า (+) และ (-) มีค่าเท่ากันซึ่งมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุทสูงสุด เมื่อแรงดันที่ขาสัญญาณ (+) สูงกว่าแรงดันที่ขาสัญญาณเข้า (-) (ซึ่งคือแรงดันคร่อม  $C_2$ )  $C_2$  จะถูกประจุกครั้งจนถึงค่าสูงสุด (PEAK) ค่าใหม่ หรือกล่าวได้ว่าแรงดันคร่อม  $C_2$  จะมีค่าเท่ากับค่าสูงสุดของแรงดันบวกที่ป้อนให้กับขาสัญญาณเสมอและ เพื่อให้  $C_2$  คายประจุที่ช้าลงจึงใช้ VOLTAGE FOLLOWER  $A_{1D}$  เป็นบัฟเฟอร์ (BUFFER) เพื่อแยกเอาพุทของวงจรตรวจจับสัญญาณออกจากโหลดภายนอกที่จะมาต่อกับ  $T_3$  เมื่อต้องการรีเซ็ตสัญญาณเอาพุทให้เป็นศูนย์ก็สามารถทำได้โดยปิดสวิตช์ เซ็ท  $S_1$  แรงดันที่คร่อม  $C_2$  จะถูกคายประจุลงกราวด์ และ  $C_1$  ทางด้านอินพุทของวงจรตรวจจับสัญญาณ จะทำหน้าที่ผ่านแรงดันทรานเซียนท์ลงกราวด์เพื่อป้องกันมิให้แรงดันทรานเซียนท์ผ่านเข้าไปยังวงจรตรวจจับสัญญาณ

จากรูป 4.13 เลือกใช้  $R_{11} = 10 \text{ K}\Omega$

C1 = 0.01  $\mu$ F

C2 = 10  $\mu$ F

4.4.2 วงจรเปรียบเทียบและแรงดันและขั้วรีเลย์



รูปที่ 4.14 ก) วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (VOLTAGE COMPARATOR) และ ขั้ว รีเลย์ (RELAY DRIVER) ข) แสดงตำแหน่งติดตั้งหน้าสัมผัสของรีเลย์ RL1 ครอบวงจรกระแสควบคุมของ HALL-GENERATOR.

จากรูป 4.14 ก) ขาสัญญาเข้า (+) ของ A1C จะต่อยกับเอาทพุท T3 ของวงจรในรูป 4.13 ซีเนอร์ไดโอด VR1 และ R9 จะเป็นตัวปรับแรงดันอ้างอิงที่ค่าหนึ่ง เมื่อขาสัญญาเข้า (+) มีระดับของแรงดันสูงกว่าค่าแรงดันอ้างอิงที่ขาสัญญาเข้า (-) ที่เอาทพุทของ A1C จะมีแรงดันบวกจ่ายกระแสไปให้กับ Q1 ซึ่งจะทำหน้าที่ขับให้รีเลย์ RL1 ทำงาน โดยที่ D2 ทำหน้าที่ผ่านกระแสทรานเซียนท์ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดรีเลย์เพื่อป้องกันทรานซิสเตอร์ Q1 จากกระแสทรานเซียนท์ หน้าที่สัมผัสของรีเลย์ RL1 ซึ่งคอยหนานกับคานกระแสควบคุมของฮอลล์เอฟเฟกต์ เจเนอเรเตอร์ตามรูป 4.14 (ข) จะลัดวงจรให้กระแส  $i_c$  ไหลผ่านความถี่ตัวเองเพื่อป้องกันฮอลล์เอฟเฟกต์ เจเนอเรเตอร์ ขณะเดียวกัน Q2 ก็จะมี ON ทำให้มีกระแสไหลผ่าน LED1 เพื่อแสดงการทำงานของวงจรป้องกัน

ในกรณีที่ให้กระแสความถี่ของซอลลเยนเนอเรเตอร์เป็น 15 mA (ย่านขอบเขต  
เอาทพุทเชิงเส้น) ดังนั้นค่าแรงดันอ้างอิง VR1 จะต้องมาอย่างน้อยที่สุด

$$VR1 = 400 \times 15 \times 10^{-3} = 6 \text{ V.}$$

แต่ในการวัดกำลังไฟฟ้า AC แรงดันคร่อมซอลลเยนเนอเรเตอร์ตามกระแสความถี่เนื่องจากกระแส  $i_c$   
เป็นค่าแรงดัน R.M.S. และวงจรตรวจจับแรงดันสูงสุด จะให้ค่าแรงดันเอาทพุท ซึ่งเป็นค่าพีค ของ  
แรงดันสูงสุดคร่อมซอลลเยนเนอเรเตอร์ ดังนั้นค่า VR1 จะมาค่า.

$$VR1 = 6 \times \sqrt{2} = 8.48 \text{ V.}$$

ในท่นเลือกใช้

$$VR1 = 9 \text{ V.}$$

$$R13 = 10 \text{ K}\Omega$$

$$R14 = 20 \text{ K}\Omega$$

$$R15 = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R16 = 550\Omega$$

$$R17 = 10 \text{ K}\Omega$$

$$R18 = 550\Omega$$

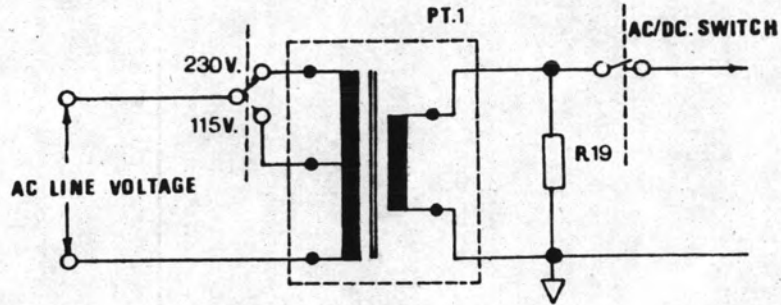
#### 4.5 การออกแบบวงจรแรงดันอินพุท

จากหัวข้อ 4.1 ในการออกแบบฮอลล์เอฟเฟกต์ควอเตอร์สควเชอร์จะออกแบบให้สามารถวัดได้แรงดัน 2 ระดับคือ 115 และ 230 โวลต์ ทั้งสัญญาณ AC และ DC และจากที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 3.4 ในการวัดสัญญาณ AC จะมีปัญหาเนื่องจากฮิสเตอร์เรซิสในแกนแม่เหล็กของตัวคณสัญญาณ ทำให้เกิดเฟสขั้วพหุระหว่างกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กกับสนามแม่เหล็ก B จึงต้องมีการชดเชยค่าเฟสขั้วพหุของแรงดัน โหลดซึ่ง เป็นแหล่งจ่ายกระแสควบคุมให้กับฮอลล์เอฟเฟกต์อินพุท ดังนั้น ในการออกแบบวงจรอินพุทของแรงดันจึงต้องแยกออกเป็นสองส่วนคือ วงจรหม้อแปลงแรงดัน (POTENTIAL TRANSFORMER) สำหรับการวัดกำลังไฟฟ้า AC, และวงจรแบ่งแรงดัน (VOLTAGE DIVIDER) สำหรับการวัดกำลังไฟฟ้า DC

##### 4.5.1 การออกแบบวงจรอินพุทของแรงดัน AC

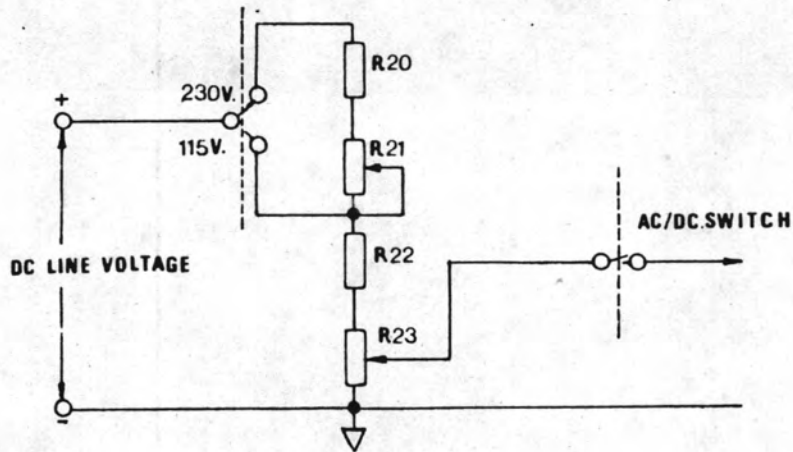
เพื่อชดเชยเฟสขั้วพหุเนื่องจากฮิสเตอร์เรซิสของแกนแม่เหล็กในการวัดกำลังไฟฟ้า AC จึงจำเป็นต้องมีหม้อแปลงแรงดันทางดำนกระแสควบคุมของฮอลล์เอฟเฟกต์อินพุท ทำหน้าที่เลื่อนมุมเฟสของกระแส  $i_c$  ไปเท่าๆกับมุมเฟสของสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำ เพื่อความสะดวกในการออกแบบจึงเลือกใช้แกนแม่เหล็กของหม้อแปลงแรงดันขนาดและชนิดเดียวกับ แกนแม่เหล็กของสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำ ดังแสดงรายละเอียดในการออกแบบตามภาคผนวก ก

รูป 4.15 แสดงวงจรอินพุทของแรงดัน AC แรงดันเอาต์พุทจากหม้อแปลงแรงดันซึ่งมีค่าประมาณระหว่าง 0-2 โวลต์ จะต่อกับขาสัญญาณเข้า T1 ของวงจรกระแสควบคุมในรูป 4.12 เพื่อควบคุมให้กระแส  $i_c$  มีการเปลี่ยนแปลงเป็นปฏิกิริยากับแรงดันที่โหลด



รูปที่ 4.15 แสดงวงจรอินพุทของแรงดัน AC

4.5.2 การออกแบบวงจรอินพุทของแรงดัน DC



รูปที่ 4.16 แสดงวงจรแบ่งแรงดันของ แรงดัน DC อินพุท

จากรูป เลือก

$$R20 = R22 = 500 \text{ K}\Omega$$

จะได้

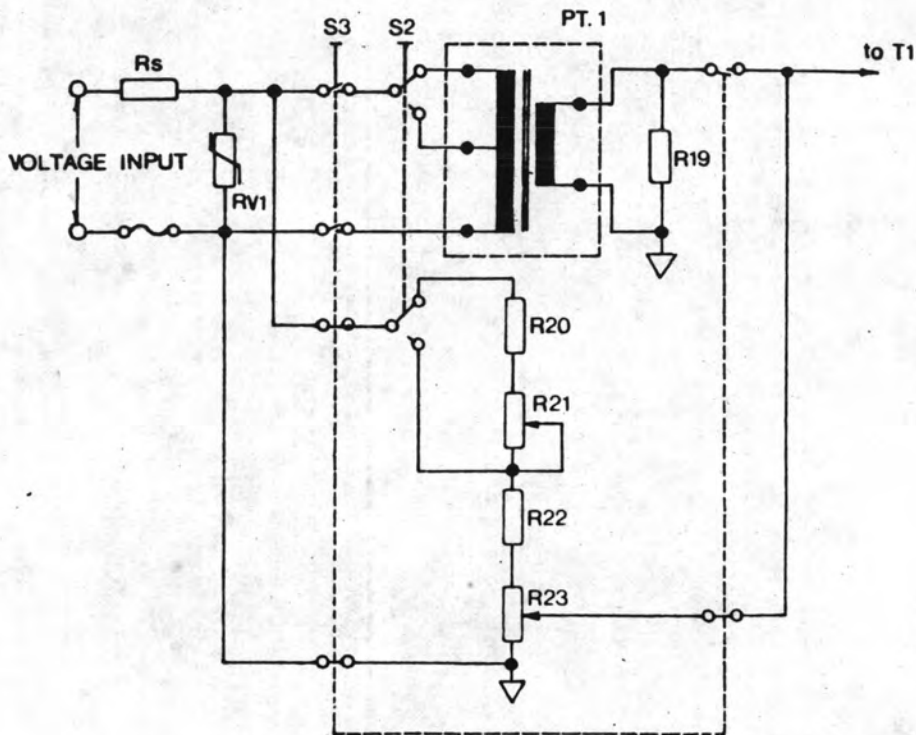
$$R23 = \frac{2 \times 1000 \times 10^3}{230} = 8.7 \text{ K}\Omega$$

ในท่นเลือก

$$R23 = 10 \text{ K}\Omega, R21 = 10 \text{ K}\Omega$$

เพื่อให้สะดวกในการเลือกขานวัต 115/230 V และ AC/DC จึงจัดใหม่ลวาทซ์เลือกขานวัต





รูปที่ 4.17 วงจรอินพุทของแรงดัน

รูปที่ 4.17 S2 จะทำหน้าที่ปรับย่านแรงดัน 115/230 โวลต์ และ S3 ทำหน้าที่เลือกสวิตช์แรงดัน AC/DC แวริสเตอร์ (VARISTOR) RV1 จะทำหน้าที่ดักแรงดันทรานเซียนท์ของพลังงานสูง (HIGH ENERGY VOLTAGE TRANSIENT) ไม่ให้ผ่านเข้าไปยังวงจร ในขณะเดียวกันก็จะทำหน้าที่จำกัดแรงดันไม่ให้เกินค่าที่กำหนด (ประมาณ  $\sqrt{2} \times 230 \approx 325$  V<sub>peak</sub>) เพื่อป้องกันอันตรายจากแรงดันเกินในวงจร จากรูปเมื่อเกิดแรงดันเกินจะมีกระแสลัดวงจรผ่าน RV1 โดยมี R23 เป็นตัวจำกัดกระแสผ่านฟิวส์ F2

ในท่นเลือก

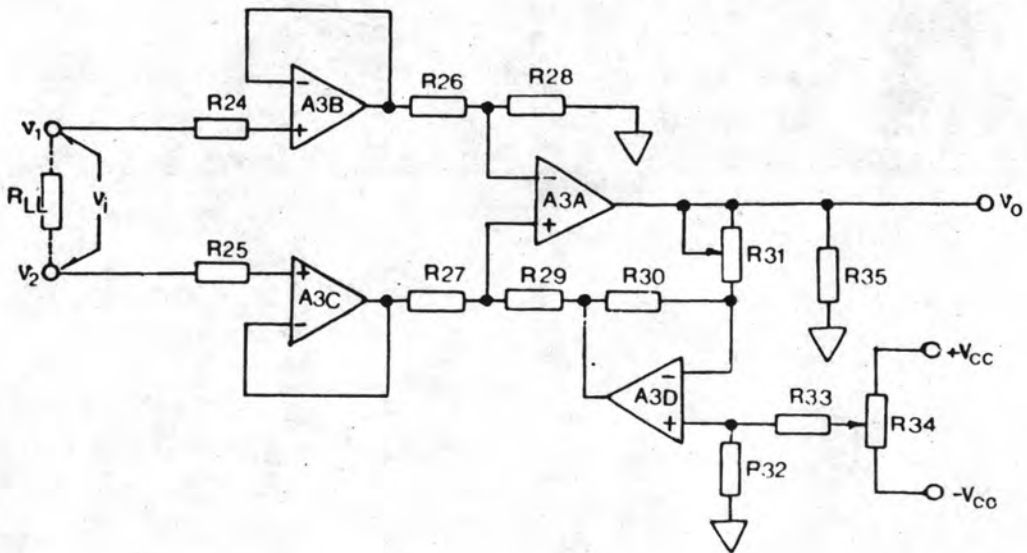
$$RV1 = 470 \text{ V} \pm 10 \%$$

$$R23 = 1 \text{ K}\Omega$$

$$F2 = 10 \text{ mA}$$

### 4.6 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณ (9)

ในการขยายสัญญาณเอาพุทของตัวคูณสัญญาณแบบฮอลล์ จำเป็นต้องใช้วงจรขยายสัญญาณที่มีอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมากๆ เพื่อที่จะแยกส่วนทรานสดิวเซอร์ออกจากภาคเอาพุท ในขณะที่เดียวกันก็ต้องมีอัตราขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล (DIFFERENTIAL GAIN) สูง เนื่องจากสัญญาณเอาพุทของตัวคูณสัญญาณแบบฮอลล์ต่ำ (ค่าส่งส่งน้อยกว่า 100 mV) การใช้วงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลเพื่อรับสัญญาณจะมีปัญหามากเนื่องจากจะต้องใช้ความต้านทานอินพุทสูงมาก เมื่อต้องการให้อินพุทอิมพีแดนซ์สูง และขณะเดียวกันเมื่อต้องการอัตราขยายสูงค่าของความต้านทานป้อนกลับ (FEEDBACK RESISTANCE) ก็จะต้องสูงกว่าค่าความต้านทานอินพุทมากๆ ซึ่งการแมตช์ (MATCHING) ค่าความต้านทานที่สูงมากๆ (หลาย ๆ MΩ) ทำได้ยาก จึงเกิดสัญญาณแรงดันคอมมอน โหมดอินพุท (COMMON-MODE INPUT VOLTAGE -  $V_{cm}$ ) ซึ่งทำให้ค่าสัญญาณเอาพุทผิดพลาดได้ เนื่องจากมีค่าขยายสัญญาณคอมมอน โหมดออกมาทางเอาพุทด้วย ปัญหาอีกประการหนึ่ง คือ การปรับค่าอัตราขยายของวงจรถ่ายแบบดิฟเฟอเรนเชียลเพื่อรับสัญญาณทำได้ยาก ปัญหาเหล่านี้จะขจัดให้หมดไปโดยใช่วงจรขยายแบบอินสตรูเมนต์แอมป์ (INSTRUMENTATION AMPLIFIER-IA) ดังแสดงในรูป 4.18



รูปที่ 4.18 วงจรอินสตรูเมนต์แอมป์  $v_1$  และ  $v_2$  จะต่ออยู่กับเอาพุทของตัวคูณสัญญาณแบบฮอลล์

จากรูป 4.18 เป็นวงจรอินสตรูเมนต์แอมป์ A3B และ A3C ทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์ มีอัตราขยายเท่ากับ 1 ซึ่งจะทำให้ได้อินพุตที่มีแอมเพเด้นซ์สูงมาก ( $>10^{10}$  โอห์ม) A3A ทำหน้าที่เป็นตัวขยายสัญญาณแบบคิฟเฟอเรนเชียลตรงตามเอาพุท โดยมี A3C ทำหน้าที่เป็น ATTENUATOR ในฟีดแบคเพื่อปรับแรงดันฟีดแบคเอาพุทของ A3C ให้เท่ากับ  $v_i$  โดยมี R31 เป็นตัวปรับอัตราขยายสัญญาณเอาพุท จากวงจรเราจะได้สมการแรงดันเอาพุท ดังนี้

$$v_o = - \frac{R_{31}}{R_{30}} v_i \quad (4.19)$$

ในทันทีเลือกใช้

$$R_{24} = R_{25} = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R_{26} = R_{27} = R_{28} = R_{29} = R_{30} = 10 \text{ K}\Omega \pm 1.0 \%$$

$$R_{32} = 120\Omega, R_{33} = 200 \text{ K}, R_{34} = 50 \text{ K}$$

จากหัวข้อ 4.1 ต้องการแรงดันเอาพุทสูงสุดเท่ากับ 5 โวลท์ และจากหัวข้อ 4.2.2 และ 4.2.4  $I_{cn} = 10 \text{ mA}$   $B_{max} = 0.09 \text{ T}$  และจากตาราง ของภาคผนวก ฉ.  $K_{bo} = 100$  ดังนั้นจากสมการ (3.13) จะได้

$$V_{ho} = K_{bo} \cdot I_c \cdot B = 100 \times 10 \times 0.09 = 90 \text{ mV}$$

เพราะฉะนั้น จากสมการ (4.19) จะได้

$$R_{31} = \frac{v_o}{v_i} \cdot R_{30} = \frac{10 \times 10^{-3} \times 5}{90 \times 10^{-3}} \approx 556 \text{ K}\Omega$$

ในทันทีเลือกใช้

$$R_{31} = 1 \text{ M}\Omega$$

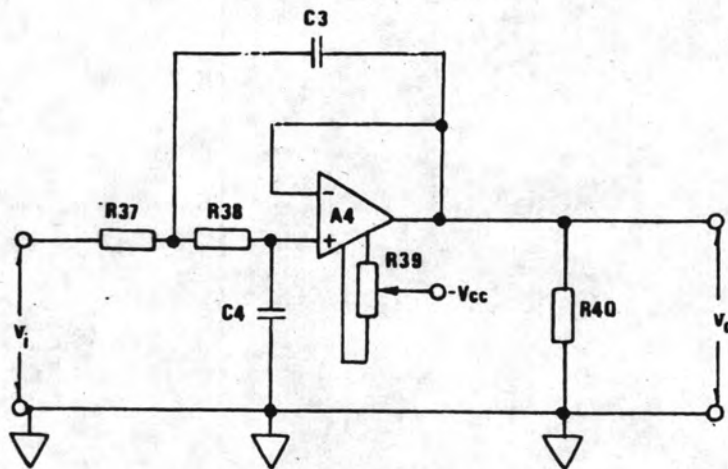
และจากรูป 4.18 สัญญาณเอาพุทของ IA มี R32 เป็นโหลด ซึ่งสัญญาณเอาพุท T4 ก็คือสัญญาณของ คากาลง ไฟฟ้าขณะซึ่งมีความถี่เป็นสองเท่าของความถี่กระแสไฟฟ้าผ่าน โหลด ตามปกติได้อินพุตมี

แกนของเครื่องมือวัดจะมาต่อกับเอาต์พุท T4 จะมีค่าประมาณ 1-10 M $\Omega$  ( $\approx$  1 M $\Omega$  สำหรับ CRT และ 10 M $\Omega$  สำหรับ DVM ) ดังนั้นเราจะเลือกค่า

$$R_{35} = 10 \text{ K}\Omega$$

#### 4.7 การออกแบบวงจรกรองแอดคทีฟชนิดความถี่ต่ำ (LOW-PASS ACTIVE FILTER) (1,9)

จากหัวข้อ 4.6 สัญญาณ AC จากเอาต์พุทของวงจรขยายแบบอินสตรูเมนต์เมทแอมป์ ก็คือสัญญาณกำลังไฟฟ้าช่วงระ และจากหัวข้อ 2.3 เราสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าประสิทธิภาพหรือกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยได้โดยใช้ตัวกรองความถี่ต่ำ กรองเอาสัญญาณ AC ออกจากสัญญาณกำลังไฟฟ้าช่วงระ จะได้สัญญาณ DC ซึ่งเป็นปฏิภาคโดยตรงกับค่ากำลังไฟฟ้าประสิทธิภาพ ในที่นี้จะใช้ตัวกรองแอดคทีฟความถี่ต่ำแบบ SECOND-ORDER ดังวงจรแสดงในรูป 4.19

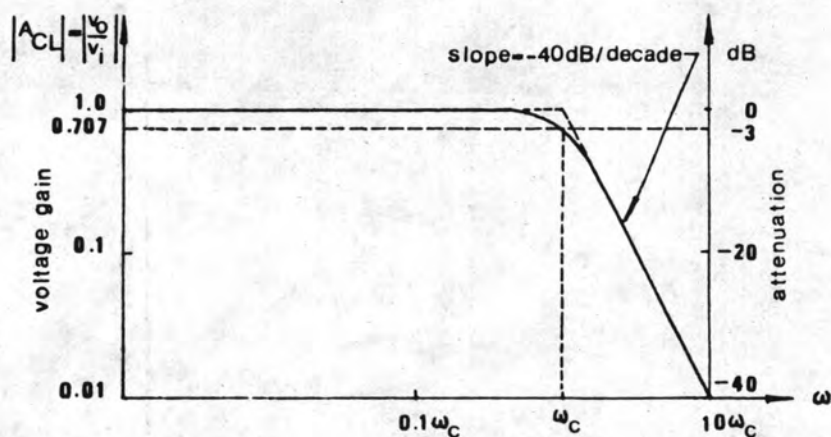


รูปที่ 4.19 วงจรตัวกรองแอดคทีฟความถี่ต่ำแบบ SECOND-ORDER

คุณลักษณะของตัวกรองแบบนี้อาจแบ่งได้ตามค่าแดมป์นึ่งแฟคเตอร์ (DAMPING FACTOR- $\zeta$ ) ค่า  $\zeta$  นี้ หาได้จากสมการ (4.20)

$$\zeta = \frac{R37 + R38}{2} \left( \frac{C4}{R37 \cdot R38 \cdot C3} \right)^{1/2} \quad (4.20)$$

ในที่นี้จะเลือกตัวกรองแบบบัตเตอร์เวิร์ท (BUTTER WORTH) ซึ่งมีค่า  $\zeta$  ประมาณ 0.707 รูปที่ 4.20 เป็นกราฟแสดงการตอบสนองต่อความถี่สำหรับตัวกรองแบบบัตเตอร์เวิร์ท เส้นทึบในภาพแสดงค่าการตอบสนองต่อความถี่จริง และเส้นประแสดงค่าการตอบสนองต่อความถี่ในอุดมคติของวงจรในรูป 4.18 ที่ความถี่คัตออฟขยายแรงดันแบบลูปปิด ( $A_{CL}$ ) มีค่าเท่ากับ 1 และที่ความถี่สูงกว่าค่าความถี่คutoff (CUT-OFF FREQUENCY -  $f_c$ ) ค่า  $A_{CL}$  จะลดลงในอัตรา -40 เดซิเบลทกๆ 10 เท่าของความถี่เพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.20 แสดงคุณสมบัติการตอบสนองต่อความถี่ของตัวกรองแอดคัพความถี่ตามแบบบัตเตอร์เวิร์ทซึ่งมีอัตราการลดระดับสัญญาณแรงดัน -40 dB/DECADE

ชนิดของตัวกรองความถี่ตาม แบบ SECOND ORDER	$\xi$	C"3 F	C"4 F
BESSEL	0.8659	0.9066	0.6799
BUTTERWORTH	0.7072	1.414	0.7071
CHEBYSHEV (0.1- dBpeak )	0.6516	1.638	0.6955
CHEBYSHEV (0.25- dBpeak )	0.6179	1.778	0.6789
CHEBYSHEV (0.5- dBpeak )	0.5789	1.949	0.6533
CHEBYSHEV (1- dBpeak )	0.5228	2.218	0.6061
CHEBYSHEV (2- dBpeak )	0.4431	2.672	0.5246
CHEBYSHEV (3- dBpeak )	0.3833	3.103	0.4558

ตารางที่ 4.1 ค่าค่าปัจจัยเตอร์ก่อนกำหนดช่วงความถี่สำหรับวงจรตามรูป 4.19

เมื่อกำหนดค่าความถี่ตัดที่  $f_c$  ใช้กับแรงดันไฟฟ้าปรกติ  $V_r$  50 เวกซ์ ตามสมการที่ (2.21) สัญญาณของกำลังไฟฟ้าจะจากเอาต์พุตของอินสตรูเมนต์แอมป์จะมีความถี่เป็น 100 เวกซ์ และจากรูป 4.20 เพื่อให้ระดับสัญญาณ AC ที่เอาต์พุตของวงจรตัวกรองมีความถี่ขยายไม่เกิน 0.1 ที่ 100 เวกซ์ในทันทีจะกำหนดให้

$$f_c = 0.1 \times 100 = 10 \text{ Hz}$$

ค่าค่าปัจจัยเตอร์ก่อนกำหนดช่วงความถี่ตามตารางที่ 4.1 ของตัวกรองความถี่ตามแบบตัวเตอร์เวจมีค่าดังนี้

$$C"3 = 1.414 \quad F$$

และ

$$C''4 = 0.7071 \quad F$$

ค่าคาปาซิเตอร์สำหรับความถี่คutoffที่กำหนด (10 เฮิรตซ์) หาได้จากสมการ (4.21)

$$C' = \frac{C''}{2\pi f_c} \quad (4.21)$$

ในทันทีจะได้

$$C'3 = \frac{1.414}{2\pi \times 10} = 0.0225$$

$$C'4 = \frac{0.7071}{2\pi \times 10} = 0.0113$$

ถ้าให้  $R37 = R38 = R$  ซึ่งหาได้จากสมการ (4.22)

$$R = \frac{C'}{C} \quad (4.22)$$

เมื่อ C คือค่าคาปาซิเตอร์ของวงจรตามรูป 4.19

เนื่องจากตามปกติค่าของ C3 จะมากที่สุด ดังนั้นเราจะเลือกค่า C3 ก่อนเพื่อหาขนาดของ R ในทันทีเลือก  $C3 = 0.47 \mu F$  จะได้

$$R = \frac{C'3}{C3} = \frac{0.0225}{0.47 \times 10^{-6}} = 47,872 \quad \Omega$$

และ

$$C4 = \frac{C'4}{C4} = \frac{0.0113}{47,872} = 2.36 \times 10^{-7} \quad F$$

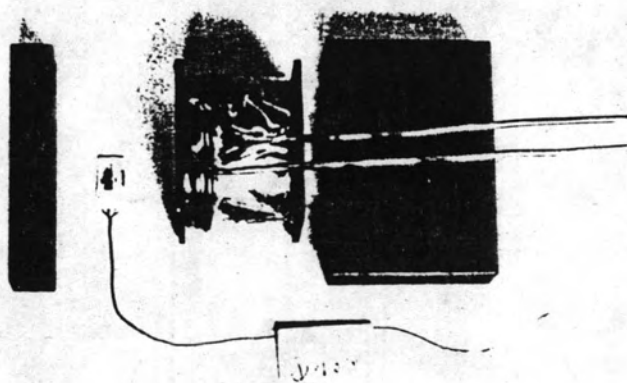
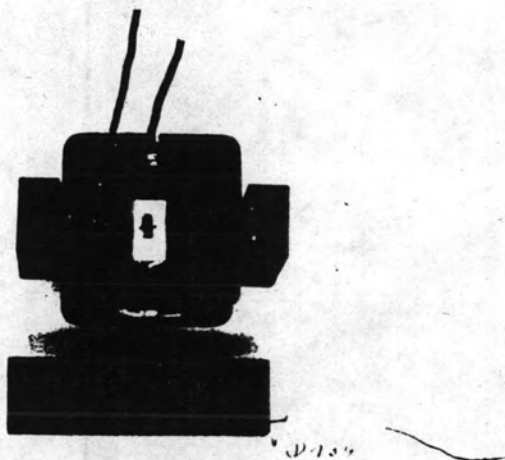
ซึ่งในทันทีเลือก

$$R37 = R38 = 47 \text{ K}\Omega$$

$$C4 = 0.22 \mu F$$

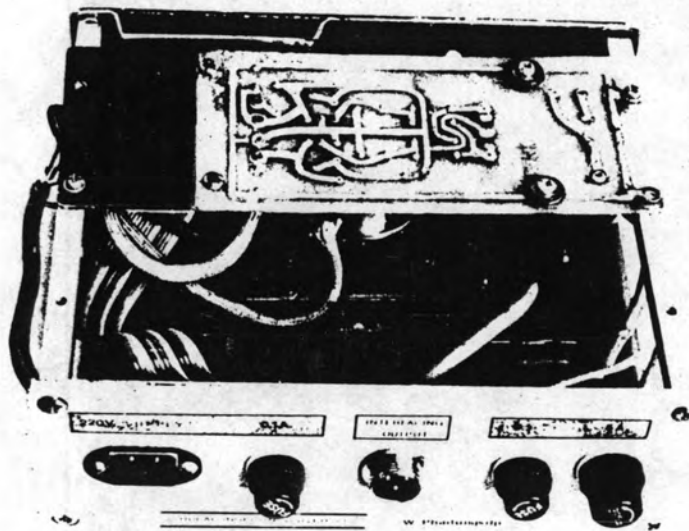
วงจรสมรรถของฮอลล์เอฟเฟกต์ควอเตอร์านสควเซอร์, วงจรจ่ายกำลังไฟฟ้า (POWER SUPPLY),  
วงจรแผนพมพ, การวางอุปกรณ์บนวงจรแผนพมพ และรายการวัสดุอุปกรณ์แสดงไว้ในภาคผนวก ก.

รายละเอียดเกี่ยวกับการปรับเทียบและการทดสอบวัดทรานสดิวเซอร์จะกล่าวถึงต่อไปในบทที่ 5



รูปที่ 4.21 รูปแสดงโครงสร้างของตัวเก็บประจุ





รูปที่ 4.22 รูปแสดงขอลลเอฟเฟคตวทรานสควเซอร์