



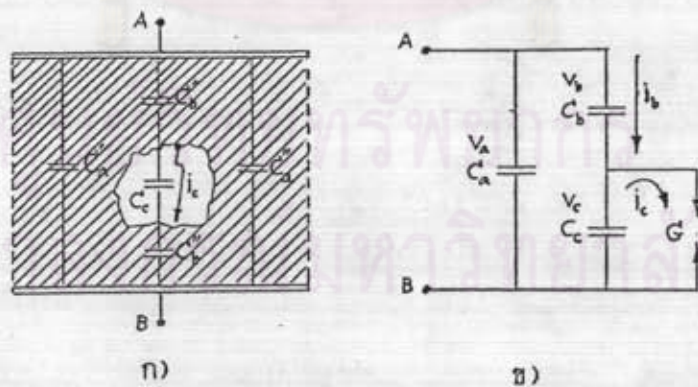
ทฤษฎีและหลักการตรวจจับดีส์ชาร์จบางส่วน

2.1 พฤติกรรมของดีส์ชาร์จบางส่วน

งานวิจัยนี้จะกล่าวถึงเฉพาะดีส์ชาร์จภายในอุปกรณ์ไฟฟ้าแรงสูงเท่านั้น ซึ่งมีผลกระทบต่ออายุการใช้งานของอุปกรณ์โดยตรง ปริมาณของดีส์ชาร์จบางส่วน จะวัดในเทอมของ "ประจุที่ปรากฏ" (Apparent charge) เนื่องจากมาตรฐานต่างๆ ไปนิยมการวัดปริมาณของ PD ในเทอมนี้มากที่สุด การวัด PD นี้จะไม่รวมถึงดีส์ชาร์จตามผิวและโคโรนาดีส์ชาร์จ ซึ่งปกติจะวัดในเทอมของ "คลื่นรบกวนวิทยุ" [12]

2.1.1 วงจรสมมูลดีส์ชาร์จภายใน

โดยปกติแล้ววงจรสมมูลของดีส์ชาร์จภายในนั้นจะหมายถึง วงจรสมมูลที่ใช้กับไฟฟ้ากระแสสลับ ถ้ากล่าวถึงดีส์ชาร์จบางส่วนอย่างลอยๆ ก็ให้หมายถึงดีส์ชาร์จภายใน [3,6] วงจรสมมูลสำหรับฉนวนของอุปกรณ์ไฟฟ้าแรงสูงขณะเกิด PD อาจแทนด้วย ตัวเก็บประจุ C_a , C_b , C_c และแกป G ตามลำดับ โดยที่ แกป G จะแทนการลัดวงจรขณะเกิด PD, $C_a = C'_a + C''_a$ และ $C_b = C'_b C''_b / (C'_b + C''_b)$ ดังรูปที่ 2.1 ในทางปฏิบัติจะพบว่า $C_a \gg C_c \gg C_b$



รูปที่ 2.1 วงจรสมมูล PD ทั้งหมด

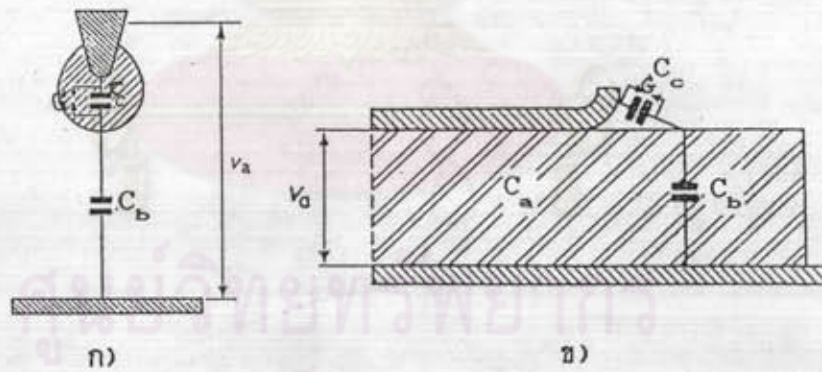
วงจรสมมูลในทางปฏิบัติของ PD เนื่องจากเกิดโพรงอากาศในเนื้อฉนวนแสดงดังรูปที่ 2.2 [13] ซึ่งจะแสดงเฉพาะส่วนของโพรงอากาศและผิวของฉนวนที่อยู่ติดกับโพรงอากาศเท่านั้น โดยในรูปที่ 2.2 ก) แสดงการกระจายของประจุก่อนการเกิด

เบรกดาวน ในรูปที่ 2.2 ข) แทนผิวของฉนวนรอบโพรงอากาศด้วยความต้านทานซึ่งมีค่าสูงมาก แทนโพรงอากาศด้วยตัวเก็บประจุต่างๆ และสปาร์กแกปตรงตำแหน่งที่จะเกิดเบรกดาวน ดังนั้นถ้าไม่คำนึงถึงผลของความต้านทานที่ผิว ผลที่ได้จึงใกล้เคียงกับวงจรสมมูลในรูปที่ 2.1 นั่นเอง



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูล PD ในทางปฏิบัติ [13]

แต่อย่างไรก็ตามวงจรสมมูลในรูปที่ 2.1 สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับโคโรนาดีสชาร์จและดีสชาร์จตามผิวได้ โดยการแทนส่วนต่างๆ ของฉนวนหรืออากาศรอบๆ ด้วย C_a, C_b, C_c และแกป G ตามลำดับ ดังรูปที่ 2.3

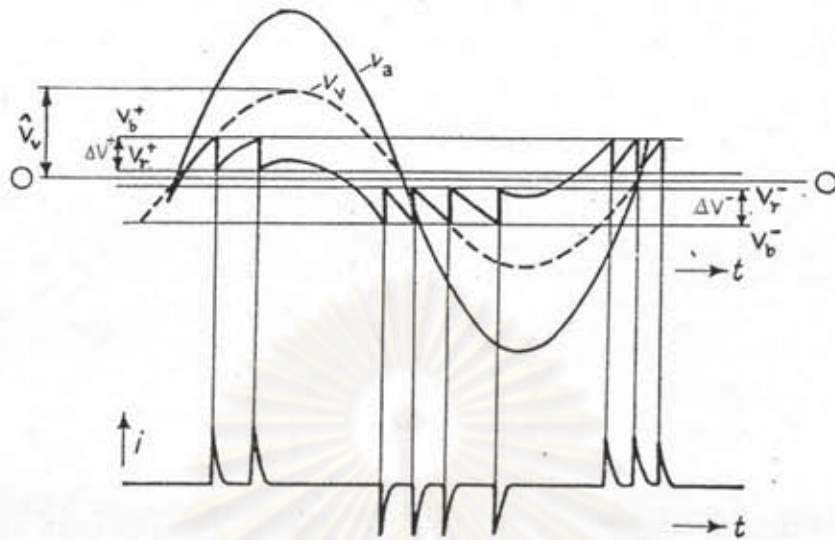


รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของโคโรนาดีสชาร์จและดีสชาร์จตามผิว [1]

2.1.2 ชรรมาชาติฟิลล์ของดีสชาร์จบางส่วน

2.1.2.1 การเกิดดีสชาร์จซ้ำ

ในทางปฏิบัติ PD อาจเกิดซ้ำๆ ได้หลายครั้งในแต่ละคาบเวลา ดังรูปที่ 2.4 โดยที่ V_u คือแรงดันคร่อมขั้วของอุปกรณ์ V_b คือแรงดันเบรกดาวนของโพรงอากาศหรือแกป V_r คือแรงดันหลังการเบรกดาวนของโพรงอากาศหรือแกป V_c คือแรงดันคร่อมโพรงอากาศหรือแกปถ้าไม่มีการเกิด PD เลย และ i คือกระแสที่ขั้วสายของอุปกรณ์



รูปที่ 2.4 แรงดันคร่อมแกปและกระแสที่ขั้วสายของอุปกรณ์ขณะเกิด PD [1]

จำนวนครั้งการเกิด PD สามารถคำนวณได้จากรูปที่ 2.5 โดยสมมุติว่า PD เกิดแบบสมมาตรกับแกนเวลา ดังนั้นจำนวน PD ต่อครั้งคาบเวลา N คำนวณดังนี้ [13]

$$N = 2 [(\hat{V}_v - V_r) - Y] / (V_b - V_r) \quad (2.1)$$

โดยที่ N คือ จำนวนครั้งการเกิด PD ต่อครั้งคาบเวลา

V_b คือ แรงดันเบรกตาวนของ โพรงอากาศหรือแกป

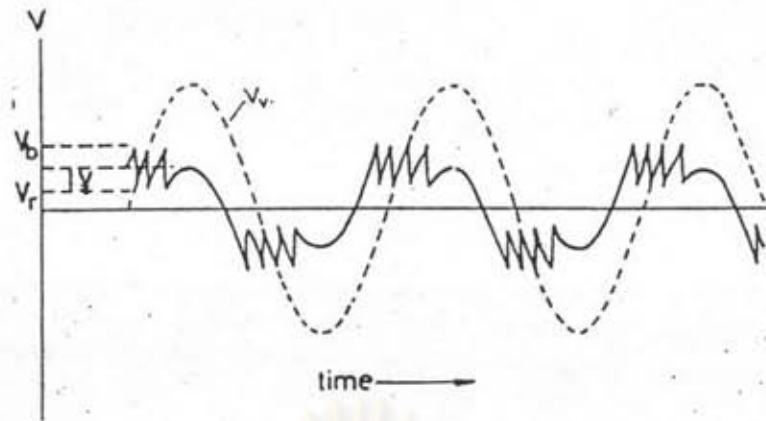
V_r คือ แรงดันหลังการเบรกตาวนของ โพรงอากาศหรือแกป

\hat{V}_v คือ ค่ายอดของแรงดันคร่อม โพรงอากาศหรือแกปถ้าไม่มีการเกิด PD เลข ซึ่งเท่ากับ $[C_b / (C_b + C_c)]$ เท่าของค่ายอดของแรงดันคร่อมวัสดุทดสอบ

Y คือ แรงดันโตๆ ซึ่งมีค่า $0 \leq Y \leq (V_b - V_r)$

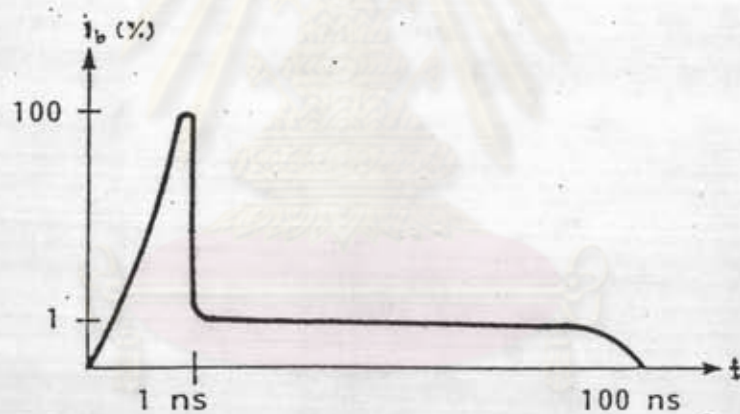
2.1.2.2 ลักษณะรูปร่างของกระแสดีสชาร์จบางส่วน

ลักษณะรูปร่างของกระแส PD ในแกปเล็กๆ ในทางทฤษฎีแสดงดังรูปที่ 2.6 [14] กล่าวคือขณะเกิด PD การไหลของกระแสผ่านแกปจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว เนื่องจากการ



รูปที่ 2.5 การเกิด PD ซ้ำ [13]

เคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนซึ่งเคลื่อนที่ได้เร็วกว่าไอออนบวกผ่านแกปสั้นๆ เมื่ออิเล็กตรอนไหลผ่านแกปหมดกระแสจะลดลงอย่างรวดเร็วและกระแสที่ลดลงนี้ยังคงไหลต่อไปอีกเนื่องจาก การเคลื่อนที่ของ ไอออนบวก



รูปที่ 2.6 แสดงลักษณะรูปร่างของกระแส PD ในทางทฤษฎีสำหรับแกปเล็กๆ [14]

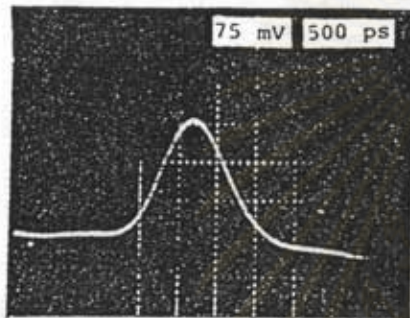
ลักษณะรูปร่างของกระแส PD ในทางปฏิบัติ ซึ่งวัดโดยใช้เครื่องตรวจจับ PD แบบแถบกว้างพิเศษ (Ultra-wide band detector = UWB) ใน Epoxy และ ปลายแหลมในกาซ SF_6 จะให้ลักษณะรูปร่างเช่นเดียวกัน ดังรูปที่ 2.7 จะพบว่าในช่วงเวลา ขึ้นประมาณ 0.3 ถึง 0.8 นาโนวินาที ความกว้างของพัลส์ที่ขนาดลงครึ่งหนึ่ง ประมาณ 1.5 นาโนวินาที จากรูปที่ 2.7 สามารถประมาณลักษณะรูปร่างของกระแส PD เป็นรูป "Gaussian" คือ $i(t)$ ได้ดังนี้ [14]

$$i(t) = I_0 \text{EXP}[-t^2/2\sigma^2] \quad (2.2)$$

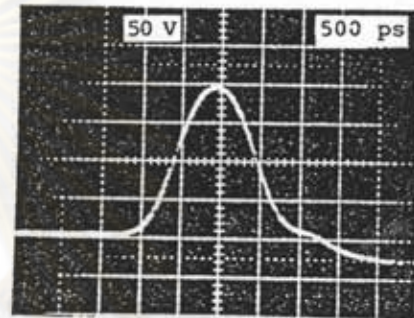
ดังนั้นสเปกตรัมความถี่ของกระแส PD คำนวณได้ดังนี้

$$I(\omega) = I_0 \sigma (2\pi)^{-1/2} \text{EXP}(-\omega^2 \sigma^2 / 2) \quad (2.3)$$

โดยกำหนดความกว้างของพัลส์เท่ากับ 2.36σ และ I_0 คือค่ายอดของกระแส PD ดังนั้น $\sigma \approx 6.36 \times 10^{-10}$ วินาที ซึ่งการคำนวณพบว่าสเปกตรัมของความถี่มากกว่า 200 เมกะเฮิรตซ์



ก)



ข)

รูปที่ 2.7 ลักษณะกระแส PD ที่ตรวจจับได้ในทางปฏิบัติโดยใช้ UWB. [14]

ก) กระแส PD ที่เกิดใน Epoxy

ข) กระแส PD ที่เกิดจากปลายแหลมในก๊าซ SF_6

อย่างไรก็ตามจากการค้นคว้าเอกสารต่างๆ เกี่ยวกับช่วงเวลาการเกิด PD ในฉนวนแข็งและเหลวที่มีโพรงอากาศภายใน จะพบว่ากระแสพัลส์ของ PD จะมีช่วงเวลา ≤ 5 นาโนวินาที เพราะว่า PD เกิดในที่แคบๆ ฉนวนเนื้อเดียว เช่น ก๊าซจะมีช่วงเวลายื่น ≤ 5 นาโนวินาทีและเวลาส่วนหางคลื่นจะยาวกว่าช่วงเวลายื่น สำหรับในอากาศกระแสพัลส์ของ PD มีช่วงเวลาเกิดน้อยกว่า 100 นาโนวินาที [3]

2.1.2.3 พลังงานดิสชาร์จบางส่วน

พลังงานดิสชาร์จภายใน W ของวัสดุทดสอบ สามารถคำนวณได้ดังนี้ [4]

$$W = 0.7qV_1 \quad (2.4)$$

เมื่อ q คือประจุที่ปรากฏของ PD

V_1 คือแรงดันเริ่มต้นเกิดดีส์ชาร์จบางส่วน (ค่า rms)

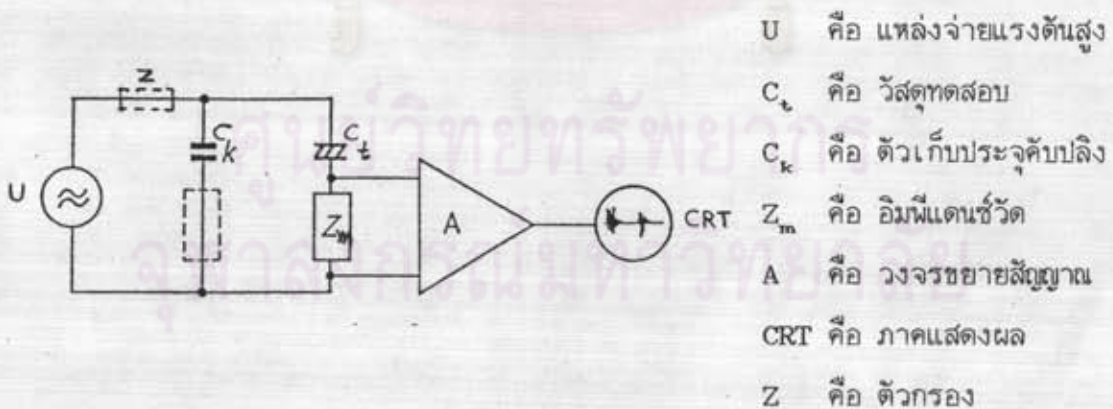
พลังงานดีส์ชาร์จบางส่วนนี้อาจก่อให้เกิดความเสียหายต่อระบบฉนวนได้ เช่น $V_1 = 10$ กิโลโวลต์ และ $q = 10$ นาโนคูลอมป์ ดังนั้น $W = 7 \times 10^{-8}$ จูล ซึ่งมีค่าน้อยมาก แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากพลังงานจำนวนนี้ปล่อยออกมาขณะเกิด PD ในช่วงเวลา $< 10^{-8}$ วินาที และเกิดในที่แคบๆ ทำให้ความหนาแน่นพลังงานบริเวณนั้นสูงพอที่จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางเคมีหรือกัดกร่อนฉนวนส่วนนั้นได้ [4] การเกิด PD ในพวกรโพรโมพลาสติก เช่น PE อาจทำให้เกิดเบรกดาวน์ภายในเวลา 2-3 วัน [3]

2.2 หลักการตรวจจับดีส์ชาร์จบางส่วน

การตรวจจับ PD สามารถทำได้หลายวิธีด้วยกัน โดยการสังเกตหรือวัดผลที่เป็นปรากฏการณ์ต่างๆ ของ PD ที่ได้อธิบายในบทที่ 1 แต่อย่างไรก็ตามการวัดผลของ PD ในเชิงปริมาณที่ได้ผลดีที่สุดคือ การวัดผลทางไฟฟ้าโดยวิธีการตรวจจับกระแสพัลส์ที่ขั้วสายของอุปกรณ์ [1]

2.2.1 วงจรพื้นฐานสำหรับการตรวจจับดีส์ชาร์จบางส่วน

วงจรพื้นฐานสำหรับการตรวจจับ PD ด้วยวิธีการตรวจจับกระแสพัลส์ที่ขั้วสายของอุปกรณ์แสดงดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 วงจรพื้นฐานสำหรับการตรวจจับ PD

เนื่องจากอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายมีค่าสูงมากขณะเกิด PD ดังนั้นจึงต้องมีตัวเก็บประจุคัปปลิงเป็นทางผ่านของกระแสพัลส์หรือคัปปลิงสัญญาณนั่นเอง

2.2.2 การวิเคราะห์วงจรตรวจจับดีส์ชาร์จบางส่วน

2.2.2.1 วงจรสมมูล

จากวงจรพื้นฐานในรูปที่ 2.8 จะแทนวัสดุทดสอบ C_u ด้วยวงจรสมมูล ซึ่งประกอบด้วย C_u, C_b, C_c และแกป G ดังรูปที่ 2.9 ก) เนื่องจากเบรกดาว์นของโพรงอากาศหรือแกปจะใช้เวลาในการเกิดน้อยกว่า 10^{-7} วินาที ซึ่งถือว่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับคาบเวลาของแหล่งจ่าย ดังนั้นจึงอาจแทนแรงดันคร่อมโพรงอากาศหรือแกป V_c ด้วยแหล่งจ่ายแรงดันรูปขั้น [1] ดังรูปที่ 2.9 ข) คือ

$$V_c \approx \Delta V U(t) \tag{2.5}$$

เมื่อ ΔV คือ แรงดันตกคร่อมโพรงอากาศหรือแกป
 $U(t)$ คือ ฟังก์ชันรูปขั้น (Unit step function)

ซึ่งวงจรในรูปที่ 2.9 ข) ก็คือ "วงจรพื้นฐานสำหรับการปรับเทียบ" นั้นเอง เนื่องจากโดยปกติแล้ว $C_u \gg C_b$ ดังนั้นเมื่อมองอิมพีแดนซ์จากแหล่งจ่ายแรงดัน V_c จะมองเห็นอิมพีแดนซ์รวมประมาณของ C_b จึงสามารถประมาณได้ว่า

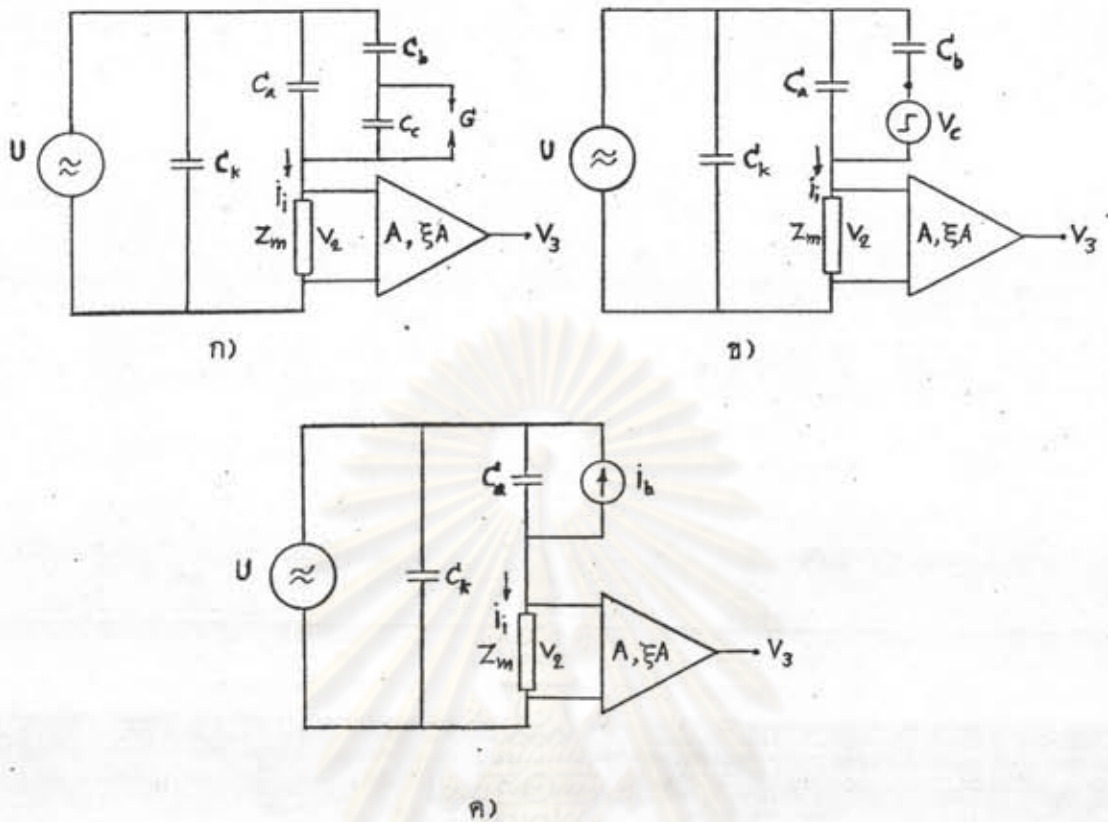
$$i_b = C_b dV_c / dt \approx C_b \Delta V \delta(t) \tag{2.6}$$

เมื่อ $\delta(t)$ คือ "Unit impulse function" หรือ "Dirac delta function"

ถ้านิยามให้ $q = C_b \Delta V = \int_0^\infty i_b dt$ คือ ประจุที่ปรากฏของ PD แทนค่า $q = C_b \Delta V$ ในสมการ (2.6) จะได้

$$i_b \approx q \delta(t) \tag{2.7}$$

ในรูปที่ 2.9 ค) แทนการเกิดดีส์ชาร์จบางส่วนด้วยแหล่งจ่ายกระแสอิมพัลส์ ในทางปฏิบัติจะพบว่ากระแสอิมพัลส์ i_b มีช่วงเวลาเกิด ≤ 5 นาโนวินาที สำหรับฉนวนแข็ง และเหลว [11]



รูปที่ 2.9) แทน PD ด้วยวงจรสมมูลแบบต่างๆ

- ก) แทนวัสดุทดสอบ C_c ด้วยวงจรสมมูลที่ประกอบด้วย C_a , C_b , C_c และ แกน G
- ข) แทน C_c และ G ด้วยแรงดันรูปขั้น คือ $V_c \approx \Delta V U(t)$
- ค) แทน C_b และ V_c ด้วยแหล่งจ่ายกระแสพัลส์ $i_b \approx q\delta(t)$

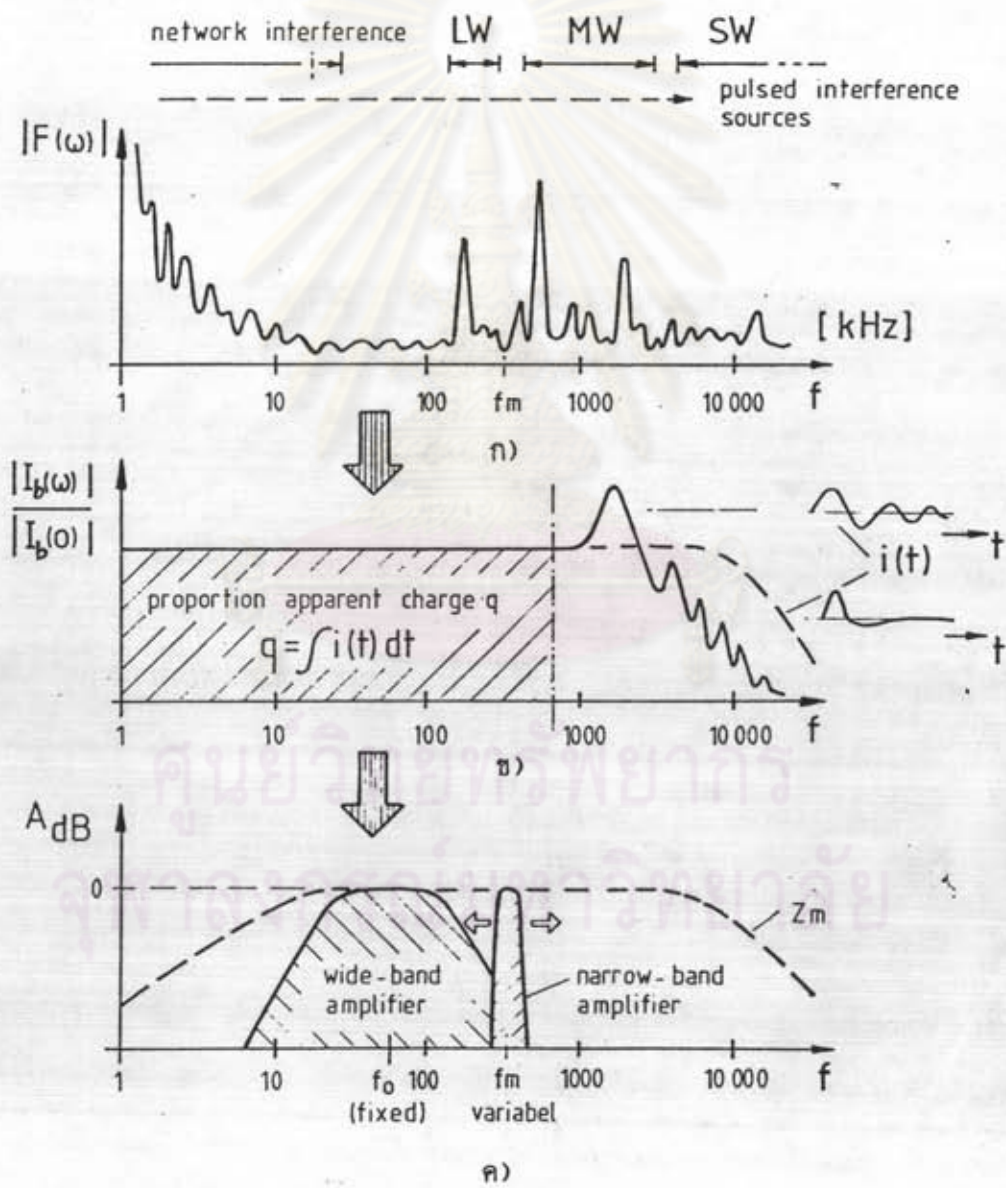
2.2.2.2 การวิเคราะห์วงจรตรวจจับดีส์ชาร์จบางส่วนโดยวิธีอินทิเกรตด้วยตัวกรองความถี่กลาง

การวิเคราะห์วงจรตรวจจับ PD โดยวิธีอินทิเกรตด้วยตัวกรองความถี่กลาง [15] จะเป็นการวิเคราะห์วงจรในโดเมนความถี่ โดยใช้วงจรรูปที่ 2.9 ค) เป็นหลักคือ

$$I_b(j\omega) = F[i_b(t)] \approx q \tag{2.8}$$

โดยที่เราจะถือว่า $|I_b(j\omega)|$ มีค่าคงที่เสมอในช่วงความถี่ที่เราพิจารณา ลักษณะของ $|I_b(j\omega)|$ ในทางปฏิบัติจะเป็นดังรูปที่ 2.10 ข) การตอบสนองความถี่

ความถี่ของอิมพีแดนซ์ $Z_m(j\omega) = V_2(j\omega)/I_1(j\omega)$ (โดยคิดผลกระทบของ C_u และ C_k เข้าไปด้วย) และ ตัวกรองหรือวงจรมอดูเลชัน $H_o(j\omega) = V_3(j\omega)/V_2(j\omega)$ ดังรูปที่ 2.10 ค) ในบางกรณีของการออกแบบอาจรวมอิมพีแดนซ์และตัวกรองหรือวงจรมอดูเลชันเข้าด้วยกันเป็น "อิมพีแดนซ์แบบแอคทีฟ" [16] การเลือกความถี่ที่เหมาะสมนั้นจะต้องเลือกความถี่ในช่วงที่ลดสัญญาณรบกวนจากภายนอกให้มากที่สุด ซึ่งลักษณะ (ค่ากลางๆ) ของสัญญาณรบกวนในโดเมนความถี่แสดงในรูปที่ 2.10 ก) ดังนั้นการวิเคราะห์สัญญาณเอาต์พุต $V_3(t)$ ทำได้ดังนี้คือ



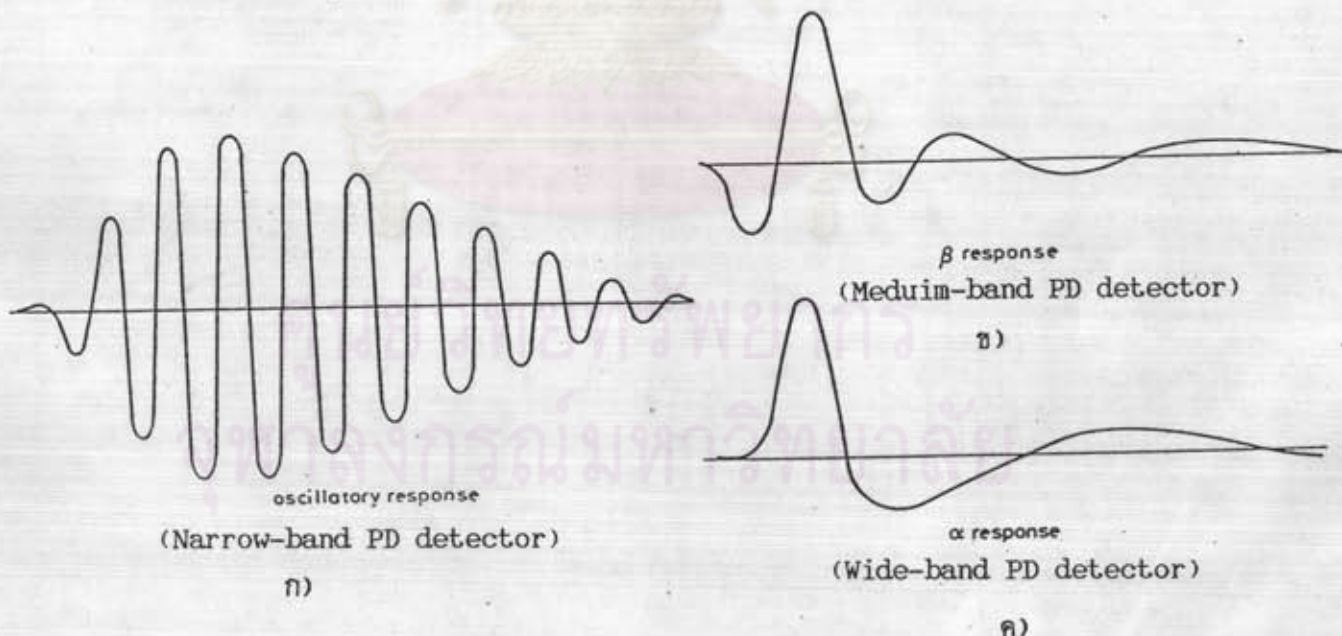
รูปที่ 2.10 ลักษณะสเปกตรัมสัญญาณและการตอบสนองความถี่ต่างๆ ของเครื่องตรวจจับ PD [15]

$$\text{กำหนดให้ } H(j\omega) = H_o(j\omega)Z_m(j\omega) \quad (2.9)$$

$$V_o(j\omega) = H(j\omega)[C_k/(C_k+C_e)]q \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} V_o(t) &= F^{-1}[V_o(j\omega)] \\ &\approx q [C_k/(C_k+C_e)] h(t) \end{aligned} \quad (2.11)$$

เมื่อ $h(t)$ คือ การตอบสนองแบบอิมพัลส์ของตัวกรองและอิมพีแดนซ์วัดรวมกันตามเงื่อนไขสมการ (2.11) สัญญาณเอาต์พุต $V_o(t)$ อาจเป็นได้ 3 ลักษณะคือ ในกรณีที่ $|H(j\omega)|$ มีแบนด์วิดท์แคบมาก จะให้สัญญาณเอาต์พุตแบบ "Oscillatory response" จึงเรียกเครื่องตรวจจับ PD แบบนี้ว่า "เครื่องตรวจจับ PD แบบแถบแคบ" (Narrow-band PD detector) กรณีที่ $|H(j\omega)|$ มีแบนด์วิดท์กว้างไม่มาก จะให้สัญญาณเอาต์พุตแบบ " β -response" จึงเรียกเครื่องตรวจจับ PD แบบนี้ว่า "เครื่องตรวจจับ PD แบบแถบกลาง" (Medium-band PD detector) และกรณีสุดท้ายคือ $|H(j\omega)|$ มีแบนด์วิดท์กว้างจะให้สัญญาณเอาต์พุตแบบ " α -response" จึงเรียกเครื่องตรวจจับ PD แบบนี้ว่า "เครื่องตรวจจับ PD แบบแถบกว้าง" (Wide-band PD detector) [17] ซึ่งลักษณะสัญญาณเอาต์พุตทั้ง 3 แบบแสดงดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 ลักษณะสัญญาณเอาต์พุตของเครื่องตรวจจับ PD แบบต่างๆ [17]

จากสมการ (2.11) จะพบว่าไม่ว่าแบนด์วิดท์ของอิมพีแดนซ์วัดและตัวกรองจะเป็นอย่างไร ถ้าแบนด์วิดท์ที่พิจารณาอยู่ในช่วงความถี่ที่ $|I_{L_p}(j\omega)|$ มีค่าคงที่แล้ว ผลคือทั้ง

อิมพีแดนซ์วัตต์และตัวกรองจะทำหน้าที่อื่นที่เกเรตกระแสพัลส์เสมอคือ $q = \int_0^{\infty} i_b dt$ ดังนั้น เราจึงเรียกเครื่องตรวจจับ PD ทั้ง 3 ชนิดที่กล่าวมาแล้วว่าเครื่องตรวจจับ PD แบบนิยม (Conventional PD detector) [14]

ในกรณีที่การตอบสนองความถี่ของอิมพีแดนซ์วัตต์และตัวกรองมีแบนด์วิดท์กว้างกว่า แบนด์วิดท์ของ $|I_b(j\omega)|$ มากๆ ซึ่งกรณีนี้จะประมาณได้ว่า $H(j\omega)$ มีค่าคงที่ คือ

$$H(j\omega) = H_0(j\omega)Z_m(j\omega) \approx k \quad (2.12)$$

เมื่อ k คือ อัตราขยายรวมของอิมพีแดนซ์วัตต์และตัวกรอง

$$V_o(j\omega) \approx k[C_k / (C_k + C_c)]I_b(j\omega) \quad (2.13)$$

$$V_o(t) = F^{-1}[V_o(j\omega)] \approx k[C_k / (C_k + C_c)]i_b(t) \quad (2.14)$$

จากสมการ (2.14) สรุปได้ว่า กรณีที่แบนด์วิดท์ของเครื่องตรวจจับ PD กว้างกว่า แบนด์วิดท์ของ PD มากๆ นั้น สัญญาณเอาต์พุตที่ได้คือ ลักษณะของกระแสพัลส์ PD ที่เกิดขึ้นจริง ดังนั้นขีดจำกัดพื้นฐานสำหรับการตรวจจับลักษณะของกระแสพัลส์ PD ที่เกิดขึ้นจริง จะกำหนดโดย ลักษณะของวงจรถอดสอบและเครื่องตรวจจับ PD เอง (คือคิดผลกระทบของ C_u หรือ C_c และ C_k เข้าไปด้วย) [14,18]

2.2.2.3 การวิเคราะห์ความไว (Sensitivity)

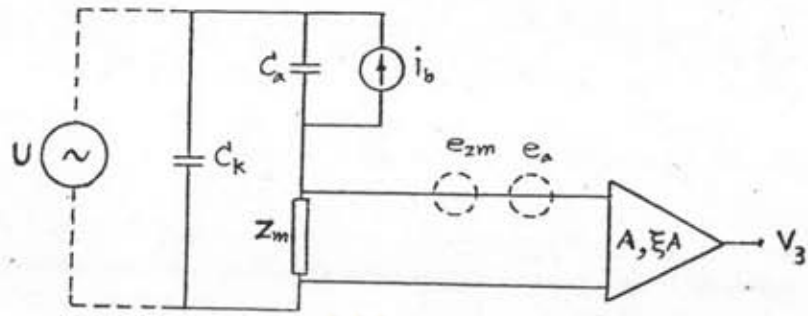
เนื่องจากสัญญาณรบกวน ทำให้ความไวของเครื่องวัดหรือตรวจจับ PD ลดลง ในการคำนวณความไวนั้นจะพิจารณาเฉพาะสัญญาณรบกวนภายในเครื่องวัดเท่านั้น คือ "Thermal noise" ของอิมพีแดนซ์วัตต์ e_{zm} และ "Input noise" ของวงจรถอดสอบหรือตัวกรอง e_u โดยการคำนวณความไวจะแยกพิจารณาเป็น 2 กรณีคือ

- 1) ความไวสำหรับวงจรถอดสอบวัสดุทดสอบชนิดองค์ประกอบแบบลัมป์

วงจรถอดสอบที่ใช้คำนวณความไวสำหรับกรณีนี้ แสดงในรูปที่ 2.12 คือ

$$V_{n(rms)} = (e_{zm}^2 + e_u^2)^{1/2} \quad (2.15)$$

เมื่อ $V_{n(rms)}$ คือ สัญญาณรบกวนรวมทั้งอินพุตของวงจรถอดสอบหรือตัวกรอง



รูปที่ 2.12 วงจรที่ใช้คำนวณความไวสำหรับวัสดุทดสอบชนิดองค์ประกอบแบบลัมป์

ตามข้อกำหนดของ IEC Publ. No.885-2[7] ได้กล่าวไว้ว่า ความไวของเครื่องตรวจจับหรือวัด PD จะต้องมีความสามารถในการตรวจจับพัลส์ของดีสชาร์จต่ำสุดเป็นสองเท่าของสัญญาณรบกวน ลักษณะสัญญาณรบกวนและ PD แสดงดังรูปที่ 2.13 จากสมการ (2.11) และรูปที่ 2.13 แทนค่าสูงสุดของ $h(t)$ ด้วย ξA จะได้

$$V_{3(PD\ min)} = 2V_{3(noise\ peak)} \tag{2.16}$$

โดยที่
$$V_{3(PD\ min)} = \xi A C_k / (C_k + C_t)] q_{min} \tag{2.17}$$

และกำหนดให้ค่ายอดของสัญญาณรบกวนประมาณ 2.5 เท่าของค่า rms.[1] จะได้

$$V_{3(noise\ peak)} = 2.5A V_{n(rms)} \tag{2.18}$$

แทนค่า (2.17) และ (2.18) ใน (2.16) จะได้

$$q_{min} = 5[(C_k + C_t) / (\xi C_k)] V_{n(rms)} \tag{2.19}$$

ในกรณีที่ $e_{zm} \gg e_a$ และ $e_{zm} = (4KTBR_m)^{1/2}$ หรือ Thermal noise ของอิมพีแดนซ์วัด แทนค่าในสมการ (2.19) จะได้

$$q_{min} = 10[(C_k + C_c) / (\epsilon C_k)] (KTBR_m)^{1/2} \quad (2.20)$$

เมื่อ $V_{3(PD\ min)}$	คือ	พัลส์ของดีสชาร์จต่ำสุดที่สามารถตรวจจับได้ที่เอาต์พุต
$V_{3(noise\ peak)}$	คือ	ค่ายอดสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต
A	คือ	อัตราขยายรวมของอิมพีแดนซ์วัดและวงจรรขยายหรือตัวกรอง
ϵ	คือ	แฟกเตอร์สำหรับการตอบสนองแบบอิมพัลส์
$V_{n(rms)}$	คือ	สัญญาณรบกวนรวมทั้งอินพุตของวงจรรขยายหรือตัวกรอง
q_{min}	คือ	ความไวหรือความสามารถตรวจจับพัลส์ต่ำสุด
K	คือ	ค่าคงตัวโบลต์ซมันน์ = 1.38×10^{-23} joules/°K
T	คือ	อุณหภูมิสัมบูรณ์ (°K)
B	คือ	แบนด์วิดท์สัมมูล
R_m	คือ	ความต้านทานสัมมูลของอิมพีแดนซ์วัดเมื่อมองจากอินพุตของวงจรรขยายหรือตัวกรอง



รูปที่ 2.13 ลักษณะสัญญาณเอาต์พุตของเครื่องตรวจจับ PD ในขณะที่มีสัญญาณรบกวนรวมอยู่ด้วย

2) ความไวสำหรับการทดสอบเคเบิลยาว

การคำนวณความไวในกรณีพิจารณาเฉพาะเคเบิลยาวเท่านั้น รูปที่ 2.1.4 ก) แสดงการเกิด PD ในเคเบิลยาว รูปที่ 2.14 ข) แสดงวงจรมูล PD ในเคเบิลยาว

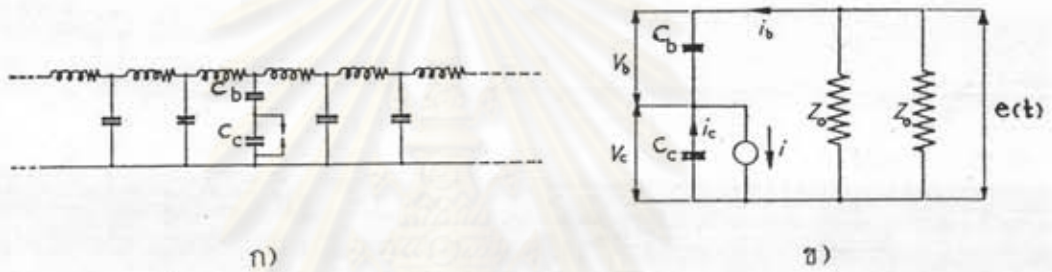
แรงดันของคลื่นจรในเคเบิลยาวเนื่องจาก PD สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$e(t) = (Z_0/2) i_b(t) \text{EXP}(-x/\gamma) \tag{2.21}$$

เมื่อ γ คือ สัมประสิทธิ์การสูญเสียในเคเบิล

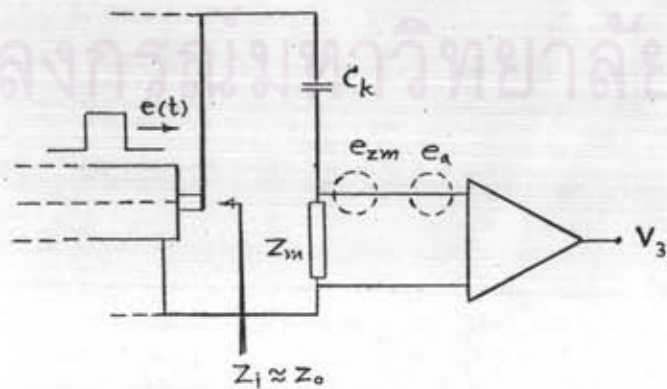
Z_0 คือ ค่าแรงคเตอร์สติกอิมพีแดนซ์ของเคเบิล

x คือ ระยะใดๆ ของเคเบิลเมื่อวัดจากปลายด้านใกล้



รูปที่ 2.14 การเกิด PD ในเคเบิลยาวและวงจรสมมูล[1]

เนื่องจากอิมพีแดนซ์ของ $C_b \gg Z_0/2$ จึงสามารถแทน PD ด้วยแหล่งจ่ายกระแสอิมพัลส์ $i_b \approx q\delta(t)$ ได้เช่นเดียวกับกรณีของวัสดุทดสอบชนิดองค์ประกอบแบบลัมบ์ ดังนั้นวงจรสมมูลการเกิด PD ในเคเบิลยาวสำหรับการคำนวณแสดงดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 วงจรคำนวณความไวสำหรับเคเบิลยาว

จากรูปที่ 2.15 สมมติว่าตัวเก็บประจุคัปปลิงมีอิมพีแดนซ์น้อยมาก เมื่อเทียบกับ คาแรคเตอร์ิสติกอิมพีแดนซ์ Z_0 และอิมพีแดนซ์ Z_1 ถ้าสมมติว่า $Z_1 \approx Z$ ซึ่ง Z เป็น ตัวต้านทานล้วนๆ ดังนั้นแรงดันคร่อมอิมพีแดนซ์วัด $V_{zm}(t)$ สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$V_{zm}(t) \approx 2[Z/(Z_0+Z)]e(t) \quad (2.22)$$

แทนค่า $e(t)$ จากสมการ (2.21) และ i_b ในสมการ (2.22) จะได้

$$V_{zm}(t) \approx [Z_0 Z / (Z_0 + Z)] q \delta(t) \text{EXP}(-x/\gamma) \quad (2.23)$$

จะได้
$$i_{zm}(t) \approx [Z_0 / (Z_0 + Z)] q \delta(t) \text{EXP}(-x/\gamma) \quad (2.24)$$

ดังนั้น $V_3(t)$ ได้จากการ Conjugate ระหว่าง $h(t)$ กับ $i_{zm}(t)$ คือ

$$\begin{aligned} V_3(t) &= h(t) * i_{zm}(t) \\ &\approx [Z_0 / (Z_0 + Z)] q \text{EXP}(-x/\gamma) h(t) \end{aligned} \quad (2.25)$$

ในทางปฏิบัติเราไม่สามารถหาตัวเก็บประจุคัปปลิงขนาดใหญ่ได้ จึงต้องมีแฟกเตอร์ลดทอน $f(C_k, Z_0)$ ซึ่งเป็นฟังก์ชันของ C_k และ Z_0 จากสมการ (2.25) จะได้

$$V_3(t) = f(C_k, Z_0) [Z_0 / (Z_0 + Z)] q \text{EXP}(-x/\gamma) h(t) \quad (2.26)$$

แทนค่าสูงสุดของ $h(t)$ ด้วย ξA ในสมการ (2.26) จะได้

$$V_{3(PD \text{ min})} = f(C_k, Z_0) [Z_0 / (Z_0 + Z)] q \text{EXP}(-x/\gamma) \xi A q_{min} \quad (2.27)$$

และ

$$V_{3(noise \text{ peak})} = 2.5 A V_{n(rms)} \quad (2.28)$$

จากสมการ (2.27) และ (2.28) แทนค่า $V_{3(PD \text{ min})} = 2 V_{3(noise \text{ peak})}$

จะได้

$$q_{min} = 5[(Z_0 + Z) / \{ \xi Z_0 f(C_k, Z_0) \}] \text{EXP}(x/\gamma) V_{n(rms)} \quad (2.29)$$

ในกรณีที่ $e_{zm} \gg e_a$ จะได้

$$q_{min} = [10 / \{ \xi f(C_k, Z_0) \}] \text{EXP}(x/\gamma) [KTBZ(Z_0 + Z) / Z_0]^{1/2} \quad (2.30)$$

เมื่อ ξ คือ แฟกเตอร์สำหรับการตอบสนองแบบอิมพัลส์

x คือ ระยะใดๆ ของเคเบิลเมื่อวัดจากปลายด้านใกล้

γ คือ สัมประสิทธิ์การสูญเสียในเคเบิล

K คือ ค่าคงตัวโบลต์มันน์ = 1.38×10^{-23} Joules/°K

T คือ อุณหภูมิสัมบูรณ์ (°K)

Z คือ ความต้านทานอินพุตของอิมพีแดนซ์วัดในช่วงความถี่ที่พิจารณา

Z_0 คือ ค่าแรงเคลื่อนอิมพีแดนซ์ของเคเบิล ($Z_0 = 10$ ถึง 60 โอห์ม)

$V_{n(rms)}$ คือ สัญญาณรบกวนรวมทั้งอินพุตของวงจรขยายหรือตัวกรอง

$f(C_k, Z_0)$ คือ แฟกเตอร์ลดทอนเนื่องจากตัวเก็บประจุขั้วปลงมีขนาดเล็ก

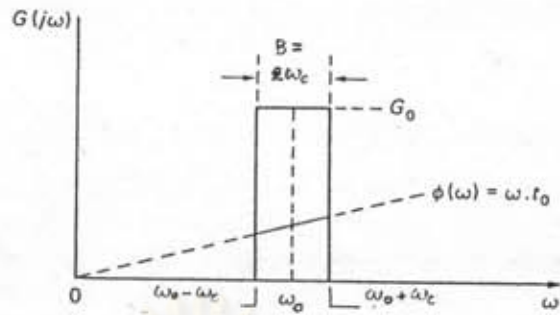
2.2.2.4 การวิเคราะห์ความไวโดยใช้ตัวกรองอูตมคติ

การวิเคราะห์ความไวเครื่องตรวจจับ PD โดยใช้ตัวกรองอูตมคติ ในที่นี้ก็เพื่อใช้เป็นแนวทางในการชี้แนะและแก้ปัญหาต่างๆ ในการออกแบบในบทต่อไป การวิเคราะห์วงจรวิธีนี้เราจะลดความยุ่งยากต่างๆ ในการคำนวณ โดยสมมุติว่า ตัวกรองเป็นแบบอูตมคติ และถือว่าสัญญาณรบกวนของวงจรเกิดจาก "Thermal noise" ของอิมพีแดนซ์วัดเป็นตัวต้านทานล้วนๆ เท่านั้น

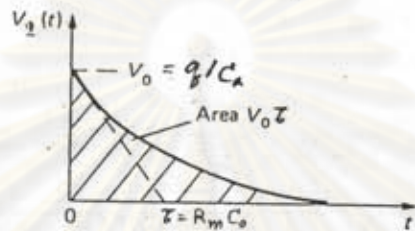
1) ความไวสำหรับวงจรทดสอบวัสดุทดสอบชนิด

องค์ประกอบแบบลัมป์

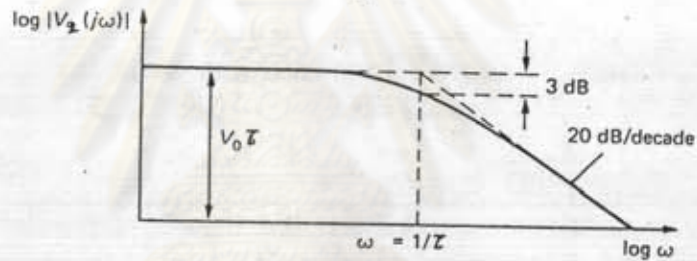
วงจรที่ใช้คำนวณความไวสำหรับกรณีนี้จะใช้วงจรรูปที่ 2.9 ค) โดยแทนวงจรรขยายด้วยตัวกรองอูตมคติ ในรูปที่ 2.16 ก) แสดงตัวกรองอูตมคติ รูปที่ 2.16 ข) แสดงสัญญาณเอาต์พุตของอิมพีแดนซ์ $V_z(t)$ รูปที่ 2.16 ค) แสดงสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณ $V_z(t)$ รูปที่ 2.16 ง) แสดงลักษณะสัญญาณเอาต์พุตของเครื่องตรวจจับ PD



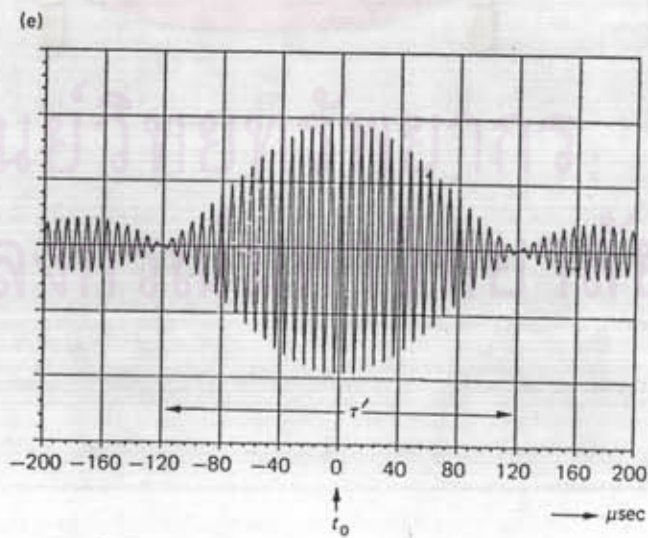
ก)



ข)



ค)



ง.)

รูปที่ 2.16 วงจรค่านวมความไวสำหรับวัสดุทดสอบชนิดองค์ประกอบแบบลัมป์ เมื่อใช้ตัวกรองอุดมคติ [3]

จากรูปที่ 2.16 สามารถคำนวณ $V_2(t)$ ได้ดังนี้

$$V_2(t) = (q/C_a) \text{EXP}(-t/R_m C_o) \quad (2.31)$$

โดยที่

$$C_o = C_a C_k / (C_a + C_k) \quad (2.32)$$

$$\approx C_t C_k / (C_t + C_k)$$

ดังนั้น $|V_2(j\omega)| = (qR_m C_o / C_a) / [1 + (\omega R_m C_o)^2]^{1/2} \quad (2.33)$

ในกรณีที่ $(\omega_o + \omega_c) \ll 1/R_m C_o$ จะสามารถประมาณได้ว่า $|V_2(j\omega)|$ มีค่าคงที่คือ

$$|V_2(j\omega)| \approx qR_m C_k / (C_a + C_t) \quad (2.34)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต $V_3(t)$ คำนวณได้ดังนี้

$$V_3(t) = F^{-1}[G(j\omega)V_2(j\omega)]$$

$$\approx G(t)R_m q C_k / (C_a + C_k)$$

$$\approx G(t)R_m q C_k / (C_t + C_k) \quad (2.35)$$

โดยที่ $G(t) = 2G_o [\text{COS}\omega_o(t-t_o)] \text{SIN}\omega_c(t-t_o) / \pi(t-t_o) \quad (2.36)$

$G(t)$ คือ การตอบสนองแบบอิมพัลส์ของตัวกรองอุดมคติ

จากสมการ (2.35) เมื่อเทียบฟอร์มกับสมการ (2.11) จะได้

$$h(t) = R_m G(t) \quad (2.37)$$

เนื่องจากค่าสูงสุดของ $h(t)$ คือ $2G_o \omega_c R_m / \pi$ ดังนั้น $\xi = 2\omega_c R_m / \pi = 2BR_m$ แทนค่าในสมการ (2.20) จะได้

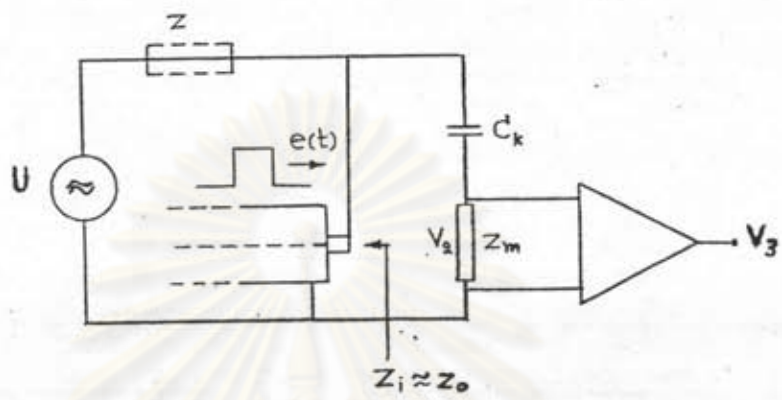
$$q_{min} = 5[(C_k + C_t) / C_k] [KT / BR_m]^{1/2} \quad (2.38)$$

ขีดจำกัดของสมการ (2.38) จะใช้ได้เมื่อ $1/R_m C_o \gg (\omega_o + \omega_c)$ เท่านั้นและสมการนี้บอกให้เราทราบว่า การเพิ่มความไว สามารถทำได้โดยการเพิ่ม R_m และ B เท่านั้น (ความไวมีค่าสูงเมื่อ q_{min} มีค่าต่ำๆ) โดยที่ค่า R_m และ B ต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขที่กำหนด การคำนวณความไวอย่างคร่าวๆ สามารถใช้สมการนี้เช่น ถ้า $C_t = C_k = 1$ นาโนฟารัด $B = 400$ กิโลเฮิรตซ์และ $R_m = 40$ โอห์ม จะได้ $q_{min} = 0.16$ พิโคคูลอมบ์

2) ความไวสำหรับวงจรทดสอบเคเบิลยาว

วงจรที่ใช้คำนวณความไวสำหรับกรณีนี้ แสดงดังรูปที่ 2.17 โดยกำหนดให้

$Z_m = R_m$ เป็นตัวความต้านทานล้วนๆ



รูปที่ 2.17 วงจรคำนวณความไวสำหรับเคเบิลยาว เมื่อใช้ตัวกรองอุดมคติ

จากรูปที่ 2.17 สามารถคำนวณ $V_2(t)$ ได้ดังนี้

$$V_2(t) = q[R_m Z_o / (R_m + Z_o)] [\delta(t) - \text{EXP}\{-t/C_k (R_m + Z_o)\}] \text{EXP}\{-x/\gamma\} \quad (2.39)$$

จากสมการ (2.39) ถ้า $1/C_k (R_m + Z_o) \gg (\omega_o + \omega_c)$ เราจะประมาณ $\text{EXP}\{-t/C_k (R_m + Z_o)\}$ ด้วย "Unit impulse function" ดังนั้น $V_2(t) = 0$ นั่นคือ ถ้าตัวเก็บประจุคัปปลิงมีขนาดเล็กจะให้สัญญาณเอาต์พุตออกน้อยมาก ส่วนในกรณีที่ $1/C_k (R_m + Z_o) \ll (\omega_o + \omega_c)$ นั้น $\text{EXP}\{-t/C_k (R_m + Z_o)\}$ จะไม่มีผลต่อเอาต์พุต $V_3(t)$ เนื่องจากไม่มีสเปกตรัมความถี่ของ $\text{EXP}\{-t/C_k (R_m + Z_o)\}$ อยู่ในช่วง "Pass-band" จึงประมาณ $V_2(t)$ ได้ดังนี้

$$V_2(t) = q[R_m Z_o / (R_m + Z_o)] \delta(t) \text{EXP}\{-x/\gamma\} \quad (2.40)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต $V_3(t)$ คือ

$$V_3(t) = G(t)q[R_m Z_0 / (R_m + Z_0)] \text{EXP}(-x/\gamma) \quad (2.41)$$

ในทำนองเดียวกับสมการ (2.37) จะได้ $\xi = 2BR_m$ และจากสมการ (2.30) จะได้

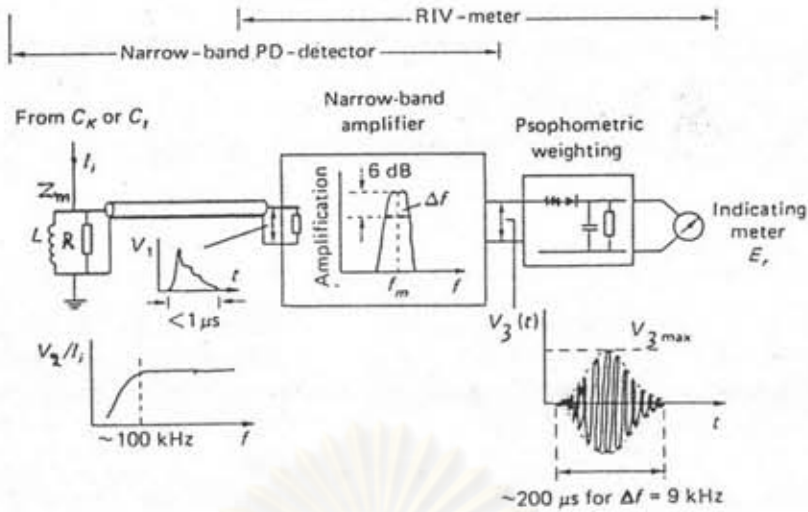
$$q_{min} = [5/f(C_k, Z_0)] \text{EXP}(x/\gamma) [KT(R_m + Z_0) / BR_m Z_0]^{1/2} \quad (2.42)$$

ตัวอย่างการคำนวณความไวอย่างคร่าวๆ จากสมการ (2.42) เช่น $f(C_k, Z_0) = 0.1$, $R_m = 40$ โอห์ม, $Z_0 = 10$ โอห์ม และ $B=400$ กิโลเฮิรตซ์ จะได้ $q_{min} = 1.8$ พิโคคูลอมป์

2.2.3 การแสดงผลของดิสชาร์จบางส่วน

การแสดงผลหรือวัดผลของดิสชาร์จบางส่วนสามารถทำได้ทั้งทางมิเตอร์ จอภาพของออสซิลโลสโคป และทางเครื่องบันทึก ค่าของดิสชาร์จบางส่วนที่มาตรฐานกำหนดโดยปกติจะแสดงในเทอมของ "ประจุที่ปรากฏ" (Apparent Charge) ของ PD หรือ "ขนาดของดิสชาร์จ" (Discharge magnitude) "q" ซึ่งมีหน่วยเป็นพิโคคูลอมป์ (pC) จากสมการ (2.11) และ (2.25) สัญญาณเอาต์พุตของเครื่องตรวจจับ PD คือ $V_3(t)$ จะปรากฏโดยตรงกับ q ดังนั้นค่ายอดของ $V_3(t)$ คือ $V_{3(\text{peak})}$ จะปรากฏโดยตรงกับ q ด้วย จากเหตุผลดังกล่าวการอ่านค่า q จึงนิยมอ่านจากค่ายอดของ $V_3(t)$ ซึ่งสามารถอ่านได้โดยตรงจากจอภาพของออสซิลโลสโคป หรือมิเตอร์อ่านค่ายอดก็ได้ แต่อย่างไรก็ตามการวัดผลของ PD อาจจะวัดในเทอมที่เกี่ยวข้องกับเทอมของประจุที่ปรากฏของ PD เช่น Average discharge current, Quadratic rate และ Discharge power เป็นต้น

นอกจากนี้การวัด PD อาจแสดงในเทอมของ "คลื่นรบกวนวิทยุ" หรือ RIV เช่น การวัดคลื่นรบกวนวิทยุของลูกถ้วยฉนวน เป็นต้น โดยใช้มิเตอร์กึ่งค่ายอด ซึ่งเครื่องมือวัดชนิดนี้ถือได้ว่าเป็นเครื่องตรวจจับ PD แบบแถบแคบชนิดหนึ่ง โดยค่าของคลื่นรบกวนวิทยุแสดงในหน่วยไมโครโวลต์ (μV) ซึ่งปริมาณที่วัดนี้จะมีคุณสมบัติตามลักษณะการส่องการได้ยินของมนุษย์ [3] ข้อแตกต่างระหว่างเครื่องตรวจจับ PD แบบแถบแคบและมิเตอร์กึ่งค่ายอดแสดงในรูปที่ 2.18 [3]



รูปที่ 2.18 วงจรแสดงความแตกต่างระหว่างเครื่องตรวจจับ PD แบบแถบแคบกับมิเตอร์กึ่งค่ายอด [3]

2.2.4 เครื่องปรับเทียบดีสชาร์จมาตรฐาน (Discharge calibrator)

จากสมการ (2.11) สัญญาณเอาต์พุต $V_3(t)$ ของเครื่องตรวจจับ PD แปรตามขนาดของตัวเก็บประจุคัปปลิงและวัสดุทดสอบคือ

$$V_3(t) = q[C_k / (C_k + C_c)]h(t) \tag{2.43}$$

หรือ $V_{3(\text{peak})} = q[C_k / (C_k + C_c)]\xi A \tag{2.44}$

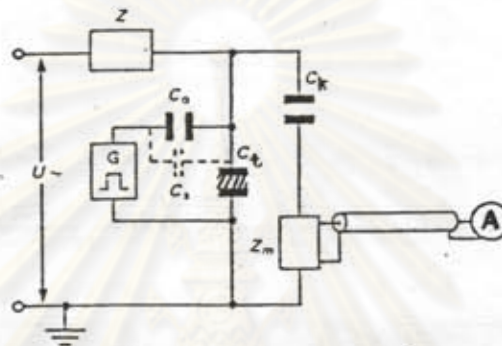
เมื่อ $V_{3(\text{peak})}$ คือ ค่ายอดของสัญญาณเอาต์พุต $V_3(t)$

จากสมการ (2.44) จะเห็นว่า สัญญาณเอาต์พุต $V_3(t)$ จะแปรตามค่า $[C_k / (C_k + C_c)]\xi A$ กล่าวคือ ประจุที่ปรากฏหรือขนาดของดีสชาร์จของ PD ค่าเดียวกัน อาจให้สัญญาณเอาต์พุตไม่เท่ากัน ซึ่งขึ้นอยู่กับขนาดของตัวเก็บประจุคัปปลิงและวัสดุทดสอบ จึงต้องมีการปรับเทียบด้วยค่า PD มาตรฐานก่อนทำการป้อนแรงดันเข้าวงจรทดสอบโดยใช้ "เครื่องปรับเทียบดีสชาร์จมาตรฐาน" (Discharge calibrator) เพื่อใช้ในการจำลอง การเกิด PD ด้วยการส่งผ่านกระแสพัลส์ที่มีขนาดของดีสชาร์จค่ามาตรฐาน q_0 ที่ขั้วทั้งสองของวัสดุทดสอบ ดังรูปที่ 2.19 เครื่องปรับเทียบดีสชาร์จมาตรฐานประกอบด้วย แหล่งจ่ายแรงดันรูปขั้น หรือแรงดันแบบสี่เหลี่ยม U_0 ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุขนาดเล็ก (Calibrating capacitor) C_0 ตามมาตรฐาน IEC (IEC Publ.No.270) กำหนดให้ $C_0 < 0.1(C_k + C_c)$ ซึ่งขนาดของกระแสพัลส์และประจุสามารถคำนวณได้

โดยสมมติว่าอิมพีแดนซ์รวมเมื่อมองจากแหล่งจ่ายแรงดันรูปขึ้น ประมาณของ C_0 คือ

$$i_0(t) = C_0 U_0 dU(t)/dt = C_0 U_0 \delta(t) \quad (2.45)$$

โดยที่ $q_0 = C_0 U_0 \quad (2.46)$



รูปที่ 2.19 วงจรสำหรับการเปรียบเทียบ

อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติแรงดันรูปขึ้นอาจสร้างไม่ได้ ดังนั้นมาตรฐาน IEC (IEC Publ. No.270(1981))[6] ยอมให้แรงดันดังกล่าว มีช่วงเวลาขึ้นไม่เกิน 0.1 ไมโครวินาทีและเวลาลดถอยอยู่ในช่วงเวลาดังแต่ 100 ไมโครวินาที ถึงหลายๆ 1000 ไมโครวินาที ถ้าสมมุติเวลาช่วงเวลาขึ้นและเวลาลดลงเป็นฟังก์ชันแบบเอกซ์โพเนนเชียลที่มีค่าคงตัวเวลา τ_1 และ τ_2 ตามลำดับ โดยที่ $\tau_2 \gg \tau_1$ ดังนั้นกระแสพัลส์และประจุคำนวณได้ดังนี้

$$i_0(t) = C_0 U_0 \frac{d}{dt} [\text{EXP}(-t/\tau_2) - \text{EXP}(-t/\tau_1)] \quad (2.47)$$

$$i_0(t) = C_0 U_0 [\text{EXP}(-t/\tau_1)/\tau_1 + \text{EXP}(-t/\tau_2)/\tau_2] \quad (2.48)$$

เนื่องจาก $\tau_2 \gg \tau_1$ จะได้

$$i_0(t) \approx C_0 U_0 \text{EXP}(-t/\tau_1)/\tau_1 \quad (2.49)$$

$$\begin{aligned}
 \text{ดังนั้น} \quad q_o &= \int_0^{\infty} i_o(t) dt \\
 &\approx C_o U_o \int_0^{\infty} [\text{EXP}(-t/\tau_1)/\tau_1] dt \\
 &\approx C_o U_o
 \end{aligned}
 \tag{2.50}$$

เนื่องจากช่วงเวลานั้น $t_r \ll 0.1$ ไมโครวินาที หรือ $\tau_1 \ll 45.5$ นาโนวินาที จากสมการ (2.49) แทน $q_o = C_o U_o$ จะได้สเปกตรัมความถี่ของ $i_o(t)$ คือ

$$I_o(j\omega) = F[i_o(t)] \approx q_o / (1/\tau_1 + j\omega) \tag{2.51}$$

$$\text{หรือ} \quad |I_o(j\omega)| \approx q_o / [(1/\tau_1)^2 + \omega^2]^{1/2} \tag{2.52}$$

จากสมการ (2.52) จะได้แบนด์วิดท์ของ $|I_o(j\omega)|$ (ที่ -3 ดีบี) คือ $f_u \gg 1.59$ เมกกะเฮิรตซ์ แต่เนื่องจากแบนด์วิดท์ของเครื่องตรวจจับ PD นั้นอยู่ในย่านความถี่ 10 กิโลเฮิรตซ์ ถึง 1 เมกกะเฮิรตซ์ จึงประมาณได้ว่า $|I_o(j\omega)|$ มีค่าคงที่ คือ $|I_o(j\omega)| = q_o$ เมื่อความถี่ตัดสูง $f_2 \ll 1.59$ เมกกะเฮิรตซ์ โดยที่ $\omega = 2\pi f$ ดังนั้นในกรณีนี้จึงสามารถประมาณ $i_o(t)$ จากสมการ (2.47) ด้วยกระแสอิมพัลส์ได้เช่นเดียวกันกับกรณีของแรงดันรูปขั้น

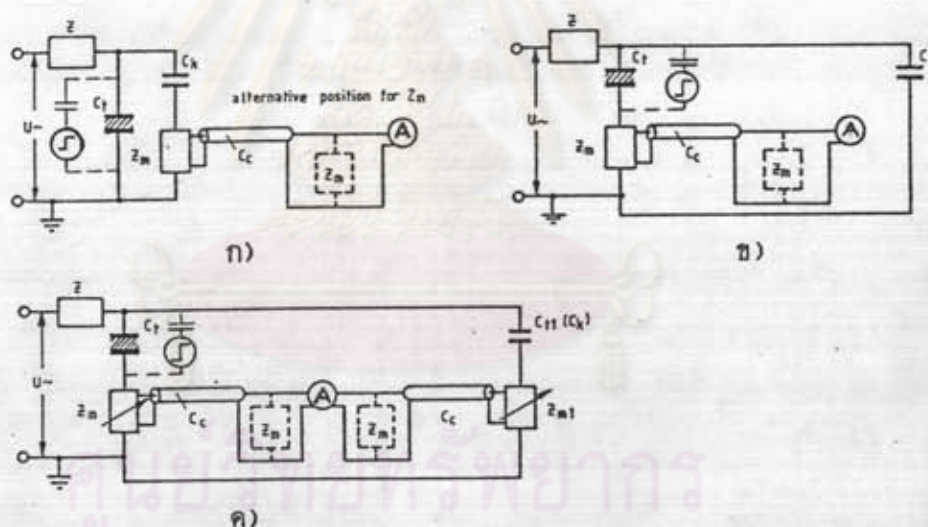
2.2.5 การอินทิเกรตผิดพลาดของเครื่องตรวจจับดีเอสซาร์บางส่วน

การอินทิเกรตผิดพลาด (Integration Errors) ของเครื่องตรวจจับ PD จะแปรตามช่วงเวลาการเกิด PDC [15, 18] หรือถ้าพิจารณาในโดเมนความถี่ก็คือ การอินทิเกรตจะผิดพลาดมากหรือน้อยขึ้นกับความกว้างของแบนด์วิดท์ของกระแสพัลส์ PD และของเครื่องตรวจจับ PD นั้นเอง กล่าวคือเครื่องตรวจจับ PD จะทำหน้าที่อินทิเกรตกระแสพัลส์ PD อย่างสมบูรณ์ก็ต่อเมื่อ แบนด์วิดท์ของเครื่องตรวจจับ PD วางอยู่ในช่วงที่สเปกตรัมความถี่ของกระแสพัลส์ PD มีขนาดคงที่เท่านั้น ดังนั้นการออกแบบเครื่องตรวจจับ PD จึงไม่ควรออกแบบให้ความถี่ตัดสูง f_2 มีค่าสูงมากนัก ปกติ $f_2 \ll 3f_u$ เมื่อ f_u คือ ความถี่สูงสุดที่ทำให้ขนาดของสเปกตรัมความถี่ของกระแสพัลส์ PD ที่ลดลง -3 ดีบี จากข้อ 2.2.4 แบนด์วิดท์ของสัญญาณปรับเทียบ (ที่ -3 ดีบี) มีความถี่ต่ำสุดคือ 1.59 เมกกะเฮิรตซ์ ดังนั้นเครื่องตรวจจับ PD ควรมีความถี่ตัดสูง $f_2 \ll 530$ กิโลเฮิรตซ์

2.3 เทคนิคการวัดดิสชาร์จบางส่วน

2.3.1 การวัดดิสชาร์จบางส่วนสำหรับวัสดุทดสอบทั่วไป

โดยปกติวัสดุทดสอบทั่วไป อาจแทนได้ด้วยตัวเก็บประจุชนิดองค์ประกอบแบบลัมป์ หรือตัวเก็บประจุธรรมดา วงจรทดสอบ PD ตามมาตรฐานต่างๆ จะมีลักษณะเช่นเดียวกัน ในที่นี้ใช้วงจรทดสอบตามมาตรฐาน IEC [IEC Publ.No.270(1981)] โดยรูปที่ 2.20 ก) และรูปที่ 2.20 ข) เป็นวงจรทดสอบแบบวิธีตรง ข้อดีของวงจรรูปที่ 2.20 ก) คือชั่วแรงแรงต้นต่ำของวัสดุทดสอบต่อลงกราวด์โดยตรง ในกรณีนี้วัสดุทดสอบเกิดการเบรกดาวน์ อิมพีแดนซ์วัดจะ ไม่ได้รับความเสียหาย ข้อดีของวงจรรูปที่ 2.20 ข) จะให้ความไวในการวัดสูงกว่าแบบแรกในกรณีที่วัสดุทดสอบมีขนาดเล็ก เนื่องจากผลของตัวเก็บประจุแบบสเตอรัย จะทำให้ตัวเก็บประจุคัปปลิงมีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อย ในรูปที่ 2.20 ค) เป็นวงจรทดสอบแบบสมดุล วงจรแบบนี้จะมีข้อได้เปรียบในเรื่องการลดสัญญาณรบกวนที่เข้ามาจากแหล่งจ่ายหรือสัญญาณแบบ "คอมมอน โมด" นั้นเอง



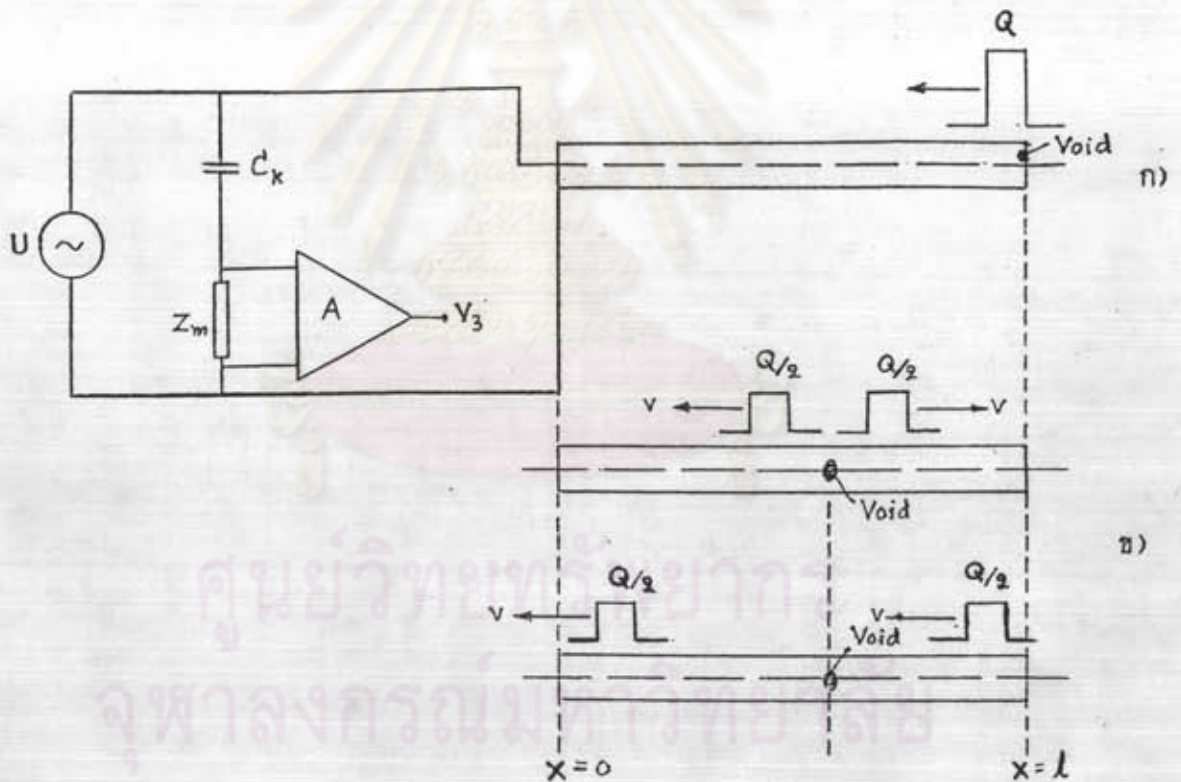
รูปที่ 2.20 วงจรทดสอบดิสชาร์จบางส่วนแบบต่างๆ

การปรับเทียบวงจรทดสอบโดยปกติจะทำก่อนการป้อนแรงดันเข้าวงจรทดสอบ โดยใช้เครื่องปรับเทียบดิสชาร์จมาตรฐานในการป้อนกระแสพัลส์สั้นๆ ที่มีประจุ (Pulse area) q_{ca1} ซึ่งทราบค่าที่แน่นอนที่ชั่วทั้งสองของวัสดุทดสอบ (เส้นประ) ถ้าเครื่องตรวจจับ PD อ่านค่า PD ได้ a_1 ดังนั้น Scale factor $K_1 = q_{ca1}/a_1$ หลังจากทำการปรับเทียบเสร็จแล้วควรเอาเครื่องปรับเทียบดิสชาร์จมาตรฐานออกก่อนการป้อนแรงดันเข้าวงจรทดสอบ (ในกรณีที่ C_0 เป็นตัวเก็บประจุแรงดันต่ำ) ขณะทำการทดสอบที่แรงดันตามมาตรฐานกำหนด

ถ้าในขณะนั้นเครื่องตรวจจับ PD อ่านค่าได้ A_1 ดังนั้นประจุที่ปรากฏของ PD คือ $q = K_1 A_1$ ความไวของวงจรทดสอบ $q_{min} = 2K_1 h_n$ เมื่อ h_n คือระดับ "Background noise" ที่อ่านจากเครื่องตรวจจับ PD หลังจากการปรับเทียบ (ก่อนการป้อนแรงดันเข้าวงจรทดสอบ)

2.3.2 การวัดดีสชาร์จบางส่วนสำหรับเคเบิล

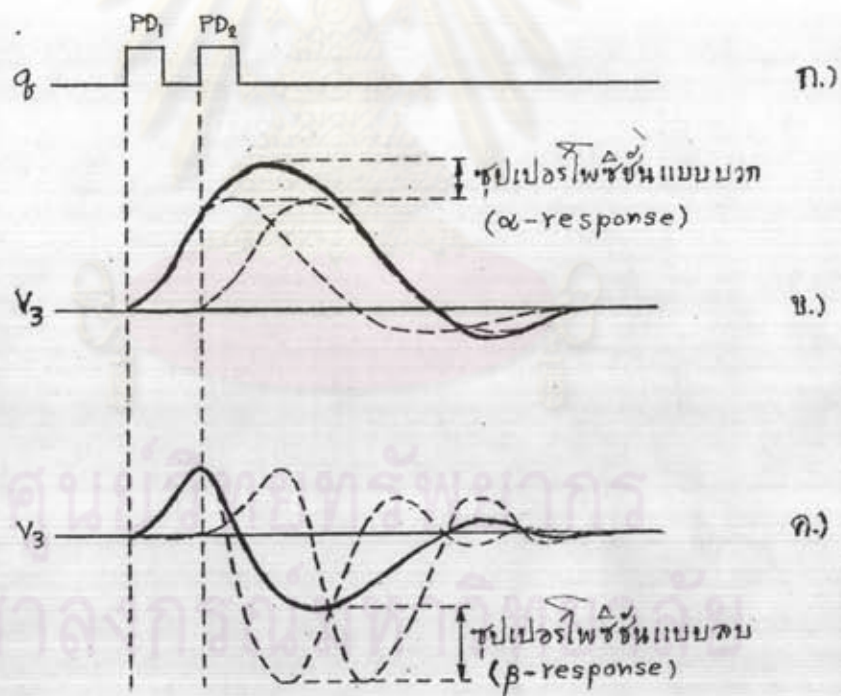
การวัดดีสชาร์จบางส่วนสำหรับเคเบิล ถ้าเป็นเคเบิลสั้น การวัด PD จะทำเช่นเดียวกับข้อ 2.3.1 แต่สำหรับเคเบิลยาวนั้นเราจะพิจารณาเคเบิลยาวเป็นลักษณะสายส่งคือ PD จะทำให้เกิดคลื่นจรเคลื่อนที่ออกไปที่ปลายทั้งสองด้านของเคเบิล วงจรทดสอบแสดงดังรูปที่ 2.21 โดยรูปที่ 2.21 ก) แสดงการเกิด PD ที่ปลายด้านไกล ($x = l$) ของเคเบิล ส่วนในรูปที่ 2.21 ข) แสดงการเกิด PD ที่จุดใดๆ ภายในเคเบิล



รูปที่ 2.21 การเกิดคลื่นจรขณะเกิด PD ในเคเบิลยาว

ขณะเกิด PD จะทำให้คลื่นจรลูกแรกเคลื่อนที่ไปที่เครื่องตรวจจับ PD โดยตรง ในขณะที่คลื่นจรลูกที่สองจะเคลื่อนที่ไปที่ปลายด้านไกลก่อนแล้วจึงสะท้อนกลับมาที่เครื่อง

ตรวจจับ PD ในเวลาไล่เลี่ยกัน ผลอันนี้ทำให้เครื่องตรวจจับ PD วัดค่าผิดพลาดเนื่องจาก ผลการเกิดชุปเปอร์โพสิชันของคลื่นจรที่เกิดขึ้น ในกรณีที่คลื่นจรเกิดชุปเปอร์โพสิชันแบบบวก จะทำให้ค่าที่อ่านได้มากกว่าค่าที่เกิดขึ้นจริง (ไม่เกิน 2 เท่าของค่าปกติ) ซึ่งเป็นกรณีที่ยอมรับได้ สำหรับกรณีที่คลื่นจรเกิดชุปเปอร์โพสิชันแบบลบจะทำให้ค่า PD ที่อ่านได้น้อยกว่า ค่าของ PD ที่เกิดขึ้นจริง กรณีนี้เป็นกรณีที่ยอมรับไม่ได้ การทดสอบ PD ต้องมีการหลีกเลี่ยง ผลอันนี้ วิธีแก้ปัญหาที่ง่าย ประหยัด และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไป ทำได้โดยการใช้เครื่อง ตรวจจับ PD แบบแถบกว้าง ซึ่งให้เอาต์พุตเป็นแบบ " α -response" ดังนั้นขณะที่มีการ สะท้อนของคลื่นจรจะทำให้เกิดชุปเปอร์โพสิชันแบบบวกเท่านั้น แสดงดังรูปที่ 2.22 ก) ส่วนเครื่องตรวจจับ PD แบบอื่นจะให้เอาต์พุตแบบ " β -response" ทำให้มีโอกาสเกิด ชุปเปอร์โพสิชันแบบลบได้ แสดงดังรูปที่ 2.22 ข) จึงควรหลีกเลี่ยงเครื่องตรวจจับแบบนี้ ในการใช้ทดสอบสายเคเบิลยาว



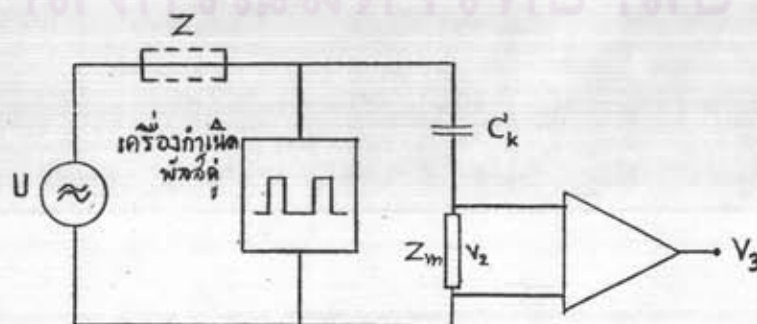
รูปที่ 2.22 การเกิดชุปเปอร์โพสิชันสัญญาณเอาต์พุตของเครื่องตรวจจับ PD แบบต่างๆ

ในการทดสอบสายเคเบิล เช่น NEMA Publ.No.W8-1976 (ICEA Publ. No.5-68-516)[19] และ IEC Publ.No.885-3 (ฉบับร่าง) [8] ได้กำหนดการ

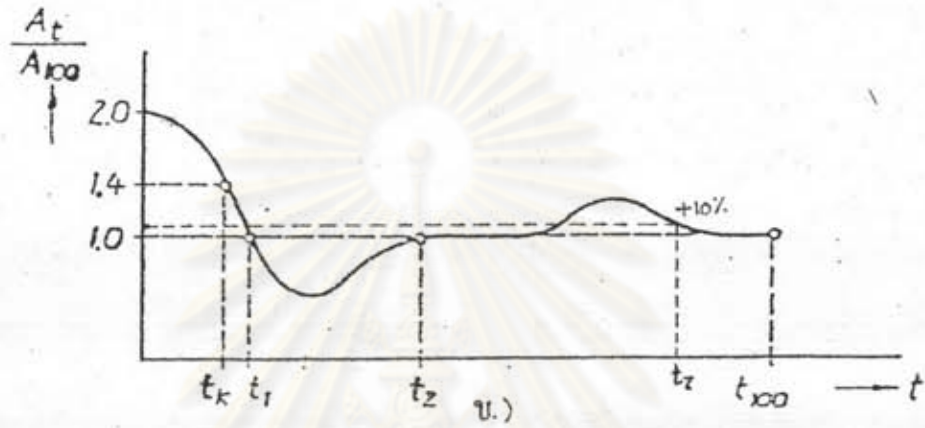
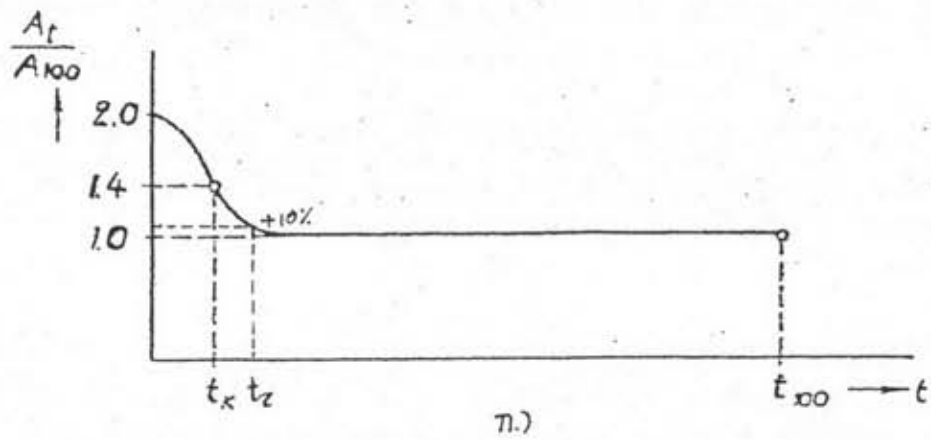
ตรวจสอบคุณสมบัติชุปเปอร์โพสิชันของเครื่องตรวจจับ PD สำหรับใช้ในการทดสอบเคเบิล ซึ่งวงจรทดสอบดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 2.23 โดยใช้เครื่องมือที่เรียกว่า "เครื่องกำเนิดพัลส์คู่" ในการจำลองคลื่นจรลักษณะเดียวกันกับที่เกิดในเคเบิล แต่สามารถปรับระยะเวลาของคลื่นจรทั้งสองที่เวลาต่างๆ ตั้งแต่ 0.2 ถึง 100 ไมโครวินาที แล้วเขียน "ไดอะแกรมพัลส์คู่" เพื่อดูลักษณะการเกิดชุปเปอร์โพสิชันคลื่นจรที่เวลาต่างๆ รูปที่ 2.24 ก) แสดง ไดอะแกรมพัลส์คู่ที่ไม่เกิดชุปเปอร์โพสิชันแบบลบ (α -response) ส่วนในรูปที่ 2.24 ข) แสดง ไดอะแกรมพัลส์คู่ที่เกิดชุปเปอร์โพสิชันแบบลบในช่วงเวลา t_1 ถึง t_2 (β -response) อย่างไรก็ตาม IEC Publ.No.885-3 (ฉบับร่าง) ยอมให้เกิดชุปเปอร์โพสิชันแบบลบได้ไม่เกิน 10% ส่วน NEMA Publ.No.WC8-1976 ยอมให้เกิดการรวมกันแบบลบได้ไม่เกิน 15% นอกจากนี้ NEMA ยังกำหนดอีกด้วยว่า "เวลาแยกขีด" (Pulse resolution time) " t_r " ของเครื่องตรวจจับ PD ควรมีค่าประมาณ 4 ถึง 6 ไมโครวินาที (เวลาแยกขีดจะคิดที่เวลาที่ทำให้เกิดชุปเปอร์โพสิชันแบบบวกไม่เกิน 10%)

การพิจารณาว่าสายเคเบิลที่ทดสอบเป็นแบบเคเบิลยาว หรือเคเบิลสั้นนั้น จะพิจารณาที่ระยะ $x = l_k$ เป็นเกณฑ์ คือ ถ้า $x > l_k$ จะถือว่าเป็นเคเบิลยาว โดยที่ $l_k = 0.5vt_k$ เมื่อ v คือ ความเร็วของคลื่นจร (150 ถึง 170 เมตรต่อไมโครวินาทีสำหรับเคเบิลที่มีฉนวนชนิด XLPE) และ t_k คือเวลาที่เกิดชุปเปอร์โพสิชันแบบบวกเท่ากับ 1.4 เท่าของค่าปกติ

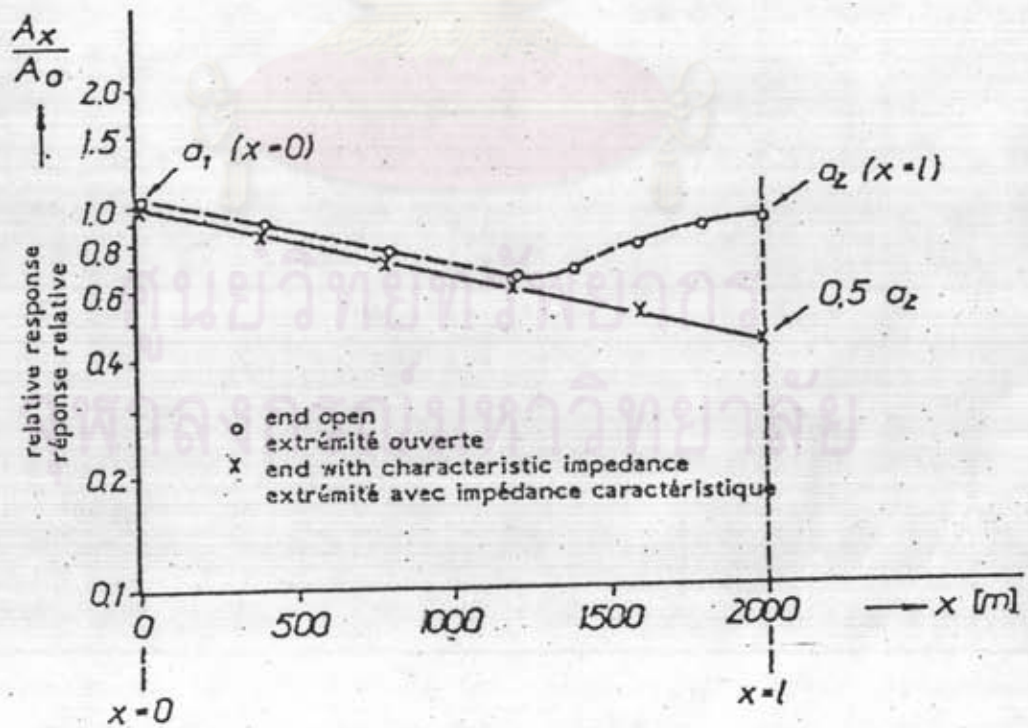
ในทางปฏิบัติจะพบว่า ในการทดสอบเคเบิลยาวจะมีผลการสูญเสียพลังงานของคลื่นจรเข้ามาเกี่ยวข้องด้วย คือขณะที่คลื่นจรเคลื่อนที่ไปจะทำให้มีขนาดลดลงเรื่อยๆ ทำให้ค่าที่อ่านได้ผิดพลาด สำหรับ IEC Publ.No.885-3 (ฉบับร่าง) จะยอมให้ค่าที่อ่านได้ในกรณีนี้เมื่อรวมผลของชุปเปอร์โพสิชันเข้าไปด้วยจะต้องผิดพลาดน้อยกว่าความเป็นจริงไม่เกิน 30% ในรูปที่ 2.25 แสดงไดอะแกรมพัลส์คู่ เมื่อเกิดการสูญเสียในเคเบิลเข้าไปด้วย



รูปที่ 2.23 วงจรตรวจสอบคุณสมบัติชุปเปอร์โพสิชันของเครื่องตรวจจับ PD



รูปที่ 2.24 ไตอะแกรมพัลส์คู่ของเครื่องตรวจจับ PD แบบต่าง ๆ [8]



รูปที่ 2.25 ไตอะแกรมพัลส์คู่เมื่อคิดการสูญเสียในเคเบิล [8]

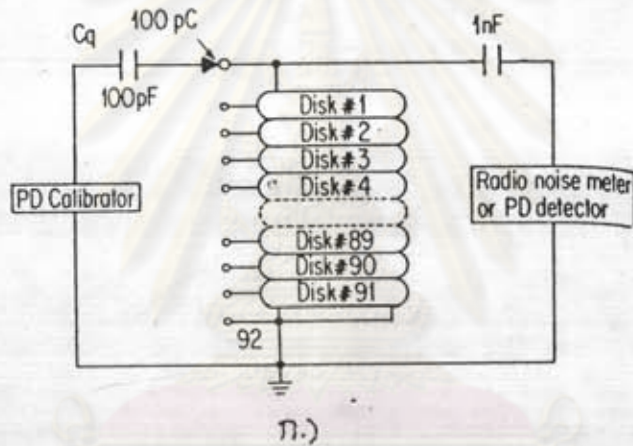
จากเหตุผลที่กล่าวมาแล้ว IEC Publ.No.885-3(ฉบับร่าง) ได้กำหนดดังนี้คือ การหาค่าความไวของเครื่องตรวจจับ PD ระหว่างการทดสอบทำได้โดยการทำการป้อน ดิสชาร์จมาตรฐาน q_{ca1} ที่ปลายด้านไกล ทำให้เครื่องตรวจจับ PD อ่านค่า a_2 และที่ เงื่อนไขเดียวกันก็เปลี่ยนมาป้อนดิสชาร์จมาตรฐานที่ปลายด้านใกล้ ทำให้เครื่องตรวจจับ PD อ่านค่า a_1 ดังนั้น Scale factor $K_1 = q_{ca1}/a_1$ การหา Correction factor F (เพื่อชดเชยการสูญเสียในเคเบิล) ทำได้ดังนี้ คือ ถ้า $a_2 \geq a_1$ จะถือว่า $F = 1$ แต่ถ้า $a_2 < a_1$ จะกำหนดให้ $F = (a_1/a_2)^{1/2}$ ความไวของเครื่องวัดสามารถคำนวณได้คือ $q_{min} = 2K_1 h_n F$ โดยที่ h_n คือ "Background noise" การวัดค่า PD ที่เกิดขึ้นจริง ในเคเบิลจะต้องทำการทดสอบสองครั้ง โดยครั้งแรกจะทำการทดสอบที่ปลายด้านใกล้ และ ครั้งที่สองจะทำการทดสอบที่ปลายด้านไกล ค่า PD ที่อ่านได้คือ A_1 และ A_2 ตามลำดับ และเรียกค่า A_1 หรือ A_2 ที่อ่านได้มากที่สุดว่า A_{max} ดังนั้นค่า PD ที่ต้องการวัดคือ $q = K_1 A_{max} F$

2.3.3 การวัดดิสชาร์จบางส่วนสำหรับอุปกรณ์ไฟฟ้าแรงสูงที่มีโครงสร้างแบบขดลวด อุปกรณ์ไฟฟ้าแรงสูงที่มีโครงสร้างแบบขดลวด ได้แก่ หม้อแปลงไฟฟ้า รีแอกเตอร์ มอเตอร์ เครื่องกำเนิดไฟฟ้า เป็นต้น การวัดดิสชาร์จบางส่วนในกรณีนี้จะมีการสูญเสียภายใน อุปกรณ์ เกิดเรโซแนนซ์ และเกิดคลื่นจรเข้ามาเกี่ยวข้อง การทดสอบจึงทำได้ยุ่งยากพอสมควร ในที่นี้จะอธิบายเฉพาะการทดสอบ PD ในหม้อแปลงไฟฟ้าเท่านั้น

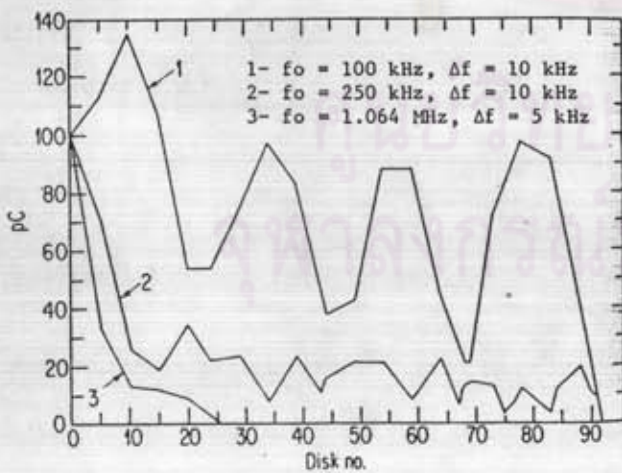
การตรวจจับ PD ในหม้อแปลงไฟฟ้า มาตรฐาน IEC (IEC Publ.No.76-3)[9] ยอมให้มีการทดสอบ PD โดยใช้เครื่องตรวจจับ PD ทั้งสองแบบที่กล่าวมาแล้ว แต่ NEMA Publ. No.107 และ NEMA Publ. No. TR1 [20,21] จะใช้มิเตอร์กึ่งค่ายอด ซึ่งเป็นเครื่องตรวจจับ PD แบบแถบแคบชนิดหนึ่งในการวัด ปกติจะทำการทดสอบที่ความถี่ กึ่งกลาง 1 เมกะเฮิรตซ์ เนื่องจากหม้อแปลงมีคุณสมบัติเป็นองค์ประกอบแบบกระจาย ดังนั้นจึงเกิดคลื่นจร และการเกิดเรโซแนนซ์บางความถี่ขณะเกิด PD ภายในหม้อแปลง เมื่อเร็วๆ นี้ได้มีการทดลองเปรียบเทียบผลการวัด PD ตามมาตรฐาน IEC และ NEMA ด้วยการจำลองการเกิด PD ในหม้อแปลงที่มีโครงสร้างแบบ "Disk" โดยการป้อน PD ที่ Disk ต่างๆ ของหม้อแปลง แล้วใช้เครื่องตรวจจับ PD แบบต่างๆ ในการวัดแสดงดัง รูปที่ 2.26 [22] ในรูปที่ 2.26 ก) ทำการป้อน "PD จำลอง" ขนาด 100 พิโคคูลอมป์ ที่ Disk ต่างๆ แล้วทำการวัด PD โดยใช้เครื่องตรวจจับ PD แบบแถบแคบที่ความถี่กึ่งกลาง หรือ f_0 ต่างๆ กัน จะพบว่า PD ที่วัดได้โดยใช้เครื่องตรวจจับ PD ตามมาตรฐาน NEMA

จะสามารถตรวจจับ PD ที่ Disk ต่างๆ ได้เพียงบางส่วนเท่านั้น เนื่องจาก PD เกิดการสูญเสียอย่างมากที่ความถี่สูง ดังรูปที่ 2.26 ข) ดังนั้นการทดสอบ PD ตามมาตรฐาน NEMA จึงควรหลีกเลี่ยง [22] รูปที่ 2.26 ค) แสดงการตรวจจับ PD ด้วยเครื่องตรวจจับ PD ที่มีแบนด์วิดท์ต่างกันจะพบว่าเมื่อแบนด์วิดท์กว้างขึ้น การเกิดเรโซแนนซ์จะลดลง จึงสรุปได้ว่าการทดสอบ PD ในหม้อแปลงตามมาตรฐาน IEC โดยใช้เครื่องตรวจจับ PD แบบแถบกว้างจะเหมาะสมที่สุด [22]

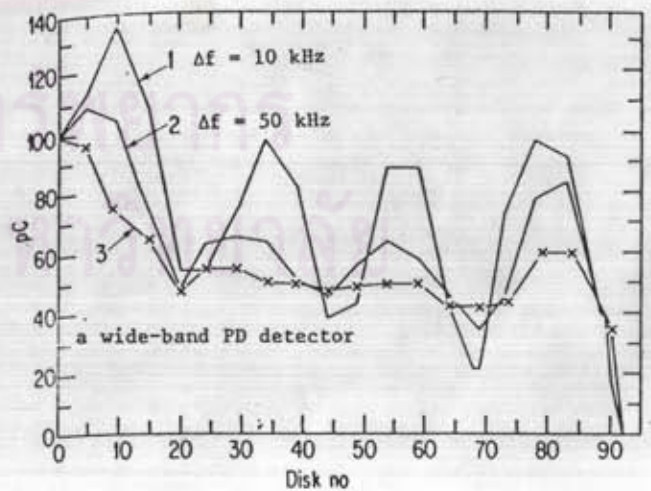
วิธีการทดสอบ PD ในหม้อแปลงจะใช้การทดสอบวิธีเดียวกับ ข้อ 2.3.1 แต่การต่อวงจรอาจมีความแตกต่างกันบ้าง ซึ่งสามารถดูรายละเอียดจาก IEC Publ.No.270 หรือมาตรฐานอื่นๆ ที่เกี่ยวข้อง



ก.)



ข.)



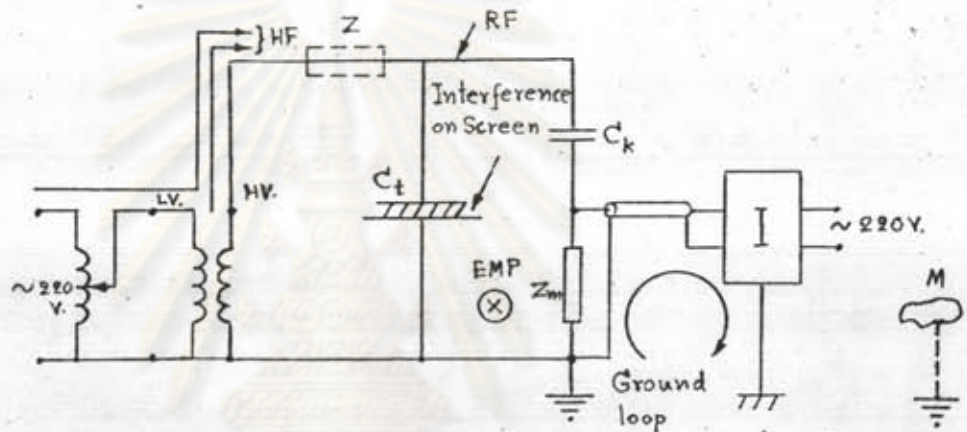
ค.)

รูปที่ 2.26 เปรียบเทียบการวัด PD ภายในหม้อแปลงตามมาตรฐาน IEC และ NEMA

2.4 เทคนิคการลดสัญญาณรบกวน

2.4.1 สัญญาณรบกวนที่มีผลกระทบในการวัดดีสชาร์จบางส่วน

สัญญาณรบกวนจะประกอบด้วย สัญญาณรบกวนที่เข้ามาทางอากาศ และทางแหล่งจ่าย นอกจากนี้ยังมีสัญญาณรบกวนเนื่องจากการดีสชาร์จของอุปกรณ์ที่เป็นโลหะและวางอยู่ใกล้วงจรทดสอบหรือกราวด์ไม่ดี การเกิดกราวด์ลูป (Ground loop) และเกิดสัญญาณเอมสซีลเลตเนื่องจากการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์ไม่ดี (หลวม) เป็นต้น รายละเอียดแสดงดังรูปที่ 2.27 [6, 23]



รูปที่ 2.27 ตัวอย่างสัญญาณรบกวนที่ตำแหน่งต่างๆ

HF คือ สัญญาณรบกวนความถี่สูงที่เข้ามาจากแหล่งจ่ายได้แก่ ฮาร์โมนิกสูงๆ จากเมน โดยตรง จากอุปกรณ์พวกโรริสเตอร์ และ PD จากหม้อแปลงทดสอบ เป็นต้น

RF คือ คลื่นรบกวนวิทยุซึ่งอาจจะเป็นคลื่นวิทยุโดยตรง คลื่นรบกวนจากอุปกรณ์ไฟฟ้าแรงสูง หรือ หลอดฟลูออเรสเซนต์ที่อยู่ใกล้เคียง

EMP คือ สัญญาณรบกวนจากการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็ก เนื่องจากการทำงานของ สวิตช์หรือโรริสเตอร์

Interference on screen คือ สัญญาณรบกวนที่สกรีน หรือที่ชั่วแรงดันต่ำของวัสดุทดสอบที่มีสกรีนขนาดใหญ่ เช่น เคเบิล เป็นต้น

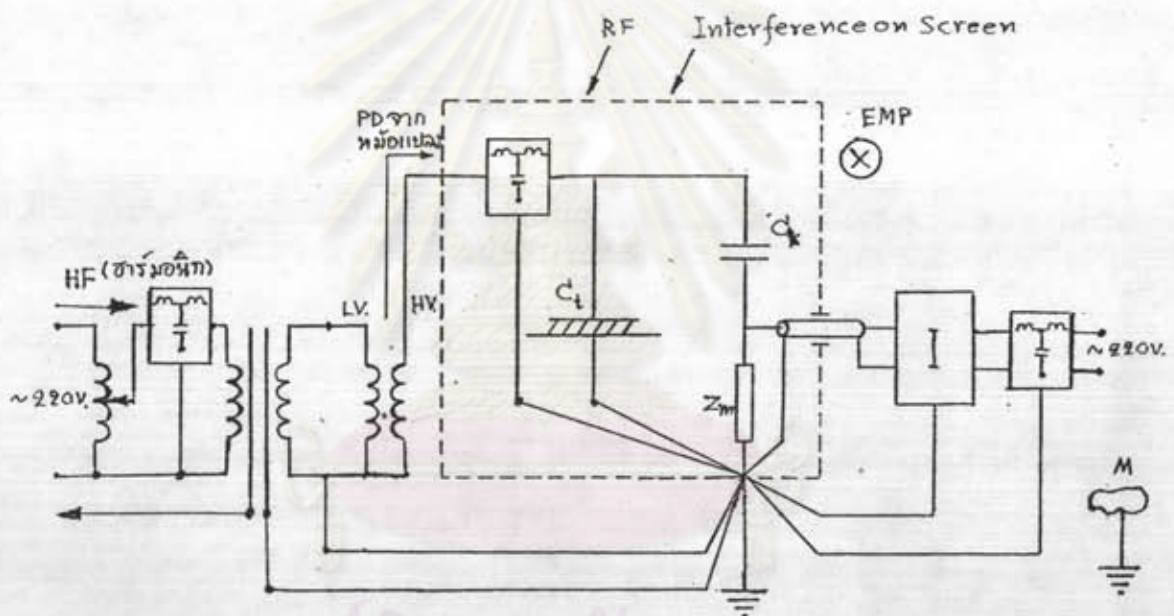
Ground loop คือ การเกิดครบวงรอบของสายดิน

Ungrounded metal (M) คือ การดีสชาร์จของพวกโลหะที่ไม่ได้ต่อลงดินวางอยู่ใกล้ วงจรทดสอบ

2.4.2 การลดสัญญาณรบกวน

2.4.2.1 การลดสัญญาณรบกวนโดยตรง

การลดสัญญาณความถี่สูง เช่น พวกฮาร์โมนิกสูงๆ จะใช้ตัวกรองแรงดันต่ำ และอาจจะเพิ่มหม้อแปลงชดเชยด้วยก็ได้ โดยต่อไว้ทางด้านชดเชยแรงดันต่ำของหม้อแปลงทดสอบ ในกรณีที่เกิด PD ในหม้อแปลงทดสอบจะต้องใช้ตัวกรองแรงดันสูงต่อทางด้านชดเชยแรงดันสูงของหม้อแปลงทดสอบ การลดสัญญาณรบกวน RF และ EMP ซึ่งเข้ามาทางอากาศ ทำได้โดยการทดสอบในห้องซีลด์ การแก้ปัญหาเรื่องกราวด์ลูปทำได้โดยการต่อกราวด์ร่วมกันเพียงจุดเดียว ตัวอย่างการแก้ปัญหาสัญญาณรบกวนในข้อ 2.4.1 แสดงในรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 ตัวอย่างการลดสัญญาณรบกวน

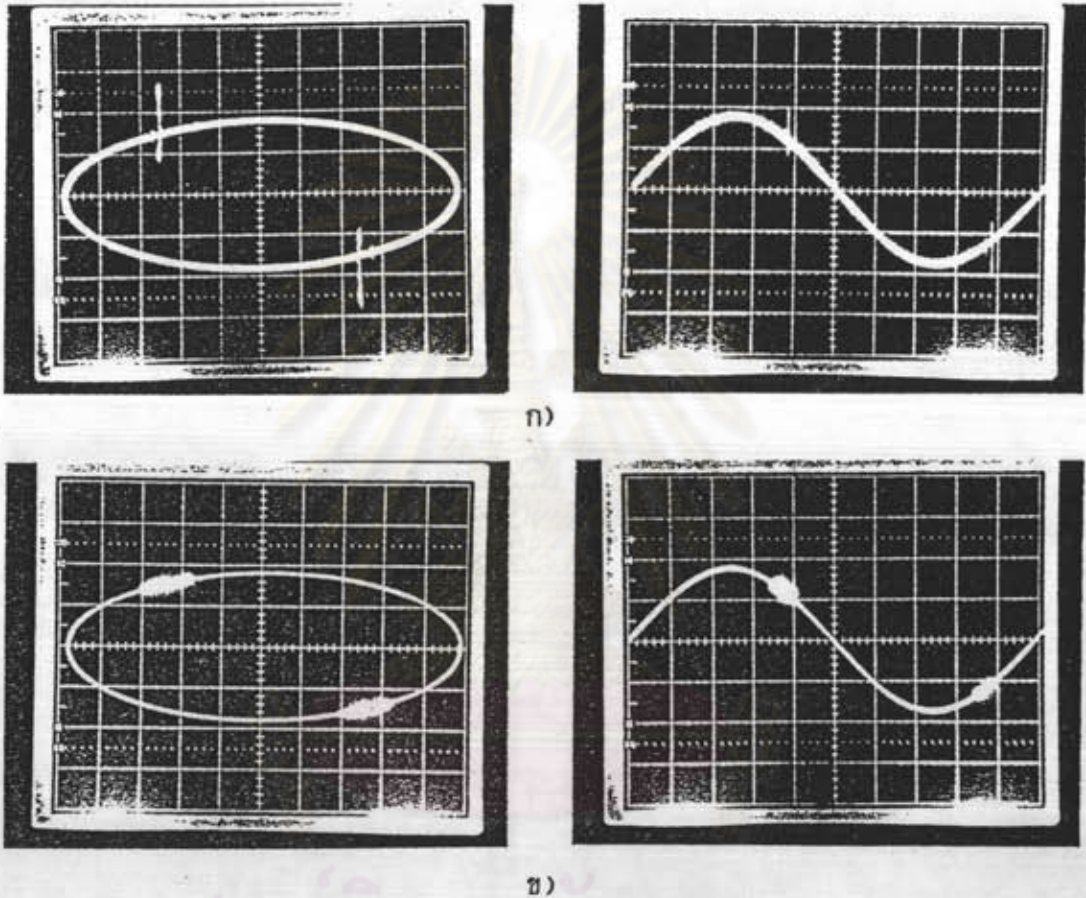
2.4.2.2 การลดสัญญาณรบกวนวิธีอื่นๆ

การลดสัญญาณรบกวนวิธีอื่นมีหลายวิธีด้วยกัน ที่นิยมใช้กันมากคือ

1) วงจรทดสอบแบบสมมูล [6] ใช้ลดสัญญาณรบกวนแบบ "คอมมอน โมด" เช่น สัญญาณรบกวนที่เข้ามาทางแหล่งจ่าย เป็นต้น

2) การลดสัญญาณรบกวนโดยวิธี "หน้าต่างเวลา" (Time window method) [6] วิธีนี้เป็นที่นิยมกันมากในปัจจุบัน โดยจะลดสัญญาณรบกวนที่ซึ่งโครโนซ์กับความถี่ของแหล่งจ่ายเท่านั้น เช่น สัญญาณรบกวนเนื่องจากการทำงานของ

โธริสเตอร์ เป็นต้น ด้วยการสวิตช์ตัดหรือเปิดวงจรตรงตำแหน่งที่มีสัญญาณรบกวน เพื่อไม่ให้ไปปรากฏที่เอาท์พุทของเครื่องจับ PD รูปที่ 2.29 ก) แสดงตัวอย่างสัญญาณรบกวนจากโธริสเตอร์ รูปที่ 2.25 ข) แสดงการกำจัดสัญญาณรบกวนโดยวิธี "หน้าต่างเวลา" และเพิ่มความสว่างของจอภาพ ณ ตำแหน่งนั้น เพื่อบอกตำแหน่งของ "หน้าต่างเวลา" ให้เราทราบ



รูปที่ 2.29 การลดสัญญาณรบกวนด้วยวิธี "หน้าต่างเวลา"

2.5 คุณสมบัติของเครื่องตรวจจับดีเอสชาร์จบางส่วน

2.5.1 ข้อกำหนดของเครื่องตรวจจับดีเอสชาร์จบางส่วนตามมาตรฐาน IEC

เครื่องตรวจจับดีเอสชาร์จบางส่วนตามมาตรฐาน IEC กำหนดให้คุณสมบัติ

โดยสรุปไว้ดังนี้คือ

1) เวลาแยกขีด ของเครื่องตรวจจับ PD กำหนดไว้ใน

IEC Publ.No 270(1981) [6] ว่าต้องไม่เกิน 100 ไมโครวินาที ในกรณีที่ไม่เกิด

ความผิดพลาดเนื่องจากการซ้อนทับของพัลส์ PD

2) เครื่องปรับเทียบคัสซาร์จมาตรฐาน ใช้สำหรับจ่ายกระแสพัลส์ มาตรฐาน IEC Publ.No 270(1981) [6] กำหนดให้ใช้แรงดันที่มีช่วงเวลาขึ้นไม่เกิน 0.1 ไมโครวินาที และลดลงด้วยค่าคงตัวเวลาอยู่ในช่วง 100 ถึงเป็น 1000 ไมโครวินาที

3) ความไวของเครื่องตรวจจับหรือวัด PD จะต้องมีความสามารถ ตรวจจับพัลส์ต่ำสุดเป็นสองเท่าของสัญญาณรบกวน ซึ่งกำหนดไว้ใน IEC Publ.No 885-2(1981) [7]

4) เครื่องกำเนิดพัลส์คู่ที่ใช้ในการตรวจสอบคุณสมบัติซูเปอร์ชิชันของ เครื่องตรวจจับ PD นั้น กำหนดไว้ใน IEC Publ.No 885-3 (ฉบับร่าง) [8] ว่าต้อง สามารถสร้างพัลส์ขนาดเท่ากันสองพัลส์ ซึ่งมีช่วงเวลาขึ้นไม่เกิน 20 นาโนวินาที และมีความกว้างของพัลส์จากค่า 10% ของหน้าคลื่นถึงหางคลื่นต้องไม่เกิน 150 นาโนวินาที โดยพัลส์ทั้งสองนี้สามารถปรับระยะห่างได้อย่างน้อย 0.2 ถึง 100 ไมโครวินาที สำหรับ เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ปกติประมาณ 50 ถึง 60 โอห์ม

5) ตัวเก็บประจุที่ใช้ในการปรับเทียบต้องมีค่าไม่เกิน 150 พิโคฟารัด (สำหรับการทดสอบ PD ในเคเบิล) เรื่องนี้กำหนดไว้ใน IEC Publ.No 885-3 [8] เช่นกัน

6) เครื่องตรวจจับคัสซาร์จบางส่วนที่ใช้ในการทดสอบเคเบิล ตาม มาตรฐาน IEC ยอมให้เกิดซูเปอร์โพสิชันทางลบได้ไม่เกิน 10% ในกรณีที่เกิน 10% จะต้องนำผลอันนี้มาพิจารณาในการวัดด้วย

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย