TK7870
.J892
2544

97949

เอกสารประกอบการสอน

วิชา วศฟ 211 การวัดและเครื่องมือวัดทางไฟฟ้า

EE 211 Electrical Measurement and Instrumentation

11 ต.ค. 2546

โดย

อ. เวคิน ปิยรัตน์

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ

ภาคการศึกษาที่ 2/2544

แผนการสอน

วิชา วศฟ 211 การวัดและเครื่องมือวัดทางไฟฟ้า

EE 211 Electrical Measurement and Instrumentation

อาจารย์ผู้สอน : อ.เวคิน ปียรัตน์

บุรพวิชา : EE 210 Electrical Circuit Theory

สถานที่ติดต่อ : ห้องปฏิบัติการการเครื่องจักรกลไฟฟ้า อาคารปฏิบัติการภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คำบรรยายรายวิชา

วศฟ 211 การวัดและเครื่องมือวัดทางไฟฟ้า **3(3-0)**

EE 211 Electrical Measurement and Instrumentation

นิยามและระบบของการวัด หน่วยของการวัด มาตรฐานของการวัด ความเที่ยงตรงและความแม่นยำในการวัด ความคลาดเคลื่อนและการวิเคราะห์ค่าความคลาดเคลื่อนในการวัด การสอบเทียบเครื่องมือวัด การทดสอบความน่าเชื่อถือในเชิงการวัดของเครื่องวัด คุณสมบัติทางสถิตย์และทางพลศาสตร์ของเครื่องมือวัด การวัดปริมาณทางไฟฟ้า เครื่องมือวัดปริมาณทางไฟฟ้า วงจรบริดจ์แบบต่าง ๆ การชดเชยค่าการวัดปริมาณทางไฟฟ้าอันเนื่องมาจากสภาวะแวดล้อมต่าง ๆ เช่น อุณหภูมิ ออสซิลโลสโคป วิธีการวัดทางดิจิตอล การแปลงและวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อก การวัดความถี่ เวลา การวัดฮาโมนิคส์ของสัญญาณไฟฟ้า

เกณฑ์การประเมินผล

1.การประเมินผลทั่วไป 10 คะแนน

-การตรงต่อเวลาและเวลาเรียน

-ความประพฤติและการแต่งกาย

-การบ้าน

2.การทดสอบย่อย 10 คะแนน

3.การสอบกลางภาค 20 คะแนน

4.การสอบปลายภาค 40 คะแนน

การจัดการเรียนการสอน

จัดการเรียนการสอน ณ อาคารเรียนคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ องครักษ์ โดยให้นิสิตเข้าเรียนสัปดาห์ละ 1 ครั้ง ครั้งละ 3 ชั่วโมง จำนวน 16 สัปดาห์

วิธีการสอน

1.บรรยายเนื้อหาพร้อมยกตัวอย่างประกอบการสอน

2.ให้นิสิตได้ซักถามและตอบข้อซักถาม

3.ทำแบบฝึกหัด

หัวข้อการสอนวิชา EE 211 Electrical Measurement and Instrumentation

1. หน่วยและมาตรฐานการวัดทางไฟฟ้า (ใช้เวลาเรียน 1 สัปดาห์)
   1.1 หน่วยทางไฟฟ้าระบบ SI
   1.2 ความเป็นจริงของหน่วยระบบ SI
   1.3 มาตรฐานเบื้องต้นระดับชาติ
2. เครื่องมือการวัดกระแสและแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสสลับ (ใช้เวลาเรียน 3 สัปดาห์)
   2.1 เครื่องมือวัดแบบขดลวดเคลื่อนที่ภายในสนามแม่เหล็กถาวร
   2.2 เครื่องมือวัดแบบแม่เหล็กเคลื่อนที่
   2.3 การขยายพิกัดกระแสไฟฟ้าสลับโดยการใช้หม้อแปลงแรงดันและกระแส
   2.4 เครื่องมือวัดแบบไดนาโมมิเตอร์
   2.5 เครื่องมือวัดแบบเทอร์โมคัปเปิล
   2.6 เครื่องมือวัดแบบสถิต
3. โวลต์มิเตอร์และมัลติมิเตอร์แบบดิจิตอล (ใช้เวลาเรียน 2 สัปดาห์)
   3.1 เทคนิคการแปลงอนาล็อกเป็นดิจิตอล
   3.2 ส่วนต่าง ๆ ของดิจิตอลโวลต์มิเตอร์และแอมป์มิเตอร์
   3.3 การกำหนดดิจิตอลโวลต์มิเตอร์และแอมป์มิเตอร์
4. การวัดกำลังและพลังงาน (ใช้เวลาเรียน 3 สัปดาห์)
   4.1 การวัดกำลังในวงจรกระแสสลับ
   4.2 การวัดค่าพลังงาน
   4.3 การวัดค่าตัวประกอบกำลัง
5. การวัดค่าความต้านทาน ความจุไฟฟ้า ความเหนี่ยวนำ และอิมพีแดนซ์ (ใช้เวลาเรียน 3 สัปดาห์)
   5.1 การวัดโดยบริดจ์กระแสตรง
   5.2 วงจรสมมูลกระแสสลับของตัวความต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวนำ
   5.3 การวัดด้วยบริดจ์กระแสสลับสี่แขน
   5.4 หม้อแปลงไฟฟ้าแบบบริดจ์อัตราส่วน
   5.5 การวัดอิมพีแดนซ์ความถี่สูง
6. การวัดความถี่และการวัดช่วงคาบเวลา (ใช้เวลาเรียน 2 สัปดาห์)
   6.1 ความถี่ดิจิตอลและการวัดช่วงคาบเวลา
   6.2 การวัดความถี่และเฟสโดยใช้ออสซิลโลสโคป
7. บทสรุปเนื้อหาในรายวิชานี้ (ใช้เวลาเรียน 1 สัปดาห์)

สารบัญ

บทที่ 1 หน่วยและมาตรฐานการวัดทางไฟฟ้า 1

1.1 หน่วยทางไฟฟ้าระบบ SI 1

1.2 ความเป็นจริงของหน่วยระบบ SI 2

1.3 มาตรฐานเบื้องต้นระดับชาติ 3

1.3.1 เซลล์มาตรฐาน 5

1.3.2 การตรวจสอบค่าสัมบูรณ์ของแรงดันมาตรฐานด้วยวิธีของโจเซฟสัน 6

1.3.3 ตัวต้านทานมาตรฐาน 7

1.3.4 การกำหนดค่าสัมบูรณ์ของโอห์ม 8

บทที่ 2 เครื่องมือการวัดกระแสและแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสสลับ 10

2.1 เครื่องมือวัดแบบขดลวดเคลื่อนที่ภายในสนามแม่เหล็กถาวร 10

2.1.1 การขยายพิกัด 13

2.1.2 คุณสมบัติของเครื่องมือวัดแบบขดลวดเคลื่อนที่ในสนามแม่เหล็กถาวร 15

2.1.3 การวัดกระแสและแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
ด้วยเครื่องมือแบบขดลวดเคลื่อนที่ 15

2.1.4 มัลติมิเตอร์ 18

2.1.5 อิเล็กทรอนิกส์มัลติมิเตอร์ 19

2.2 เครื่องมือวัดแบบแม่เหล็กเคลื่อนที่ 20

2.3 การขยายพิกัดกระแสไฟฟ้าสลับโดยการใช้หม้อแปลงแรงดันและกระแส 22

2.4 เครื่องมือวัดแบบไดนาโมมิเตอร์ 26

2.5 เครื่องมือวัดแบบเทอร์โมคัปเปิล 27

2.6 เครื่องมือวัดแบบสถิต 28

บทที่ 3 โวลต์มิเตอร์และมัลติมิเตอร์แบบดิจิตอล 30

3.1 เทคนิคการแปลงอนาล็อกเป็นดิจิตอล 30

3.1.1 ADC แบบ Successive-approximation 31

3.1.2 ADC แบบ Dual-ramp 32

3.1.3 ADC แบบ Pulse-width 35
3.1.4 แรงดันอ้างอิงใน ADC 37
3.2 ส่วนต่างๆ ของดิจิตอลโวลต์มิเตอร์และแอมป์มิเตอร์ 38
3.2.1 ส่วนอินพุทกระแสตรงและการป้องกัน 39
3.2.2 การแปลงสัญญาณกระแสสลับและกระแสตรง 40
3.2.3 การวัดความต้านทานและกระแสไฟฟ้า 42
3.2.4 การควบคุมและการวัดตามการคำนวณอย่างง่าย 42
3.2.5 เอาท์พุท 43
3.3 การกำหนดดิจิตอลโวลต์มิเตอร์และแอมป์มิเตอร์ 43

บทที่ 4 การวัดกำลังและพลังงาน 46
4.1 การวัดกำลังในวงจรกระแสสลับ 46
4.1 .1 การวัดกำลังโดยใช้โวลต์มิเตอร์ 3 เครื่อง 47
4.1.2 การแสดงโดยตรงของวัตต์มิเตอร์ 48
4.1.3 การต่อวัตต์มิเตอร์ 51
4.1.4 การวัดกำลังไฟฟ้าในวงจรสามเฟส 52
4.1.5 วัตต์มิเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ 55
4.1.6 การวัดกำลังคลื่นความถี่สูง 60
4.2 การวัดค่าพลังงาน 62
4.3 การวัดค่าตัวประกอบกำลัง 64

บทที่ 5 การวัดค่าความต้านทาน ความจุไฟฟ้า ความเหนี่ยวนำ และอิมพีแดนซ์ 65
5.1 การวัดโดยบริดจ์กระแสตรง 65
5.1.1 การวัดค่าความต้านทานต่ำ 70
5.1.2 การวัดค่าความต้านทานสูง 72
5.2 วงจรสมมูลกระแสสลับของตัวความต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวนำ 73
5.3 การวัดด้วยบริดจ์กระแสสลับสี่แขน 76
5.3.1 Stray Impedence ในบริดจ์กระแสสลับ 80

5.4 หม้อแปลงไฟฟ้าแบบบริดจ์อัตราส่วน 83
5.4.1 รูปร่างแบบบริดจ์ 86
5.4.2 ผลกระทบจาก Stray Impedance บนสภาวะสมดุลของตัวเหนี่ยวนำที่เชื่อมต่อบริดจ์ 89
5.4.3 การใช้ตัวเหนี่ยวนำเชื่อมต่อบริดจ์ในสภาวะไม่สมดุลย์ 90
5.4.4 บริดจ์อัตราส่วนแบบสมดุลอัตโนมัติ 91
5.5 การวัดอิมพีแดนซ์ความถี่สูง 92

บทที่ 6 การวัดความถี่และการวัดช่วงคาบเวลา 96
6.1 ความถี่ดิจิตอลและการวัดช่วงคาบเวลา 96
6.1.1 เครื่องนับความถี่และตัวตั้งเวลา หรือ เครื่องนับแบบทั่ว ๆ ไป 97
6.1.2 ค่าเฉลี่ยของช่วงเวลา 104
6.1.3 การวัดความถี่ไมโครเวฟ 106
6.2 การวัดความถี่และเฟสโดยใช้ออสซิลโลสโคป 107

บทที่ 1
หน่วยและมาตรฐานการวัดทางไฟฟ้า

1.1 หน่วยทางไฟฟ้าระบบ SI

แอมแปร์(A) เป็นหน่วยการวัดพื้นฐาน SI (Goldman and Bell 1982 ; Bailey,1982) ซึ่งใน การประชุมทั่วไปเกี่ยวกับน้ำหนักและการวัดครั้งที่ 9 ในปี ค.ศ. 1948 ได้ให้คำนิยามของคำว่า *แอมแปร์ (A)* คือ ค่ากระแสที่ซึ่ง ถ้านำตัวนำ 2 ตัว ที่มีความยาวไม่สิ้นสุดมาวางขนานกัน โดยไม่ต้องพิจารณาถึงขนาดของพื้นที่หน้าตัด และนำตัวนำความยาว 1 เมตร ดังกล่าวมา วางไว้ในหลอดสูญญากาศจะทำให้เกิดแรงระหว่างตัวนำทั้ง 2 มีค่าเท่ากัน $2x10^{-7}$ นิวตัน/เมตร โดยแรงต่อหน่วยความยาว*(F/l)* จะเกิดเมื่อตัวนำแต่ละตัว นำกระแส *(I)* และมีระยะห่างระหว่างกัน*(d)* ที่สัมพันธ์ ดังนี้

$$\frac{F}{l} = \frac{\mu_0 I^2}{2d} \tag{1.1}$$

โดย μ_0 คือความซึมทราบในสูญญากาศ จากนิยามของแอมป์(A)จะได้ค่า μ_0 คือ $4\pi \times 10^{-7} \quad N/A^2$

หน่วยวัดทางไฟฟ้าในระบบ SI ต่าง ๆ มีนิยามดังต่อไปนี้

- *โวลต์ (V)* คือหน่วยความต่างศักย์และแรงเคลื่อนทางไฟฟ้า กล่าวคือ เป็นค่าความต่างศักย์ ไฟฟ้าระหว่างจุด 2 จุด บนตัวนำ เมื่อป้อนกระแสไฟฟ้าขนาด 1 A ระหว่างจุด 2 จุด ดังกล่าว จะทำให้มีกำลังไฟฟ้าขนาด 1 W
- *โอห์ม(Ω)* คือ หน่วยของความต้านทานทางไฟฟ้า กล่าวคือ เป็นแรงต้านทางทางไฟฟ้าระหว่าง จุด 2 จุด บนตัวนำไฟฟ้า ซึ่งทำให้เกิดกระแสในตัวนำไฟฟ้าเท่ากับ 1 แอมแปร์ (A) เมื่อมีค่า ความต่างศักย์เท่ากับ 1 โวลต์ โดยไม่ได้นำตัวนำไฟฟ้าดังกล่าววางในบางส่วนของแรงเคลื่อนทางไฟฟ้า
- *คูลอมป์ (C)* เป็นหน่วยของปริมาณเส้นแรงไฟฟ้าของกระแสที่มีค่า 1 แอมแปร์ ใน 1 วินาที
- *ฟาราด(F)* เป็นหน่วยของค่าความจุทางไฟฟ้า กล่าวคือ เป็นค่าความจุของตัวประจุไฟฟ้าระหว่างแผ่นโลหะ ซึ่งมีค่าความต่างศักย์เท่ากับ 1 โวลต์เมื่อจัดเก็บกระแสไฟฟ้าเข้าไป 1 คูลอมบ์
- *เฮนรี(H)* เป็นหน่วยของความเหนี่ยวนำทางไฟฟ้า กล่าวคือเป็นค่าความเหนี่ยวนำของวงจรไฟฟ้าแบบปิด(closed circuit) เกิดขึ้นเมื่อกระแสในวงจรเปลี่ยนแปลงในอัตราที่สม่ำเสมอ 1 แอมแปร์ต่อวินาที จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเท่ากับ 1 โวลต์
- *เวบเบอร์ (Wb)* เป็นหน่วยของเส้นแรงแม่เหล็ก คือเส้นที่คล้องรอบขดลวด 1 รอบ และเกิดขึ้นจากแรงเคลื่อนทางไฟฟ้า 1 โวลต์ ที่ลดลงเป็นศูนย์ด้วยอัตราสม่ำเสมอในเวลา 1 วินาที
- *เทสลา (T)* คือ ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก ซึ่งเท่ากับ 1 Wb/m^2

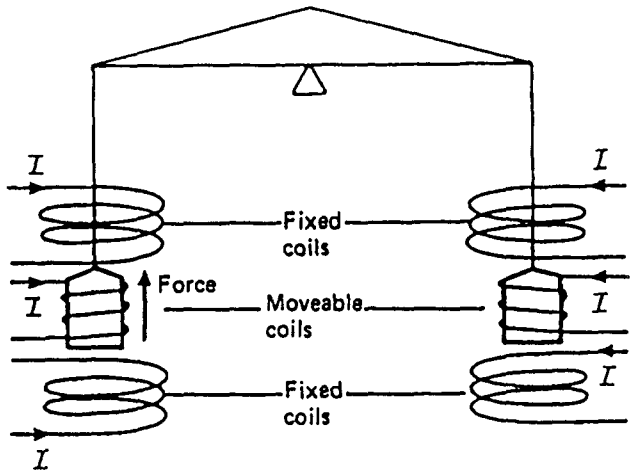
1.2 ความเป็นจริงของหน่วยระบบ SI

คำนิยามของแอมแปร์ในระบบSIยังไม่มีสูตรที่เหมาะสมที่ทำให้เป็นจริงได้ในทางฟิสิกส์ ดังนั้นจึงได้มีการทำให้ คำนิยามมีความเป็นจริงเพิ่มมากขึ้น โดยใช้วิธีความสมดุลย์ของกระแสของ Ayrton – Jones (Vigovreux 1965 , 1971) โดยให้ทิศทางของแรง F_x ระหว่างวงจรไฟฟ้า 2 วงจรที่มีการนำกระแสไฟฟ้าที่มีค่าเท่ากัน ซึ่งก็คือ

$$F_x = I^2 \cdot \frac{dM}{dx} \tag{1.2}$$

M คือความเหนี่ยวนำไฟฟ้าร่วมกันระหว่าง 2 วงจร

ในลักษณะกระแสสมดุลย์ระหว่างขดลวดที่นำกระแสดังกล่าว จะผกผันกับมวลสารตามหลักความสมดุลดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 แสดงกระแสสมดุล

จากรูปที่ 1.1 จะแสดงให้เห็นขดลวดแขวน 2 ชุด และขดลวดตรึงกับที่ 2 คู่ โดยต่างก็มี กระแสไหลผ่าน(I) เท่ากัน ถ้าขดลวดตรึงกับที่ (fixed pair) คู่บนและคู่ล่าง มีการนำกระแสไฟฟ้าใน ทิศทางเดียวกัน ดังนั้นจะมีแรงเกิดขึ้นกับขดลวด อย่างไรก็ตาม ถ้าขดลวดตรึงกับที่คู่บนและคู่ล่างมีการนำกระแสไฟฟ้าในทิศทางตรงกันข้ามกัน จะเกิดแรงขึ้นบนขดลวดในทิศทางขึ้นและลง โดยแรง (F_x) คือความสมดุลตัวนับด้วยน้ำหนักของมวลสาร(m) ที่ทราบค่า ดังนั้นจะได้

$$mg = I^2 \cdot \frac{dM}{dx} \tag{1.3}$$

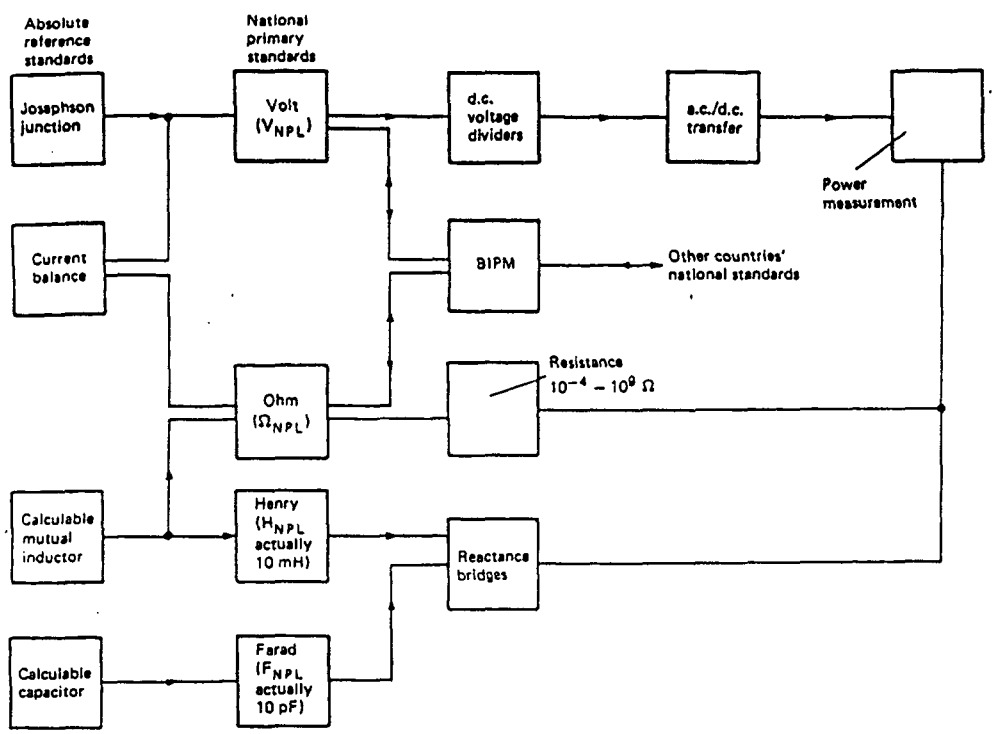
g คืออัตราความเร่งเนื่องจากแรงโน้มถ่วง

สามารถคำนวณค่า I ได้อย่างแน่นอน เช่นในเทอมของหน่วยพื้นฐานทางกลศาสตร์ของมวลสาร ความยาวและ เวลา ถ้าทราบค่าของ dM/dx แล้ว โดย dM/dx สามารถคำนวณได้จากทำการวัดขนาดบนเครื่องแขวนและขดลวดตรึงกับที่(fixed coil) ที่มีการเปลี่ยนแปลงทิศทางของกระแสไฟฟ้าและการหาค่าเฉลี่ยของมวลสารนั้น เพื่อคืนสภาพความสมดุลจากผลของแรงซึ่งกันและกันระหว่างด้านตรงข้ามทั้ง 2 ด้านของความสมดุลและสนามแม่เหล็กภายนอกที่ถูกกำจัด

โดยทั่วไปความเที่ยงตรงในการใช้ระบบการสมดุลเพื่อพิสูจน์ค่าแอมแปร์ อาจจะมีความผิดพลาดได้หลายส่วนใน 10^6 ส่วน สาเหตุใหญ่คือความสัมพันธ์ของขนาดของแรงที่เกิดขึ้นในขดลวดเมื่อเปรียบเทียบกับมวลสารของขดลวดที่แขวน ดังนั้นได้มีการเสนอทางเลือกด้านเทคนิค เพื่อกำหนดค่าสมบูรณ์ของแอมแปร์ เช่นการใช้ gyronagnetic ratio (γ_p) โดยใช้ร่วมกับเทคนิคการวัดค่าอ่อนแข็งของสนามแม่เหล็ก (Dix and Baileg,1975;Vigoureux,1971) และการวัดแรงดันบนขดลวดในสนามแม่เหล็กร่วมกับการวัดความนำต่างศักย์ เมื่อขดลวดเคลื่อนไหวในสนามแม่เหล็กเดียวกัน (Kibble el al.,1980)

1.3 มาตรฐานเบื้องต้นระดับชาติ

เนื่องจากการใช้กระแสสมดุลย์ในการพิสูจน์ค่า มีความเที่ยงตรงน้อยกว่าความเที่ยงตรง ของการเปรียบเทียบระหว่างเซลล์มาตรฐานและตัวต้านทาน นอกจากนี้ค่าแอมแปร์ที่พิสูจน์นั้น ยังยากต่อการจดจำ ดังนั้นห้องทดลองมาตรฐานระดับชาติส่วนใหญ่ ใช้เซลล์มาตรฐานและตัวต้านทานด้วยความเป็นมาตรฐานเบื้องต้น โดยตามปกติสำนักงานน้ำหนักและเครื่องวัด นานาชาติที่อยู่ที่เมือง Sevres ประเทศฝรั่งเศล จะทำการเปรียบเทียบมาตรฐานระดับชาติเหล่านี้



รูปที่ 1.2 แสดงเซลล์มาตรฐานเบื้องต้นของประเทศอังกฤษ

จากรูปที่ 1.2(Dix and Baileg,1975) แสดงเซลล์มาตรฐานเบื้องต้นของประเทศอังกฤษ ซึ่งดูแลโดย Naltronal Physical Laboratory (NPL) จากรูปยังได้แสดงความสัมพันธ์ของเซลล์มาตรฐานเบื้องต้นต่อมาตรฐานอ้างอิงสมบรูณ์ มาตรฐานไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ต่ำและมาตรฐานเบื้องต้นของประเทศอื่น ๆ ด้วย ส่วนมาตรฐานไฟฟ้ากระแสตรงและความถี่ต่ำแสดงดังตารางที่1.1

ตารางที่ 1.1 แสดงมาตรฐานไฟฟ้ากระแสตรงและความถี่ต่ำของประเทศอังกฤษ

Absolute reference standards	*National primary standards*	*Other national standards apparatus*		
		Diesselhorst potentionmeter (1 in 10^8)	Volt ratio box Voltage dividers	Power measurement
Josephson-junction (1 in 10^7)	Standard cells (3 in 10^8)	Cell comparator (1 in 10^8)	D.C./A.C. thermal transfer	Electrostatic wattmeter
			Electrostatic voltameter	Dynamometer wattmeters
			Inductive dividers	Calibrated loads
	Standard 1 Ω resistors (1 in 10^7)	Wheatstone bridge (1 in 10^8)	High-current bridge	Electronic sources and Amplifiers
		Current comparator (1 in 10^8)	High-resistance bridge	Rotary generators
		Build-up resistors (2 in 10^8)	Potentionmeter	Reference-measurement
			Current-comparator potentionmeter	Transformers
		Standard resistors	Standard resistors	Transformer-meahsurement Systems
Campbell mutual inductor 10 mH (1 in 10^8)		Inductance bridge Standard inductors 1 μH.to 10 H (2 in 10^5)		Magnetic measuremetn Permeameters Vibrating-coil magnetometer
Current balance		Phase-angle standards for *L*, *C* and *R*		Magnetic measurement Balance Epstein-square magnetic-loss System
		Capacitance bridge		Local-loss tester
Calculator capacitors 0.4 pF (2 in 10^7)	Standard capacitors 10 pF (2 in 10^7)	Standard capacitors 10 pF to 1 nF (5 in 10^7)	Standard capacitors 10 nF to 1 μF.	Magnetic-tape calibration

ตารางที่ 1.2 แสดงมาตรฐานคลื่นความถี่วิทยุและย่านไมโครเวฟ

Quantity	*Method*	*Frequency (GHz)*	*Level*	*Uncertaimty (95% confidence)*
Power in 14 mm coaxial line	Twin calorimeter	0-8.5	10-100 mW	0.2-0.5%
Power in 7 mm coaxial line	Twin calorimeter	0-18	10-100 mW	Under development
Power in WG16 (WR90)	Microcolorimeter			
Power in WG18 (WR62)	Microcolorimeter			
Power in WG22 (WR28)	Microcolorimeter			
Power in WG26 (WR12)	Twin calorimeter			
Altenuation	w.b.c.o. piston	0.0306	0-120 dB	0.002 dB
Attenuation in 14 mm coaxial line	w.b.c.o. piston	0-8.5	0-80 dB	0.001 dB/10 dB
Attenuation in				
WG11A (WR229)	Moduleated sub carrire		0-100 dB	From 0.002 dB
WG15 (WR112)	Moduleated sub carrire		0-100 dB	at low values
WG16 (WR90)	Moduleated sub carrire		0-100 dB	up to 0.02 dB
WG18 (WR62)	Moduleated sub carrire		0-100 dB	at 100 dB, for
WG22 (WR28)	Moduleated sub carrire		0-100 dB	v.s.w.r. < 1.05
WG26 (WR12)	Moduleated sub carrire		0-100 dB	
Impedance				
Lumped conductance	rf bridge	1×10^{-3}	10 μS.- 1 S	0.1%
Lumped capacitance	rf bridge	1×10^{-3}	1pF-10 μF	0.1%
Coaxial caductance	Woods bridge	5×10^{-3} - 30×10^{-3} 30×10^{-3}-200×10^{-3}	0-40 mS	0.1% + 0.001 mS 0.2% + 0.001 mS
Coaxial capacitance	Woods bridge	5×10^{-3}	0-40 pF	0.1% + 0.001 pS
			K	Abount 1.5 K. transfer

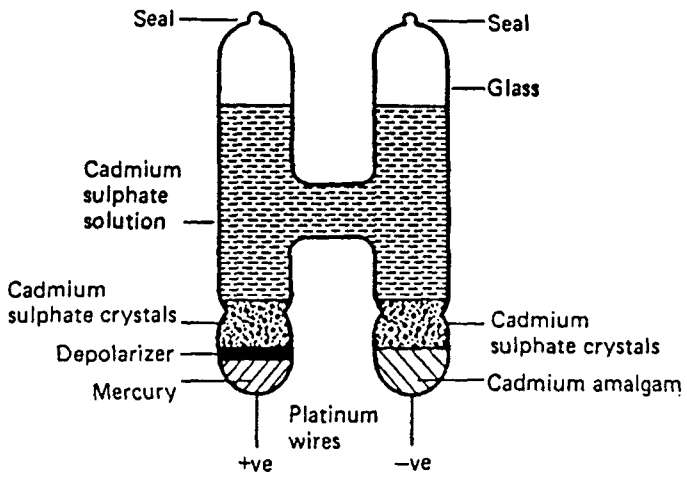
Noise temperature	Therminal	1-2	10^4	standards calibrate to 100 K.
in 14 mm coaxial line	Therminal	2.75, 3.0, 3.5	10^4	
in WG10 (WR284)	Therminal	6.0, 7.0, 8.0	10^4	
in WG16 (WR90)	Therminal	9.0, 10.0, 11.2	10^4	
in WG18 (WR62)	Therminal	13.5, 15.0	10^4	
in WG22 (WR28)	Therminal	35	10^4	
in WG11A (WR229)	Cryogenic		77	0.15 K transfer standards
in WG15 (WR112)	Cryogenic		77	calibrate to 0.6 K.

ตารางที่ 1.2 แสดงมาตรฐานคลื่นความถี่วิทยุและย่านไมโครเวฟของ NPL(Steele et al.,1975) โดยมี Stone et al.(1975) เป็นผู้กำหนดมาตรฐานและการวัดคลื่นที่ต่ำกว่ามิลลิเมตร

มาตรฐานทางไฟฟ้าดังกล่าวมีความใกล้เคียงกับมาตรฐานของประเทศอื่น เช่น NBS ของประเทศสหรัฐอเมริกา และ PTB ของประเทศเยอรมันตะวันตกและที่อื่น ๆเป็นต้น

1.3.1 เซลล์มาตรฐาน(Standard cells)

ค่าแรงดันเบื้องต้นมาตรฐาน ทำได้โดยใช้กลุ่มของเซลล์เวสตันจำนวน 30 เซลล์ ซึ่งเป็นเซลล์ปรอทแคดเมียมที่อิ่มตัว ดังรูปที่ 1.3 แสดงขั้วของเซลล์ที่ประกอบด้วยปรอทและสารผสมของแคดเมียมกับปรอท สารละลายแคดเมียมซัลเฟสอยู่ในรูปที่ผลึกในสภาวะอิ่มตัวที่อุณหภูมิที่สูงกว่าอุณหภูมิที่ทำให้เกิดปฏิกิริยา



รูปที่ 1.3 แสดงเซลล์เวสตันมาตรฐาน

ค่า pH ของสารละลายนั้นจะมีผลกับเสถียรภาพของแรงเคลื่อนไฟฟ้า ดังนั้นค่า pH ที่เหมาะสมที่สุดคือ 1.4 $\pm$0.2 (Froelich,1974) จากการนำซิลเฟลของปรอทแปะไว้บนขั้วบวก จะทำให้เป็นตัวไร้ขั้ว ค่าปกติของแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดจากเซลล์เวสตันอิ่มตัวคือ 1.01865 โวลต์ที่อุณหภูมิ 20°C ส่วนเซลล์ที่เกิดจากวัสดุอย่างเดียวกันจะมีความแตกต่างของแรงเคลื่อนทางไฟฟ้าเพียงไม่กี่ μV. เซลล์ที่ผลิตได้ในเวลาต่างกัน จะมีค่าความแตกต่างแรงเคลื่อนไฟฟ้าระหว่าง 10 ถึง 20 μV. ความเสถียรภาพของเซลล์จะมีประมาณส่วนเล็กน้อยใน 10^7 ต่อปี ซึ่งสามารถเปรียบเทียบแบบ back- to-back ถึง 1 ส่วนใน 10^8 นอกจากนั้นยังมีความต้านทานภายในเซลล์ประมาณ 750 Ωโดยจะสามารถอธิบายความผกผันของแรงเคลื่อนไฟฟ้าของเซลล์ได้ดังนี้

$$V_T = V_{20} - 4.06 \times 10^{-5}(T-20) - 9.07 \times 10^{-7}(T-20)^2 + 6.6 \times 10^{-9}(T-20)^3 - 1.5 \times 10^{-10}(T-20)^4 \quad (1.4)$$

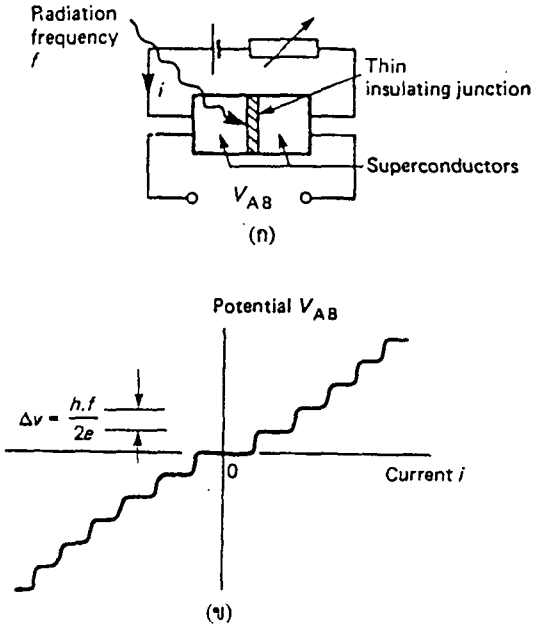
V_T คือแรงเคลื่อนไฟฟ้าของเซลล์ที่อุณหภูมิ T°C

V_{20} คือแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่อุณหภูมิ 20°C สำหรับความผันแปรของอุณหภูมิเล็กน้อยที่อุณหภูมิ 20°C นั้น เซลล์จะมีค่าสัมประสิทธิ์เท่ากับ -40.6 μV/K

ในการผลิตแหล่งของแรงเคลื่อนไฟฟ้านั้น จะต้องเก็บเซลล์ไว้ในอุณหภูมิที่มีการควบคุมอุณหภูมิให้มีเสถียรภาพสูง ที่สถาบัน NPL ได้เก็บเซลล์จำนวนมากกว่า 54 เซลล์ โดยแบ่งบรรจุในหลอดทองแดงจำนวน 9 หลอดไว้ในอากาศที่มีอุณหภูมิคงที่มากกว่า 1 mK/h และความแตกต่างสูงสุดของอุณหภูมิระหว่างจุดสองจุดในสิ่งห่อหุ้มน้อยกว่า 5 μK. โดยใช้คอมพิวเตอร์ เป็นตัวตรวจวัดผลของแรงเคลื่อนไฟฟ้า

1.3.2 การตรวจสอบค่าสัมบูรณ์ของแรงดันมาตรฐานด้วยวิธีของโจเซฟสัน(Josephson Effect)

ถึงแม้ว่าการเปรียบเทียบมาตรฐานระหว่างเซลล์จะมีความเที่ยงตรงสูง และพิสูจน์ให้เห็น ว่าเซลล์มาตรฐานเกิดขึ้นได้และมีความแม่นยำสูง แต่การวัดดังกล่าวไม่สามารถรับประกันได้ว่าจะ เป็นค่าสัมบูรณ์ของเซลล์ ดังนั้นได้มีการใช้วิธีของโจเซฟสันน(Josephson Effect) กันอย่างกว้าง ขวางในการตรวจสอบค่าสัมบรูณ์มาตรฐานของแรงดัน วิธีนี้จะทำให้เซลล์มาตรฐานที่มีแรงดัน สัมพันธ์กับความถี่ (f) โดยค่าคงที่ของ Josephson คือ $2e/h$ โดย e คือ กระแสไฟฟ้าในอิเล็กตรอน และ h คือค่าคงที่ของพลั้ค(Planck)



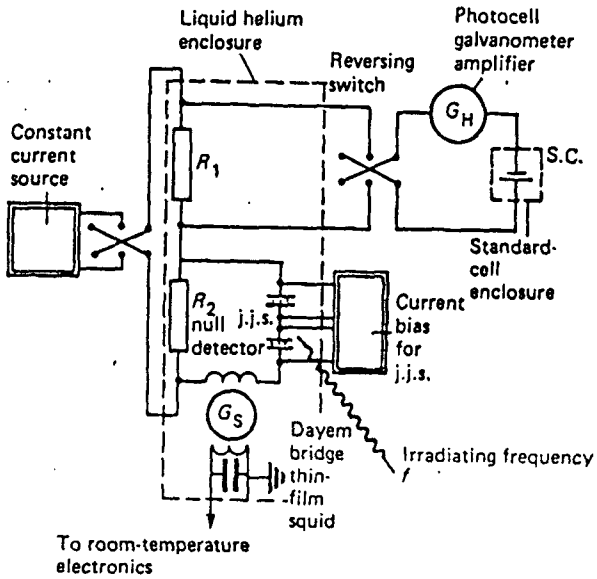
รูปที่ 1.4 แสดงผลการเชื่อมต่อของ Josephson

จากรูปที่ 1.4 แสดงผลการเชื่อมต่อของ Josephson ซึ่งคาดการณ์ว่าถ้านำพลังงานความถี่วิทยุของความถี่ f ส่งผ่านไปยังฉนวนบาง ๆ ที่กั้นระหว่างตัวนำยิ่งยวดทั้ง 2 ตัว ดังนั้นความสัมพันธ์ของแรงดันกระแสจะแสดงเป็นขั้นต่าง ๆ อย่างชัดเจนดังรูปที่ 1.4(b) ขนาดแรงดัน 1 โวลต์ต่อขั้น เท่ากันคือ

$$\Delta V = \frac{h}{2e} f \qquad (1.5)$$

ด้วยวิธีของ Josephson จะทำให้แรงดันสัมพันธ์กันกับความถี่วิทยุที่แพร่กระจาย และส่งผลในช่วงเวลามาตรฐาน โดยค่า 483594.0 GHz/V นั้นสันนิษฐานได้ว่ามาจากค่าคงที่ของ โจเซฟสัน ($2e/h$) โดยมีความคลาดเคลื่อน$\pm$ 5 ส่วนใน 10^7

การเชื่อมต่อฉนวนสามารถทำได้หลายวิธีโดยวิธีที่ง่ายที่สุด คือการเชื่อมตัวนำทั้ง 2 ด้วยการบัดกรี สำหรับการส่งผ่านพลังงานความถี่จำนวน 10 GHz นั้น แรงดันแต่ละขั้นมีค่าเท่ากัน 20 μV และค่าความต่างศักย์ระหว่างจำนวนของขั้นจะเป็นแรงดันเพียงเล็กน้อยของหน่วยมิลลิโวลต์



รูปที่ 1.5 แสดงระบบการเปรียบเทียบแรงดันที่ใช้ Josephson เชื่อมต่อ

จากรูปที่1.5 แสดงระบบการนำวิธี Josephson ที่ทราบค่าไปประยุกต์ใช้เชื่อมต่อ ด้วยตัวตรวจจับที่ตรวจจับความต่างศักย์ในตัวนำยิ่งยวด จากเทคนิคนี้ทำให้เทียบแรงเคลื่อนไฟฟ้าของโจเซฟสันและวิธีเซลล์มาตรฐาน มีความแม่นยำ 1 ส่วนใน 10^7 สำหรับข้อมูลเพื่อเติมดูจาก Dix and bailey(1975)

1.3.3 ตัวต้านทานมาตรฐาน(Standard Resistors)

คุณสมบัติที่ดีของตัวต้านทานจะต้องมีความคงที่กับอายุการใช้งาน มีอุณหภูมิสัมประสิทธิ์ของความต้านทานต่ำ และทำจากวัสดุที่จะได้รับผลกระทบเพียงเล็กน้อยจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าเมื่ออยู่กับวัสดุต่างชนิดกัน สำหรับมาตรฐานความต้านทานของอังกฤษประกอบด้วย กลุ่มของความต้านทานมาตรฐานขนาด 1 Ω ที่มีส่วนผสมของทองแดง 85% แมงกานีส 11 % และนิเกล 4 % โดยจุ่มตัวต้านทานมาตรฐานไว้ในน้ำมัน ตัวต้านทานดังกล่าวมีความคงที่ 1 ส่วนใน 10^7 ต่อปี

1.3.4 การกำหนดค่าสัมบูรณ์ของโอห์ม

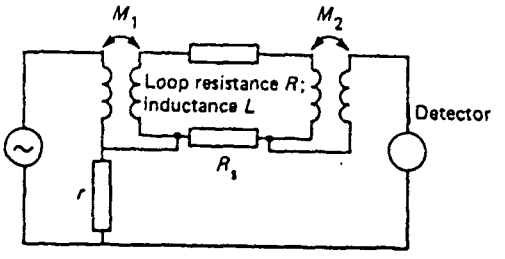
เราสามารถคำนวณค่าของโอห์มได้อย่างสมบูรณ์ ด้วยตัวเหนี่ยวนำรวมแคมเบล(Campbell) ซึ่งการเหนี่ยวนำรวมดังกล่าว จะคำนวณได้จากการวัดรูปทรงเรขาคณิตของตัวเหนี่ยวนำที่อยู่ในรูปของขดลวด(Rayner, 1967) เมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำรวมนี้กับแคมเบลส์บริดจ์(Cambell Bridge)ในรูปที่ 1.6 จะได้สมการสมดุลย์ คือ

$$R \cdot r + (\omega^2 \cdot M_1 \cdot M_2) = 0 \qquad (1.6)$$

และ

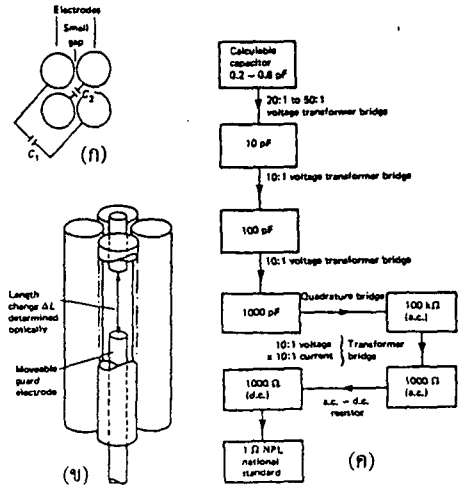
$$M_1 \cdot R_s = L \cdot r \qquad (1.7)$$

L คือลูปความเหนี่ยวนำ และ R คือความต้านทาน



รูปที่ 1.6 แสดงแคมเบลส์บริดจ์(Cambell bridge)

สมการ (1.6) สามารถใช้คำนวณ $R \cdot r$ ได้ ในหน่วยความยาวและเวลาในระบบ SI โดยอัตราส่วนของความต้านทานของ R และ r หาได้จากเทคนิคบริดจ์ ดังนั้นจึงสามารถคำนวณ r ได้อย่างสมบูรณ์ ซึ่งมีค่าความผิดพลาด 2 ส่วนใน 10^6 ส่วนทางเลือกอื่นในการคำนวณค่าสัมบูรณ์ของโอห์มนั้น โดยใช้การคำนวณตัวประจุไฟฟ้าด้วยวิธีของ Thompson and Lampard , 1956 ที่ตัวประจุไฟฟ้าค่าซึ่งสามารถคำนวณได้จากความเร็วแสงและ การวัดความยาวที่รู้ค่า



รูปที่ 1.7 แสดงตัวประจุไฟฟ้าของ Thompson and Lampard

จากรูปที่ 1.7(a) พิจารณาโครงสร้างของขั้วไฟฟ้ารูปทรงกระบอกที่มีพื้นที่หน้าตัดแบบสมมาตร ซึ่งจะมีช่องว่างระหว่างขั้วไฟฟ้าเพียงน้อย จากวิธี Thompson and Lampard แสดงให้เห็นความสัมพันธ์ของประจุไฟฟ้าตามขวางต่อหน่วยความยาวของ C_1 และ C_2 ดังสมการคือ

$$\exp\left(-\frac{\pi C_1}{\varepsilon_0}\right) + \exp\left(-\frac{\pi C_2}{\varepsilon_0}\right) = 1 \qquad (1.8)$$

เนื่องจาก $C_1 = C_2$ และความประจุไฟฟ้าดังกล่าวต่อเมตร (C) เท่ากับ

$$C = \frac{\varepsilon_0 \log_e 2}{\pi} \quad F/m \qquad (1.9)$$

เมื่อให้ความเร็วแสง c จะเท่ากับ

$$c^2 = \frac{1}{\varepsilon_0 \mu_0} \qquad (1.10)$$

จากรูปที่ 1.7 (ก) และสมการ (1.10) ค่า μ_0 คือ $\frac{F}{l} = \frac{\mu_0 I^2}{2d}$ ถ้าทราบค่าของความเร็วแสง จะสามารถคำนวณความจุไฟฟ้าต่อเมตรของตัวประจุไฟฟ้าได้ มีค่าเท่ากับ 1.953548 pF/m

จากรูปที่ 1.7(ข) เมื่อแทรกขั้วไฟฟ้าเข้าไป ซึ่งตำแหน่งของขั้วดังกล่าวสามารถคำนวณได้ จากวิธีการสอดแทรกทางแสง(Optical intererence) จะทำให้เกิดความเปลี่ยนแปลงของค่าประจุไฟฟ้าที่สามารถคำนวณได้อย่างสมบูรณ์ การเปลี่ยนแปลงดังกล่าวสามารถเปรียบเทียบได้กับ ค่าความประจุไฟฟ้าของค่าตัวประจุไฟฟ้ามาตรฐาน คือ 10 pF ดังนั้นรูปที่ 1.7 (ค) สามารถคำนวณค่าสัมบูรณ์ของโอห์มโดยมีความแม่นยำ 1 ส่วนใน 10^7

บทที่ 2
เครื่องมือการวัดกระแสและแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสสลับ

โดยทั่วไปเครื่องมือที่ใช้แสดงความเทียบเคียงของไฟฟ้ากระแสตรง (d.c.) หรือกระแสสลับ(a.c.) หรือโวลต์ คือขดลวดเคลื่อนที่ภายในสนามแม่เหล็กถาวร เหล็กเคลื่อนที่ และไดนาโมมิเตอร์ ส่วนเครื่องวัดอื่น ๆ คือ เทอร์โมคัปเปิลและเครื่องวัดไฟฟ้าแบบสถิต สำหรับเครื่องมือแบบสถิตจะขึ้นอยู่กับแรงดึงดูดของแผ่นเก็บประจุกระแสทั้ง 2 แผ่น ซึ่งในที่นี้อธิบายหลักการพื้นฐานของการทำงานของเครื่องวัด ส่วนรายละเอียดเพิ่มเติม สามารถดูได้จาก Golding และ Widdis(1963), Harris(1966), Gregory(1973) และ Tagg (1974) สำหรับการกำหนดค่าความเที่ยงตรง ที่มีการประเมินจากปัจจัยต่าง ๆ ที่มีผลโดยตรงต่อการทำงานของเครื่องมือและอุปกรณ์ของการวัดทางไฟฟ้าได้แสดงที่สถาบันมาตรฐานของประเทศอังกฤษ (BSI 89;1997) ซึ่งเทียบเท่ากับ IEC 51:1973

2.1 เครื่องมือวัดแบบขดลวดเคลื่อนที่ภายในสนามแม่เหล็กถาวร

เครื่องมือวัดแบบขดลวดเคลื่อนที่ภายในสนามแม่เหล็กถาวร จะใช้หลักการพื้นฐานเครื่องมือวัดกำลังกระแสไฟฟ้าของ D'Arsonval ซึ่งเป็นการเคลื่อนที่ของขดลวด โดยยังใช้กับเครื่องมือวัดกำลังกระแสไฟฟ้าแบบเป็นจุดแสงสว่าง เครื่องบันทึกแบบเข็มและแบบแสงอุลตราไวโอเลต จากรูปที่ 2.1 จะแสดงการสร้างเครื่องมือแบบขดลวดเคลื่อนที่ โดยกระแสไฟฟ้าจะถูกส่งผ่านขดลวดที่ทำจากทองแดงหรืออลูมิเนียม ซึ่งพันอยู่บนกรอบฉนวนรูปที่สี่เหลี่ยมผืนผ้า เพื่อทำให้เกิดแรงหน่วงกระแสไหลวน ขดลวดดังกล่าวจะเคลื่อนที่อยู่ระหว่างขั้วเหล็กอ่อนและแกนของสนามแม่เหล็กถาวรที่ทำจากวัสดุที่มีแรงส่งสูง เช่น Columax, Alcomax และ Alnico โดยแรงบิดที่เกิดจากปฏิกริยาระหว่างกระแสไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก จะต้านกับแรงควบคุมของสปริง ซึ่งสปริงดังกล่าวทำจาก phosphor-bornze ที่มีลักษณะแบนหรือม้วน สำหรับฐานรองรับนั้นจะทำมาจาก sapphirc jewels, silver steel, stainless steel. สำหรับวิธีการอื่นคือการแขวนด้วยแถบตรึงดังรูปที่ 2.1(b) ซึ่งจะขจัดแรงเสียดทานระหว่างฐานรองรับและเดือย แต่อาจจะไวต่อความเสียหายจากการ shock loading ส่วนเข็มชี้นั้นมักจะทำเป็นรูปของปลายมีดซึ่งอยู่ติดกับกระจก เพื่อลดความผิดพลาดในการอ่านค่าและเพื่อความเที่ยงตรงสูง แรงบิด (T_g) ที่เกิดจากปฏิกริยาระหว่างกระแสไฟฟ้า (i) และความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กในสนามแม่เหล็ก (B) คือ

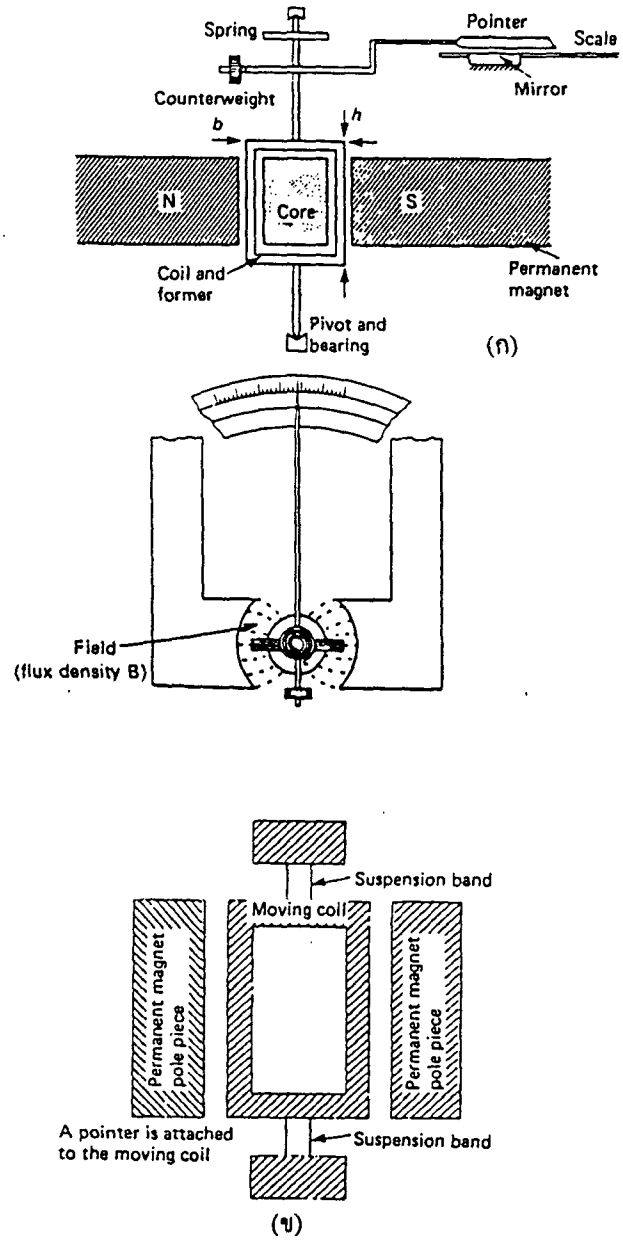
$$T_g = N \cdot B \cdot h \cdot b \cdot i \qquad (2.1)$$

เมื่อ h และ b แทนทิศทางของขดลวดจำนวน N รอบ ซึ่งจะทำให้เกิดแรงบิด(T_r) ที่ตรงกันข้ามที่สปริง คือ

$$T_r = k\theta \qquad (2.2)$$

k คือค่าคงที่ของสปริง

ภายใต้สภาวะสถิต แรงทั้งสองจะเท่ากันและต้านกัน ดังนั้นจะได้มุมดังนี้คือ



รูปที่ 2.1 (ก) อุปกรณ์ต่างๆ ของเครื่องมือแบบขดลวดเคลื่อนที่ภายในสนามแม่เหล็กถาวร

(ข) ระบบแขวนแถบตรึง

$$\theta = \frac{N \cdot B \cdot h \cdot b \cdot i}{k} = S \cdot i \qquad (2.3)$$

S คือความไวของเครื่องมือ

ภายใต้สภาวะการหมุน แรงบิด T_g ที่ผลิตได้จะต้านกับแรงเฉื่อย(inertial) การหน่วง(damping) และแรงจากสปริง ดังนั้นจะได้

$$T_g = J\cdot\frac{d^2\theta}{dt^2} + D\cdot\frac{d\theta}{dt} + k\theta \qquad (2.4)$$

J คือแรงเฉื่อยของระบบเมื่อมีการหมุน

D คือค่าคงที่ของการหน่วง

k คือค่าคงที่ของสปริง

การหน่วงมาจากการต้านของอากาศ หรือการหน่วงของกระแสไหลวนที่เกิดการลัดรอบของขดลวด และปัจจัยจากวงจรภายนอก สำหรับการหน่วงกระไหลวนคือ

$$D = h^2b^2B^2\left(\frac{N^2}{R} + \frac{1}{R_f}\right) \qquad (2.5)$$

R คือความต้านทานของขดลวด

R_f คือความต้านทานของขดลวดที่พันรอบ

ดังนั้นเครื่องมือดังกล่าวจะมีฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับที่สอง คือ

$$G(s)=\frac{\theta(s)}{i(s)}=\frac{(k/J)S}{s^2+(D/J)s+(k/J)} \qquad (2.6)$$

เมื่อเปรียบเทียบฟังก์ชันถ่ายโอนสมการ (2.6) กับมาตรฐานฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับที่สอง สมการ(2.7) จะได้

$$G(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \qquad (2.7)$$

ความถี่ธรรมชาติของเครื่องมือคือ $\omega_n=\sqrt{(k/J)}$ และอัตราการหน่วงคือ $\xi = D/2\sqrt{(Jk)}$

ถ้า $D^2 > 4kJ.$ แล้ว $\xi > 1$ ระบบจะเป็น Overdamped และผลตอบสนองต่อกระแส I อินพุทแบบขั้น ในขณะที่ $t=0$ จะได้

$$\theta(t)=S\cdot I\left\{1-\frac{\xi+\sqrt{\xi^2-1}}{2\sqrt{\xi^2-1}}e^{\left[-\xi+\sqrt{(\xi-1)}\right]\omega_n t}+\frac{\xi-\sqrt{(\xi^2-1)}}{2\sqrt{(\xi^2-1)}}e^{\left[-\xi-\sqrt{(\xi^2-1)}\right]\omega_n t}\right\} \qquad (2.8)$$

ถ้า $D^2 = 4kJ.$ แล้ว $\xi = 1$ ระบบจะเป็น Critical damped และผลตอบสนองต่ออินพุทแบบขั้น ในขณะที่ $t=0$ จะได้

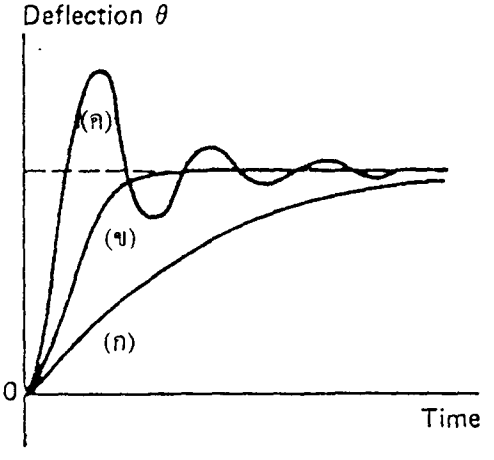
$$\theta(t)=S\cdot I\left[1-(1+\omega_n t)e^{-\omega_n t}\right] \qquad (2.9)$$

ถ้า $D^2 < 4kJ.$ แล้ว $\xi < 1$ ระบบจะเป็น Underdamped และผลตอบสนองต่ออินพุทแบบขั้น จะได้

$$\theta(t)=S\cdot I\cdot\left\{1-\frac{e^{-\xi\omega_n t}}{\sqrt{1-\xi^2}}\sin\left[\sqrt{(1-\xi^2)}\omega_n t+\phi\right]\right\} \qquad (2.10)$$

และ $\phi=\cos^{-1}\xi$

ซึ่งขั้นตอนทั้งหมดแสดงไว้ในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงผลตอบสนองระบบอันดับสอง(ก) Overdamped; (ข) Critcally; (ค) underdamped

2.1.1 การขยายพิกัด (Rang Extension)

ในเครื่องมือแบบขดลวดเคลื่อนที่นั้นจะต้องป้อนกระแสไฟฟ้าที่มีความเบี่ยงเบนเต็มพิกัด (Full-scale deflection-FSD) ซึ่งโดยทั่วไปมีพิกัด 10 μA. ถึง 20 mA สำหรับไฟฟ้ากระแสตรงที่มีพิกัดนอกเหนือจากนี้ จะต้องต่อความต้านทานค่าต่ำๆ ขนานหรือชันท์ (Shunt) ดังรูปที่ 2.3 (a) ซึ่งความไว S_A ของแอมมิเตอร์แบบชันท์ คือ

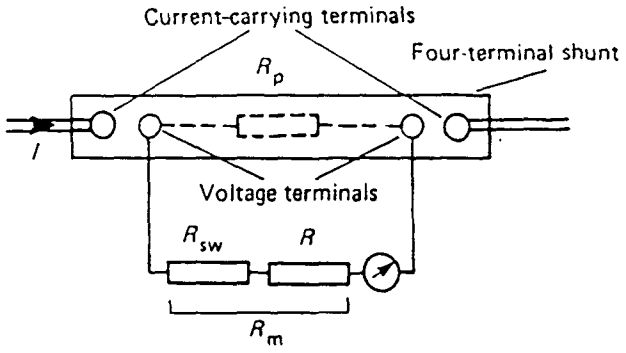
$$S_A = \frac{\theta}{I} = \frac{R_p}{R_p+R_m}\cdot S \qquad (2.11)$$

R_p คือความต้านทานของชันท์

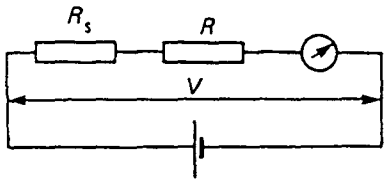
R_m คือความต้านทานของขดลวด(R) และความต้านทาน (R_{sw})ที่ต่อเพิ่มออกไป

S คือความไวของความเคลื่อนไหวขณะไม่ได้ต่อตัวต้านทานขนาน

แอมมิเตอร์ที่กระแสไฟฟ้าสูง ๆ จะมี FSD 15 mA. และสำหรับความต้านทานที่จะนำมา ขนานหรือชันท์จะทำจากแร่แมงกานีส ทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมจำนวน 0.075 โวลต์ และมีกำลังสูญเสียในความต้านทานขนานประมาณ 0.075I วัตต์



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.3 (ก) เครื่องมือวัดกระแสที่ใช้ขดลวดเคลื่อนที่
(ข) เครื่องมือวัดแรงดันที่ใช้ขดลวดเคลื่อนที่

ตารางที่ 2.1 แสดงกำลังการสูญเสียในความต้านทานขนานสำหรับปรับกระแสค่าต่าง ๆ

กระแส (A)	กำลังสูญเสีย (W)
1	0.075
2	0.150
5	0.375
10	0.75
20	1.50
50	3.75
100	7.50
200	15.00
500	37.50
1000	75.00

สำหรับโวลต์มิเตอร์แบบกระแสตรงที่แสดงดังรูปที่ 2.3 (ข) จะมีความไว (S_v) คือ

$$S_V = \frac{\theta}{V} = \frac{S}{R_s + R} \qquad (2.12)$$

R_s คือความต้านทานอนุกรม

R คือความต้านทานของขดลวด

S คือความไวของความเคลื่อนไหว

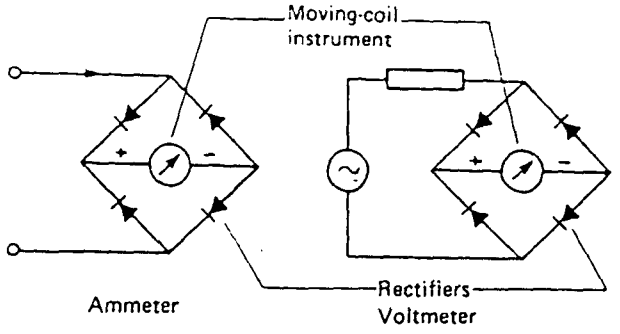
ค่าความต้านทานอนุกรมจะขึ้นอยู่กับความไวของขดลวดเคลื่อนที่ เมื่อการเคลื่อนที่มีค่า FSD เป็น 10 *mA*.และจะมีความต้านทานเท่ากับ100 Ω/V ถ้า FSD เป็น 10 *μA*.ความต้านทานจะมีค่าเท่ากับ 100000 Ω/V ดังนั้นโวลต์มิเตอร์ที่มีความต้านทานอินพุทสูงจะต้องมีกระแสต่ำสำหรับ FSD

2.1.2 คุณสมบัติของเครื่องมือวัดแบบขดลวดเคลื่อนที่ในสนามแม่เหล็กถาวร

เครื่องมือแบบขดลวดเคลื่อนที่ในสนามแม่เหล็กถาวร นั้นจะมีมาตรฐานการปรับเทียบที่คงที่ มีการใช้พลังงานต่ำ มีแรงบิดสูงตามอัตราน้ำหนัก และสามารถอ่านค่าของสเกลเป็นช่วงเวลานาน โดยมีความเที่ยงตรง 0.1% ของ FSD ขึ้นไป และการใช้วิธีต่อตัวต้านทานขนานหรืออนุกรมจะสามารถครอบคลุมพิกัดของกระแสและแรงดันไฟฟ้าได้กว้างขวาง และมีความผิดพลาดจากผล Hysteresis น้อยมาก โดยทั่วไปจะไม่มีการผลกระทบจากสนามแม่เหล็กที่เข้ามา ดังนั้นจะปรับเปลี่ยนค่าการหน่วงของเครื่องมือวัดให้เป็นไปตามความต้องการได้ ความผิดพลาดส่วนใหญ่สาเหตุมาจากแรงเสียดทานของฐานรองรับ และการเปลี่ยนแปลงของตัวต้านทานของขดลวดเนื่องจากอุณหภูมิ ซึ่งขดลวดทองแดงนั้นจะมีค่าสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิเท่ากับ +0.4%/K. เมื่อนำไปใช้กับโวลต์มิเตอร์นั้นอุณหภูมิที่มีการแปรค่าไปนั้นจะติดตามด้วยความต้านทานอนุกรม และเมื่อนำไปใช้ในแอมมิเตอร์ด้วยตัวต้านทานต่อแบบขนานที่ทำจากแร่แมงกานีส ดังนั้นจำเป็นจะต้องพิจารณาความต้านทานขดลวดจากตัวต้านทานที่มีขนาดใหญ่ ซึ่งโดยทั่วไปจะทำจากแมงกานีส แสดงดังรูปที่ 2.3(ก) แต่จะมีผลการเข้าคู่กับสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของขดลวดต่อตัวต้านทานที่รวมเข้าไปจากการต่อขนาน ดังนั้นผลกระทบต่อกระแสคงที่ ซึ่งมีการแบ่งระหว่างเครื่องมือและตัวต้านทานขนานนั้นจะเกินกว่าพิกัดของอุณหภูมิที่ยอมรับได้

2.1.3 การวัดกระแสและแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้วยเครื่องมือแบบขดลวดเคลื่อนที่

ทิศทางของแรงที่เกิดขึ้นจากขดลวดเคลื่อนที่ จะขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแสที่ไหลผ่านไปยังขดลวดในระยะเวลาสั้นๆ และไฟฟ้ากระแสสลับ(a.c.) จะผลิตการเบี่ยงเบนที่ไม่คงที่ ดังนั้นเครื่องมือแบบขดลวดเคลื่อนที่ที่มีการตอบสนองไฟฟ้ากระสลับจะใช้บริจด์เรียงกระแสเต็มรูปคลื่น ดังรูปที่ 2.4 โดยบริจด์เรียงกระแสจะเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าเฉลี่ยผ่านเครื่องมือแบบขดลวดเคลื่อนที่ เครื่องมือดังกล่าวจะใช้วัดค่าสัมบูรณ์ของรูปคลื่นและปรับเทียบที่จะแสดงค่า rms ของคลื่น ซึ่งเรียกว่า Sinusoid โดยช่วงของรูปคลื่น $I(t)$ ผ่านเครื่องมือจะได้ค่าเฉลี่ยสัมบูรณ์ I_{mo} คือ



รูปที่ 2.4 แสดงเครื่องมือการวัดกระแสและแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
โดยใช้ตัวเรียงกระแสกับขดลวดเคลื่อนที่

$$I_{mab} = \frac{1}{T}\int_0^T |I(t)| \cdot dt \tag{2.13}$$

และค่า rms คือ

$$I_{rms} = \sqrt{\left[\frac{1}{T}\int_0^T I^2(t) \cdot dt\right]} \tag{2.14}$$

T คือคาบเวลาของคลื่น

และให้นิยามแฟคเตอร์รูปแบบ (Form Factor, FF) สำหรับ รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าคือ

$$FF = \frac{I_{rms}}{I_{mab}} = \frac{\sqrt{\left[(1/T)\int_0^T I^2(t) \cdot dt\right]}}{(1/T)\int_0^T |I(t)| \cdot dt} \tag{2.15}$$

$$\text{Sinusoid} \quad I(t) = \hat{I}.\sin\omega t \tag{2.16}$$

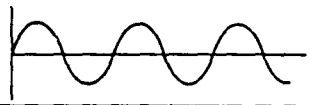
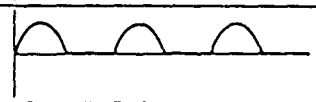
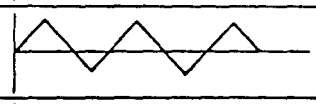
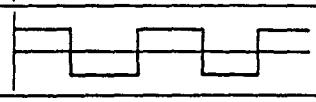
ค่า rms คือ $\hat{I}/\sqrt{2}$ ค่าเฉลี่ยสัมบูรณ์ คือ $2\hat{I}/\pi$

ดังนั้น FF สำหรับ Sinusoid เป็นดังรูปที่ 2.4 โดยเครื่องมือเรียงกระแสจะแสดง 1.11 I_{mab} สำหรับกรณีรูปคลื่นที่ไม่ใช่ Sinusiodal ในการเรียงกระแสจะมีดังนี้คือ

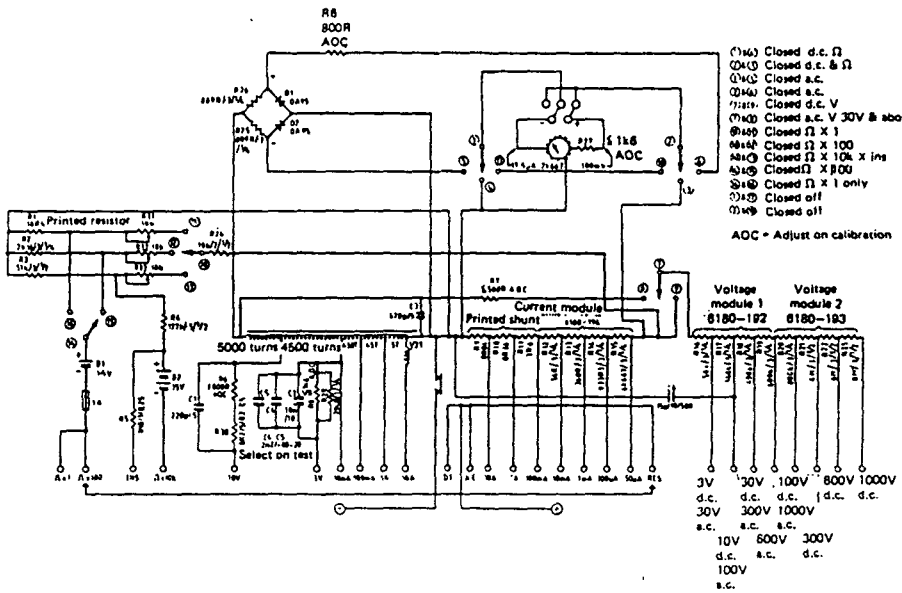
$$\text{ความผิดพลาด} = \left(\frac{1.11 - FF}{FF}\right) \times 100\ \% \tag{2.17}$$

จากรูปที่ 2.5 แสดงรูปคลื่นหลายรูปแบบพร้อมกับ FF และความผิดพลาดของการแสดง โดยแฟคเตอร์รูปที่ผิดพลาดนั้นจะเกิดขึ้นกับการวัดกระแสและแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้วยโวลต์มิเตอร์แบบดิจิตอล ซึ่งใช้การเรียงจากกระแสไฟฟ้าสลับเป็นกระแสไฟฟ้าตรง

การใช้ไดโอดเป็นตัววัดกระแส จึงควรเลือกให้เหมาะกับความสามารถในการนำกระแส และเนื่องจากคุณสมบัติที่ไม่ใช่เชิงเส้น จะทำให้มีการขยายพิกัดโดยใช้การต่อแบบขนาน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้เครื่องมือเรียงกระแสกับหม้อแปลงกระแสไฟฟ้า พิจารณาเพิ่มเติมจากหัวข้อ 2.3 การทำงานไปข้างหน้าของไดโอดนี้จะมีแรงดันตกคร่อมต่ำกว่าลิมิต ซึ่งสามารถวัดความเที่ยงตรง

Waveshape	Form Factor	Percentage error in measurement using mean sensing-rms indicating instruments
	1.11	0
	1.57	−29.3
	1.15	−3.96
	1	+11.1
	$\frac{1}{2}\sqrt{\left[\frac{1}{K(1-K)}\right]}$ $K=\frac{t}{T}$	$\left\{2.22\sqrt{[K(1-K)]}-1\right\}\times 100$

รูปที่ 2.5 แสดงแฟคเตอร์รูปแบบของรูปคลื่นและความผิดพลาดสำหรับเครื่องมือ



รูปที่ 2.6 แสดงมัลติมิเตอร์

และให้เครื่องมือที่มีค่าต่ำสุดของ FSD เท่ากับ 10 V. เมื่อใช้เป็นโวลต์มิเตอร์ความแปรผันของไดโอดที่ตกคร่อมไปข้างหน้าจากความไวต่ออุณหภูมิรอบๆ ไม่สามารถที่จะออกแบบให้เครื่องมือที่มีความเที่ยงตรง 1 เปอร์เซนต์ของ FSD จาก 50 Hz. ถึง 10 KHz. ได้

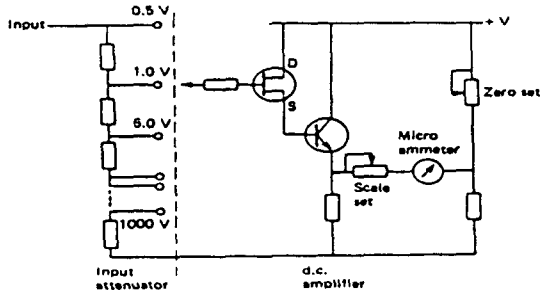
2.1.4 มัลติมิเตอร์ (Multimeters)

เป็นอุปกรณ์ที่มีหลายพิกัด (Multirange) ที่ใช้เครื่องมือแบบขดลวดเคลื่อนที่ในสนามแม่เหล็กถาวร ซึ่งทำให้สามารถวัดกระแสไฟฟ้าตรง กระแสและแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ความต้านทาน เครื่องมือชนิดที่ใช้มากที่สุดชนิดหนึ่งคือ AVO Model 8 Mark 6 (Thorn-EMI) จากตารางที่ 2.2 แสดงข้อจำกัดของเครื่องมือ และรูปที่ 2.6 แสดงวงจร โดยการเคลื่อนที่พื้นฐานจะมีความเบี่ยงเบนเต็มพิกัด (Full-scale deflection, FSD) เป็น 50 μA. ดังนั้นเครื่องมือจะมีความไวเป็น 20000 Ω/V. ในพิกัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง มี 3 พิกัดของความต้านทานที่ทำงานด้วยการวัดกระแสที่ไหลผ่านมายังความต้านทาน โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจากแบตเตอรี่ภายใน นอกจากนี้การควบคุมที่จุดศูนย์บนพิกัดเหล่านี้กระทำโดยใช้ปลายขั้วัดของเครื่องมือแตะกันเพื่อลัดวงจร สามารถชดเชยสำหรับการเปลี่ยนแรงเคลื่อนไฟฟ้าของแบตเตอรี่ภายในด้วยปุ่มปรับ

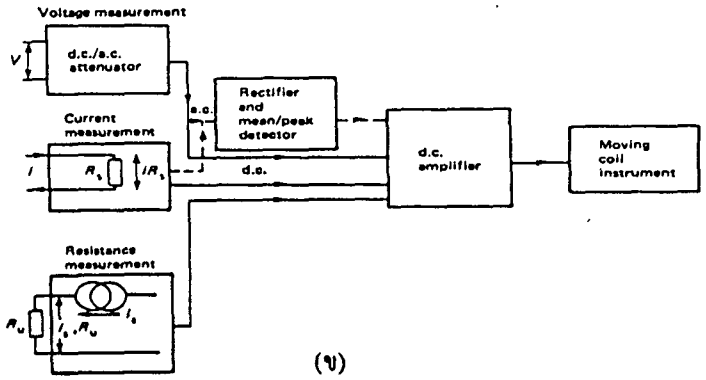
ตารางที่ 2.2 แสดงข้อกำหนดของ มัลติมิเตอร์

D.C. voltage	8 ranges: 100 mV, 3, 10, 30, 100, 300, 600 V, 1 kV
D.C. current	7 ranges: 50 μA, 300 μA, 1, 10, 100 mA, 1 A and 10 A
A.C. voltage	7 ranges: 3, 10, 30, 100, 300, 600 V, 1 kV
A.C. current	4 ranges: 10 mA, 100 mA, 1 A and 10 A
Resistance	3 ranges: × 1:0–2 kΩ × 100:0–200 kΩ × 10 k:0–20 MΩ
Source for resistance measurement	One 15 V type B121 battery (for × 10 k range) One 1.5 V type SP2 single cell (for × 1, × 100 range)
Accuracy	D.C. ±1% fsd A.C. (150 Hz) ±2% fsd Resistance ±3% centre scale
Sensitivity	D.C. 20 000 Ω/V all ranges A.C. 100 Ω/V 3 V range 1 000 Ω/V 10 V range 2 000 Ω/V all other ranges
Overload protection	High speed electromechanical cut-out with a fuse on the two lower resistance ranges
Decibels	−10 to +55 using a.c. voltage scale
Voltage drop at terminals	D.C. 100 mV on 50 μA range, approx. 400 mV on other ranges A.C. less than 450 mV at 10 A
Frequency response a.c. voltage range (up to 300 V)	< ±3% discrepancy between 50 Hz reading and readings taken between 15 Hz and 15 kHz

2.1.5 อิเล็คทรอนิกส์มัลติมิเตอร์ (Electronic Multimeters)



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.7 แสดงอิเล็คทรอนิกส์มัลติมิเตอร์ (ก) วงจรอิเล็คทรอนิกส์อินพุท (ข) แผนการทำงานของอิเล็คทรอนิกส์มัลติมิเตอร์

ตารางที่ 2.3 แสดงข้อกำหนดของเครื่องมือ(Hewlett-Packard HP 410C General Purpose Multi-Function Voltmeter)

D.C. voltmeter
Voltage ranges: ±15 mV to ±1500 V full scale in 15, 50 sequence (11 ranges)
Accuracy: ±2% of full scale on any range
Input resistance: 100 MΩ ±1% on 500 mV range and above, 10 MΩ ±3% on 150 mV range and below

AC voltmeter
Voltage ranges: 0.5 V to 300 V full scale in 0.5, 1.5, 5 sequence (7 ranges)
Frequency range: 20 Hz to 700 MHz
Accuracy: ±3% of full scale at 400 Hz for sinusoidal voltages from 0.5 V–300 V rms. The a.c. probe responds to the positive peak–above-average value of the applied signal. The meter is calibrated in rms
Frequency response: ±2% from 100 Hz to 50 MHz (400 Hz ref.); 0 to −4% from 50 MHz to 100 MHz; ±10% from 20 Hz to 100 Hz and from 100 MHz to 700 MHz
Input impedance: input capacitance 1.5 pF, input resistance > 10 MΩ at low frequencies. At high frequencies, impedance drops off due to dielectric loss
Safety: the probe body is grounded to chassis at all times for safety. All a.c. measurements are referenced to chassis ground

D.C. ammeter
Current ranges: ±1.5 μA to ±150 mA full scale in 1.5, 5 sequence (11 ranges)
Accuracy: ±3% of full scale on any range
Input resistance: decreasing from 9 kΩ on 1.5 μA range to approximately 0.3 Ω on the 150 mA range
Special current ranges: ±1.5, ±5 and ±15 μA may be measured on the 15, 50 and 150 mV ranges using the d.c. voltmeter probe, with ±5% accuracy and 10 MΩ input resistance

Ohmmeter
Resistance range: resistance from 10 Ω to 10 MΩ centre scale (7 ranges)
Accuracy: zero to midscale: ±5% of reading or ±2% of midscale, whichever is greater; ±7% from midscale to scale value of 2; ±8% from scale value of 2 to 3; ±9% from scale value of 3 to 5; ±10% from scale value of 5 to 10
Maximum input: D.C.: 100 V on 15, 50 and 150 mV ranges, 500 V on 0.5 to 15 V ranges, 1600 V on higher ranges. A.C.: 100 times full scale or 450 V p, whichever is less

---

เมื่อใช้วงจรอิเลคทรอนิกส์เป็นอินพุทดังรูปที่ 2.7 (a) จะทำให้ความต้านทางอินพุทสูงโดยไม่ต้องคำนึงถึงพิกัดแรงดัน ส่วนรูปที่ 2.7 (b) แสดงการวัดกระแส ความต้านทานและปริมาณไฟฟ้า กระแสสลับ ในการวัดกระแสนั้นสามารถป้อนแรงดันสูงสุดกับอินพุทที่สามารถกระทำในทำนองเดียวกันได้ทุกพิกัด การวัดความต้านทานสามารถทำได้โดยการป้อนแรงดันที่ต่ำๆ ตกคร่อมตัวต้านทานพร้อมการแสดงที่เป็นเชิงเส้น ส่วนการวัดปริมาณไฟฟ้ากระแสสลับจะใช้วิธีการเรียงกระแส และค่าเฉลี่ยหรือตรวจจับค่ายอด โดยที่ตารางที่ 2.3 แสดงข้อกำหนดของเครื่องมือ

2.2 เครื่องมือวัดแบบแม่เหล็กเคลื่อนที่ (Moving-iron Instruments)

เครื่องมือแบบเหล็กเคลื่อนทีมี 2 ชนิด คือ ชนิดดึงดูดและชนิดผลักดังรูปที่ 2.8 โดยชนิดดึงดูดจะเป็นชิ้นส่วนของเหล็กอ่อนรูปแผ่นดิสก์ที่ถูกดูดเข้าไปในขดลวด ซึ่งเป็นรูปแบบของโซลินอยซ์แบนและการหน่วงของเครื่องมือนี้จะมาจากช่องอากาศ โดยรูปร่างของแผ่นดิสก์จะใช้ควบคุมของสเกล สำหรับชนิดผลัก(repulsion) จะเป็นแผ่นเหล็ก 2 ชิ้น ไม่เป็นรูปเรียวหรือก็เป็นรูปใบพัด โดยอันหนึ่งจะตรึงอยู่กับที่ ส่วนอีกอันหนึ่งจะเคลื่อนที่ได้ซึ่งจะถูกทำให้เป็นสนามแม่เหล็กด้วยกระแสที่ทำการวัด โดยที่เครื่องมือทั้ง 2 ชนิดจะมีแรงบิด T_g ที่เกิดจากการดึงดูดหรือการผลัก คือ

$$T_g = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\theta} \cdot i^2 \tag{2.18}$$

L คือความเหนี่ยวนำของวงจร โดยแรงบิด T_r ที่เกิดจากสปริง คือ

$$T_r = k\theta \tag{2.19}$$

ดังนั้น

$$\theta = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{k} \cdot \frac{dL}{d\theta} \cdot i^2 \tag{2.20}$$

การเบี่ยงเบนของเครื่องมือเป็นสัดส่วนตามค่าเฉลี่ยยกกำลังสองของกระแสไฟฟ้า ดังนั้น เครื่องมือจะให้การเบี่ยงเบนที่สภาวะคงที่ที่ได้มาจากกระแสไฟฟ้ากระแสสลับ โดยที่สเกลของเครื่องมือมักจะถูกปรับเทียบในเทอมของค่า rms และมักจะเป็นแบบไม่ใช่เชิงเส้น ซึ่งยึดถือที่ปลายตรงที่ต่ำกว่า ส่วนการเสียดทานในฐานรองรับของเครื่องมือนั้นจะเป็นสาเหตุทำให้เกิดความผิดพลาดด้วยและผล Hysteresis ในเหล็กของเครื่องมือทำให้เกิดการแสดงความแตกต่างขึ้นสำหรับการเพิ่มขึ้นและลดลงของกระแสไฟฟ้า ทั้งนี้ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นอาจเกิดจากการหักเหสนามแม่เหล็ก และความแปรผันของอุณหภูมิรอบๆจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางกลศาสตร์ของเครื่องมือได้ นอกจากนั้นก็เป็นความซึมซาบของแกนเหล็ก และที่สำคัญที่สุดคือจะเกิดผลกระทบต่อการเปลี่ยนแปลงความต้านทานของขดลวด เพราะเมื่อใช้เป็นโวลต์มิเตอร์การเปลี่ยนแปลงของความต้านทานของขดลวดที่พันไว้จะเกิดความไวของโวลต์มิเตอร์เป็น+0.4%K.ซึ่งสามารถลดผลกระทบได้โดยการใช้ความต้านทานต่ออนุกรมขดลวดที่พัน

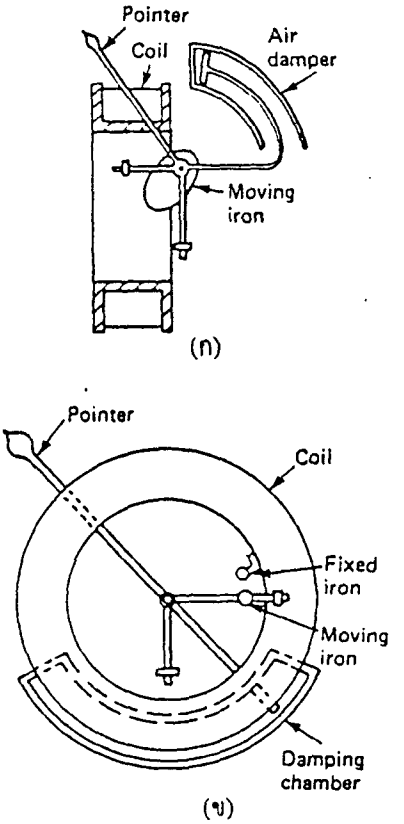
หอสมุดมหาวิทยาลัยรังสิต
http://oldlib.rsu.ac.th

ให้มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิต่ำ และความเหนี่ยวนำของเครื่องมือก็สามารถเปลี่ยนแปลงความไวจากความถี่เมื่อใช้เป็นโวลต์มิเตอร์ด้วย แสดงดังรูปที่ 2.9 (ก) โดยถ้าให้ความถี่เชิงมุม(ω) ดังนั้น

$$\text{ความผิดพลาดในการอ่านค่าของโวลต์มิเตอร์} = \left(\omega^2 L^2\right)/\left(2R^2\right) \qquad (2.21)$$

L คือความเหนี่ยวนำ ; R คือความต้านทาน

โดยที่รูปที่ 2.9 (ข) แสดงวิธีการชดเชยค่าผิดพลาดที่เกิดจากความเหนี่ยวนำ แม้ว่าเครื่องมือแบบแม่เหล็กเคลื่อนที่ก็คือเครื่องมือแสดงค่าเฉลี่ยกำลังสองสามารถนำมาพิจารณาค่าผิดพลาด เมื่อวัดค่า rms ของรูปคลื่นแรงดันที่ไม่เป็น sinusoidal ซึ่งค่าความผิดพลาดเกิดจากยอดความเข้มสนามแม่เหล็กใน

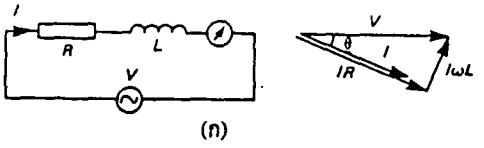


รูปที่ 2.8 แสดงเครื่องมือแบบแม่เหล็กเคลื่อนที่ (ก) ชนิดดึงดูด ;(ข) ชนิดผลัก (from Tagg, 1974)

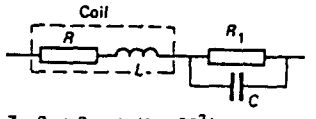
เครื่องมือจะเกินความเข้มสูงสุดที่กำหนดไว้และจากการลดทอนของกระแสฮาร์โมนิคที่ไหลผ่านเครื่องมือที่มีเวลาคงที่ของมิเตอร์ แสดงดังรูปที่ 2.9 (ค)

เครื่องมือแบบแท่งเหล็กเคลื่อนที่จะมีความเที่ยงตรงของ FSD มากกว่า 0.5%โดยทั่วไปแอมป์มิเตอร์จะมีพิกัด ของ FSD อยู่ระหว่าง 0.1-30 A. โดยปราศจากชันท์ ส่วนที่ต่ำสุดของ FSD ที่ใช้ในโวลต์มิเตอร์เป็น 50 V. ซึ่งมีความต้านทานอินพุทต่ำประมาณ 50 Ω/V. ถึงแม้ว่าเครื่องมือจะใช้ประโยชน์ ในการวัดโดยจะเริ่มจาก 2500 Hz ขึ้นไป แต่การตอบสนองของคลื่นความถี่จะถูกจำกัดด้วยความเหนี่ยวนำที่สูงและการเบี่ยงเบนของความประจุไปจนถึงคลื่นความถี่ต่ำ เนื่องจากเครื่องมือแบบแท่งเหล็กเคลื่อนที่

นั้นมีความต้องการกำลังงานสูง ดังนั้นจึงไม่เหมาะสมที่จะใช้ในวงจรกระแสไฟฟ้าสลับที่มีความต้านทานสูงๆ



(ก)

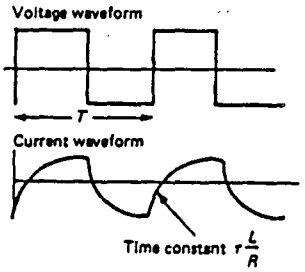


$Z = R_1 + R_2 + j\omega(L - CR_1^2)$

if $\omega^2 C^2 R_1^2 < 1$

Then if $C = \frac{L}{R_1^2}$

$Z = R_1 + R_2$ (ข)



Percentage error on rms reading =

$\frac{2\tau}{T}(e^{-T/2\tau} - e^{-T/\tau}) \times 100\%$

for $T > \tau$

(ค)

รูปที่ 2.9 (ก) ผลกระทบจากความเหนี่ยวนำในโวลต์มิเตอร์แบบแท่งเหล็กเคลื่อนที่

(ข) การชดเชยผลกระทบจากความเหนี่ยวนำ

(ค) ความผิดพลาดเกิดจากการวัดรูปคลื่นที่ไม่เป็น sinusoidal

2.3 การขยายพิกัดกระแสไฟฟ้าสลับโดยการใช้หม้อแปลงแรงดันและกระแส

ในหัวข้อ 2.1.1 ได้อธิบายวิธีการขยายพิกัดของเครื่องมือแบบขดลวดเคลื่อนที่ในสนามแม่เหล็กถาวร โดยการใช้กระแสชันท์และตัวความต้านทานที่ต่ออนุกรมในการขยายแรงดัน ซึ่งเทคนิคเดียวกันนี้สามารถนำมาใช้ได้กับการวัดไฟฟ้ากระแสสลับ อย่างไรก็ตามการวัดกำลังงานด้วยกระแสไฟฟ้าขนาดใหญ่นั้นกำลังงานสูญเสียในชันท์จะเป็นสิ่งสำคัญมาก (ดูตารางที่ 2.1) สำหรับการวัดแรงดันสูงโดยเพิ่มตัวต้านทานซึ่งไม่สามารถแยกเดี่ยวออกจากกันกับโวลต์มิเตอ ร์ ด้วยสาเหตุเหล่านี้เองจึงได้มีการใช้หม้อแปลงกระแสและแรงดันในการขยายพิกัดดังกล่าวดังเช่นพิกัดของแอมมิเตอร์กับโวลต์มิเตอร์1พิกัดจะได้ FSD เป็น 5 A. และ 110 V. ตามลำดับ หลักการของหม้อแปลงกระแส(ct) แสดงในรูปที่ 2.10(ก)

วงจรสมมูลย์แสดงในรูปที่ 2.10 (ข) โดยกระแสที่โหลดจะถูกวัดให้ไหลผ่านขดปฐมภูมิในขณะที่แอมมิเตอร์จะทำหน้าที่เป็นโหลดในขั้นทุติยภูมิ การทำงานของหม้อแปลงกระแสจะขึ้นอยู่กับความสมดุลของรอบแอมแปร์(ผลคูณของกระแสและรอบ) ที่เกิดจากการพันขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ ถ้าหม้อแปลงดังกล่าวเป็นอุดมคติที่ไม่มีกระแสที่เกิดจากสนามแม่เหล็ก หรือสูญเสียที่แท่งเหล็ก ดังนั้นจะได้สมการ

$$\frac{I_P}{I_S} = n_{ct} \tag{2.22}$$

n_{ct} คืออัตรารอบของหม้อแปลงกระแส โดยให้สมการดังนี้

$$n_{ct} = \frac{n_S}{n_P} \tag{2.23}$$

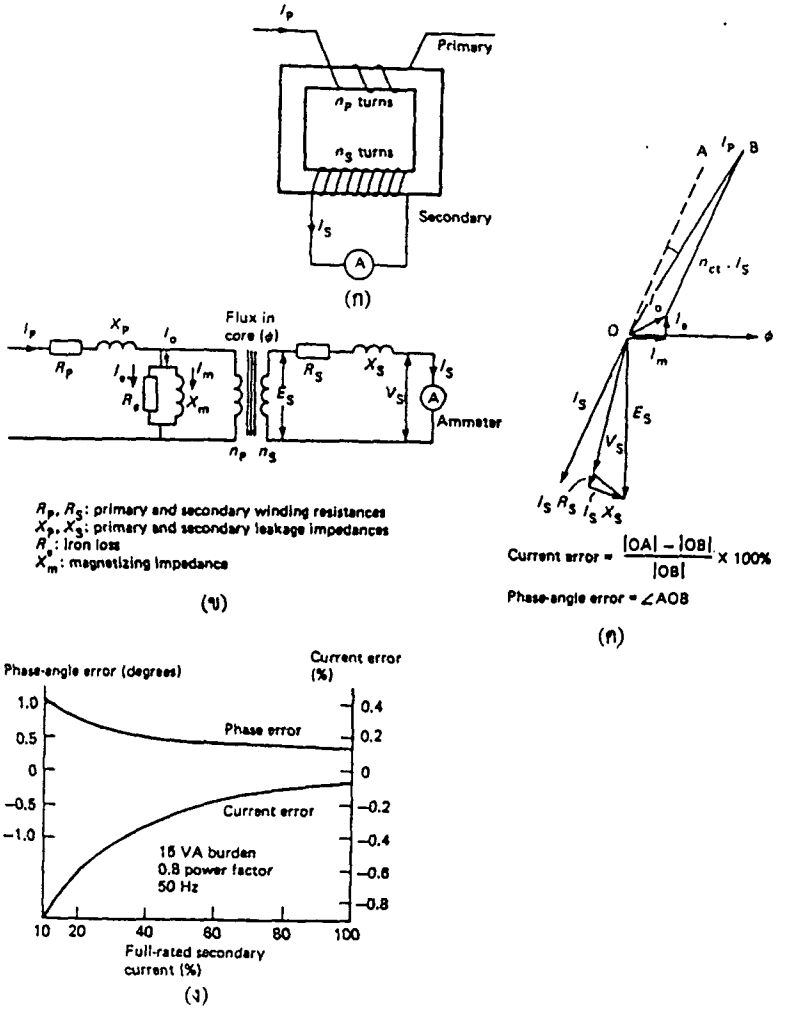
โดยทั่วไปโครงสร้างหม้อแปลงกระแสจะใช้แกน toroidal ที่มีความซึมซาบสูง(ที่มีความตอบสนองในการเหนี่ยวนำสูง) และเป็นวัสดุที่มีความสูญเสียต่ำ ดังเช่นเหล็กซิลคอน ซึ่งจะช่วยลดกระแสที่เกิดจากสนามแม่เหล็ก ช่วยลดความสูญเสียของแท่งเหล็ก และช่วยลดการรั่วไหลของเส้นแรงแม่เหล็ก จึงแน่ใจว่าอัตรากระแสที่เกิดขึ้นจากขดลวดปฐมภูมิถึงทุติยภูมิก็คือการปิดไปด้วยการกลับกันของอัตรารอบ จากรูปที่ 2.10(ค) แสดงให้เห็นผลกระทบของกระแสจากสนามแม่เหล็กและการสูญเสียของแท่งเหล็กบนความสัมพันธ์ระหว่างขนาดกับเฟสของกระแสปฐมภูมิและทุติยภูมิ ซึ่งความผิดพลาดทั้งสองของหม้อแปลงกระแสสามารถพิจารณาได้เป็นกระแสหรืออัตราส่วนความผิดพลาด และความผิดพลาดมุมเฟสหรือระยะขจัดเฟส โดยกระแสหรือ

$$\text{อัตราส่วนความผิดพลาด} = \frac{Rated\ ratio\left(I_p/I_S\right) - actual\ retio\left(I_P/I_S\right)}{Actual\ ratio\left(I_P/I_S\right)} \times 100\% \tag{2.24}$$

ความผิดพลาดมุมเฟสหรือระยะขจัดเฟสก็คือมุมเฟสระหว่างกระแสเฟสเซอร์ปฐมภูมิและทุติยภูมิ โดยหม้อแปลงไฟฟ้าที่สมบูรณ์จะมีระยะขจัดเฟสเป็นศูนย์ เมื่อกระแสขดทุติยภูมินำหน้ากระแสขดปฐมภูมิระยะขจัดเฟสจะเป็นบวก

ทั้งนี้ปัจจัยสำคัญและตัวประกอบกำลังงานของขดลวดทุติยภูมิ จะเป็นตัวระบุที่โหลดมีการแสดงความผิดพลาด โดยภาระดังกล่าวก็คืออัตรา VA ของเครื่องมือที่กระแสโหลดเต็มพิกัด ซึ่งอาจจะมีค่า 15 VA กับตัวประกอบกำลังงานเป็น 0.8 ดังรูปที่ 2.10 (ง) แสดงกระแสและความผิดพลาดมุมเฟสสำหรับหม้อแปลงกระแสที่ทำหน้าที่ของกระแสโหลดในขดทุติยภูมิ โดย BS(Brith Standards Institute, 1973) 3938:1973 ได้มีการกำหนดค่าลิมิตของความผิดพลาดที่เกิดจากอัตราและระยะขจัดผิดพลาดสำหรับหม้อแปลงกระแสที่มีหลาย ๆ ชนิด

สภาวะสมดุลย์แอมแปร์รอบหม้อแปลงกระแสจะถูกทำลายถ้าวงจรที่ขดทุติยภูมิเกิดการขาด โดยภายใต้สถานการณ์นี้เส้นแรงแม่เหล็กที่มีความหนาแน่นสูงจะทำให้แกนมีการเหนี่ยวนำแรงดันในขดทุติยภูมิสูง ซึ่งอาจจะทำให้ฉนวนที่หุ้มขดทุติยภูมิเสียหายและเป็นอันตรายต่อการทำงาน ดังนั้นสิ่งสำคัญคือจะต้องไม่เปิดวงจรของหม้อแปลงขณะที่ขดปฐมภูมิทำงานอยู่



(ก) (ข) (ค) (ง)

รูปที่ 2.10 (ก) หม้อแปลงกระแส

(ข) วงจรสมมูลย์

(ค) เฟสเซอร์ไดอะแกรมของหม้อแปลงกระแส

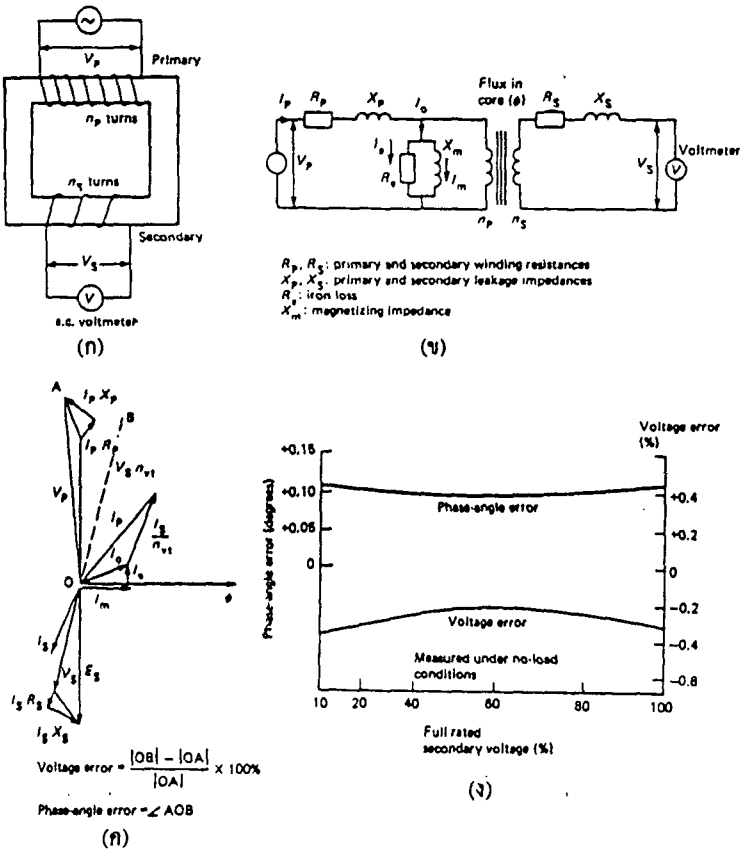
(ง) อัตราส่วนกระแสและความผิดพลาดของมุมเฟสสำหรับหม้อแปลงกระแส

หม้อแปลงแรงดัน(Voltage Transformer, *Vts*) ใช้ในการแปลงแรงดันลดลงที่ปฐมภูมิเป็นแรงดันมาตรฐานทุติยภูมิ 110 V. จากรูปที่ 2.11 (ก) แสดงการต่อของหม้อแปลง และรูปที่ 2.11(ข) แสดงวงจรสมมูลย์ โดยที่หม้อแปลงทางอุดมคติคือ

$$\frac{V_P}{V_S} = n_{vt} \tag{2.25}$$

n_{vt} คืออัตราส่วนรอบของหม้อแปลงแรงดัน และให้

$$n_{vt} = \frac{n_P}{n_S} \tag{2.26}$$



รูปที่ 2.11 (ก) หม้อแปลงแรงดัน (ข) วงจรสมมูลย์ (ค) เฟสเซอร์ไดอะแกรมของหม้อแปลงแรงดัน (ง) ความผิดพลาดของแรงดันและมุมเฟสสำหรับหม้อแปลงแรงดัน

จากรูปที่ 2.11 (ค) แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมของหม้อแปลงแรงดันที่ปรากฏ ทั้งนี้ความผิดพลาด 2 อย่าง ของหม้อแปลงแรงดัน คือแรงดันหรืออัตราส่วนความผิดพลาด และความผิดพลาดมุมเฟส หรือระยะขจัดเฟส โดย

$$\text{แรงดันความผิดพลาด} = \frac{Rated\ voltage\ ratio\left(V_P/V_S\right) - actual\ ratio\left(V_P/V_S\right)}{Actual\ voltage\ ratio\left(V_P/V_S\right)} \times 100\% \tag{2.27}$$

ระยะขจัดเฟสคือระยะขจัดเฟสระหว่างแรงดันปฐมภูมิและทุติยภูมิ ดังรูปที่ 2.11 (ค) ซึ่งมีค่าเป็นบวก ถ้าแรงดันขดทุติยภูมินำหน้าแรงดันปฐมภูมิ จากรูปที่ 2.11 (ง) ความโค้งสำหรับอัตราส่วนแรงดันและความผิดพลาดมุมเฟสของ vt ซึ่งเป็นหน้าที่ของแรงดันขดทุติยภูมิ สถาบัน BSI ได้กำหนด

ข้อกำหนดมาตรฐานของ vt ในปี 1974 เป็น BS 3941:1974 อัตราส่วนความผิดพลาดเป็นสิ่งสำคัญมาก สำหรับหม้อแปลงกระแสและหม้อแปลงแรงดัน เมื่อใช้ในการวัดกระแสและแรงดัน โดยทั้งอัตราส่วนความผิดพลาดและความผิดพลาดมุมเฟส นั้นจะมีสำคัญมากเมื่อใช้ ct และ vt ในการขยายพิกัดของวัตต์มิเตอร์ (ดูรูปที่ 4.1)

2.4 เครื่องมือวัดแบบไดนาโมมิเตอร์ (Dynamometer Instruments)

จากรูปที่ 2.12 แสดงการทำงานของเครื่องมือแบบไดนาโมมิเตอร์ โดยระบบของเครื่องมือชนิดนี้จะมีขดลวด 2 ขดซึ่งเป็นแกนอากาศหรือแกนเหล็ก ขดหนึ่งจะตรึงกับที่และอีกขดหนึ่งสามารถหมุนอิสระ ทำให้เกิดแรงบิด T_g จากการกระทำระหว่างกระแส 2 กระแสโดยมีสมการดังนี้

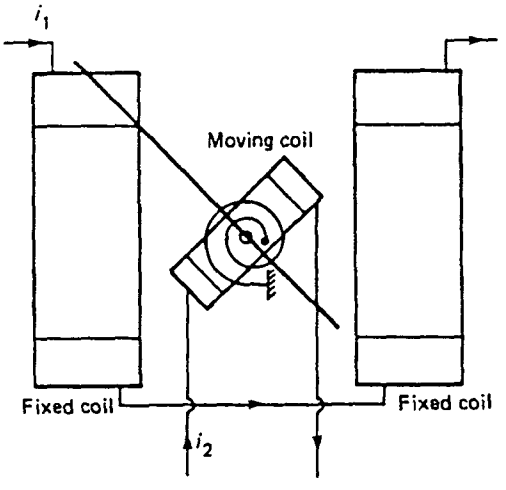
$$T_g = \frac{dM}{d\theta} \cdot i_1 \cdot i_2 \tag{2.28}$$

และแรงบิดที่มาจากสปริงควบคุมคือ

$$T_r = k \cdot \theta \tag{2.29}$$

ดังนั้นค่าการเบี่ยงเบน (θ) จะเป็น

$$\theta = \frac{1}{k} \cdot \frac{dM}{d\theta} \cdot i_1 \cdot i_2 \tag{2.30}$$



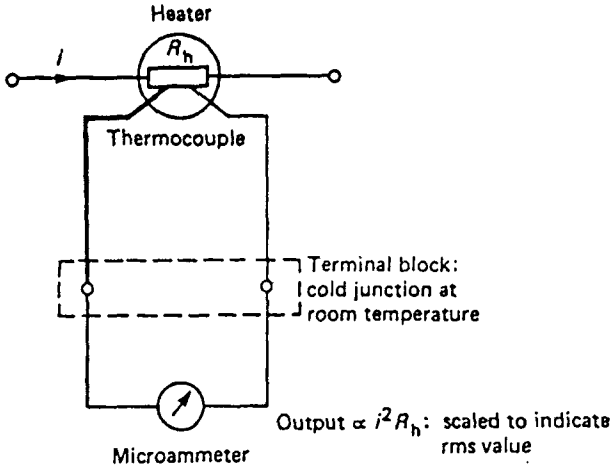
รูปที่ 2.12 แสดงเครื่องมือแบบไดนาโมมิเตอร์

เมื่อมีกระแสชนิดเดียวกันไหลผ่านขดลวดทั้ง 2 ดังนั้นค่าการเบี่ยงเบนคงที่จะเป็นสัดส่วนตามค่าเฉลี่ยกำลังสองของกระแส ในอีกทางเลือกคือถ้าเครื่องมือดังกล่าวมีการต่อเพิ่มความต้านทานเข้าไปจะทำให้เครื่องมือดังกล่าวสามารถใช้เป็นโวลต์มิเตอร์ ซึ่งสเกลของเครื่องมือจะเป็นการปรับแต่งให้อยู่ในปริมาณของ rms ดังนั้นจึงไม่เป็นปริมาณเชิงเส้น สำหรับเครื่องมือที่เป็นแบบแกนอากาศ (Air-cored)

จะไม่มีความผิดพลาดจากผลกระทบของ Hystersis แต่เนื่องจากไม่มีแกนเหล็กขดลวดจึงจำเป็นต้องมีจำนวนมากๆของแอมแปร์อบเพื่อให้เกิดแรงเบี่ยงเบน จากผลดังกล่าวทำให้วงจรในการเชื่อมต่อเครื่องมือมีกำลังสูญเสียสูง โดยมีอัตราส่วนของแรงต่อน้ำหนักน้อยมากดังนั้นทำให้เกิดแรงเสียดทานมาก ซึ่งการหักเหของสนามแม่เหล็กอาจจะส่งผลกระทบต่อความเที่ยงตรงของเครื่องมือชนิดนี้ ทั้งนี้ไดนาโมมิเตอร์มีแนวโน้มว่าจะมีราคาแพงกว่าการใช้แอมมิเตอร์และโวลต์มิเตอร์แบบอื่นๆ โดยที่สำคัญของหลักการไดนาโมมิเตอร์จะใช้กับวัตต์มิเตอร์ (ดูหัวข้อ 4.1)

2.5 เครื่องมือวัดแบบเทอร์โมคัปเปิล(Thermocouple Instrument)

จากรูปที่ 2.13 แสดงสัดส่วนสำคัญของเครื่องมือแบบเทอร์โมคัปเปิล ซึ่งเป็นอุปกรณ์ความร้อนประกอบด้วยสายไฟหรือหลอดที่มีลักษณะบางอยู่ภายในหลอดแก้วถ่ายเท เครื่องมือแบบเทอร์โมคัปเปิลจะเกิดความร้อนบริเวณจุดเชื่อมของส่วนที่ให้ความร้อน และมัลติมิเตอร์แบบขดลวดเคลื่อนที่ในสนามแม่เหล็กถาวรด้วย โดยผลตอบสนองไปยังผลความร้อนจากกระแสที่ไหลผ่านส่วนที่ทำให้เกิดความร้อนที่เป็นอุปกรณ์ตรวจจับค่าเฉลี่ยกำลังสองและให้เป็นค่าที่แสดงได้อีกด้วย ซึ่งเป็นอิสระจากรูปคลื่นกระแส และสามารถทำงานได้เกินความกว้างของพิกัดความถี่



รูปที่ 2.13 แสดงเครื่องมือแบบเทอร์โมคัปเปิ้ล

เช่นที่คลื่นความถี่ต่ำ(น้อยกว่า 10 Hz) เนื่องจากความร้อนที่ส่งผ่านสายไฟเป็นผลทำให้เกิดการสั่นของเข็มชี้ ซึ่งจะเป็นการจำกัดการทำงานของเครื่องมือ และที่คลื่นความถี่สูง(มากกว่า 10 MHz) จะถูกจำกัดการทำงานด้วยผลกระทบที่เกิดจากความต้านทานของส่วนที่ให้ความร้อน

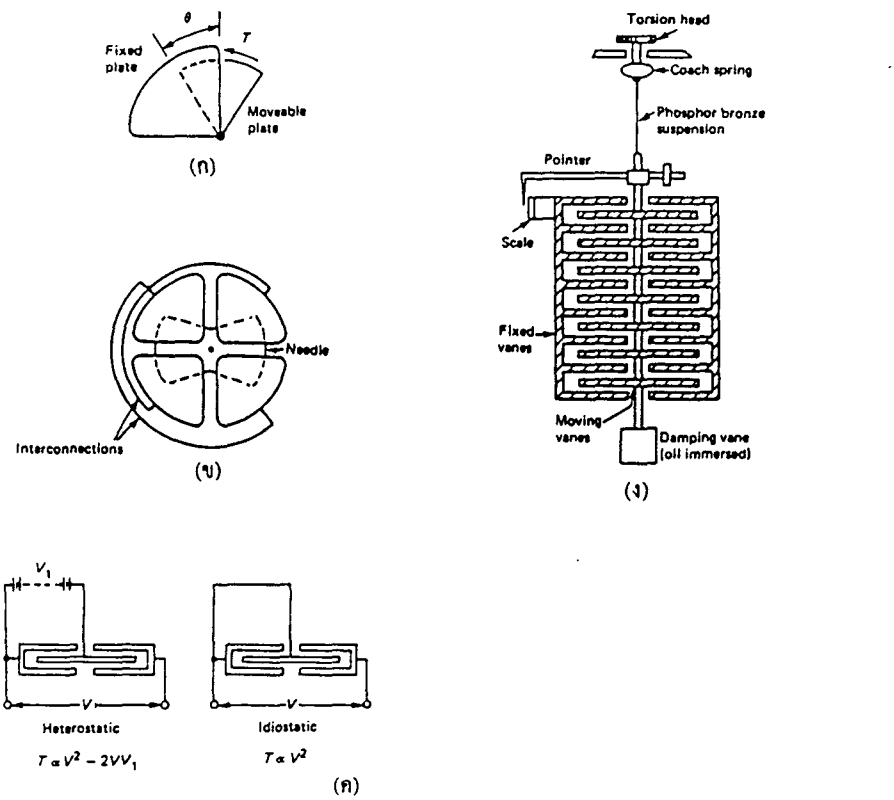
เครื่องมือเทอร์โมคัปเปิล มีพิกัด FSD อยู่ระหว่าง 2 - 50 mA. และได้รับการปรับแต่งให้เข้า กับค่า rms ดังนั้นสเกลของเครื่องมือไม่เป็นเชิงเส้น ทั้งยังมีความบอบบางและมีข้อจำกัดของความสามารถในการจุเกินพิกัดก่อนที่ส่วนที่ทำให้ความร้อนจะละลาย โดยพิกัดความถี่ของเครื่องมือเมื่อเป็นโวลต์มิเตอร์จะมีการจำกัดด้วยความสามารถในการต่อตัวต้านทานอนุกรมแบบไม่ทำปฏิกริยา

2.6 เครื่องมือวัดแบบสถิต (Electrostatic Instrument)

สำหรับเครื่องมือนี้สามารถใช้เป็นได้ทั้งโวลต์มิเตอร์และวัตต์มิเตอร์ ขึ้นอยู่กับการทำงานของแรงระหว่างใบพัดที่ตรึงกับที่และใบพัดที่หมุนได้ (ดูรูปที่ 2.14) จะได้

$$T = \frac{1}{2} \cdot \frac{dC}{d\theta} \cdot V^2 \tag{2.31}$$

C คือความประจุระหว่างใบพัด



รูปที่ 2.14 (ก) หลักการของโวลต์มิเตอร์ Electrostatic , (ข) โวลต์มิเตอร์ Electrostatic แบบสี่ส่วน

(ค) การต่อวงจรแบบ Hetrorestatic และ Idiostatic

(ง) โวลต์มิเตอร์ Electrostatic แบบ Multicellular

รูปแบบของโวลต์มิเตอร์ Electrostatic จะเป็นแบบสี่ส่วน (ดูรูปที่ 2.14 (ข)) โดยมีวิธีการเชื่อมต่อ 2 วิธีคือ การเชื่อมต่อแบบ Heterostatic และ Idiostatic (ดูรูปที่ 2.14 (ค)) แต่ที่มีขายกันทั่วไป จะใช้วิธี Idiostatic ซึ่งจะใช้เข็มเชื่อมคู่ของใบพัดทั้งสี่ โดยแรงบิดที่เกิดขึ้นจะมีสัดส่วนเป็นค่าเฉลี่ยกำลังสองของแรงดัน ถ้าเครื่องมือเป็นสเกลชี้ค่า rms ดังนั้นสเกลจะไม่เป็นเชิงเส้น แรงที่เกิดจากแรง Electrostatic จะมีขนาดเล็กและมีหลายเซลล์ (ดูรูปที่ 2.14 (ง)) ซึ่งจะเป็นตัวทำให้มีแรงบิดเพิ่มขึ้น โดยเครื่องมือแบบมัลติ

เซลลูลาร์(multicellular) สามารถใช้กับแรงดันที่มีพิกัดเป็น 100-1000 V ซึ่งเครื่องมือ Electristatic จะมีข้อดีคือมีความประจุความต้านทานอินพุทสูง เนื่องจากเครื่องมือนี้มีราคาแพงและแตกหักง่าย ดังนั้นการใช้เครื่องมือจึงมีข้อจำกัดคือการเปลี่ยนแปลงมาตรฐานระหว่างปริมาณของไฟฟ้ากระแสสลับและไฟฟ้ากระแสตรง

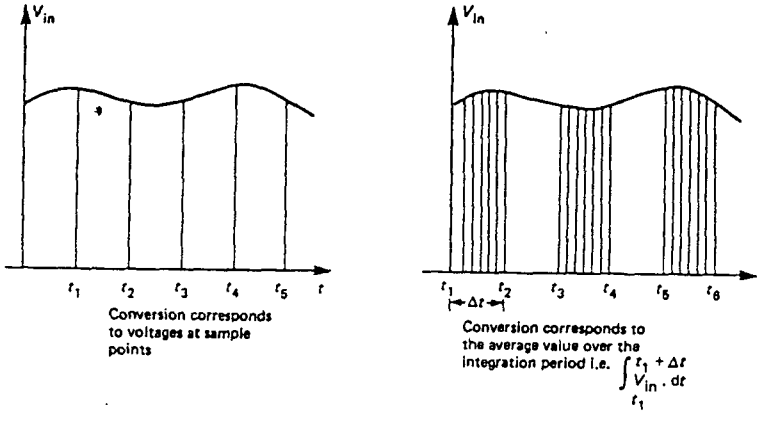
บทที่ 3
โวลต์มิเตอร์และมัลติมิเตอร์แบบดิจิตอล

เครื่องมือแสดงผลแบบอนาลอกเป็นแบบที่ไม่ยุ่งยาก ราคาถูกตามความสัมพันธ์ของวิธีการแสดงผลและมีการเปลี่ยนแปลงในปริมาณที่ได้ โวลต์มิเตอร์แบบแสดงผลโดยตรงจะมีค่าค่าความต้านทานต่ำ ส่วนที่สำคัญที่สุดคือมีความเที่ยงตรง แต่จะเกิดความเที่ยงตรงเฉพาะกับผู้ที่มีความชำนาญในการอ่านค่าเท่านั้น และยังช้าอีกด้วย ในทางตรงกันข้ามเครื่องมือแบบดิจิตอลหรือแบบตัวเลขจะมี ความต้านทานอินพุทสูง มีความเที่ยงตรงและการแยกแยะสูง และมีความเร็วสูงด้วย โดยสามารถอ่านค่าได้อย่างไม่คลุมเครือและไม่ต้องมีการแปลงค่า

3.1 เทคนิคการแปลงอนาล็อกเป็นดิจิตอล (Analog-to-Digital Conversion Technique : ADC)

หลักมูลฐานในการแปลงทั้งเครื่องโวลต์มิเตอร์แบบดิจิตอล (DVM)ซึ่งมีหน้าที่วัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ไฟฟ้ากระแสสลับและเครื่องมัลติมิเตอร์แบบดิจิตอล(DMM) ซึ่งใช้ทำหน้าที่รวมเป็นแรงดันกระแสไฟฟ้า และความต้านทานนั้นก็คือการแปลงอนาล็อกให้เป็นแบบดิจิตอล ในส่วนนี้จะพิจารณาจำกัดเฉพาะเทคนิควิธี Successive-approximation, dual-ramp และ pulse-width

ตัว ADC จะนำสัญญาณอนาลอกซึ่งมีขนาดที่สามารถเปลี่ยนแปลงความกว้างของคลื่น อย่างต่อเนื่องและแปลงสัญญาณดังกล่าวเป็นดิจิตอล โดยแบ่งตัวเลขออกเป็นระดับๆ ซึ่งจำนวนระดับเป็นค่าคงที่ตามจำนวนของบิท(bits)ที่นำมาใช้ในการแปลงสัญญาณ และค่าต่ำสุด(resolution)ของการแปลงสัญญาณ เมื่อตัวเลขฐานสองมีบิทจำนวน N บิทดังนั้นมีค่าระดับต่างๆ เป็น 2^N ขณะที่การแทนดิจิตอลเป็นสัญญาณไม่ต่อเนื่อง แล้วค่าอนาล็อกที่มีพิกัดเป็นค่าเดียวกันกับการแทนด้วยดิจิตอล ดังนั้นจะมีปริมาณความไม่แน่นอน ±1/2 LSB(Least Significant Bit) และมีค่าความผิดพลาดอื่นซึ่งอาจจะเกิดขึ้นได้ในการ แปลงสัญญาณ



รูปที่ 3.1 ADC แบบสุ่ม (Sampling) กับแบบรวม (Intergrating)

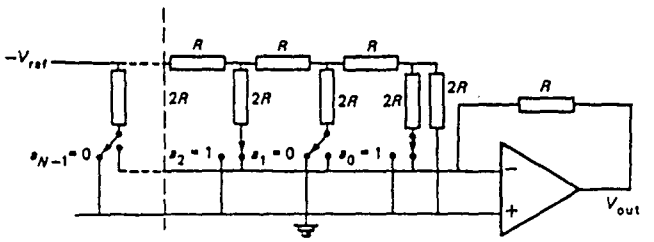
ตัว ADC ที่ใช้ใน DVM และ DMM จะเป็นทั้ง ADC แบบสุ่ม(sampling) และแบบรวม (Intergrating) ดังรูปที่ 3.1 ADC แบบสุ่มจะมีค่าดิจิตอลเท่ากับแรงดันที่เวลาคงที่ ส่วน ADC แบบรวมจะมีค่าเท่ากับค่าเฉลี่ยของอินพุทของระยะเวลาการวัด ซึ่งวิธี Succesive-approximation เป็นตัวอย่างของ ADC แบบสุ่ม และวิธี Dual-ramp และ pule-width เป็นตัวอย่าง ADC แบบรวม ซึ่ง ADC แบบรวมจะต้องใช้เวลาในการวัดนานกว่าแต่มีข้อดีในการขจัดคลื่นรบกวนและสัญญาณเส้นความถี่

3.1.1 ADC แบบ Successive-approximation

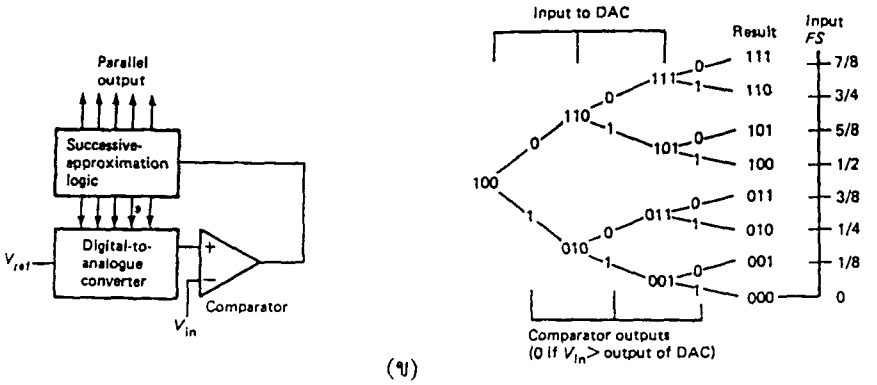
Succesive-approximation เป็นตัวอย่างเทคนิคป้อนกลับ ซึ่งใช้ตัว DAC (digital-to- analogue convertor) เพื่อหาดิจิตอลอินพุทสำหรับตัว DAC ที่มีแรงดันเอาท์พุทแบบอนาล็อก เทียบเท่าแรงดันอินพุทที่ต้องการแปลงสัญญาณ จากรูปที่ 3.2 (ก) แสดง N-บิท R-2R โครงข่ายแบบขั้นบันไดของ DAC (Ladder Network DAC) แรงดันเอาท์พุทของอุปกรณ์ดังกล่าวจะเป็นแรงดันอนาล็อก ซึ่งจะได้

$$V_{out} = \frac{V_{ref}}{2^N} \sum_{N=0}^{N-1} a_n 2^n \qquad (3.1)$$

a_n คือค่าเป็นทั้ง 1 หรือ 0 ขึ้นอยู่กับสถานะของสวิทช์ และ $-V_{ref}$ คือค่าแรงดันอ้างอิง



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.2 (ก) DAC โครงข่ายแบบขั้นบันได R-2R (ข)ADC แบบ Successive-approximation

จากรูปที่ 3.2 (ข) แสดงเทคนิคแบบ Successive-approximation ซึ่งได้ใช้วิธีการตัดสินใจแบบ tree ในการแก้ปัญหาที่เกิดจากการแปลงสัญญาณ โดยการควบคุมวงจรการหมุนเวียนรอบแรกของการแปลงสัญญาณจะเป็นตัวกำหนด MSB (Most Significant Bit) ของ DAC ที่บิท a_{n-1} โดยบิทที่เหลือจนถึง 0 เมื่อตรวจสอบเอาท์พุทของคอมพาเรเตอร์และถ้าเป็นศูนย์ เพื่อจะบอกได้ว่าอนาล็อกอินพุทมากกว่าเอาท์พุท แล้ว MSB จะอยู่ที่ 1 มิฉะนั้นจะถูกเปลี่ยนเป็นศูนย์ ส่วนการหมุนรอบต่อไปจะเป็นตัวกำหนดว่า MSB ตัวต่อไปจะเป็น 1 หรือ 0 กระบวนการนี้จะทำซ้ำกันในแต่ละบิทของ DAC ระยะเวลาการแปลงสัญญาณของ ADC โดยใช้วิธี Successive-approximation นี้จะกำหนดค่า ระดับสัญญาณเท่ากับ N_τ โดย N คือจำนวนบิท และ τ คือเวลาการหมุนสำหรับ 1 บิท โดยวงจรรวมแบบ Succesive approximation ที่สร้างเป็นตัวสำเร็จนี้ จะสามารถใช้ในการเชื่อมกับเครื่อง DAC มาตรฐาน และตัวเปรียบเทียบในการผลิต ADC แบบความเร็วขนาดกลาง ขณะที่ตัว ADC แบบ 8 บิท โดยทั่วไปจะใช้เวลาการแปลงสัญญาณ 10 μs ดังนั้น ADC แบบ Successive Approximation จะจำกัดอยู่ที่ 16 บิท เท่ากับการแปลงสัญญาณ 5 decade

3.1.2 ADC แบบ Dual-ramp

จากรูปที่ 3.3 แสดงเทคนิคการแปลงสัญญาณแบบ Dual-ramp และมีขั้นตอนการทำงาน ดังนี้ คือแรงดันอินพุท (V_{in}) จะผ่านสวิทช์ไปยังอินพุทของอินติเกรเตอร์(integrator) สำหรับคาบเวลาคงที่ของเวลา t_1 จากนั้นอินติเกรเตอร์ มีค่าเป็น $-\frac{V_{in} \cdot t_1}{RC}$ ส่วนแรงดันอ้างอิง ($-V_{ref}$) จะใช้ในป้อนให้ตัว Intergator ตามระยะเวลา ที่จะทำให้เอาท์พุทของตัว Intergrator ย้อนกลับเป็นศูนย์ ดังนั้น

$$\frac{V_{in} \cdot t_1}{RC} = \frac{V_{ref} \cdot t_2}{RC} \tag{3.2}$$

โดยสามารถจัดเป็นคือ

$$\frac{t_2}{t_1} = \frac{V_{in}}{V_{ref}} \tag{3.3}$$

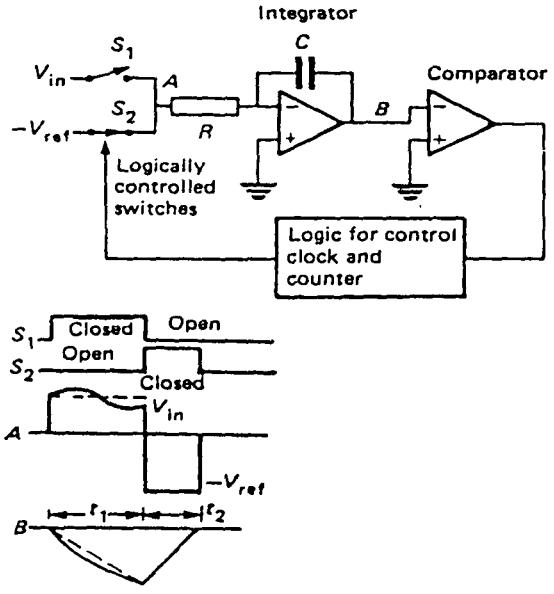
ถ้า t_1 สอดคล้องกับผลรวมของตัวเลขที่ได้ (n_1) ตามระยะเวลาที่วัดได้ (τ) และ t_2 เป็นเวลาที่ วัดได้จากนาฬิกาอันเดียวกัน แล้วผลรวมของ n_2 คือ

$$n_2 = \frac{V_{in}}{V_{ref}} \cdot n_1 \tag{3.4}$$

ค่าของ R และ C ของตัว Intergrator จะไม่มีปรากฏในสมการของ ADC รวมทั้งความถี่ของนาฬิกา ตัวแปรตัวเดียวที่เห็นได้ชัดในสมการคือ แรงดันอ้างอิง ผลกระทบของแรงดันหักล้างบนตัวเปรียบเทียบ (Comparation) จะถูกลดลงตราบเท่าที่ค่านั้นยังคงที่ และยังไม่มีผลกระทบจาก Hystersis

offect ในการเปลี่ยนแปลงของเทคนิคนี้จะใช้วิธี Quad-slope intergrator ซึ่งใช้ลดผลกระทบ การรั่วไหลของกระแสจากการปิดเปิด กับแรงดันหักล้าง และความโน้มเอียงของกระแสในการเปลี่ยนเป็น ผลกระทบอันดับสองในเครื่อง Intergrator (Analog Devices, 1984)

ความผิดพลาดต่างๆ ที่เกิดจากตัว Intergrator ที่ไม่ใช่เชิงเส้น (non-linearing) จะจำกัดการเปลี่ยนสัญญาณแบบ dual-ramp เทคนิคการแปลงสัญญาณแบบ dual-ramp มีประโยชน์ในการกำจัดสัญญาณเส้นความถี่ (Gumbrecht, 1972) ถ้าอินพุทเป็นกระแสตรง (dc) อินพุทที่สัญญาณแทรกเป็นกระแสสลับ (ac) ซึ่งอยู่ข้างบน จะได้



รูปที่ 3.3 ADC แบบ Dual-slope

$$V_{in} = V_{d.c.} + V_{a.c.} \sin(\omega t + \varnothing) \tag{3.5}$$

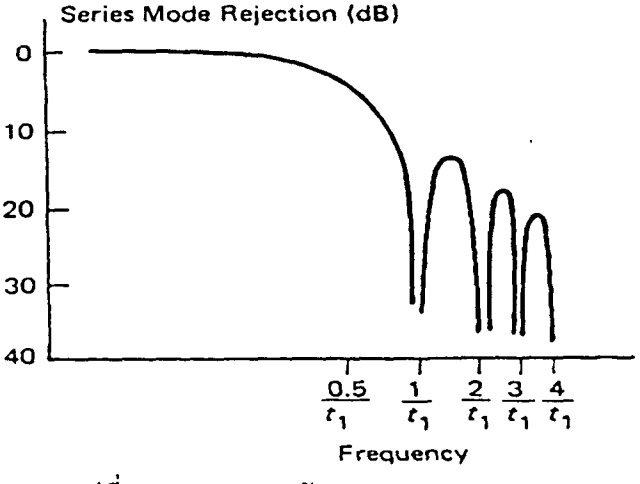
$\varnothing$ แทนเฟสของสัญญาณแทรกที่เริ่มการผสมแล้วค่าของเอาท์พุทของ Intergrator ดังนั้น Vout ที่เวลา t_1 จะได้

$$V_{out} = -\frac{V_{d.c.}t_1}{RC} - \frac{1}{RC}\int_0^{t_1} V_{a.c.} \sin(\omega t + \varnothing) \tag{3.6}$$

ถ้าระยะเวลา t_1 เท่ากับระยะเวลาของเส้นความถี่แล้วจำนวนเต็มของสัญญาณเส้นความถี่หรือความสอดคล้องใดๆ ที่เกี่ยวกับระยะเวลาจะมีค่าเป็นศูนย์ (ดูรูปที่ 3.3) ที่ความถี่ อื่นๆ มีความเป็นไปได้ที่จะหาค่าของ $\varnothing$ ซึ่งจะเป็นสัญญาณแทรกที่ไม่มีความผิดพลาดและ สามารถหาค่า $\varnothing_{max}$ ซึ่งก็คือค่าความผิดพลาดสูงสุดดังนี้

$$\tan\varnothing_{max} = \frac{\sin\omega t_1}{(1-\cos\omega t_1)} \tag{3.7}$$

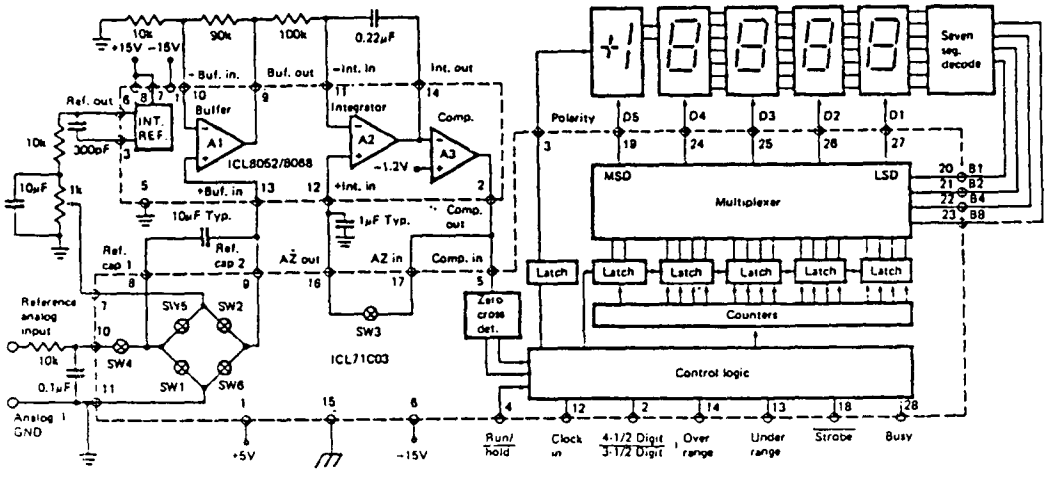
การกำจัด แบบอนุกรมและแบบธรรมดาของเครื่อง ADC จะเป็นอัตราส่วนของความผิด พลาดสูงสุดที่เกิดจาก Sine wave จนถึงขนาดสูงสุดของ Sine wave ซึ่งโดยปกติจะเป็น SMR (Sines Mode Rejection) และมีค่าเท่ากับ $-20\log_{10}\dfrac{\omega t_1}{\cos\phi_{max}-\cos(\omega t_1+\phi_{max})}$



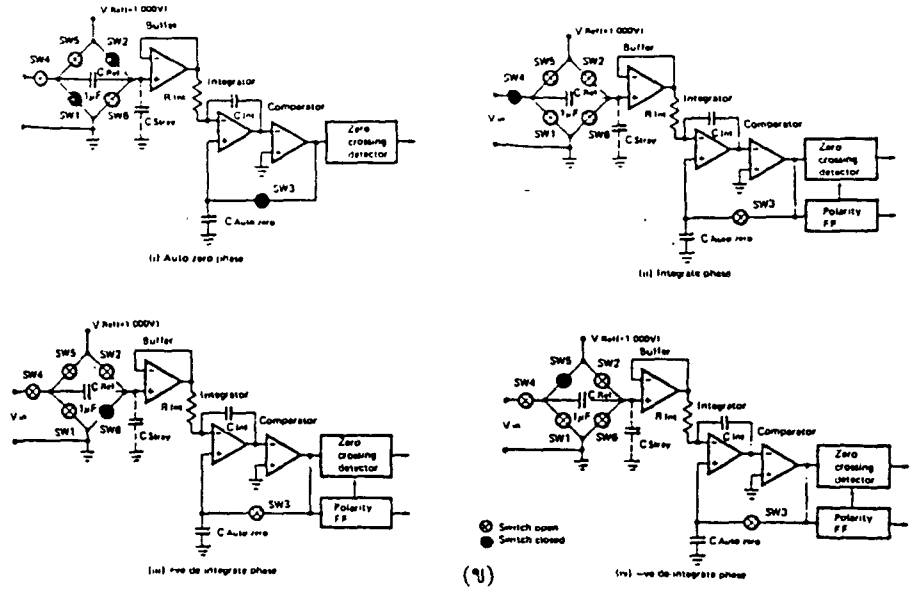
รูปที่ 3.4 แสดงแผนผังของ ADC แบบ Dual-slope

ในทางทฤษฎีจะเห็นได้ว่า ADC ชนิดนี้จะมีค่า SMR เป็นอนันต์ที่ความถี่ใดๆ โดยจะได้ n/t_1 โดย n = 1,2,3 ... ส่วนในทางปฏิบัตินั้นจำนวน การกำจัด ของเครื่อง ADC จะถูกจำกัดเนื่องจาก ผลกระทบของระบบที่ไม่ใช่เชิงเส้น (non-linear effects) เนื่องจากระยะเวลา t_1 มีค่าความเที่ยงตรง จำกัด ซึ่งทำให้สัญญาณความถี่ที่จะต้องขจัดเกิดการเคลื่อนตัว อย่างไรก็ตามเทคนิคนี้จะมี rejection ของความถี่จำนวน 40 dB

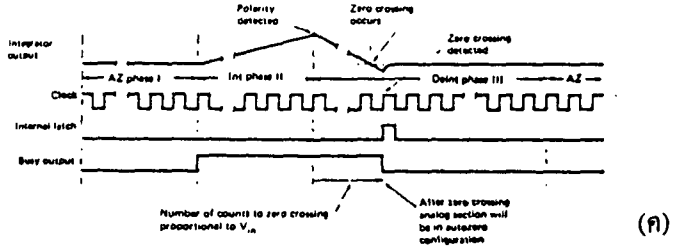
จากรูปที่ 3.5 แสดงแผนภาพวงจรขนาดเล็กของวงจรรวม (intergrated-circuit) แบบ dual-ramp ที่มีขายกันอยู่



(ก)



(ข)



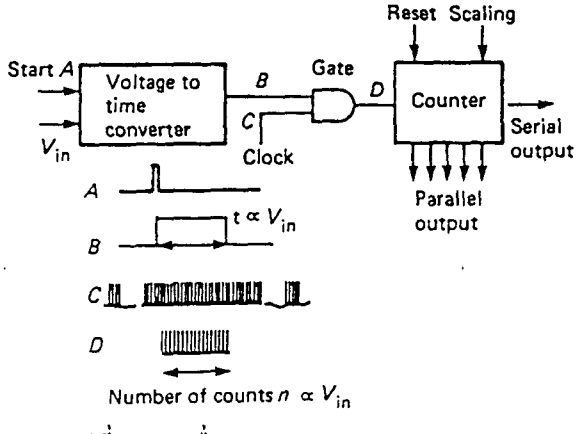
(ค)

	Counts		
	Phase I	Phase II	Phase III
4-1/2 digit	10 001	10 000	20 001
3-1/2 digit	1 001	1 000	2 001

Series Mode Rejection (SMR)

รูปที่ 3.5 แผ่นวงจรขนาดเล็กของวงจรรวม (Interrated-circuit) แบบ Dual-ramp (ก) ฟังก์ชันบล็อกไดอะแกรม (ข) เฟสการทำงานของเครื่องแปลงสัญญาณ (Courtrsy Intersil Datel (UK) Ltd) (ค) เวลา

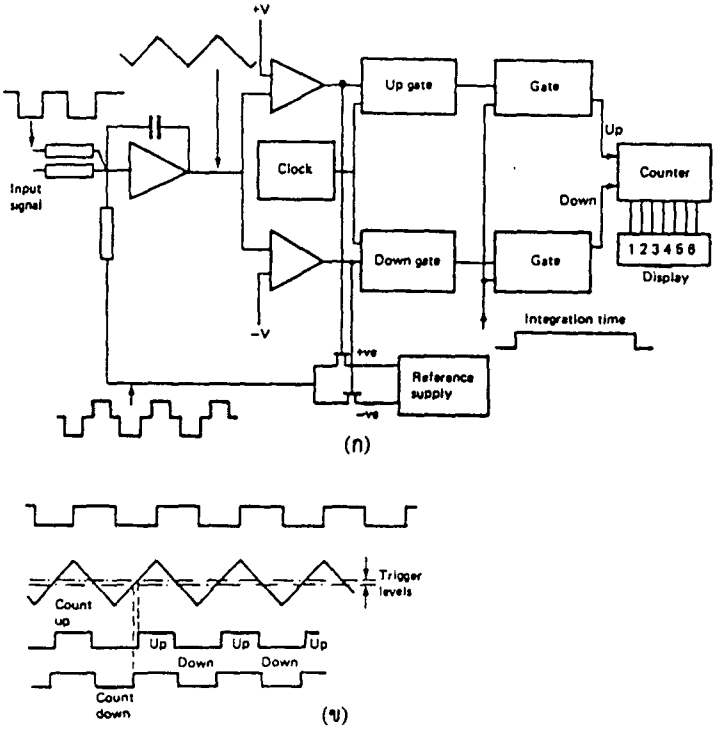
3.1.3 ADC แบบ Pulse-width



รูปที่ 3.6 เครื่อง ADC แบบ pulse-width

จากรูปที่ 3.6 แสดงผังอย่างง่ายๆของเครื่อง ADC แบบ Pulse-width ซึ่งเครื่อง ADC จะมีแรงดันควบคุมจาก Monostable ในการผลิตพัลซ์ (Pulse) มีสัดส่วนความกว้างต่อแรงดันอินพุท ซึ่งความยาวของจังหวะนี้จะใช้ค่าเฉลี่ยของสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงในการวัด ดังนั้นเมื่อสิ้นสุดระยะเวลาการแปลงสัญญาณ เครื่องนับจำนวนจะมีตัวเลขเป็นฐานสองซึ่งสอดคล้องกับอนาล็อกอินพุท

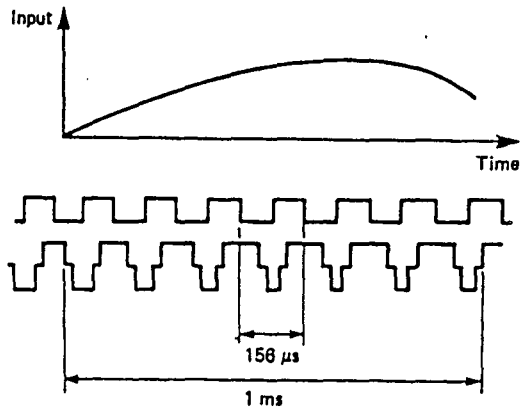
ความเที่ยงตรงของเทคนิคนี้ขึ้นอยู่กับเชิงเส้นและความมั่นคงของแรงดันต่อเครื่องแปลงสัญญาณแบบ pulse-width ตามความคงที่ของเวลาอ้างอิง ในการแปลงสัญญาณที่ใช้ความเร็วสูงจำเป็นต้องใช้สัญญาณนาฬิกาที่มีความถี่สูง โดยสรุปแล้วเมื่อใช้ระยะเวลานานกว่าปกติ ผลลัพธ์ของการแปลงสัญญาณจะมีผลกระทบของเส้นความถี่และสัญญาณรบกวนจะรวมออกมาด้วย



รูปที่ 3.7 ADC แม่นยำ แบบ pulse-width (ก) วงจร (ข) เวลา (Courtesy Solartion Instruments Ltd.)

จากรูปที่ 3.7 (Pitman, 1978; Pearce, 1983) แสดงการปรับปรุงเทคนิค pulse-width เพื่อใช้ ในเครื่อง precision voltemeter, Precision pulse ที่เกิดจากแรงดันอ้างอิง +ve และ -ve จะถูกป้อนไปยัง Intergrator หรือตัวรวมสัญญาณ ซึ่งเมื่อถูกบีบให้ลาดขึ้นและลาดลงด้วยคลื่นสี่เหลี่ยมโดยคลื่นรูป ramp ดังกล่าวจะใช้กับตัวเปรียบเทียบ (Comparator) 2 ตัว เพื่อผลิตพัลส์ (pulse) 2 ชุด ซึ่งใช้ได้จากการเลือกแรงดันอ้างอิง เมื่อระบบไม่มีแรงดันอินพุทความกว้างของพัลส์ +ve และ -ve จะเท่ากัน เอาท์พุทของตัวเปรียบเทียบทั้งสองจะถูกป้อนไปยังเครื่องนับขึ้นลง (Up-Down counter) ตัวนับ (counter) จะนับเวลาของพัลส์ +ve ขึ้น และเวลาของพัลส์ -ve ลง ในทางทฤษฎี เมื่อสิ้นสุดระยะ เวลาการรวมสัญญาณ ถ้าไม่มีอินพุทการนับจะเป็นศูนย์

เมื่อใช้อินพุทกับตัวรวมสัญญาณ (intergrator) ความยาวของพัลส์ +ve และ -ve จะเปลี่ยนไป เนื่องจากการตอบสนองทางกลไกการป้อนกลับ ดูรูปที่ 3.7 ถ้าระยะเวลาของคลื่นสี่เหลี่ยม มีค่าประมาณ 312 μs. และนาฬิกาเดินประมาณ 13MHz ดังนั้นเป็นไปได้ที่มีความแน่นอน 1 ใน 4000 ส่วนตามระยะเวลา 1 หน่วย



รูปที่ 3.8 ผลกระทบของระยะเวลาจากอินพุทที่มีต่อ ADC แบบ pulse-width

จากรูปที่ 3.8 แสดงความเปลี่ยนแปลงของ pulse widths สำหรับอินพุทที่เวลาต่างๆ เมื่อขยายเวลาการรวมสัญญาณเป็น 20 ms ความแน่นอนของการอ่านจะเป็น 1 ใน 260000 ส่วน และ มี SR (Significant Rejection ของเส้นคลื่น 50 Hz โดยวิธีนี้จะมีการพิจารณาระหว่างรายละเอียดการวัดความเร็วและการวัดค่าที่แน่นอน

3.1.4 แรงดันอ้างอิงใน ADC (Voltage Reference in ADC)

เมื่อเปรียบเทียบเครื่อง ADC กับแรงดันอ้างอิง ดังนั้นในการที่จะได้ค่าการแปลงสัญญาณที่เที่ยงตรงจะต้องมีแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ที่เที่ยงตรงด้วย เครื่องมือโวลต์มิเตอร์แบบดิจิตอลส่วนใหญ่จะใช้ ซีเนอร์ไดโอด ในการผลิตแรงดันอ้งอิง ถึงแม้ว่าอุปกรณ์พวกที่มีการตัดสินใจสูงนั้นจะมีตัวช่วย เช่น การใช้เซลล์มาตรฐานเพื่อผลิตแรงดันอ้างอิง ส่วนอุปกรณ์พวกซีเนอร์ ที่ใช้ทั่วไปมี 2 ชนิด คือ

1. ชนิด Compensation zener diodes คือการ รวมของ Zener junction และ Forwards-biased junction ที่ใกล้กับ zener junction ดังนั้นการเลือกกระแส zener ที่ถูกต้องจะทำให้ค่าสัมประสิทธิ์ของ อุณหภูมิมีค่าประมาณ 2-3 ppm

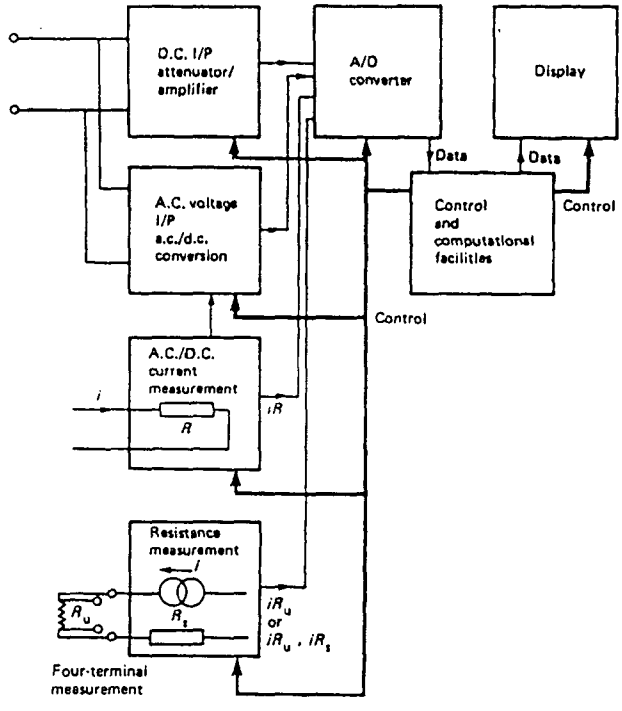
2. Active Zener Diodes ซึ่งจะมีการควบคุมอุณหภูมิที่ทำขึ้นในวงจรขนาดเล็ก ตามชนิดของซิลิกอนที่อยู่รอบ Zener

ตารางที่ 3.1 เป็นตารางการเปรียบเทียบคุณลักษณะของอุปกรณ์ซีเนอร์สองชนิด

ตารางที่ 3.1แหล่งจ่ายแรงดันอ้างอิง

	WESTON CELL	COMPENSATED Zener	ACTIVE ZENER	BANDGAP DEVICE
เสถียรภาพระดับ,V	1.018	6.4	7	1
อัตราส่วนอุณหภูมิใน $10^6 / C^\circ$	-40	1	0.2	30
ความต้านทานภายใน	500	15 Ω ที่7.5MA	$\frac{1}{2}$ Ω ที่1MA	$\frac{1}{2}$ Ω
อัตราส่วนอายุใน 10^6 / Year	0.1 ถึง 3	2 ถึง 10	20	100
สัญญาณรบกวน μV RMS	0.1	1	7	6

3.2 ส่วนต่างๆ ของดิจิตอลโวลต์มิเตอร์และแอมป์มิเตอร์



รูปที่ 3.9 ส่วนต่างๆของ DVM/DMM

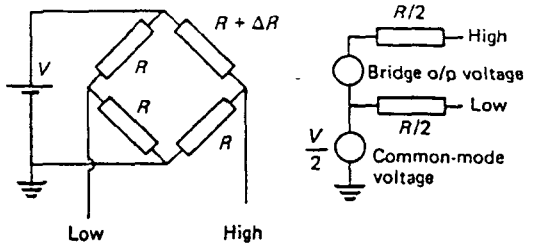
เครื่อง ADC เป็นศูนย์กลางของเครื่อง DVM หรือ DMM อย่างไรก็ตามเครื่อง ADC เป็นอุปกรณ์ที่มีย่านการจำกัดของอินพุท ซึ่งโดยปกติจะทำงานในรูปสัญญาณกระแสตรงแบบขั้วเดียว จากรูปที่ 3.9 แสดงส่วนต่างๆ ของ DVM หรือ DMM

3.2.1 ส่วนอินพุทกระแสตรงและการป้องกัน(D.C. Input stage and guardng)

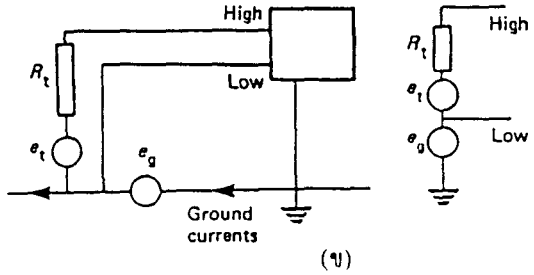
การให้ส่วนหน้าของอินพุทกระแสตรงนั้นจะต้องมีความความต้านทานทางไฟฟ้าสูง พร้อมกับการทำให้สัญญาณถูกลดทอนหรือขยายสัญญาณตามขั้นการตรวจจับของสัญญาณที่ป้อนแรงดันเข้าไปยังขั้วที่ถูกต้อง

DVM และ DMM เป็นเครื่องวัดสัญญาณกระแสตรง ที่มีขนาดเล็ก หรือวัดสัญญาณกระแสสลับที่วางอยู่บนคลื่นสัญญาณที่มีขนาดใหญ่ เช่นตัวอย่างในการวัดสัญญาณเอาท์พุทจากสัญญาณกระแสตรง รูปที่ 3.10 (ก) เป็นวงจรบริดจ์รวม แบบแรงดันรวมที่มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่าย ถ้าตัวตรวจจับ วางอยู่เป็นระยะห่างจากจุดรวมแรงดันของ DVM แล้วอาจจะทำให้เกิดเส้นความถี่ กระแสบนกราวด์ ดังรูปที่ 3.10 (ข) ดังนั้นอาจจะวัดสัญญาณรวมที่วางอยู่บนเส้นคลื่นความถี่ กระแสสลับ ใดๆ ตามรูปที่ 3.10 (ค) แสดงวงจรสมมูลย์ของ DVM หรือ DMM โดย R_A และ R_B แทนความต้านทานสูงและความต้านทานต่ำของวงจรการวัด R_{in} เป็นความต้านทาน อินพุต ของ DVM หรือ DMMส่วน R_i และ C_i เป็นความต้านทานที่รั่วไหลระหว่างจุดขั้วต่อต่ำ ของอุปกรณ์และจุดกราวด์กำลัง โดยที่ความต้านทานที่รั่วไหลระหว่างจุดขั้วต่อสูง และ กราวด์ของอุปกรณ์สามารถที่จะตัดทิ้งได้ เพราะว่าตามปกติทางด้าน high เป็นสายไฟเส้นเดี่ยว ด้วยเหตุที่ด้าน Low ประกอบขึ้นจากแผ่นโลหะที่มีขนาดใหญ่ อุปกรณ์การแบ่งประกอบด้วย R_B, R_i และ C_i จะแปลงสัญญาณแบบรวมไปเป็นสัญญาณอินพุทให้ค่า R_i เท่ากับ 10^9 Ω และ C_i อาจจะมีค่าที่ 2.5 nF ตามรายละเอียดของจุดประสงค์ R_A มีค่าเป็นศูนย์และ R_B มีค่าเป็น 1 KΩ ด้วยเหตุนี้ที่กระแสตรงจะมีค่า Common-Mode Rejectio(CMR)เป็น -120 dB และที่ 50 Hz เป็น -62 dB

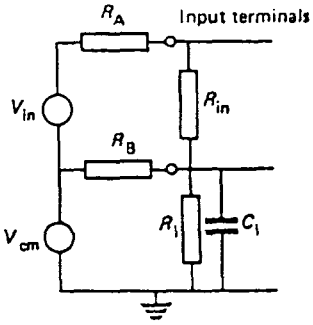
ค่า CMR สามารถปรับปรุงแก้ไขโดยการเพิ่มเครื่องป้องกันที่อินพุท ดังได้แสดงในรูปที่ 3.10 (ค) และสามารถใช้เป็นกล่องโลหะรอบๆวงจรอินพุท กล่องโลหะจะไหลทั้งอินพุทต่ำ และ power ground เป็นการง่ายโดยขั้วต่ออินพุทของเครื่องมือ ถ้าเครื่องป้องกันเชื่อมต่อกับค่าต่ำสำหรับการวัดวงจร ดังนั้นผลของกระแสต่ำที่ไหลระหว่างขั้วต่อต่ำและเครื่องป้องกันจะตัดออกจากกัน เพราะว่าเป็นความต่างศักย์เดียวกัน ตอนนี้ลักษณะของการแบ่งของระดับความดันไฟฟ้าจะปรากฏระหว่างส่วนที่เหลือของการรั่วความต้านทานระหว่างกำลังต่ำกราวด์กำลังภายในการทำงานของเครื่องป้องกัน ค่าของการรั่วความต้านทาน อยู่ที่ 10^{11} Ω และ 2.5 PF ค่า CMR ของกระแสตรง เพิ่มขึ้นเป็น -160 dB และ 50 HZ มีค่า CMR เป็น -122 dB ด้วยเหตุนี้สัญญาณกระแสตรงแบบรวมของ 100 V จะผลิตแรงดันอินพุท 1 μV และ 20 - V , 50 HZ สัญญาณแบบรวมจะผลิตอินพุทน้อยกว่า 20 μV ในสถานการณ์ซึ่งไม่ใช้แบบรวม เครื่องป้องกันจะถูกเชื่อมโยงกับสัญญาณต่ำ ที่ด้านอื่นๆ สัญญาณที่ไม่ต้องการอาจถูกรับมาจากเครื่องป้องกันก็ได้



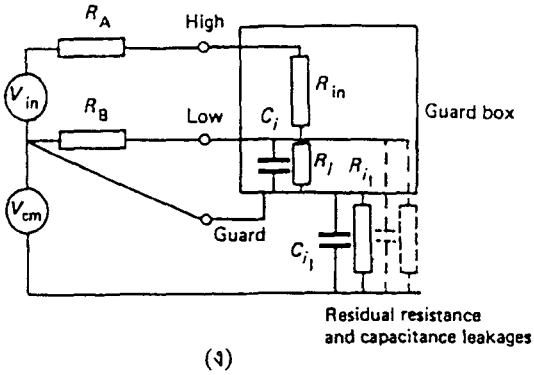
(ก)



(ข)



(ค)



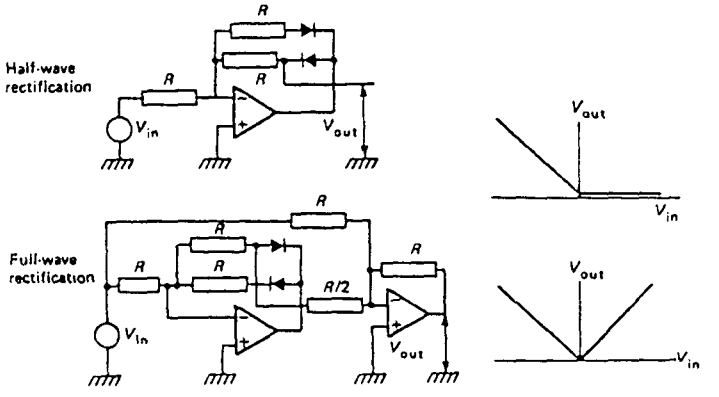
(ง)

รูปที่ 3.10 (ก) เครื่องวัดแบบบริดจ์รวม (ข) แบบกราวด์รวม
(ค) วงจรอินพุทสมมูลย์ (ง) การป้องกันอินพุท

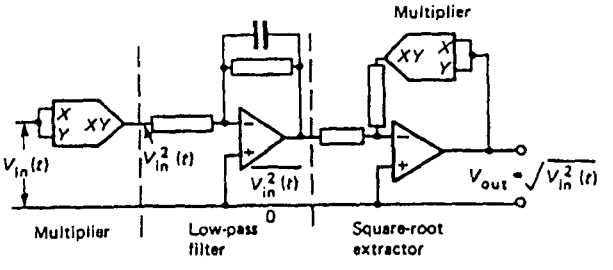
3.2.2 การแปลงสัญญาณกระแสสลับและกระแสตรง

2 วิธีการปกติ ที่ใช้ในการวัดแรงดัน และการวัดกระแสไฟกระแสสลับจะใช้เครื่องมือที่เกี่ยวกับตัวเลข เครื่อง DVM และ DMMจะมีราคาต่ำที่เป็นค่า *rms* ซึ่งด้วยมีวิธีคล้ายกันกับการวัดกระแสและแรงดันกระแสสลับ ซึ่งใช้เครื่องมือแบบขดลวดเคลื่อนในสนามแม่เหล็กถาวรโดยใช้เทคนิคนี้แสดง

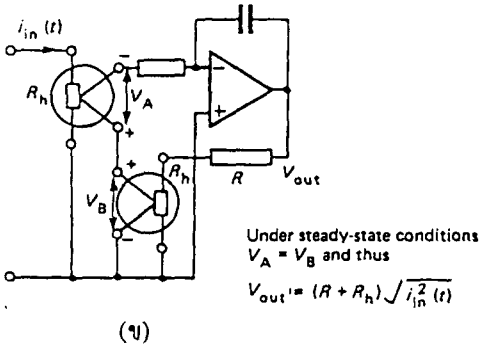
ในรูปที่ 3.11 ผลของการตกคร่อมของไดโอดจะถูกลดลงด้วยเครื่องเรียงกระแสไฟฟ้าสลับแบบเที่ยงตรง อย่างไรก็ตามเนื่องจากเครื่องมือไม่ใช่การตรวจวัดค่า *rms* แต่อาศัยในรูปของคลื่นซายน์ โดยเป็นทิศทางที่ถูกต้องสำหรับเทคนิคนี้จากข้อผิดพลาดของแฟคเตอร์รูปแบบซึ่งแสดงไว้ในข้อ 2.1.3



รูปที่ 3.11 การเรียงสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับที่แม่นยำ



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.12 (ก) หาค่า rms โดยเพิ่มตัวคูณแบบอนาล็อก
(ข) การแปลง ac./dc. ซึ่งใช้เทคนิคเกี่ยวกับความร้อน

การวัด rms ที่แท้จริง โดยการใช้ตัวคูณทางอิเล็กทรอนิกส์และการถอดรากสแควร์รูทดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.12(ก) หรือโดยการใช้ตัวแปลงเกี่ยวกับความร้อน ดังแสดงในรูปที่ 3.12(ข) เครื่องมือแสดงความเที่ยงตรงสูงจะใช้เทอร์โมคัปเปิลแบบสูญญากาศเพื่อที่จะส่งผลไปยังการส่งผ่านกระแสไฟฟ้าสลับและกระแสตรง BRODIE (1984) อธิบายไว้ว่า โวลต์มิเตอร์กระแสไฟฟ้าสลับ ซึ่งใช้ในเทคนิคที่ให้ความ

ที่ยอมรับของการวัดด้วยค่า 160 ppm สำหรับระดับสัญญาณจาก 100 mv จนถึง 125 V ในคลื่นความถี่จาก 40 Hz ไปจนถึง 20 kHz โวลต์มิเตอร์นี้สามารถใช้ในย่านการวัดที่มีค่าจาก 12.5 mV ถึง 600 V ในคลื่นความถี่จาก 10 Hz ถึง 1 MHz พร้อมกับความเที่ยงตรงที่ลดลง

ในเครื่องมือวัดค่า rms ที่แท้จริงนั้นผู้ผลิตจะกำหนดปัจจัยที่สูงสุดของอุปกรณ์ ปัจจัยสูงสุดคือสัดส่วนของค่าสูงสุดของระยะเวลาของสัญญาณที่มีต่อค่าของ rms ปัจจัยสูงสุด คือ 5

3.2.3 การวัดความต้านทานและกระแสไฟฟ้า

การวัดค่าความต้านทานทำได้โดยการผ่านกระแสไฟฟ้าที่ทราบค่าไปยังตัวต้านทาน และวัดแรงดันที่ตกคร่อมการวัด 4 ขั้วต่อ ดังแสดงในรูปที่ 3.9 ผลของค่าความต้านทานจะถูกลดลง ค่าเที่ยงตรงสูงสุดของ DMM จะใช้กระบวนการวัดในที่ซึ่งเป็นกระแสไฟฟ้าเดียวกัน โดยผ่านไปตลอดทั้งความต้านทานที่ไม่ทราบค่าและความต้านทานมาตรฐาน และความต้านทานที่ทราบค่านี้จะถูกคำนวณจากสัดส่วนของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน และค่าของตัวต้านทานมาตรฐาน การวัดไฟฟ้ากระแสสลับและกระแสตรง จะใช้ชันท์คร่อมซึ่งเป็นการพิจารณาแรงดันซึ่ง แรงดันนี้จะถูกวัดโดย ADC

3.2.4 การควบคุมและการวัดตามการคำนวณอย่างง่าย

การควบคุมปัจจัยใน DVM และ DMM คือการเพิ่มไมโครโปรเซสเซอร์ การใช้ ไมโครโปรเซสเซอร์สามารถเป็นเครื่องมือที่เกี่ยวกับตัวเลข เพื่อให้ผู้ใช้ด้วยย่านที่ใหญ่โตของการใช้พร้อมระดับของการวัดค่าต่อเนื่องในการเก็บรักษาภายหลังการวัดและการคำนวณหาอย่างง่าย สิ่งเหล่านี้อาจจะรวมถึง

1. การรวบรวม และ การเก็บรักษาจำนวนของการอ่านพร้อมกับเวลาที่ใช้ในการอ่าน

2.การประยุกต์ใช้ในการวัดและการคำนวณค่าที่วัดได้ในการอ่านเพื่อที่จะจัดหากระแสไฟฟ้าเอาท์พุทของรูปแบบ $Y = mx + c$ ที่ซึ่ง x เป็นค่าในการอ่าน และ m และ c เป็นอินพุทคงที่ในการใช้งานสิ่งเหล่านี้เอง สามารถวัดค่าไปยังเอาท์พุทในหน่วยของวิศวกรรม

3. การทดสอบค่าในการอ่านเพื่อที่จะค้นหาว่ามีข้อจำกัดหรือไม่ วิธีการนี้เครื่องมือจะแสดงการผ่านหรือไม่ก็โดยการนับจำนวนของค่าอ่านแต่ละลำดับชั้น

4. การคำนวณและแสดงเปอร์เซ็นต์ของการแบ่งจากการให้จุดของอินพุทการใช้งาน

5. การคำนวณสัดส่วนของค่าจากการวัดไปยังค่าของอินพุทที่ใช้งาน

6. เก็บค่าสูงสุดและค่าต่ำสุดของการวัดที่อาจเปลี่ยนแปลงได้

7.ผลิตจำนวนข้อมูลทางสถิติจากค่าที่วัดเพื่อที่จะหาค่าเฉลี่ยที่ได้จากตัวอย่าง ค่าการเบี่ยงเบนมาตรฐาน ค่าแปรปรวนหรือไม่ก็ค่า rms

8. การวัดที่เปลี่ยนแปลงได้จากการกรองแบบตัวเลขเพื่อที่จะให้ค่าต่อเนื่องกัน การอ่านค่าเฉลี่ยมากกว่า n ค่า หรือ การพิจารณารวมค่าเฉลี่ย ในการอ่านมากกว่า n ค่า

3.2.5 เอาท์พุท

การแสดงผลของ DVM และ DMM โดยทั่วไปแล้วจะใช้ไดโอดเปล่งแสง (LED) หรือไม่ก็เป็นของเหลวใส (LCD) ทำการแสดงความสัมพันธ์ของตัวแสดงผลแต่ละชนิดจะต้องมีรายละเอียดที่จะต้องกล่าวต่อไป ซึ่งจะเป็นการเชื่อมโยงด้วยระบบตัวเลขที่เอาท์พุทนั้นๆ อาจจะใช้เป็นตัวเลขฐานสองแบบขนาน หรือตัวเลขฐานสิบที่เอาท์พุทเครื่อง DVM และ DMMจะเชื่อมต่อข้อมูลและการควบคุมด้วยมาตรฐาน IEEE - 488 หรือ RS 232 ซึ่งข้อมูลผ่านระหว่างอุปกรณ์และคอมพิวเตอร์ที่ใช้ในการควบคุมรูปตามมาตรฐานที่กล่าวมาแล้ว

3.3 การกำหนดดิจิตอลโวลต์มิเตอร์และแอมป์มิเตอร์

DVM และ DMM จะครอบคุมไปทั่วอุปกรณ์ต่างๆตั้งแต่จากด้ามจับ แหล่งกำเนิดแบตเตอรี่ผ่านไปยังมิเตอร์ตั้งโต๊ะและเครื่องที่เป็นมาตรฐานในห้องปฏิบัติการ โดยตัวเลขเหล่านี้จะกำหนดถึงรายละเอียด และความเร็วในการอ่านค่า รายละเอียดของอุปกรณ์อาจจะสูงกว่าความเที่ยงตรงของข้อกำหนดหรือเกี่ยวข้องกับปริมาณที่แสดงโดยการเปลี่ยนของการแสดงจากตัวเลขที่น้อยที่สุด อุปกรณ์ตัวเลขจะแสดงผลระหว่างค่า $3\frac{1}{2}$ และ $8\frac{1}{2}$ หลักครึ่งหนึ่งของตัวเลข $(\frac{1}{2})$ จะแสดงค่าที่ให้ความหมายได้เป็น 1 หรือ 0 เท่านั้น ดังนั้น อุปกรณ์ที่แสดงตัวเลข $3\frac{1}{2}$ หลัก ก็มีค่ารายละเอียดการวัดแค่ 1 ส่วน ในสองพันส่วนอุปกรณ์ที่แสดง $8\frac{1}{2}$ หลัก จะมีค่ารายละเอียดการวัด 1 ส่วนใน 2×10^8 ความเที่ยงตรงของอุปกรณ์นี้จะกำหนดเป็น $\pm$ (X เปอร์เซ็นต์ของค่าอ่าน(R) + Y เปอร์เซ็นต์ของค่าสากล (S) + n หลัก

ตารางที่ 3.2 จะให้ข้อกำหนดโดยย่อสำหรับการเปรียบเทียบของ DMM ของ 3 หลักครึ่ง กับ 5 หลักครึ่ง และ DVM มาตราฐาน 8 หลักครึ่ง ความเที่ยงตรงจะแสดงในตารางที่ 3.2 สำหรับเป็นข้อนำทางให้เท่านั้นและข้อกำหนดที่สมบูรณ์ ผู้อ่านควรจะขอความเห็นจากผู้ผลิตโดยตรง

ตารางที่ 3.2 รายละเอียดของดิจิตอลโวลต์มิเตอร์

	$3\frac{1}{2}$-digit multimeter (Fluke 8026 B)	$5\frac{1}{2}$-digit multimeter (Thurlby 1905A)	$8\frac{1}{2}$-digit Standards DVM(Solartron7081)
D.C.voltage ranges	199.9mV-1000V	210.000mV-1100.00V	0.1V-1000V
Typical accuracy	± (0.1%R+1digit)	± (0.015%R+0.0015% S+2digits)	Short-term stability ± (1.2ppmR+0.3ppmS)
Input impedance	10MΩ on all ranges	>1GΩ on lowest two ranges 10MΩ on remainder	>10GΩ on 3 lowest ranges 10MΩ on remainder
A.C.voltage ranges	199.9mV-750rms	210.00mV-750rms	0.1V-1000Vrms
Type	True rms sensing crest factor 3:1	Mean sensing/rms calib-rated for sinusoid	True rms sensing crest factor 5:1 short-term stability
Typical accuracy	± (1%R+3digits)	± (2%R+10digits)	± (0.05%R+0.03%S)
Frequency range	45Hz-10kHz	45Hz-20kHz	10Hz-100kHz
input impedance	10MΩ //100pF	10MΩ //47pF	10MΩ //150pF
D.C.current ranges	1.999mA-1.999A	210.000uA-2100.00mA	
Typical accuracy	± (0.75%R+1digit)	± (0.1%R+0.0015%S+2 digits)	
Voltage burden	0.3Vmax on all ranges except 1.999A range. Max.burden on1.999A range 0.9V	0.25Vmax.on all ranges Except 2100mA range. Max.burden on 2100mA range 0.75V	Not applicable
A.C.current ranges	1.999mA-1.999A	210.000uA-2100.00mA	
Type	True rms sensing crest factor 3:1	Mean sensing/rms calib-rated for sinusoid	
Typical accuracy	± (1.5%R+2digit)	± (0.3%R+5digits)	
Frequency range	45Hz-1kHz	45Hz-500kHz	Not applicable
Voltage burden	0.3Vmax on all ranges except 1.999A range. Max.burden on1.999A range 0.9 V	0.25Vmax.on all ranges Except 2100mA range. Max.burden on 2100mA range 0.75 V	

Resistance ranges	199.9Ω -19.99MV	210.000Ω -21.000MΩ	0.1Ω -1000MΩ
Typical accuracy	±(0.1%R+1digit)	±(0.04%R+0.0015% S+2digits)	Short-term stability(2ppm R+0.4ppmS)
Current employed	Max.current 0.35mA on 199.9Ω range	Max.current 1mA on 210.000Ω range	Max.current 1mA on 0.1 1 and 10kΩ ranges
Speed of reading		3 per second	100 per second to 1 per 51.2 s
Common-mode rejection ratio	>100dB at d.c. 50Hz and 60Hz with 1kΩ unbalance for d.c. ranges	>120dB at d.c. or 50Hz	EffectiveCMR[CMR+SMR] with 1kΩ unbalance $5\frac{1}{2}$ -$8\frac{1}{2}$ digit> 140dB at 50(60)Hz >120dB at 400Hz for a.c. measurement >40dB at 50(60)Hz
Series mode rejection	>60dB at 50Hz or 60Hz	>60dB at 50Hz	$5\frac{1}{2}$ -$8\frac{1}{2}$ digits >70dB at 50(60) or 400Hz

บทที่ 4

การวัดกำลังและพลังงาน

4.1 การวัดกำลังไฟฟ้าในวงจรกระแสสลับ

สำหรับวงจรสองขั้วต่อ ถ้าให้แรงดันตกคร่อมที่อยู่ในวงจร v(t) และกระแสขณะนั้นๆ ที่ผ่านตลอดเป็น i (t) ดังนั้นกำลังขณะนั้น p (t) จะกำหนดเป็นดังนี้

$$p(t) = v(t).i(t) \tag{4.1}$$

จากวงจรเชิงเส้น ถ้า

$v(t)$ คือ รูปคลื่นซายน์

$$v(t) = \hat{V} . \sin\ \omega t \tag{4.2}$$

ดังนั้น $i(t)$ จะต้องเป็น

$$i(t) = \hat{I} \sin(\ \omega t + \phi) \tag{4.3}$$

และกำลังขณะใดๆ $p(t)$ คือ

$$p(t) = v(t).i(t) = \hat{V}\hat{I} \sin\ \omega t \sin(\ \omega t + \phi) \tag{4.4}$$

กำลังเฉลี่ยที่สูญเสียในโหลดคือ

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t).dt \tag{4.5}$$

ที่ T เป็นคาบเวลาของรูปคลื่นดังนั้น

$$P = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\ \omega} VI \sin\ \omega t \sin(\omega t + \phi).dt \tag{4.6}$$

และ P สามารถทำเป็น $\cos\phi$ คือตัวประกอบกำลัง โดย

$$P = \frac{\hat{V}\hat{I}}{2}.\cos\phi \tag{4.7}$$

ที่แรงดัน rms นั้นคือ

$$V = \frac{\hat{V}}{\sqrt{2}} \tag{4.8}$$

และที่กระแส rms คือ

$$I = \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}} \tag{4.9}$$

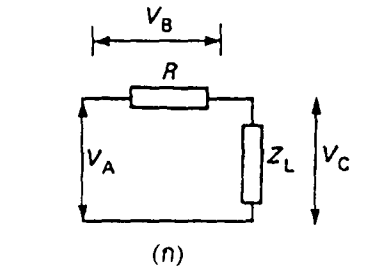
ด้วยเหตุนี้กำลังเฉลี่ยที่สูญเสียในโหลดเป็นดังนี้คือ

$$P = VI\cos\phi \tag{4.10}$$

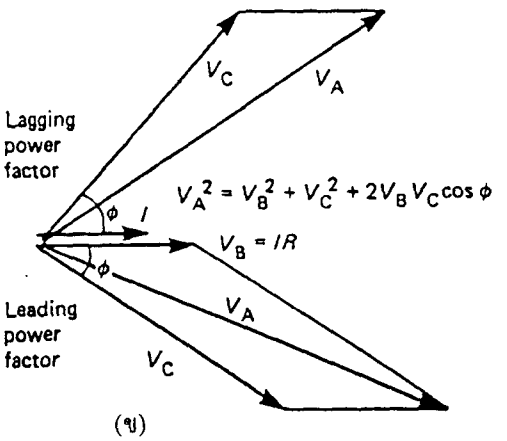
4.1.1 การวัดกำลังโดยใช้โวลต์มิเตอร์ 3 เครื่อง

การใช้ตัวต้านทานที่ไม่มีความเหนี่ยวนำและวัดแรงดัน 3 ค่าซึ่งแสดงในรูปที่ 4.1(ก) เป็นการวัดกำลังที่สูญเสียไปในโหลดโดยปราศจากการใช้เครื่องวัดต์มิเตอร์ รูปที่ 4.1(ข) แสดงแผนภาพเฟสเซอร์สำหรับการนำหน้าและการล้าหลังของตัวประกอบกำลัง จากแผนภาพเฟสเซอร์โดยการใช้ตรีโกณมิติอย่างง่ายจะได้

$$V_B = IR$$



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.1 (ก) การวัดกำลังโดยใช้โวลต์มิเตอร์ 3 เครื่อง

(ข) แผนภาพเฟสเซอร์

$$V_A^2 = V_B^2 + V_C^2 + 2V_B V_C \cos\phi \tag{4.11}$$

และ

$$V_B = IR \tag{4.12}$$

กำลังที่สูญเสียไปในโหลดกำหนดโดย

$$P = V_C I \cos\phi \qquad (4.13)$$

ดังนั้น

$$P = \frac{V_A^2 - V_B^2 - V_C^2}{2R} \qquad (4.14)$$

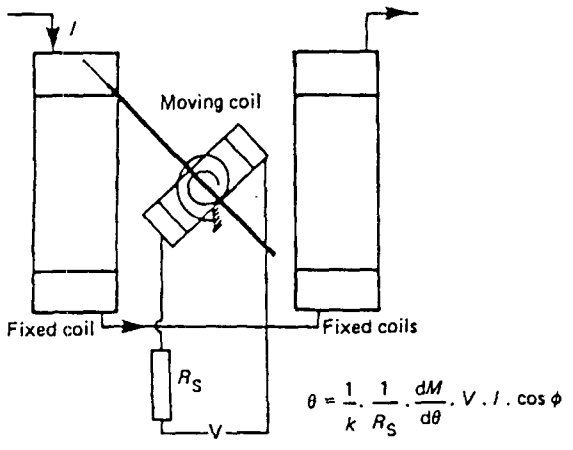
และตัวประกอบกำลัง $\cos\phi$ จะได้คือ

$$\cos\phi = \frac{V_A^2 - V_B^2 - V_C^2}{2V_B V_C} \qquad (4.15)$$

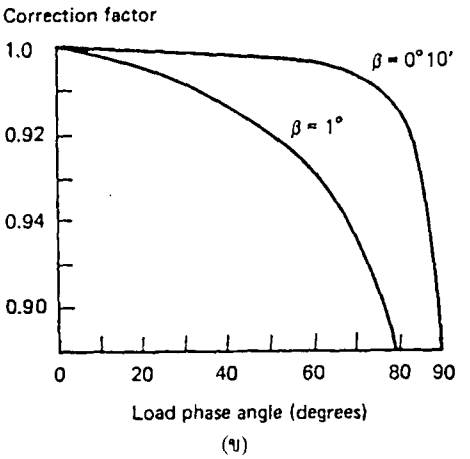
4.1.2 การแสดงโดยตรงของวัตต์มิเตอร์

การแสดงโดยตรงของวัตต์มิเตอร์ จะใช้หลักการไดนาโมมิเตอร์ การเหนี่ยวนำกระแสไฟฟ้าและอิเล็กโตรไดนาโมมิเตอร์หรือเทอร์โมคัปเปิล ดังแสดงในรูปที่ 4.2 และ 4.3 ไดนาโมมิเตอร์จะใช้อย่างมาก ในไดนาโมมิเตอร์ วัตต์มิเตอร์จะแสดงในรูปที่ 4.2(ก) กระแสในเครือข่ายจะส่งผ่านไปยังขดลวดคงที่ โดยที่ขดลวดเคลื่อนที่จะนำกระแสตามสัดส่วนของแรงดันที่ป้อน พร้อมใช้ตัวต้านทานที่ไม่เหนี่ยวนำต่ออนุกรมกับขดลวดแรงบิดนี้จะใช้โดยสปริงซึ่งจะทำให้วัตต์มิเตอร์มีค่าเฉลี่ยเบี่ยงเบนจากหัวข้อ 2.4 จะกำหนดได้ดังนี้

$$\theta = \frac{1}{k} \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{dM}{d\theta} \cdot V \cdot I \cdot \cos\phi \qquad (4.16)$$



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.2 (ก) วัตต์มิเตอร์แบบไดนาโมมิเตอร์

(ข) ตัวประกอบการแก้ของวัตต์มิเตอร์

ข้อผิดพลาดหลักๆ ในวัตต์มิเตอร์แบบไดนาโมมิเตอร์ คือ จะปรากฏผลตามมาหลังของขนาดและเฟสจะเกิดความผิดพลาดในขดลวดแรงดันกับพลังงานจะสูญเสียในตัวของมันเอง ความผิดพลาดอื่นๆ เกิดได้โดยค่าความจุของขดลวดแรงดันและกระแสไหลวน

ถ้าหากความต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของขดลวดแรงดันเป็น R_v และ L_v และถ้า R_s คือความต้านทานที่ต่ออนุกรมอยู่กับขดลวดแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดลวดแรงดันที่ความถี่ ω จะมีขนาดที่กำหนดโดย

$$I_V = \frac{V}{\sqrt{\left[\left(R_V + R_S\right)^2 + \omega^2 L_V^2\right]}} \tag{4.17}$$

ถ้ามุมเฟส β ที่กำหนดโดย

$$\beta = \tan^{-1}\frac{\omega L_v}{\left(R_v + R_s\right)} \cong \frac{\omega L_v}{\left(R_v + R_s\right)} \tag{4.18}$$

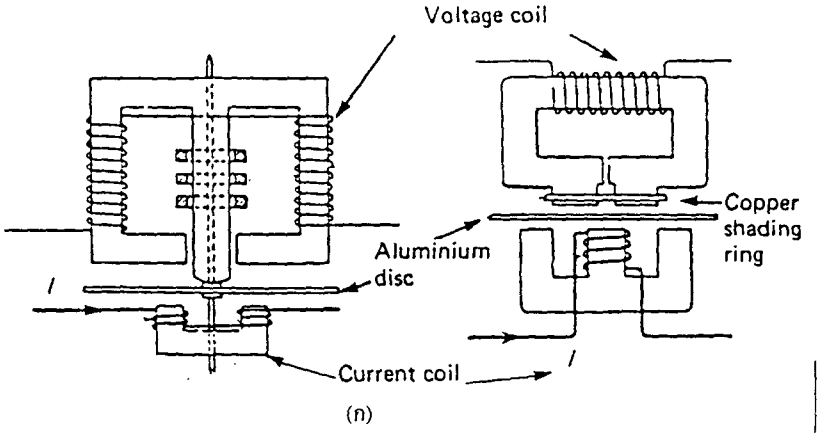
การเปลี่ยนความถี่จะเปลี่ยนแปลงทั้ง ความไวในการวัดและมุมของขดลวดแรงดัน ถ้าหากว่าวงจร โหลดมีตัวประกอบกำลังแบบตามเท่ากับ cos ϕ การแสดงค่าของวัตต์มิเตอร์ที่แท้จริงจะอธิบายเป็นดังนี้

$$\frac{\cos\phi}{\cos\beta.\cos(\phi-\beta)} \times \text{ค่าที่วัตต์มิเตอร์แสดง} \tag{4.19}$$

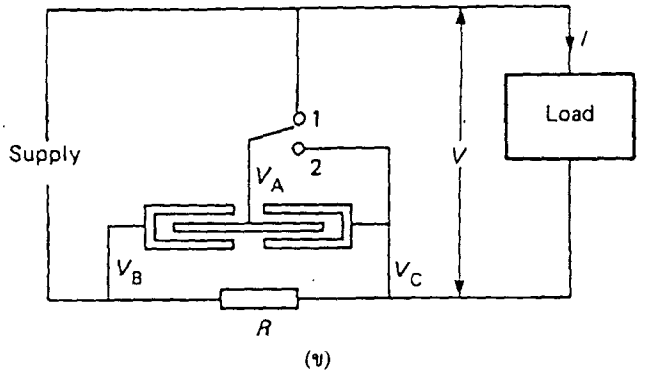
และความผิดพลาดที่คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของค่าวัตต์มิเตอร์จะแสดงดังนี้

$$\frac{\sin\beta}{\left(\cos\phi + \sin\beta\right)} \times 100\% \tag{4.20}$$

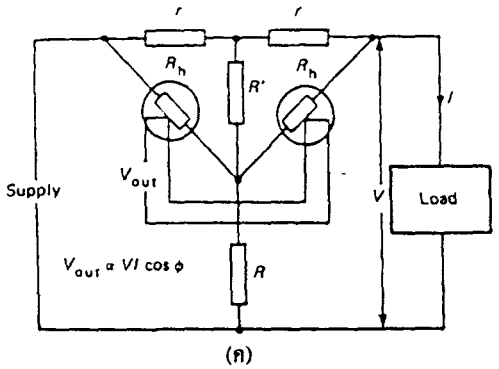
วัตต์มิเตอร์จะอ่านค่าสูงสำหรับตัวประกอบกำลังแบบตาม รูปที่ 4.2(ข) จะแสดงตัวประกอบการแก้ที่ถูกต้องสำหรับ $\beta = 1^\circ$ และ $\phi = 0^\circ\ 10'$.



(ก)



(ข)



รูปที่ 4.3 (ก) วัตต์มิเตอร์แบบเหนี่ยวนำ
(ข) วัตต์มิเตอร์แบบไฟฟ้าสถิต
(ค) วัตต์มิเตอร์ แบบเทอร์โมคัปเปิล

วัตต์มิเตอร์ในรูปที่ 4.3(ก) จะมีหลักการแบบเหนี่ยวนำจะคล้ายกับเครื่องวัดวัตต์-ชั่วโมง ที่ได้อธิบายในรูปที่ 1.5 แรงบิดจะเกิดขึ้นโดยปฏิกิริยารวมของกระแสไหลวนที่ถูกเหนี่ยวนำในจานอะลูมิเนียมบางๆ โดยสนามแม่เหล็กที่ป้อนแก่จานจะเป็นสัดส่วนกับแรงบิดเฉลี่ยบนจานซึ่งกำลังเฉลี่ยและถูกทำให้เปลี่ยนไปตรงข้ามโดยสปริง และ ก็มีค่าบวก ซึ่งสามารถทำให้ยาวขึ้นด้วยความเป็นเชิงเส้น ในรูปที่ 4.3(ข) จะแสดงวัตต์มิเตอร์พร้อมกับสวิตช์ในตำแหน่งที่ 1 แรงบิดขณะนั้นจะกำหนดโดย

$$T\alpha\left(v_A - v_B\right)^2 - \left(v_A - v_C\right)^2 \tag{4.21}$$

และ

$$T\alpha 2R\left(v.i + \frac{i^2}{2}\right) \tag{4.22}$$

ที่ซึ่ง v และ i เป็นแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่มีโหลดขณะนั้น ถ้าหากการบิดนี้ถูกทำให้เปลี่ยนไปโดยสปริงจะได้การเบี่ยงเบนเฉลี่ยโดย

$$\theta\alpha 2R\left(VI\cos\phi + \frac{I^2R}{2}\right) \tag{4.23}$$

ซึ่งจะเท่ากับกำลังเฉลี่ยที่สูญเสียไปในโหลดบวกกับครึ่งหนึ่งของกำลังที่สูญเสียใน R เมื่อสวิทช์อยู่ที่ตำแหน่งหมายเลข 2 แรงบิดขณะนั้นจะกำหนดโดย

$$T\alpha\left(v_A - v_B\right)^2 \tag{4.24}$$

และการเบี่ยงเบนเฉลี่ยกำหนดโดย

$$\theta\alpha R\left(I^2R\right) \tag{4.25}$$

ซึ่งก็คือกำลังสูญเสียใน R ดังนั้นจากการวัดกำลังทั้งสองนี้ สามารถคำนวณกำลังในโหลดได้

ในการใช้วัตต์มิเตอร์จะต้องสอดคล้องกับเทอร์โมคัปเปิลที่ใช้ในการวัดความร้อน ดังแสดงในรูปที่ 4.3(ข) ค่าของความต้านทาน R' คือ

$$R' = \frac{(R_h + r).R}{r} \tag{4.26}$$

เอาท์พุทของวัตต์มิเตอร์สามารถแสดงได้คือ

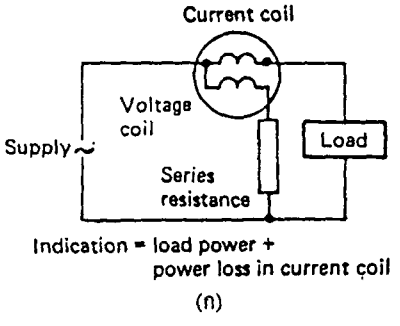
$$V_{out} = \frac{d.r}{(r + R_h)(r + R)}.V.I.\cos\phi \tag{4.27}$$

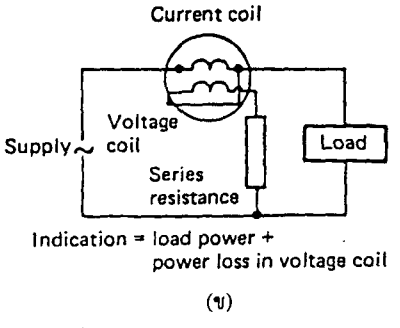
ซึ่ง k เป็น ค่าคงที่ของเทอร์โมคัปเปิล ในวัตต์มิเตอร์แบบนี้จะไม่มีข้อผิดพลาดเนื่องจากกำลัง ซึ่งใช้โดยกระแสไฟฟ้าหรือแรงดันในวงจร

ไดนาโมมิเตอร์สามารถให้ความเที่ยงตรง จาก 0.25 เปอร์เซ็นต์ ของ FSD ด้วยพิกัดความถี่จาก dc ไปยัง kHz แบบการเหนี่ยวนำเหมาะสมกับการใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับเท่านั้น และต้องการแหล่งจ่ายแรงดันและความถี่สำหรับการทำงานที่เที่ยงตรง วัตต์มิเตอร์แบบไฟฟ้าสถิตเป็นเครื่องมือที่ไม่มีการผิดพลาดของรูปเคลื่นและเหมาะสมกับการวัดที่มีการวัดที่มีตัวประกอบกำลังต่ำ อย่างเช่น วัดการสูญเสียของเหล็กและการสูญเสียของฉนวนไฟฟ้า และกำลังจะใช้ในหลอดฟูลออเรสเซนต์ วัตต์มิเตอร์แบบเทอร์โมคัปเปิลสามารถวัดได้มากถึง 1 MHz ด้วยความเที่ยงตรงที่สูง

4.1.3 การต่อวัตต์มิเตอร์

มี 2 วิธีในการต่อวัตต์มิเตอร์แบบไดนาโมมิเตอร์ไปยังวงจรการวัดดังแสดงในรูปที่ 4.4 (ก) และ (ข) ในการต่อซึ่งแสดงใน 4.4(ก)นั้น ขดลวดแรงดันจะถูกต่อเข้าด้านข้างของขดลวดกระแส วัตต์มิเตอร์



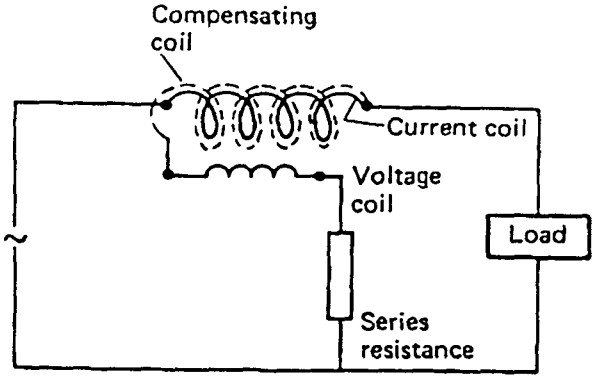


รูปที่ 4.4 การต่อวัตต์มิเตอร์

จะวัดกำลังที่สูญเสียไปในโหลดบวกกับการสูญเสียกำลังในขดลวดกระแส การต่อวัตต์มิเตอร์ในรูปที่ ลวด 4.4(ข) ขดลวดจะนำกระแสไฟฟ้าสำหรับโหลด และขดลวดแรงดัน วิธีนี้จะเป็นการวัดกำลังที่

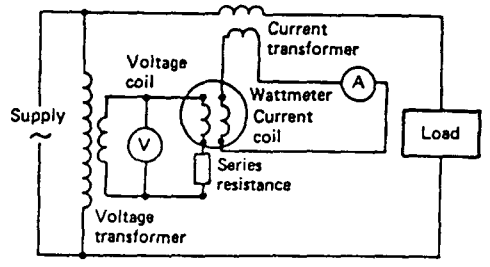
สูญเสียในโหลดและในขดลวดแรงดัน สำหรับกระแสโหลดเล็กจะมีแรงดันตกคร่อมในขดลวดกระแสนี้เพียงเล็กน้อยและวิธีการแรกของการต่อจะมีความผิดพลาดน้อยมาก กรณีกระแสโหลดขนาดมากๆ กำลังสูญเสียในขดลวดแรงดันจะมีค่าน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับกำลังสูญเสียไปในโหลด และวิธีการที่ 2 จะนิยมมากกว่า

จากรูปที่ 4.5 แสดงการต่อขดลวดชดเชยอนุกรมกับขดลวดแรงดันที่พันอยู่บนขดลวดกระแสจะก่อให้เกิดสนามแม่เหล็ก ในทางตรงกันข้ามกับสนามแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสโหลด ดังนั้นผลของกระแสที่ขดลวดแรงดันจะตัดทิ้งได้ไม่มีข้อผิดพลาดเนื่องจากกำลังการบริโภคที่อยู่ในขดลวดแรงดัน



รูปที่ 4.5 วัตต์มิเตอร์แบบไดนาโมมิเตอร์ที่มีการชดเชย

สำหรับวัตต์มิเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์นั้นกำลังสูญเสียในวงจรตรวจจับแรงดันสามารถทำให้มีค่าเล็กน้อยและวิธีการที่ 2 ของการต่อจะนิยมกันมาก พิกัดของกระแสไฟฟ้าและแรงดันของวัตต์มิเตอร์จะสามารถขยายโดยเฉลี่ยของหม้อแปลงกระแสและหม้อแปลงแรงดัน ดังแสดงในรูปที่ 4.6 การใช้หม้อแปลงนี้จะเกิดข้อผิดพลาดในการวัดดังได้กล่าวมาแล้วในข้อ 2.3



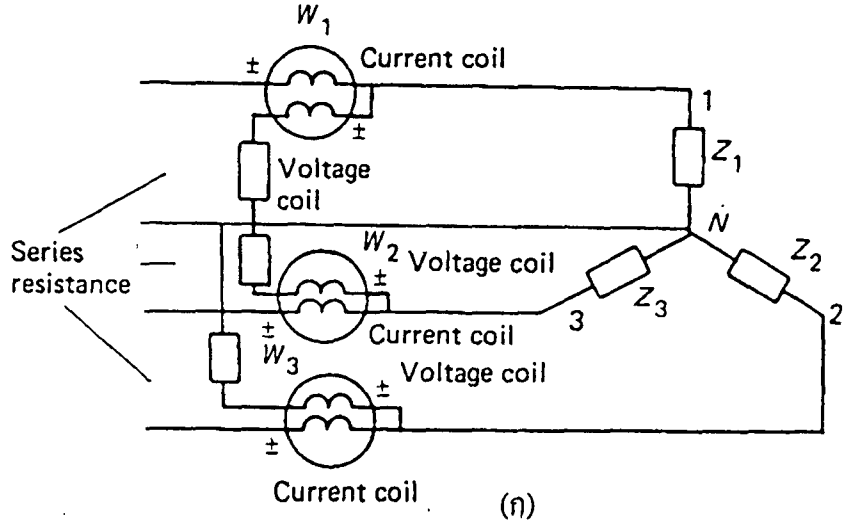
รูปที่ 4.6 การใช้หม้อแปลงกระแส หม้อแปลงแรงดันร่วมกับวัตต์มิเตอร์

4.1.4 การวัดกำลังในวงจรสามเฟส

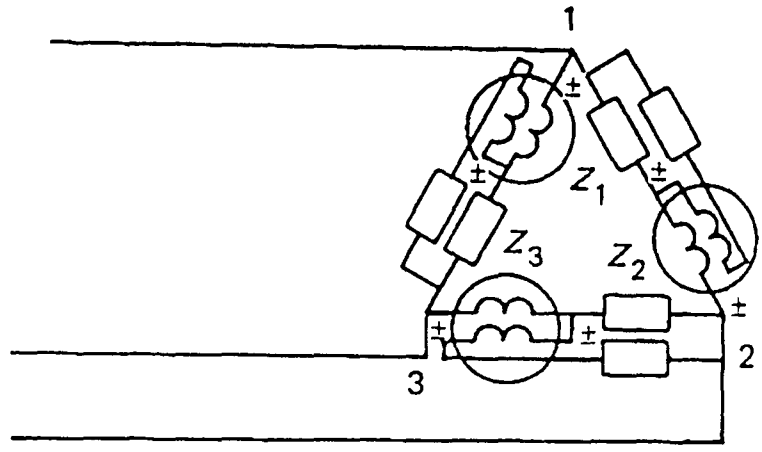
โดยทั่วไปสำหรับระบบการจ่ายกำลัง n ตัวนำ สามารถวัดด้วย n วัตต์มิเตอร์ถ้ามีการต่อด้วยวัตต์มิเตอร์จะมีขดลวดกระแสในหนึ่งตัวของตัวนำ และจะมีขดลวดต่างศักย์ ระหว่างตัวนำและจุดรวม

เฟสเดียว วิธีการวัดที่แสดงในรูปที่ 4.7 (ก) และ (ข)นั้นเป็นการต่อวัดกำลัง 3 เฟส ทั้งแบบวายและแบบเดลต้า โดยมีวิธีคำนวณคือ

$$P = W_1 + W_2 + W_3 \tag{4.28}$$



(ก)



(ข)

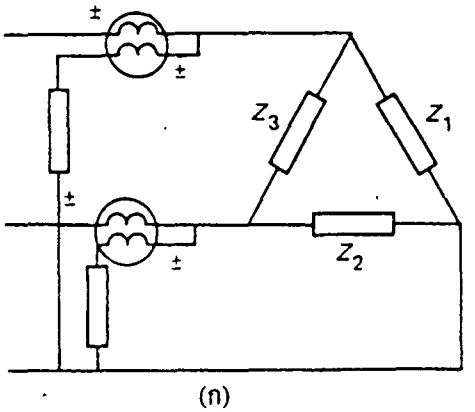
รูปที่ 4.7 (ก) แสดงการวัดกำลังในโหลด 3 เฟสที่ต่อแบบวายโดยใช้วัตต์มิเตอร์ 3 เครื่อง
(ข) แสดงการวัดกำลังในโหลด 3 เฟส ที่ต่อแบบเดลต้า โดยใช้วัตต์มิเตอร์ 3 เครื่อง

ทฤษฎีของ Blondel กล่าวว่าถ้าเลือกจุดร่วมสำหรับขดลวดต่างศักย์เป็นหนึ่งตัวนำ ดังนั้นสามารถลดจำนวนของวัตต์มิเตอร์ลงได้หนึ่งตัว ด้วยเหตุนี้จะเป็นไปได้ที่จะใช้วัตต์มิเตอร์ 2 เครื่องวัดกำลังไฟฟ้าในระบบสามเฟสให้เท่ากัน แสดงในรูปที่ 4.8 (ก) และ (ข) ส่วนรูปที่ 4.8 (ค) เป็นการต่อแบบวายสำหรับโหลดสมดุลดังนั้น กำลังสูญเสียทั้งหมดในระบบไฟฟ้าสลับสามเฟสมีวิธีคิดคือ

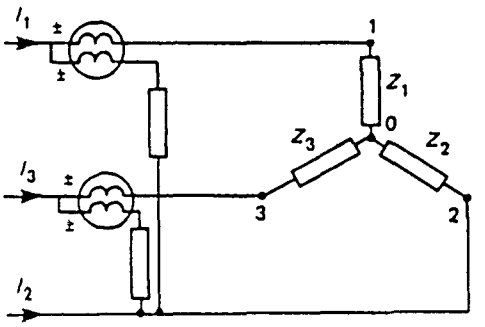
$$P = W_1 + W_2 \tag{4.29}$$

กำลังสูญเสียนี้เกี่ยวกับพีชคณิตการบวกซึ่งแสดงว่าต้องมีบนวัตต์มิเตอร์

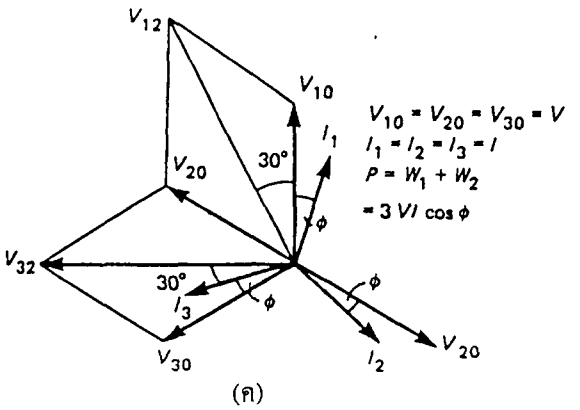
ควรจะสนใจถ้าป้อนแรงดันไปยังขดลวดแรงดันของวัตต์มิเตอร์จะต่างเฟส มากกว่า 90 องศา กับการป้อนกระแสไฟฟ้าไปยังขดลวดกระแส ดังนั้นวัตต์มิเตอร์จะแสดงในทิศทางตรงกันข้ามของแรงดันที่คดเคี้ยวและไปที่การนับการวัดกำลังจะเป็นค่าลบ ถ้าตัวประกอบกำลังคือ 0.5 ดังนั้น I_1 จะล้าหลัง 60 องศา



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.8 (ก) แสดงการวัดกำลังในโหลด 3 เฟส ที่ต่อแบบเดลต้าโดยใช้วัตต์มิเตอร์ 2 เครื่อง
(ข) แสดงการวัดกำลังในโหลด 3 เฟส ที่ต่อแบบวาย โดยใช้วัตต์มิเตอร์ 2 เครื่อง
(ค) แผนภาพเฟสเซอร์เมื่อโหลดต่อแบบสมดุล

ข้างหลัง V_{10} จะมีมุมเฟสระหว่าง V_{12} และ I_1 คือ 90 องศาและเครื่องวัดต์มิเตอร์ W_1 จะอ่านเป็นศูนย์ มันอาจจะเป็นไปได้ในอีกอย่างของการสมดุลโหลดได้เอาตัวประกอบกำลังจากเครื่องแสดงบน 2 เครื่องวัดต์มิเตอร์ ขณะที่

$$W_2 - W_1 = \sqrt{3.V.I.\sin\phi} \tag{4.30}$$

และ

$$\tan\phi = \sqrt{3\frac{(W_2 - W_1)}{(W_1 + W_2)}} \tag{4.31}$$

ถ้าระบบไฟฟ้าสามเฟสมีการสมดุลนั้น อาจเป็นไปได้ถึงการใช้เครื่องวัดต์มิเตอร์อันเดียวในรูปร่างภายนอก แสดงในรูปที่ 4.9 ซึ่งสวิตช์ในตำแหน่ง 1 แสดงบนวัตต์มิเตอร์ กำหนดโดย

$$W_1 = \sqrt{3.V.I\cos(30 + \phi)} \tag{4.32}$$

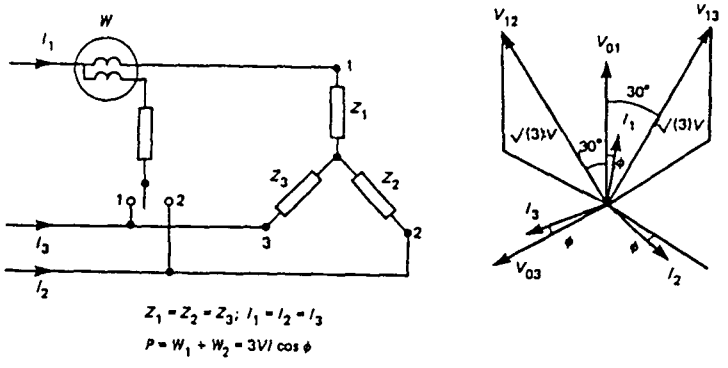
ส่วนสวิตช์ในตำแหน่ง 2 แสดงว่าวัตต์มิ่ตอร์คือ

$$W_2 = \sqrt{3.V.I\cos(30 - \phi)} \tag{4.33}$$

ผลของการบวกทั้ง 2ค่า การอ่านเป็นดังนี้

$$W_1 + W_2 = 3VI\cos\phi = P \tag{4.34}$$

P คือการรวมกำลังสูญเสียในระบบนี้



รูปที่ 4.9 การใช้วัตต์มิเตอร์เพียงตัวเดียวในระบบ 3 เฟสสมดุล

4.1.5 วัตต์มิเตอร์อิเล็กทรอนิกส์

การเพิ่มจำนวนและกระบวนการต่างๆที่เกี่ยวข้องในวัตต์มิเตอร์ ทำให้เกิดเครื่องวัตต์มิเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์ ตามรูปที่ 4.10 เครื่องวัตต์มิเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ ลดจำนวนลงเหลือ 2 ประเภท ขึ้นอยู่กับ

ระบบต่อเนื่องหรือไม่ต่อเนื่องโดยวิธีการต่อเนื่องที่เพิ่มขึ้น สามารถหาโดยค่าเฉลี่ยตัวคูณของสี่ควอดแร้นท ในรูปที่ 4.11(ก) (Simeon and McKay, 1981)การเพิ่มเวลาหารดังในรูปที่ 4.11(ข) (Miljanic etal, 1978) หรือโดยใช้ตัวคูณ Hall effect ดังรูปที่ 4.11 (ค) (Bishop and Cohen 1973)

เครื่องวัตต์มิเตอร์แบบผสม แสดงในรูปที่ 4.12 โดยสุ่มรูปคลื่นแรงดัน และกระแสขณะใดๆ ที่เป็นตัวเลข ที่มีการเพิ่มจำนวนและค่าเฉลี่ยเพื่อใช้กับเทคนิคทางดิจิตอล (Dix 1982; Matouka, 1982) ถ้ารูปคลื่นแรงดันและกระแสมีรูปคลื่นเดิมและซึ่งมีขนาดเป็นอันดับทวีคูณของคลื่นเดิม ด้วยระยะเวลาเดิม T ดังนั้นกำลังขณะใดๆ สามารถทำให้เป็นอนุกรมฟูเรียร์ คือ

$$p(t) = P + \sum_{k=1}^{\infty} p_k . \sin\left(\frac{2\pi kt}{T} + \rho_k\right) \qquad (4.35)$$

P คือ กำลังเฉลี่ย

ถ้ามีรูปคลื่น เหมือนกัน การสุ่มตัวอย่าง n ครั้งจะปกคลุมคาบเวลา m นั้นแล้วเวลา t_j ของการสุ่ม j ครั้งเป็นดังนี้คือ

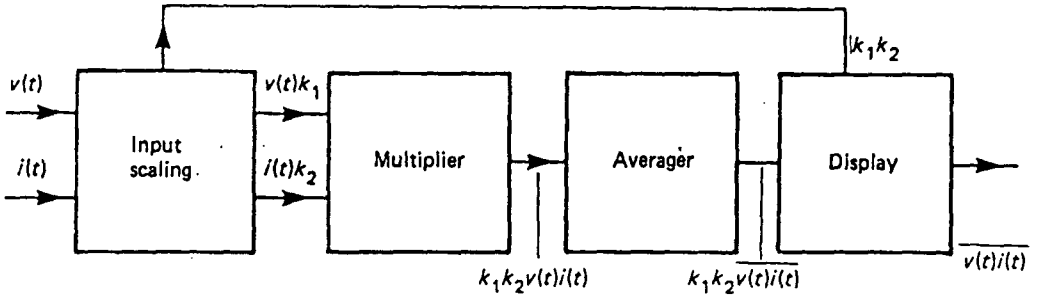
$$t_j = j.\frac{m}{n}.T \qquad (4.36)$$

และการวัดกำลังเฉลี่ย W กำหนดโดย

$$W = \frac{1}{n}\sum_{j=0}^{n-1} p(t_j) \qquad (4.37)$$

ค่าผิดพลาดระหว่างการวัดและค่าเฉลี่ยจริงสามารถกำหนดเป็น

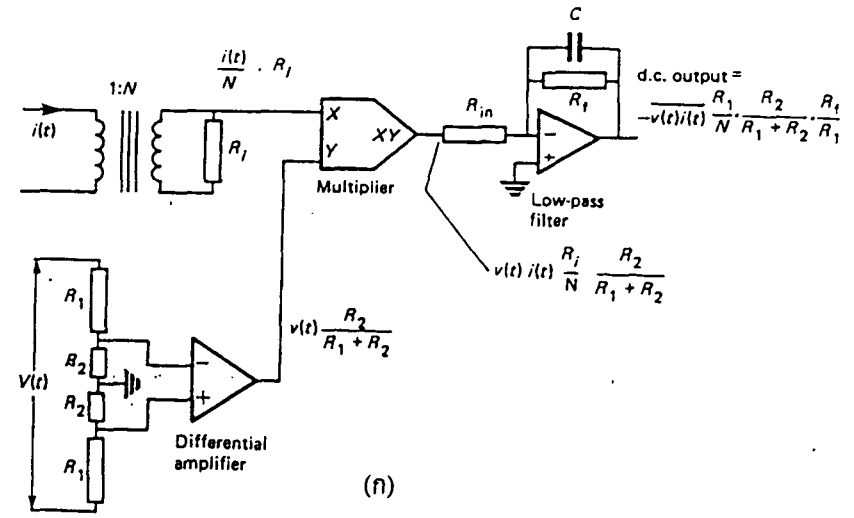
$$W - P = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{\infty} p_k \sum_{j=0}^{n-1} \sin\left(\frac{2\pi k.j.m)}{n} + \rho_k\right) \qquad (4.38)$$

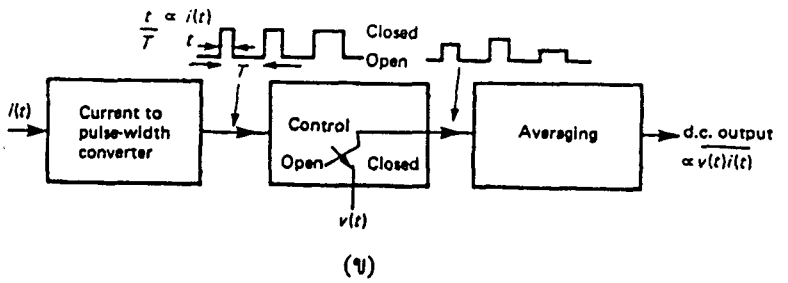


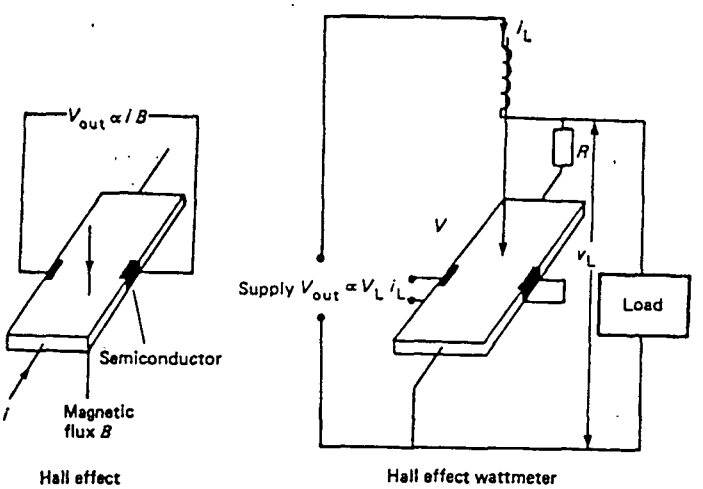
รูปที่ 4.10 วัตต์มิเตอร์อิเล็กทรอนิคส์

เราสามารถที่จะแสดงค่าความผิดพลาดของการวัดได้โดย

$$|W - P| = \left|\sum_{k>0}^{*} P_k \sin(p_k)\right| \le \sum_{k>0}^{*} |P_k| \qquad (4.39)$$







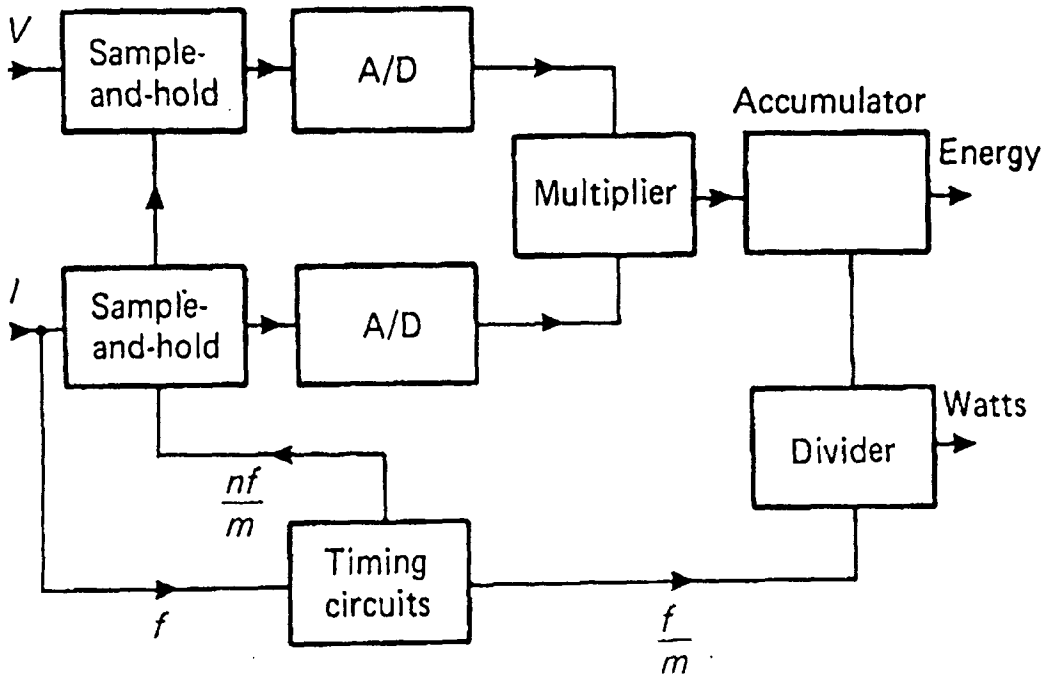
รูปที่ 4.11 (ก) วัตต์มิเตอร์แบบตัวคูณเชิงอุปมาณ 4 ส่วน

(ข) วัตต์มิเตอร์แบบตัวคูณตามส่วนเวลา

(ค) วัตต์มิเตอร์แบบ Hall effect

เมื่อ Σ' แสดงค่าที่ปกคลุมเทอมเหล่านี้ โดย $k.m/n$ เป็นเลขจำนวนเต็มเป็นต้น ส่วนฮาร์โมนิคของสัญญาณกำลังความถี่เหล่านี้เป็นตัวคูณจำนวนเต็มของความถี่สุ่ม Matouka ได้ทำการวิเคราะห์แหล่งข้อมูลอื่นๆ ที่ก่อให้เกิดความผิดพลาดในการคำนวณในวัตต์มิเตอร์แบบสุ่ม รวมถึงการขยายสัญญาณค่าที่เกิน ข้อมูลตัวอย่าง ค่าแอมปลิจูดและจำนวนเวลา รวมถึงค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้น

วิธีการต่อเนื่องแบบอนาล็อก จะใช้ตัวคูณอนาล็อกมีความสามารถที่จะให้ผลการวัดค่ากำลังสัญญาณได้มากถึง 100 kHz เทคนิคการ Hall effect มีความสามารถวัดค่าภายในบริเวณที่มีสัญญาณหลายๆ GHz และสามารถนำไปใช้ในการหาคำนวณหากำลังคลื่นได้ การใช้อุปกรณ์ที่มีอยู่ร่วมกับตัวแปลง A/D ขนาด 15 บิท ด้วยวัตต์มิเตอร์แบบสุ่ม จะสามารถคำนวณหาค่ากำลังความถี่ด้วยความไม่แน่นอนของ 1 ใน 10^4 ส่วน ตารางที่ 4.1 จะกล่าวถึงลักษณะของวัตต์มิเตอร์อิเล็คทรอนิกส์ที่แสดงค่าแบบดิจิตอล



รูปที่ 4.12 วัตต์มิเตอร์แบบสุ่ม

ตารางที่ 4.1 ข้อกำหนดจำเพาะของวัตต์มิเตอร์อิเล็กทรอนิกส์

เครื่องวิเคราะห์กำลังดิจิตอล Valhala Scientific รุ่น 2100 ตารางพิกัด/รายละเอียด			
ค่าแรงดัน rms ที่แท้จริง	พิกัดค่ากระแส rms ที่แท้จริง		
	0.2000A	2.000A	20.00A
150.00V	30.00W	300.00W	3000W
300.00V	60.00W	600.00W	6000W
600.00V	120.00W	1200.00W	12000W
	พิกัดค่ากำลังวัตต์ที่แท้จริง		

ค่าคุณลักษณะจำเพาะ

กระแสสลับ/กระแสตรง (ค่า rms แท้จริง)

การตอบสนองคลื่นสูงสุด : 50 ต่อ 1 สำหรับค่าอินพุต rms ต่ำสุด

สเกลบอกค่าสูงสุด : การส่องสว่างที่ 2.5x สเกลเต็มส่วน

อินพุตต่ำสุด : 5% ของช่วง

อินพุตสูงสุด : 35A สูงสุด, 20A กระแสตรง, 100A กระแสตรง

ครอบคลุมช่วง : 150% ของสเกลเต็มสำหรับกระแสตรงจนถึงค่าอินพุตสูงสุด

แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ/กระแสตรง (ค่า rms ที่แท้จริง)

การตอบสนองคลื่นสูงสุด : 50 : 1 สำหรับอินพุตสูงสุด

อินพุตต่ำสุด : 600V กระแสตรง, 1500V สูงสุด

โหมดปกติสูงสุด : 1500V สูงสุด, ต่อลงสายดิน

สเกลบอกค่าสูงสุด : การส่องสว่างที่ 2.5x สเกลเต็มส่วน

วัตต์ (ค่ากำลังจริง – VI cos ϕ)

การตอบสนองตัวประกอบกำลัง : ศูนย์ถึงหนึ่งหน่วยนำหน้าหรือล้าหลัง

ความถูกต้อง : (V-A-W 25°C +/-5°C, 1ปี)

กระแสตรงและ 40Hz - 5kHz : 0.25% ของค่าที่อ่านได้ +/-6 หลัก

5Hz-10kHz : +/- 1% ของค่าที่อ่านได้ +/- 1% ของช่วง (2A เท่านั้น)

ค่าคุณลักษณะทั่วไป

การแสดงผล : ระดับความเข้มสูงแบบคู่ 4.5 หลัก ไฟแสดงด้วย LED 7 ส่วน

ช่วงอุณหภูมิปฏิบัติการ : 0-50 °C

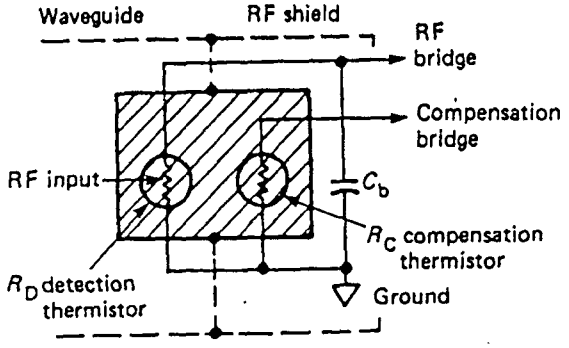
สัมประสิทธิ์อุณหภูมิ : +/- 0.025% ของช่วงต่อ C° เริ่มตั้งแต่ 0-20 และ 30-50 C°

อัตราการแปลงผัน : ประมาณ 600ms

กำลัง : 115/230V กระแสสลับ +/- 10% ความถี่ 50-60Hz กำลัง 5W

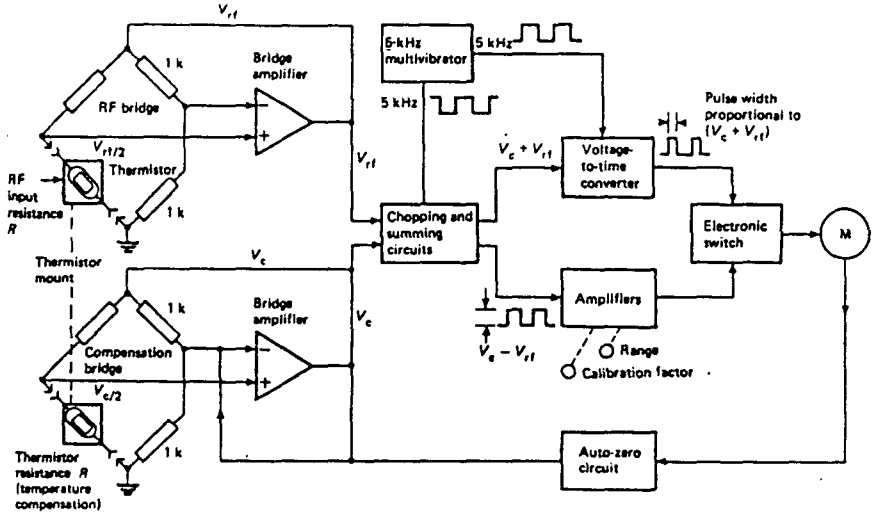
4.1.6 การวัดกำลังคลื่นความถี่สูง

การวัดกำลังคลื่นความถี่สูงโดยเฉลี่ย เป็นวิธีที่ดีที่สุดของการวัดสัญญาณแอมปลิจูดเพราะว่ากำลังการไหลของคลื่นไม่เหมือนกับแรงดันและกระแสไฟฟ้า คลื่นจะไหลอย่างคงที่ไปตามสายส่งสัญญาณซึ่งมีการสูญเสียสัญญาณน้อยที่สุด การวัดกำลังทำได้โดยการวัดค่าความร้อนของกำลังหรือใช้อุปกรณ์ตามกฎสี่เหลี่ยมจัตุรัส เช่น ไดโอด เทคนิคคาลอริมิเตอร์แบบสถิตใช้โหลดที่เป็นฉนวนความร้อน และเป็นค่าเฉลี่ยสำหรับวัดค่าการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิเนื่องจากมีการดูดกลืนกำลังคลื่น rf คาลอริมิเตอร์ประกอบโหลดที่ดูดกลืนของเหลวเช่น น้ำ ซึ่งจะเปลี่ยนกำลังคลื่น rf เป็นความร้อน พร้อมกับใช้ระบบการหมุนเวียน และค่าเฉลี่ยสำหรับวัดค่าการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิของของเหลวที่หมุนเวียน เนื่องจากวิธีการดังกล่าวให้ผลลัพธ์ที่มีความเที่ยงตรงสูง จึงนำมาใช้เป็นวิธีมาตรฐาน อย่างไรก็ตาม ระบบการวัดนี้ยังมีความยุ่งยากซับซ้อนที่ไม่สามารถหิ้วได้อย่างสะดวก



รูปที่ 4.13 วงจรสมมูลย์ ของเครื่องวัดกำลัง rf ของเทอร์มิสเตอร์ (จาก Hewlett Packard, 1978)

จากรูปที่ 4.13 แสดงวงจรสมมูลย์ของระบบเทอร์มิสเตอร์ เทอร์มิสเตอร์ตรวจวัดติดตั้งอยู่ใน c0axial หรือท่อนำคลื่น เทอร์มิสเตอร์ชดเชยอยู่ภายในชุดหน้าสัมผัสความร้อนด้วยกันกับเทอร์มิสเตอร์ตรวจวัดแต่ถูกชีลด์จากกำลังคลื่น rf



รูปที่ 4.14 มิเตอร์วัดกำลังคลื่น rf ด้วย เทอร์มิสเตอร์ (จาก Hewlett Packord, 1978)

รูปที่ 4.14 แสดงมิเตอร์วัดกำลังเทอร์มิสเตอร์โดยใช้บริดจ์กระแสตรงชนิดสมดุลด้วยตัวเอง 2 ชุดบริดร์จะรักษาให้สมดุลโดยการปรับแรงดันไฟฟ้าที่ให้แก่ตัวมัน โดยการไม่ป้อนกำลัง rf ทำให้ V_c เท่ากับ V_{rf0} นั่นคือค่าของ V_{rf} โดยการไม่ได้ป้อนพลังงาน rf หลังจากกระบวนการขั้นต้นกับอุณหภูมิรอบด้านทำการเปลี่ยนในทั้งสองบริดจ์ซึ่งกันและกัน

ถ้าหากกำลังคลื่น rf ถูกเทอร์มิสเตอร์ตรวจวัด ทำให้ V_{rf} ลดลงนั้นคือ

$$P_{rf} = \frac{V^2_{rf0}}{4R} - \frac{V^2_{rf}}{4R} \tag{4.40}$$

เมื่อ R คือความต้านทานของเทอร์มิสเตอร์และดังนั้น

$$V_{rf0} = V_c \tag{4.41}$$

จะได้ว่ากำลังคลื่น rf สามารถคำนวณจาก

$$P_{rf} = \frac{1}{4R}\left(V_c - V_{rf}\right)\left(V_c + V_{rf}\right) \tag{4.42}$$

กรรมวิธีการกระทำทางอิเล็กทรอนิกส์จะทำการคำนวณสัญญาณ ที่ส่งออกมาจากบริดจ์ทั้งสอง

4.2 การวัดค่าพลังงาน

พลังงานที่ส่งไปยังวงจรไฟฟ้าในช่วงเวลา T นิยามโดย

$$E = \int_0^T p(t).dt \tag{4.43}$$

เครื่องมือที่คุ้นเคยมากที่สุดสำหรับใช้วัดพลังงานไฟฟ้าคือ เครื่องวัดวัตต์-ชั่วโมง ซึ่งใช้วัดพลังงานไฟฟ้าที่ส่งไปยังผู้บริโภคโดยผู้ให้บริการไฟฟ้า เทคนิคที่ใช้โดยปกติมากที่สุดคือ มาตรวัดวัตต์-ชั่วโมง แบบเหนี่ยวนำแสดงโครงสร้างดังรูปที่ 4.15(ก) สิ่งจำเป็นพื้นฐานคือมอเตอร์เหนี่ยวนำซึ่งเอาท์พุทจะถูกดูดกลืนโดยระบบเบรกของมันและสูญเสีย ในรูปของความร้อนส่วนที่หมุนเป็นจานอลูมิเนียมและแรงบิดจะผลิตออกมาโดยปฏิกิริยาซึ่งเกิดแก่กันและกันของกระแสวน จะถูกเหนี่ยวนำภายในจานกับโดยสนามแม่เหล็ก แรงบิดขณะใดๆจะได้ความสัมพันธ์ในสัดส่วนเป็น

$$(\phi_v i_l - \phi_l i_v) \tag{4.44}$$

เมื่อ ϕ_v คือฟลักซ์ที่เกิดขึ้นโดยขดลวดแรงดัน ϕ_l คือฟลักซ์ที่เกิดขึ้นโดยขดลวดกระแส i_v คือกระแสวนที่เกิดขึ้นภายในจานโดยขดลวดแรงดัน i_l คือกระแสวนที่เกิดขึ้นภายในจานโดยขดลวดกระแส

ความสัมพันธ์ของปริมาณของสิ่งต่างๆเหล่านี้แสดงดังรูปที่ 4.15(ข) ฟลักซ์ซึ่งเกิดขึ้นที่ขดลวดกระแสอยู่ในเฟสเดียวกับกระแสและฟลักซ์ซึ่งเกิดขึ้นจากขดลวดแรงดัน จะทำการปรับให้ทำมุมตั้งฉากพอดีกับแรงดันที่ให้มาโดยผ่านทางวงแหวนบังขั้วทองแดงบนแม่เหล็กแรงดันไฟฟ้า

แรงบิดเฉลี่ย T_g สามารถแสดงในรูปสัดส่วนตามกำลัง

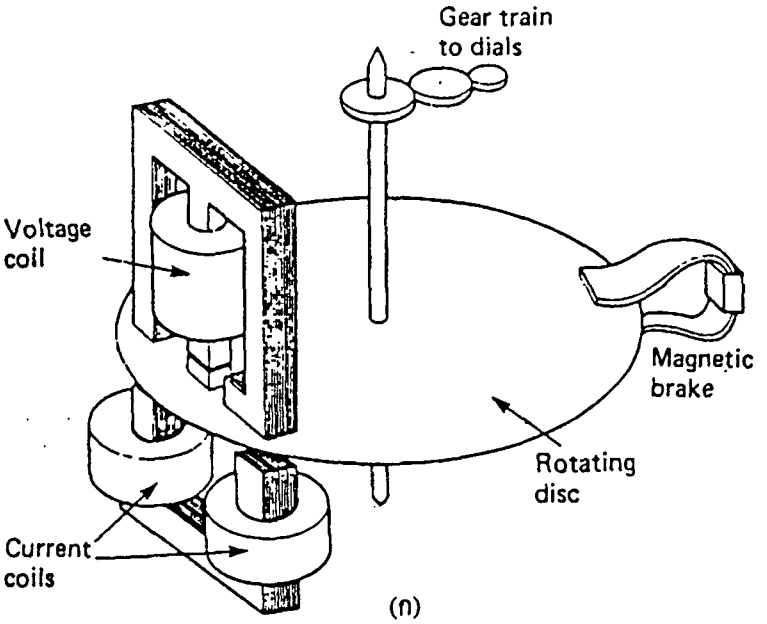
$$T_g \alpha VI\cos\phi \tag{4.45}$$

แรงบิดต้าน T_b เกิดขึ้นโดยการเบรกของกระแสวน ดังนั้นจึงเป็นสัดส่วนกับความเร็วในการหมุนของจาน (N) ดังแสดงในรูปที่ 4.15(ค) ถือว่าแรงบิดที่เกิดขึ้นและแรงบิดเบรกมีค่าเท่ากันคือ

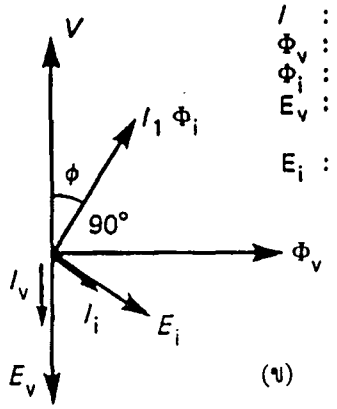
$$T_b = T_g \tag{4.46}$$

และ $N\alpha VI\cos\phi$

ดังนั้นความเร็วในการหมุนของจานจะเป็นสัดส่วนกับกำลังเฉลี่ยและผลรวมของจำนวนรอบการหมุนของจานจะเป็นสัดส่วนกับพลังงานที่ป้อนให้ทั้งหมด จานจะเชื่อมต่อโดยผ่านทางกลไกของเฟืองกับกลไกการนับ ซึ่งสามารถอ่านได้โดยตรงในหน่วยวัตต์ – ชั่วโมง

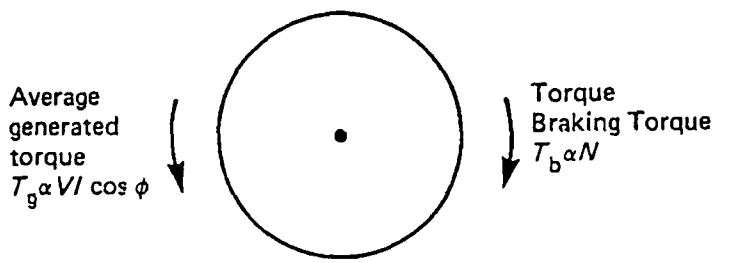


(ก)



(ข)

V : load voltage
I : load current
Φ_v : flux generated by voltage coil
Φ_i : flux generated by current coil
E_v : eddy current generated in disc by voltage coil
E_i : eddy current generated in disc by current coil



(ค)

รูปที่ 4.15 (ก) มาตรวัดวัตต์ - ชั่วโมง

(ข) แผนภาพเฟเซอร์ ของฟลักซ์และกระแสวน ในมาตรวัดวัตต์ - ชั่วโมง

(ค) แรงบิดสมดุลในมาตรวัดวัตต์ – ชั่วโมง

4.3 การวัดค่าตัวประกอบกำลัง

การวัดค่าตัวประกอบกำลัง มีความสำคัญมากในการส่งกำลังในด้านอุตสาหกรรม ทำให้เกิดการลงโทษกับผู้ใช้ที่ทำงานด้วยตัวประกอบที่ไม่มีคุณภาพเพราะว่ามีความต้องการปริมาณของกระแสไฟฟ้าสูงแต่มีการถ่ายทอดพลังงานที่ต่ำ เป็นไปได้ที่จะใช้หลักการของไดนาโมมิเตอร์เพื่อเป็นเครื่องมือที่แสดงถึงตัวประกอบกำลังจะแสดงอยู่ในรูปที่ 4.16 ขดลวดเคลื่อนที่ได้ 2 ชุดมีลักษณะเหมือนกันในด้านโครงสร้างแต่ทำมุมตั้งฉากซึ่งกันและกัน กระแสในขดลวดทั้งสองชุดมีขนาดเท่ากัน แต่มีเวลาต่างกัน 90 องศาในเครื่องมือนี้ไม่มีแรงบิดกลับคืนและระบบขดลวดที่เคลื่อนที่นี้จะปรับแนวของมันเอง จึงทำให้ไม่เกิดผลแรงบิด ดังนั้น

$$VI\cos\phi.\frac{dM_1}{d\theta}+VI\cos(\phi-90^\circ)\frac{dM_2}{d\theta}=0 \tag{4.47}$$

หากการเหนี่ยวนำซึ่งกันและกันระหว่างขดลวดนำกระแสและขดลวดแรงดัน 1 จะกำหนดโดย

$$M_1=k_1\cos\theta \tag{4.48}$$

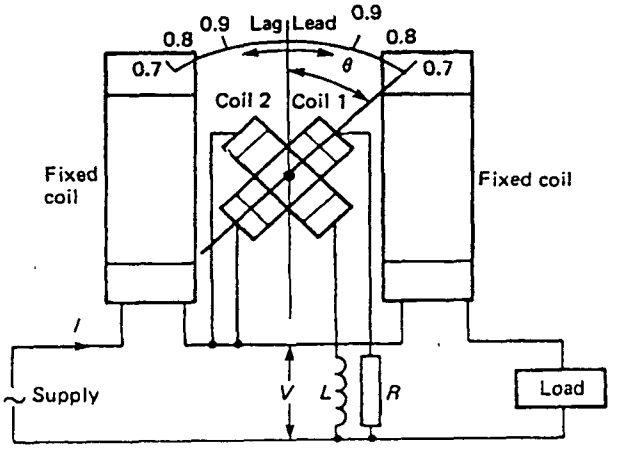
และหากการเหนี่ยวนำซึ่งกันและกันระหว่างขดลวดนำกระแสและขดลวดแรงดัน 2 กำหนดโดย

$$M_2=k_1\sin\theta \tag{4.49}$$

ดังนั้นตำแหน่งที่หยุดนิ่งของเครื่องมือวัดตัวประกอบกำลังจะเกิดขึ้นเมื่อ

$$\theta=\phi \tag{4.50}$$

โดยปกติหน้าปัดของเครื่องมือจะถูกปรับแต่งในรูปของตัวประกอบกำลัง ดังแสดงในรูปที่ 4.16 วิธีการนี้สามารถนำไปใช้ในการวัดค่าตัวประกอบกำลังในโหลด 3 เฟสได้ (GOLDING และ WIDDIS, 1963)



รูปที่ 4.16 เครื่องวัดตัวประกอบกำลัง

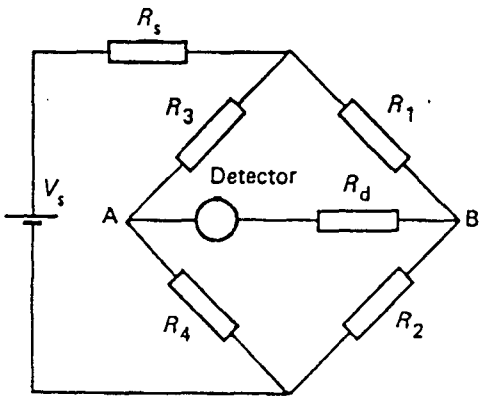
บทที่ 5

การวัดค่าความต้านทาน ความจุไฟฟ้า ความเหนี่ยวนำ และอิมพีแดนซ์

เทคนิคที่ใช้โดยทั่วๆ ไปมากที่สุดในการวัดค่าปริมาณเหล่านี้เป็นการของบริดจ์ คำว่าบริดจ์ อ้างถึงว่าในการวัดค่าที่จุดสองจุดในวงจรถูกเชื่อมโยงโดยตัวตรวจวัดซึ่งทำการตรวจวัดทั้งความต่างศักย์และที่ศูนย์ระหว่างจุดสองจุดนั้น บริดจ์ใช้อย่างกว้างขวางโดยห้องทดลองมาตราฐานระดับชาติเพื่อจัดทำมาตรฐานทางไฟฟ้าโดยการปรับให้สะดวกขึ้นและการเปรียบเทียบซึ่งกันและกันของมาตรฐานและมาตราฐานระดับรอง บริดจ์จะถูกใช้ในการวัดค่าความต้านทาน ความจุและความเหนี่ยวนำของส่วนประกอบที่มีอยู่จริงและทำโดยการเปรียบเทียบด้วยมาตรฐานของปริมาณเหล่านั้น สำหรับรายละเอียดโครงสร้างตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่เป็นมาตรฐานผู้อ่านควรจะศึกษาได้จาก Hague กับ Foord (1971) และ Dix กับ Bailey (1975) ในตัวตรวจวัดจำนวนมากที่ให้ค่าเอาท์พุทเป็นปริมาณที่ไม่เป็นไฟฟ้านั้น จะทำการเปลี่ยนแปลงที่สอดคล้องกันในรูปความต้านทาน ความจุหรือความเหนี่ยวนำ และสิ่งนี้ได้นำไปสู่การใช้บริดจ์อย่างกว้างขวางในการวัดค่าต่างๆ ทางวิทยาศาสตร์และอุตสาหกรรม

5.1 การวัดโดยบริดจ์กระแสตรง

วีทสโตนบริดจ์ (Wheatstone bridge) เป็นรูปแบบอย่างง่ายของบริดจ์ความต้านทานกระแสตรงสี่แขน ซึ่งเหมาะสำหรับวัดความต้านทานในช่วงระหว่าง 1 โอห์ม ถึง 10 เมกะโอห์ม แสดงดังรูปที่ 5.1 วงจรบริดจ์สามารถใช้ในโหมดสมดุลที่จุดศูนย์หรือโหมดการเบี่ยงเบน



รูปที่ 5.1 วีทสโตนบริดจ์.

ในโหมดสมดุลจะทำการวัดค่าความต้านทาน R_1 และ R_3 ที่เป็น การเปลี่ยนแปลงตามมาตรฐานความต้านทาน ส่วน R_2 และ R_4 จะกำหนดเป็นอัตราส่วน

เครื่องวัดอาจจะใช้กัลวานอมิเตอร์หรือหาค่าทางอิเล็กทรอนิกส์นั้นก็ คือใช้การตรวจวัดที่ความต่างศักย์ระหว่างจุด A กับจุด B ของบริดจ์ จะมีผลเป็นศูนย์เมื่อ

$$R_1 = \frac{R_2}{R_4}.R_3 \tag{5.1}$$

บริดจ์จะเป็นความสมดุล แบบมือและอัตโนมัติที่ใช้สัญญาณเอาท์พุทจากตัวตรวจวัดในลูปป้อนกลับเพื่อหาตำแหน่งศูนย์

ที่ตำแหน่งศูนย์จะเป็นอิสระของความต้านทาน R_s ค้านแหล่งจ่ายแรงดันหรือความไวหรือความต้านทานอินพุท R_d ของตัวตรวจวัดการหาค่า

อย่างไรก็ตามควรพิจารณาที่ความเที่ยงตรงด้วยการพิจารณาสภาวะสมดุล ส่วนความไว S ของวงจรบริดจ์สามารถ แสดงเป็น

$$\text{S} = \frac{\text{แรงดันเอาท์พุทบริดจ์} V_{out} \text{สำหรับการเปลี่ยนแปลง} \Delta R_1 \text{ใน} R_1}{\text{แหล่งจ่ายแรงดันบริดจ์}} \tag{5.2}$$

ใกล้สภาวะสมดุล เมื่อให้ส่วนที่เปลี่ยนไปเป็น R_1 ดังนั้น

$$\delta = \frac{\Delta R_1}{R_1} \tag{5.3}$$

ความไวสามารถทำได้เป็น

$$S = \frac{\delta R_d}{\sum_{i=1}^{4} R_i + R_d\left[2+\left(R_2/R_4\right)+\left(R_4/R_3\right)\right] + R_s\left[2+\left(R_3/R_1\right)+\left(R_1/R_3\right)\right] + R_D R_S \sum_{I=1}^{4}\left(1/R_i\right)} \tag{5.4}$$

ส่วนการตรวจวัดทางอิเล็กทรอนิกส์นั้น R_d สามารถทำให้มีค่ามากและถ้า R_s มีขนาดเล็กน้อยดังนั้น S จะกำหนดเป็น

$$S = \frac{\delta}{\left[2+\left(R_3/R_4\right)+\left(R_4/R_3\right)\right]} \tag{5.5}$$

โดยมีค่าสูงสุดของ $\delta/4$ เมื่อ $\left(R_3/R_4\right)=1$

โหมดไม่สมดุลดังรูปที่ 5.2 (ก) เป็นการใช้ด้วยเกจวัดความเครียด(strain gauge) R_1 เป็นตัวต้านทานของการวัดความเครียด และ R_2 เป็นเกจวัดอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงเหมือน R_1 แต่ไม่มีผลกับความเครียด ที่แรงดันเอาท์พุทจากบริดจ์กำหนดเป็น

$$V_{out} = \frac{V_s}{2}\left\{1 - \frac{1}{(1+(\delta/2))}\right\} \tag{5.6}$$

โดยที่

$$\delta = \frac{\Delta R}{R} \tag{5.7}$$

เมื่อให้ $\delta \leq 1$ แรงดันเอาท์พุทของบริดจ์เป็นเส้นตรงตามการเปลี่ยนแปลงในความต้านทาน ดังนั้น

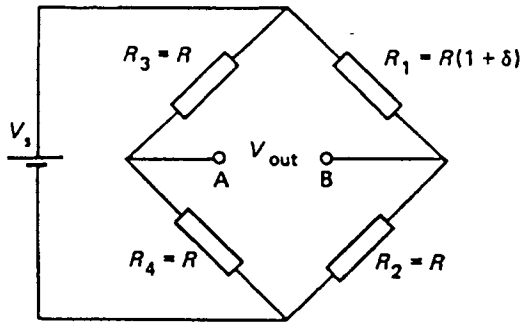
$$V_{out} = \frac{V_s}{4}.\delta \tag{5.8}$$

ความร้อนจำเพาะที่เกิดขึ้นจะเป็นตัวจำกัดแหล่งจ่ายแรงดันบริดจ์ และเป็นเหตุผลที่แรงดันเอาท์พุทด้วยตัวขยายแรงดันเอาท์พุทของบริดจ์ มีค่า common-mode rejecting ratio (CMRR)สูงโดยขยายตั้งแต่เอาท์พุทจากบริดจ์อยู่ในค่าเล็กน้อยและแบบสุญญาณที่ป้อนให้ตัวขยายสัญญาณคือ $V_s/2$ โดยรายละเอียดของตัวขยายสัญญาณเหมาะที่จะใช้สำหรับตัวตรวจวัดบริดจ์สามารถพบในส่วนของตัวขยายสัญญาณในหนังสือวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์เกี่ยวกับวงจรรวม

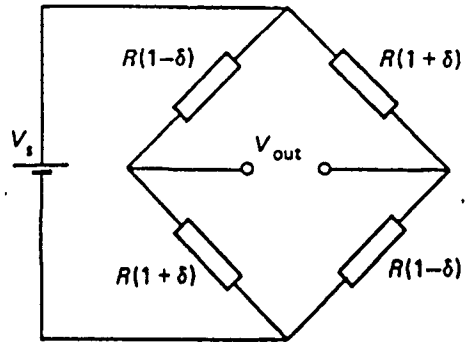
เอาท์พุทจากบริดจ์การวัดค่าความเครียดสามารถเพิ่มค่าได้ ถ้าเกจ 4 ตัว โดยที่เกจ 2 เป็นการวัดแรงดึงและเจอีก 2 ตัวเป็นการวัดแรงอัดตัว รูปที่ 5.2 (ข) ที่เอาท์พุทบริดจ์สามารถกำหนดได้เป็น

$$V_{out} = V_s.\delta \tag{5.9}$$

เกจวัดค่าความเครียดและเครื่องมือวัดอุณหภูมิที่ให้ค่าเป็นความต้านทานนั้นจะเชื่อมต่อด้วยสายตัวนำในระยะที่เหมาะสม จากบริดจ์ เพราะว่าความยาวของตัวนำจะมีความต้านทาน ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิ รูปที่ 5.3 แสดงการใช้วีทสโตนบริดจ์ ในการวัดค่าความต้านทาน 3 ตัวอย่างดูเหมือนว่าผลใกล้เคียงกับค่าสมดุล ในค่าความต้านทานตัวอย่างและอุณหภูมิเปลี่ยนแปลงด้วยการประมาณค่าที่ตัดออกของตัวมัน และตัดผลการเสื่อมลงของบริดจ์ที่ จากไปจากสภาวะสมดุล รูปที่ 5.4 แสดงการใช้บริดจ์ของ Smith และMuller ที่กำจัดความต้านทาน ตัวอย่างของเทอร์โมมิเตอร์สี่ความต้านทานตัวอย่างซึ่งเป็นโลหะ platinum

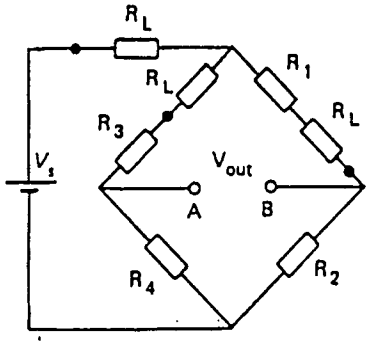


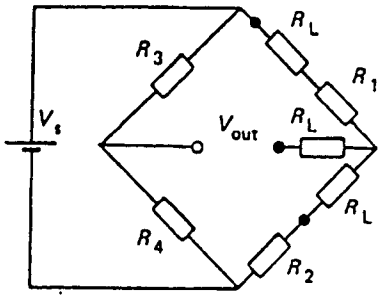
(ก)



(ข)

รูปที่ 5.2 (ก) วีทสโตนบริดจ์ แบบไม่สมดุล
(ข) วีทสโตนบริดจ์ แบบไม่สมดุลที่มีการเพิ่มความไวขึ้น





รูปที่ 5.3 เครื่องวัด วีทสโตนบริดจ์ แบบการวัดสามตัวอย่าง

R_1 เป็นความต้านทานไม่รู้ค่า
R_L ความต้านทานตัวอย่าง
ต่อ R_1 , $R_4 = R_2$
สภาวะสมดุล

R_1 เป็นความต้านทานไม่รู้ค่า
R_L ความต้านทานตัวอย่าง
ต่อ R_1 , $R_3 = R_4$
สภาวะสมดุล

$$\frac{R_1 + R_L}{R_2} = \frac{R_3 + R_L}{R_4}$$

$$\therefore \quad R_1 = R_3$$

สภาวะไม่สมดุล

$$R_2 = R_3 = R_4 = R$$

$$R_1 = R(1+\delta)$$

$$V_{out} = \frac{V_S \delta}{4}(1-\delta)$$

$$\beta = \frac{R_L\left[R(4+\delta)+R_L\right]}{R^2(3+2\delta)+RR_L(4+\delta)+R_L}$$

$$\frac{R_1 + R_L}{R_2 + R_L} = \frac{R_3}{R_4}$$

$$\therefore \quad R_1 = R_2$$

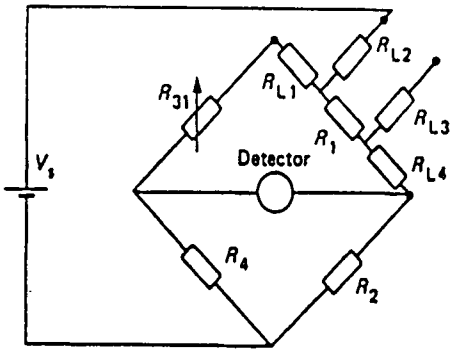
สภาวะไม่สมดุล

$$R_2 = R_3 = R_4 = R$$

$$R_1 = R(1+\delta)$$

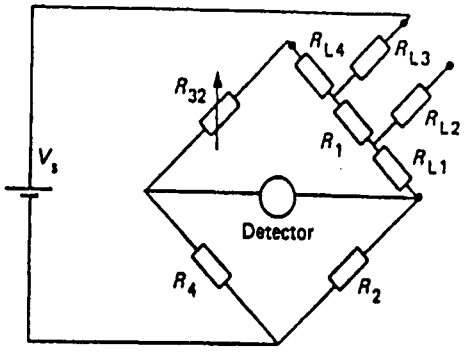
$$V_{out} = \frac{V_S \delta}{4}(1-\delta)$$

$$\beta = \frac{R_L}{R_L + R\left[1+(\delta/2)\right]}$$



สภาวะสมดุล

$$R_1 + R_{L4} = R_{31} + R_{L1}$$

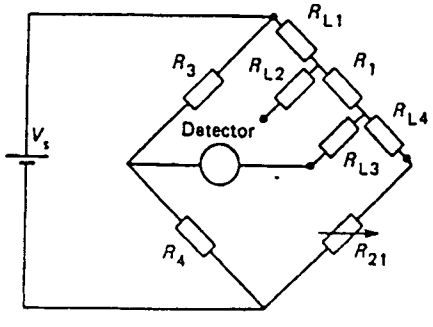


(ก)

สภาวะสมดุล

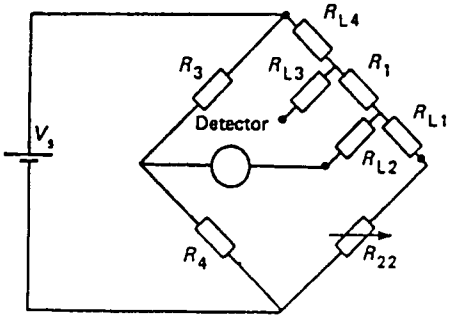
$$R_1 + R_{L1} = R_{32} + R_{L4} \quad \text{ดังนั้น} \quad R_1 = \frac{R_{31} + R_{32}}{2}$$

R_1 เป็นตัวที่ไม่รู้ค่าความต้านทาน ; $R_3 = R_4 : R_{L1}, R_{L2}, R_{L3}, R_{L4}$ เป็นความต้านทานตัวอย่าง



สภาวะสมดุล

$$R_1 + R_{L4} = R_{21} + R_{L1}$$



(ข)

สภาวะสมดุล

$$R_1 + R_{L4} = R_{22} + R_{L1} \quad \text{ดังนั้น} \quad R_1 = \frac{R_{21} + R_{22}}{2}$$

รูปที่ 5.4 (ก) Smith บริดจ์ แบบวัดค่าความต้านทานสี่ตัวอย่าง

(ข) Muller บริดจ์แบบ 4 ตัวนำ วัดค่าความต้านทานสี่ตัวอย่าง

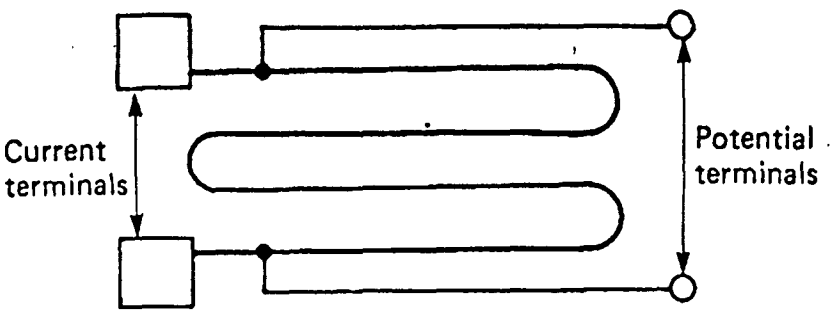
5.1.1 การวัดค่าความต้านทานต่ำ

การสัมผัสความต้านทานเป็นเหตุให้เกิดความผิดพลาดในการวัดค่าความต้านทานต่ำและเพื่อที่จะให้ความเที่ยงตรงในการวัดค่าความต้านทานจึงจำเป็นที่ใช้เทคนิค 4 ขั้วต่อ แสดงดังรูปที่ 5.5โดยสองขั้วต่อด้านนอก จะใช้แหล่งจ่ายกระแสตามค่าความต้านทานและสองขั้วต่อเป็นขั้วต่างศักย์ ซึ่งจะปกคลุมค่าความต้านทานที่กำหนดขึ้น

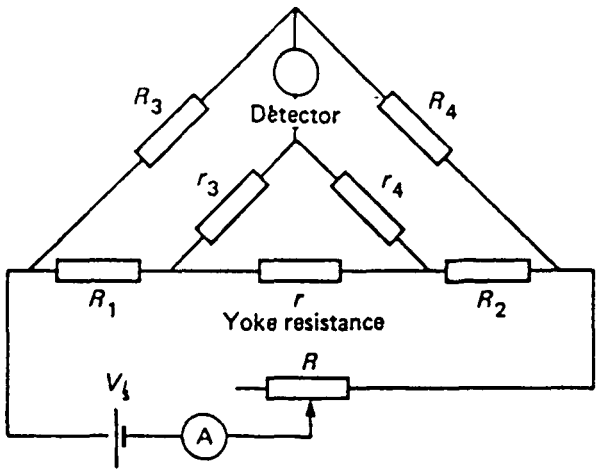
การวัดค่าความต้านทานต่ำจะใช้เคลวินบริดจ์แบบคู่แสดงดังรูปที่ 5.6 (ก) R_1 เป็นค่าความต้านทานที่มาจากการวัดค่าและ R_2 เป็นค่าความต้านทานแบบมาตรฐานที่มีขนาดเหมือนกับ R_1 ในการเชื่อมต่อระหว่างตัวมันซึ่งบางครั้งอ้างอิงถึงyoke ที่มีค่าความต้านทาน r จะเห็นได้ว่ากระแสผ่าน R_1 และ จะกำหนดโดย R, R_3, R_4, r_3, r_4 ค่าความต้านทาน 4 ตัวของอันใดอันหนึ่งที่ R_3 และ r หรือ R_4 และ r_4 จะแปรผันโดยที่ซึ่ง

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{r_3}{r_4} \tag{5.10}$$

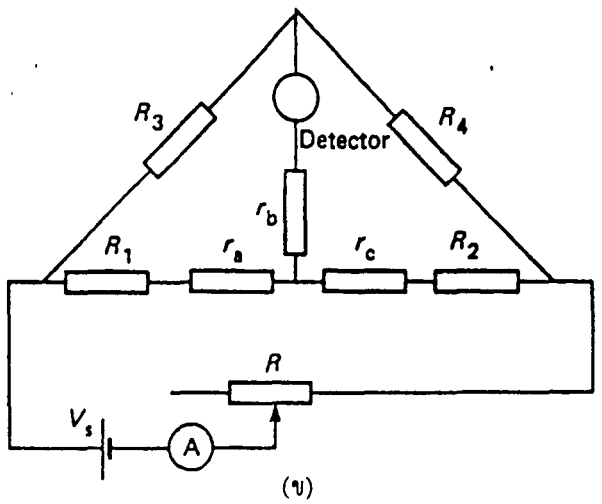
รูปที่5.6(ข) โดยใช้การแปลงจากเดลต้าเป็นวายโดยประยุกต์กับบริดจ์นั้นจะมีการจัดการค่าความต้านทาน yoke ระหว่าง 2 ด้านของบริดจ์ที่สภาะสมดุลเป็นการกำหนดให้



รูปที่ 5.5 ความต้านทานสี่ขั้วต่อ



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.6 (ก) เคลวินบริดจ์แบบคู่

(ข) วงจรสมมูลย์ของ เคลวินบริดจ์แบบคู่

$$\frac{R_1 + r_a}{R_2 + r_c} = \frac{R_3}{R_4}; \qquad r_a = \frac{r_3 . r}{\left(r_3 + r_4 + r\right)};$$
$$r_c = \frac{r_4 . r}{\left(r_3 + r_4 + r\right)} \tag{5.11}$$

และดังนั้นตัวที่ไม่สามารถรู้ค่าของความต้านทาน R_1 จะมีค่าโดย

$$R_1 = \frac{R_3}{R_4}(R_2 + r_c) - r_a$$
$$= \frac{R_3}{R_4}.R_2 + \frac{r_4.r}{r_3 + r_4 + r}\left(\frac{R_3}{R_4} - \frac{r_3}{r_4}\right) \quad (5.12)$$

ในเทอมที่เกี่ยวข้องกับค่าความต้านทาน r สามารถทำให้เล็กลงโดยทำ r ให้น้อยลงและทำให้

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{r_3}{r_4} \quad (5.13)$$

บริดจ์สามารถใช้ทำการวัดค่าความต้านทานจาก 0.1 $\mu\Omega$ ถึง 1 โอห์ม เพื่อความแม่นยำสูงสุด เกิดจากผลของอุณหภูมิที่ผลิตแรงเคลื่อนไฟฟ้า สามารถกำจัดโดยกลับกระแสใน R_1 และ R_2 กับความสมดุลบริดจ์โดยที่ค่า R_1 เป็นค่าเฉลี่ยของทั้ง 2 ค่าการวัด

5.1.2 การวัดค่าความต้านทานสูง

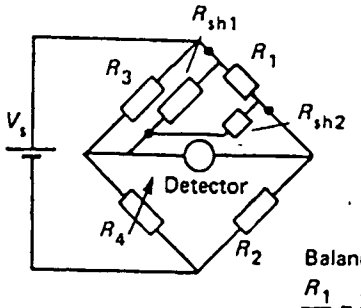
ตัวแปลงวีทสโตนบริดจ์ สามารถใช้วัดค่าความต้านทานสูงสุดถึง 10^{15} โอห์ม แต่ก็มีปัญหาเกิดขึ้นคือ เป็นเรื่องที่ยากของการสร้างตัวต้านทานค่าสูงที่เป็นมาตรฐานแบบเสถียร

ปัญหาของความคงที่สูงของความต้านทานสามารถแก้ไขโดยใช้บริดจ์ด้วยค่าต่ำๆและดังนั้นจะมีค่าความต้านทานที่คงที่อีกมากมาย ตัวอย่างที่ต่อกับบริดจ์จะให้ค่าอัตราส่วนที่สูงมาก และเป็นเหตุให้ความไวลดลงจากการทำของบริดจ์เมื่อใช้ R_4 ที่สามารถปรับค่าได้ ดังนั้น $R_1 \to \infty, R_4 \to 0$

การรั่วซึมของตัวต้านทานขนานจะทำให้ความต้านทานรั่วซึมที่ตกคร่อมตัวอย่างด้วยที่ขั้วต่อของบริดจ์และมีการตกคร่อมภายในตัวเองด้วยความต้านทานที่ไม่รู้ค่า โดยที่ค่าความต้านทานสูงที่เป็นมาตรฐานจะมีโครงสร้างด้วย 3 ขั้วต่อ

บริดจ์ที่มีการจัดในรูปที่ 5.7 (ก) R_{sh1} ขนาน R_3 และถ้า $R_1 \geq R_3$ นี้คือ วิธีการต่อที่ทำให้เกิดผลการลดลงการรั่วซึมของความต้านทาน มีเพียงผลของ R_{sh2} ที่เป็นการลดความไวของสภาวะสมดุล

รูปที่ 5.7 (ข) แสดงดีซีจากการจัดลงดินของ Wagnerใช้กำจัดผลของการรั่วซึมของความต้านทาน บริดจ์ที่สมดุลเกี่ยวข้องกับการตรวจวัดที่ตกคร่อม BC โดยปรับ R_6 และด้วยความสมดุลกันของบริดจ์กับการตรวจวัดที่ตกคร่อม AB โดยการปรับ R_4



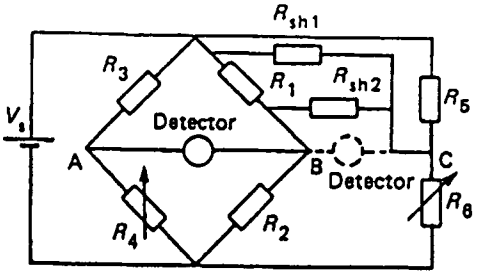
Balance condition:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3 \| R_{sh1}}{R_4}$$

$$R_1 = \frac{R_3 R_{sh1}}{R_3 + R_{sh1}} \frac{R_2}{R_4}$$

(ก)

Error $\simeq \frac{R_3}{R_{sh1}} \times 100\%$



Balance conditions:
With detector across AB

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

With detector across BC

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_{sh1} \| R_5}{R_6}$$

(ข)

รูปที่ 5.7 (ก) วีทสโตนบริดจ์สำหรับใช้กับความต้านทานสูงแบบสามขั้วต่อ
(ข) การจัดบริดจ์ดีซีแบบลงดินของ Wagner

กระทำหลายครั้งจนกระทั่งเกิดความสมดุลภายใต้สภาวะทั้ง 2 โดยสภาวะแรกเป็นการแน่ใจว่าไม่มีความต่างศักย์ตกคร่อม R_{sh2} ดังนั้นจะไม่มีกระแสไหลผ่านตัวมัน

5.2 วงจรสมมูลกระแสสลับของตัวความต้านทาน ตัวเก็บประจุและตัวนำ

ความต้านทาน ความจุและตัวนำที่แท้จริงนั้นจะไม่เป็นส่วนประกอบเพียงอย่างเดียวจะเป็นการรวมเข้าด้วยกันของอุปกรณ์ 3 ตัวทางด้านอิมพีแดนซ์ ตัวอย่างเช่นความต้านทานอาจจะมีทั้งตัวเก็บประจุและตัวนำที่ปนเข้ามาดังรูปที่ 5.8 แสดงวงจรสมมูลที่สมบูรณ์ของความเป็นทางฟิสิกส์ของส่วนประกอบทั้ง 3 กับตัวอย่างวงจรสมมูล ซึ่งเป็นการใช้ร่วมกัน สำหรับรายละเอียดเพิ่มเติมของวงจรสมมูลสามารถหาอ่านจาก Oliver และ Cage (1971) ที่ความถี่8jkหนึ่งนั้นบางส่วนประกอบทางฟิสิกส์สามารถแทนด้วย

ค่าของอิมพีแดนซ์เชิงซ้อน $Z = R \pm jx$ หรือแอดมิตแตนซ์ และมันจะเข้าไปได้ $Y = G \mp jb$ โดย $Y = 1/Z$ และ $Z = 1/Y$ ดังนั้น

$$R = \frac{G}{G^2 + B^2}; \quad X = \frac{-B}{G^2 + B^2} \tag{5.14}$$

และ

$$G = \frac{R}{R^2 + X^2}; \quad B = \frac{-X}{R^2 + X^2} \tag{5.15}$$

จากตัวแทนทั้ง2 ของการพิจารณาส่วนประกอบที่วงจรสมมูลอนุกรมและขนานถ้ากำหนดความถี่ให้ ดังนั้นอิมพีแดนซ์ คือ $Z = R + jx$ นั่นคือวงจรสมมูลที่ความถี่ใดในเทอมของส่วนประกอบทางอุดมคติจะเป็นความต้านทานต่ออนุกรมหรือด้วยค่าตัวนำจะแสดงในรูปที่ 5.9 (ก) นี่คือการทำให้เป็นกฎเกณฑ์ระหว่าง 2 ค่าตัวแทนส่วนอิมพีแดนซ์ที่กำหนดไว้ในความถี่เป็น $Z = R - jx$ นั้นจะเป็นวงจรสมมูลทั้งอนุกรมหรือขนานที่รวมด้วยตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุในรูปที่ 5.9 (ข) ตัวประกอบคุณภาพQ เป็นตัวบอกถึงความสามารถขององค์ประกอบเชิงเหนี่ยวนำที่ทำหน้าที่เป็นตัวเก็บพลังงานที่บริสุทธิ์ถูกนิยามว่า

$$\text{Q} = \frac{2\pi \text{X พลังงานสูงสุดใน 1 ไซเกิล}}{\text{พลังงานสูญเสียใน 1 ไซเกิล}} \tag{5.16}$$

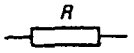
ตัวประกอบที่สูญเสีย D กำหนดโดย

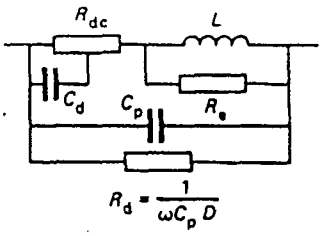
$$D = \frac{1}{Q} \tag{5.17}$$

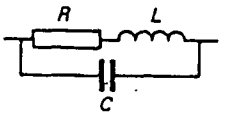
นั่นคือ Q และ P เป็นตัวประกอบสำหรับการต่ออนุกรมและขนานของตัวนำและค่าประจุได้ดังรูปที่ 5.9 จากรูปนี้สามารถเห็นได้ว่า Q ให้เป็น $\tan\phi$ และ D เป็น $\tan\delta$ โดยที่ δ คือ ค่ามุมที่สูญเสีย โดยทั่วๆไป ปริมาณของค่าความนำเป็นการวัดค่าโดยที่ตัวประกอบ Q และปริมาณของความจุโดยเป็นค่าที่ D หรือ ค่ามุมสูญเสีย

ส่วนประกอบทางอุดมคติ	ความเป็นจริงทางฟิสิกส์ของวงจรสมมูล	ตัวอย่างวงจรสมมูล

Resistance







R_{dc} : ตัวต้านทานไฟฟ้ากระแสตรง

R_e : การสูญเสียของกระแสไหลวนและผลการเปลี่ยนแปลงบนพื้นผิว

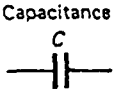
R_d : การสูญเสียของฉนวนใน C_p และ C_d

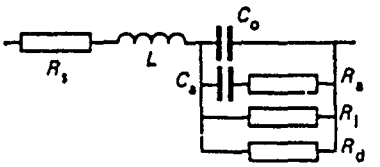
L : ความเหนี่ยวนำ

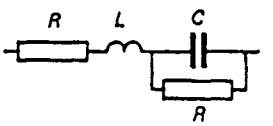
C_p : ค่าตัวเก็บประจุรวม

C_d : ค่าตัวเก็บประจุกระจาย

Capacitance







C_o : ตัวเก็บประจุไฟฟ้าสถิต

C_s : ค่าที่เพิ่มขึ้นใน C_o เนื่องจากขั้วต่อภายในด้วยเวลาที่ R_gC_s

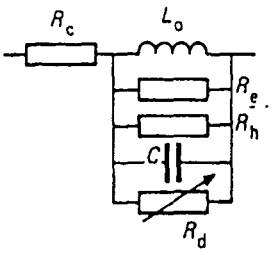
L : ความเหนี่ยวนำอนุกรม

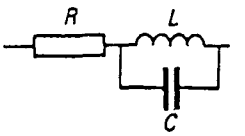
R_s : ความต้านทานอนุกรม

R_l : ความต้านทานกระแสรั่วซึม

R_d : การสูญเสียของฉนวน

Inductance





L_o :ความเหนี่ยวนำ

R_c : ความต้านทานของสาย

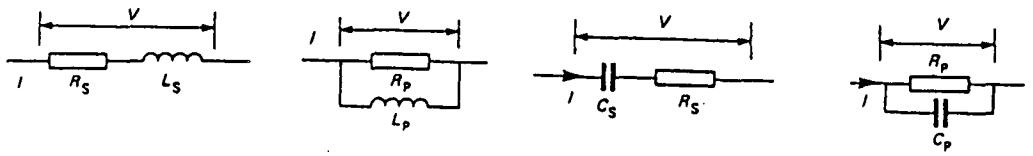
R_c : การสูญเสียเนื่องจากกระแสวน

R_h : การสูญเสียฮีสเตอร์รีซีส

C : ความจุ

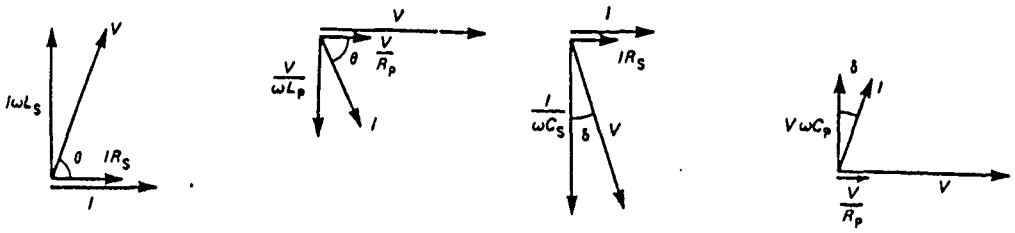
R_d : การสูญเสียของฉนวน

รูปที่ 5.8 วงจรสมมูลของ ความต้านทาน , ความจุ และ ความเหนี่ยวนำ



$$L_S = \frac{R_P^2}{R_P^2 + \omega^2 L_P^2}.L_P \qquad L_P = \frac{R_S^2 + \omega^2 L_S^2}{\omega^2 L_P^2}.L_S \qquad C_S = \frac{1+\omega^2 C_P^2 R_P^2}{\omega^2 C_P^2 R_P^2}.L_P \qquad C_P = \frac{1}{1+\omega^2 C_S^2 R_S^2}.C_S$$

$$R_S = \frac{\omega^2 L_P^2}{R_P^2 + \omega^2 L_P^2}.R_P \qquad R_P = \frac{R_S^2 + \omega^2 L_S^2}{R_S^2}.R_S \qquad R_S = \frac{1}{1+\omega^2 C_P^2 R_P^2}.R_P \qquad R_S = \frac{1+\omega^2 C_S^2 R_S^2}{\omega^2 C_S^2 R_S^2}.R_S$$



$$Q = \frac{\omega L_S}{R_S} = \tan\theta \qquad Q = \frac{R_P}{\omega L_P} = \tan\theta \qquad D = \frac{1}{Q} = \omega C_S R_S = \tan\theta \qquad D = \frac{1}{Q} = \frac{1}{\omega C_P R_P} = \tan\theta$$

$$\therefore L_S = \frac{Q^2}{1+Q^2}.L_P \qquad \therefore L_S = \frac{1+Q^2}{Q^2}.L_S \qquad \therefore C_S = \left(1+D^2\right).C_P \qquad \therefore C_P = \frac{1}{1+D^2}.C_S$$

$$R_S = \frac{1}{1+Q^2}.R_P \qquad R_P = \left(1+Q^2\right).R_S \qquad R_S = \frac{D^2}{1+Q^2}.R_P \qquad R_P = \frac{1+D^2}{D^2}.R_S$$

รูปที่ 5.9 (ก) วงจรสมมูลตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำแบบขนานและ อนุกรม

(ข) วงจรสมมูลตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ แบบขนาน และอนุกรม

5.3 การวัดด้วยบริดจ์กระแสสลับสี่แขน

ถ้าค่าความต้านทานจากอุปกรณ์ของวีทสโตนบริดจ์แทนโดยค่าอิมพีแดนซ์และจากแหล่งกำเนิดกระแสตรงแล้วแทนตัวตรวจวัดด้วยกระแสสลับสมมูล แสดงดังรูปที่ 5.10 โดยที่ Z_1 เป็นตัวไม่รู้ค่าอิมพีแดนซ์ ดังนั้นที่สภาวะสมดุลจะกำหนดโดย

$$Z_1 \frac{Z_2 Z_3}{Z_4} \qquad \text{and} \qquad R_1 + jX_1 = \frac{(R_2 + jX_2)(R_3 + jX_3)}{(R_4 + jX_4)} \tag{5.18}$$

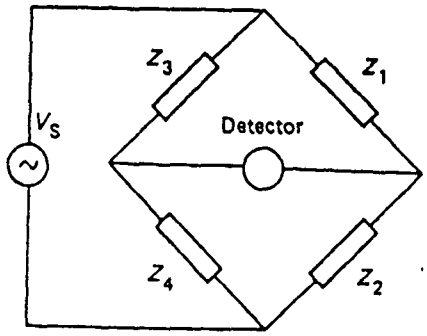
หรือ

$$|Z_1| = \frac{|Z_2||Z_3|}{|Z_4|}$$
$$\angle Z_1 = \angle Z_2 + \angle Z_3 - \angle Z_4$$

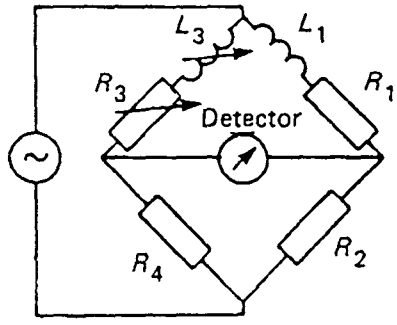
(5.19)

การกำหนดบริดจ์ส่วนมากทำตามข้อตกลงจากโครงสร้างของ Ferguson เนื่องจากไม่รู้ค่าอิมพีแดนซ์ 2 ตัว คือ R_1 และ X_1 ดังนั้น ทำการปรับ 2 ตัวแปร จาก 6 ตัวแปรที่ว่างอยู่ทางขวามือ ของสมการสมดุลถ้าปรับตาวแปรแต่ละตัวแปรของค่าอิมพีแดนซ์ที่ไม่รู้อย่างอิสระจากนั้นควรจะปรับในกิ่งเหมือนกัน แล้วปรับค่าตัวแปร X_1 R_2 ให้เหมือนกับ ปรับค่า R_3 X_3 ด้วยเหตุนี้บริดจ์สี่แขนสามารถแบ่งเป็น 1 จาก 2 แบบ ซึ่งเป็นบริดจ์อัตราส่วนหรือบริดจ์ผลคูณ

ในบริดจ์อัตราส่วนจะทำการปรับค่าองค์ประกอบที่ Z_2 หรือ Z_3 ด้วยอิมพีแดนซ์ที่ไม่รู้ตาม อัตราส่วน Z_3 / Z_4 หรือ Z_2 / Z_4 จะต้องเป็นจริงหรือส่วนจินตภาพแต่ไม่เป็นเชิงซ้อนจาก 2 องค์ประกอบในสภาวะสมดุลอย่างอิสระ ในบริดจ์ผลคูณโดยที่สมดุลจะเป็นการปรับองค์ประกอบใน Z_4 ซึ่งขัดตรงกันข้ามกับที่ไม่รู้ค่าสำหรับการปรับให้เป็นอิสระตามความต้องการนั้น $Z_2 Z_3$ จะต้องเป็นจริงหรือส่วนจินตภาพแต่ไม่เป็นเชิงซ้อน

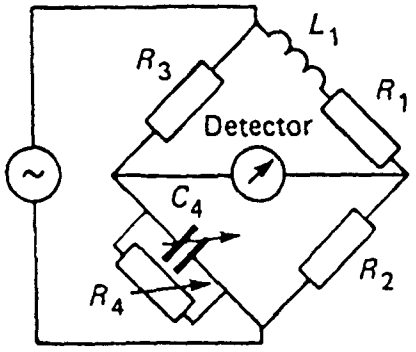


รูปที่ 5.10 บริดจ์กระแสสลับสี่แขน

บริดจ์	วงจร	เงื่อนไขความสมดุล
Maxwell		$L_1 = \frac{R_2}{R_4} L_3$ $R_1 = \frac{R_2}{R_4} R_3$

บริดจ์อัตราส่วนกับตัวเหนี่ยวนำและตัวต้านทานที่มาตรฐานสำหรับวัดอนุกรมความเหนี่ยวนำและความต้านทานที่ไม่รู้ค่าของตัวเหนี่ยวนำ เงื่อนไขความสมดุลคือความถี่อิสระและไม่สนใจแหล่งจ่ายที่บริสุทธิ์ จากรูปแบบขนานของบริดจ์สามารถใช้วัดของอุปกรณ์ที่ขนานของความเหนี่ยวนำไม่รู้ค่า

Maxwell-Wien



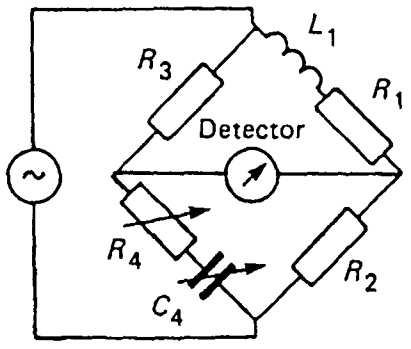
$$L_1 = R_2 R_3 C_4$$

$$R_1 = \frac{R_2 R_3}{R_4}$$

$$Q_1 = \omega C_4 R_4$$

บริดจ์ผลคูณนี้ใช้ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานมาตรฐานสำหรับวัดที่เป็นอนุกรมความเหนี่ยวนำและความต้านทานที่ไม่รู้ค่าของตัวเหนี่ยวนำเป็นเครื่องวัดความเหนี่วนำที่ใช้อย่างกว้างขวาง ถ้า C_4 และ R4 จะเป็นการปรับเปลี่ยน วงจรบริดจ์ให้วัด L_1 และ R_1 ส่วน R_4 และ R_2 หรือ R_3 ปรับเปลี่ยนวงจรบริดจ์จะวัด L_1 และ Q_1

Hay



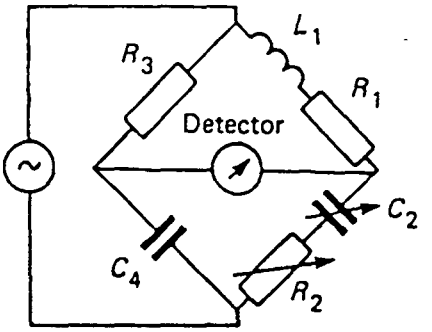
$$L_1 = \frac{R_2 R_3 C_4}{1 + \omega^2 C^2{}_4 R^2{}_4}$$

$$R_1 = \frac{R_2 R_3 \omega^2 C^2{}_4 R_4{}^2}{\left(1 + \omega^2 C^2{}_4 R^2{}_4\right)}$$

$$R_1 = \frac{1}{\omega R_4 R_4}$$

บริดจ์ผลคูณใช้ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานมาตรฐานสำหรับวัดอนุกรมความเหนี่ยวนำและความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำที่ไม่รู้ค่า เหมาะสำหรับวัดความเหนี่ยวนำกระแสสลับในส่วนที่มีการไบอัสกระแสตรงยังใช้วัดความเหนี่ยวนำด้วยค่า L สูง และ Q

Owen

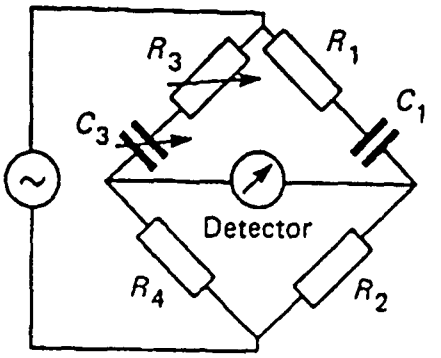


$$L_1 = C_4 R_3 . R_2$$

$$G_1 = \frac{1}{R_1} = \frac{1}{C_4 R_3} . C_2$$

บริดจ์อัตราส่วนใช้ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานมาตรฐานสำหรับวัดอนุกรมความเหนี่ยวนำและความจุของตัวเหนี่ยวนำที่ไม่รู้ค่า เป็นบริดจ์ที่ให้ความแม่นยำสูง

Series Capacitance component bridge



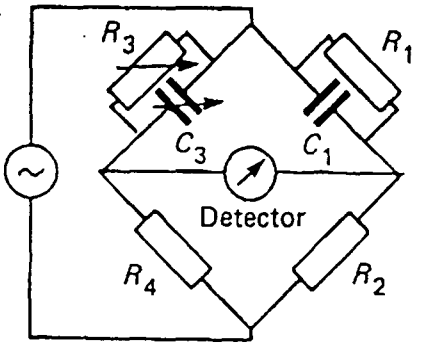
$$C_1 = \frac{R_4}{R_2} . C_3$$

$$R_1 = \frac{R_2}{R_4} R_3$$

$$D_1 = \omega C_3 R_3$$

บริดจ์อัตราใช้ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานมาตรฐานสำหรับวัดอนุกรมความจุและความต้านทานของตัวเก็บประจุที่ไม่รู้ค่า โดยใช้วัดตัวเก็บประจุได้อย่างกว้างขวาง เมื่อ C_3 และ R_3 เป็นตัวปรับเปลี่ยนบริดจ์ให้วัด C_1 และ R_1: ส่วน R_3 และ R_4 ปรับเปลี่ยนบริดจ์ให้วัด C_1 และ D_1

Parallel capacitance component bridge



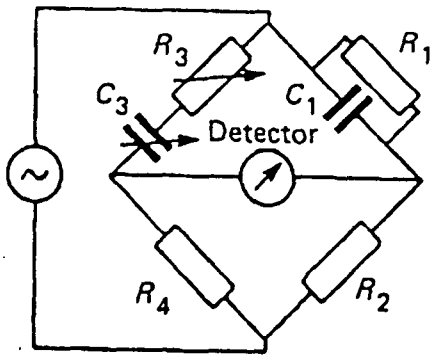
$$C_1 = \frac{R_4}{R_2} . C_3$$

$$R_1 = \frac{R_4}{R_2} R_3$$

$$D_1 = \frac{1}{\omega C_3 R_3}$$

บริดจ์อัตราส่วนใช้ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานมาตรฐานสำหรับวัดขนานความจุและความต้านทานของตัวเก็บประจุที่ไม่รู้ค่า โดยใช้วัดตัวเก็บประจุที่มีค่า D สูง

Maxwell-Wien



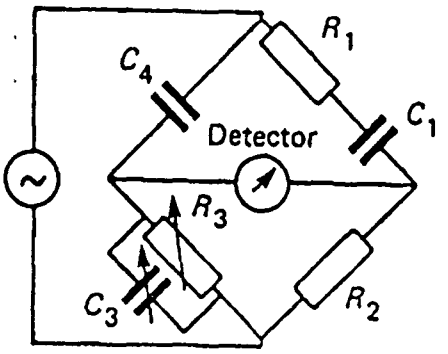
$$C_1 = \frac{R_4}{R_2} \cdot \frac{C_3}{1 + \omega^2 C^2{}_3 R^2{}_3}$$

$$R_1 = \frac{R_4}{R_2} \cdot \frac{1 + \omega^2 C^2{}_3 R_3{}^2}{\omega^2 C^2{}_3 R_3{}^2}$$

$$D_1 = \omega C_3 R_3$$

บริดจ์อัตราส่วนใช้เก็บประจุและตัวต้านทานมาตรฐาน สำหรับวัดขนานความจุและความต้านทานของตัวเก็บประจุไม่รู้ค่า จะใช้กับวงจรผลิตความถี่ออสซิเลเตอร์แบบไม่อิสระ

Schering



$$C_1 = \frac{C_4}{R_2} . R_3$$

$$R_1 = \frac{R_2}{C_4} C_3$$

$$D_1 = \omega C_3 R_3$$

บริดจ์ผลคูณใช้ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานมาตรฐานสำหรับวัดขนานความจุและความต้านทานของตัวเก็บประจุที่ไม่รู้ค่า โดยใช้วัดการสูญเสียของฉนวนที่แรงดันสูงๆ และวัดคลื่นความถี่ *rf*

รูปที่ 5.11 บริดจ์กระแสสลับสี่แขนสำหรับวัดค่าความจุและค่าความเหนี่ยวนำ

รูปที่ 5.11 เป็นตัวอย่าง พิสัยของการใช้บริดจ์แบบสี่แขนสำหรับวัด C และ L ส่วนรายละเอียดเกี่ยวกับการประยุกต์ใช้งานของบริดจ์ ผู้อ่านควรขอคำปรึกษาจาก Hague และ Foord(1971)

5.3.1 Stray Impedance ในบริดจ์กระแสสลับ

สิ่งที่เกี่ยวเนื่องกิ่งก้านสาขาของบริดจ์กระแสสลับ เช่น แหล่งจ่าย ตัวตรวจนั้นจะมีการกระจายจากประจุไปยังพื้นดิน การใช้สายชีลด์รอบส่วนประกอบที่มีค่า stray capacitance ซึ่งกำหนดในเทอมของตำแหน่งที่ตัวขนาดและผลกระทบ ดังรูปที่5.12(ก) แสดงค่าความจุเหล่านี้ ส่วนรูปที่ 5.12(ข)

แสดงวงจรสมมูลด้วยการแปลง stray capacitance เป็น admittance ที่ตกคร่อมตามกิ่งก้านสาขาของบริดจ์ แหล่งจ่ายและตัวตรวจวัดโดยที่ค่า stray admittance ที่ตกคร่อมแหล่งจ่ายและตัวตรวจวัดในสภาวะสมดุลจะไม่มีผลที่สภาวะสมดุลของบริดจ์ในเทอม admittance ของกิ่งก้านสาขา และadmittance ของ stray capacitance ที่ตกคร่อมเหล่านี้จะกำหนดได้โดย

$$\left(Y_1 + Y_{AB}\right)\left(Y_4 + Y_{CD}\right) = \left(Y_3 + Y_{AD}\right)\left(Y_2 + Y_{CB}\right) \tag{5.20}$$

สำหรับตัวอย่าง

$$Y_{AB} = \frac{Y_A Y_B}{Y_A + Y_B + Y_C + Y_D} = \frac{Y_A Y_B}{\Delta}$$
$$\Delta = Y_A + Y_B + Y_C + Y_D \tag{5.21}$$

และที่สภาวะสมดุลกำหนดโดย

$$\left(Y_1 Y_4 - Y_2 Y_3\right) + \frac{1}{\Delta}\left(Y_1 Y_C Y_D + Y_4 Y_A Y_B - Y_3 Y_C Y_B - Y_2 Y_A Y_D\right) = 0 \tag{5.22}$$

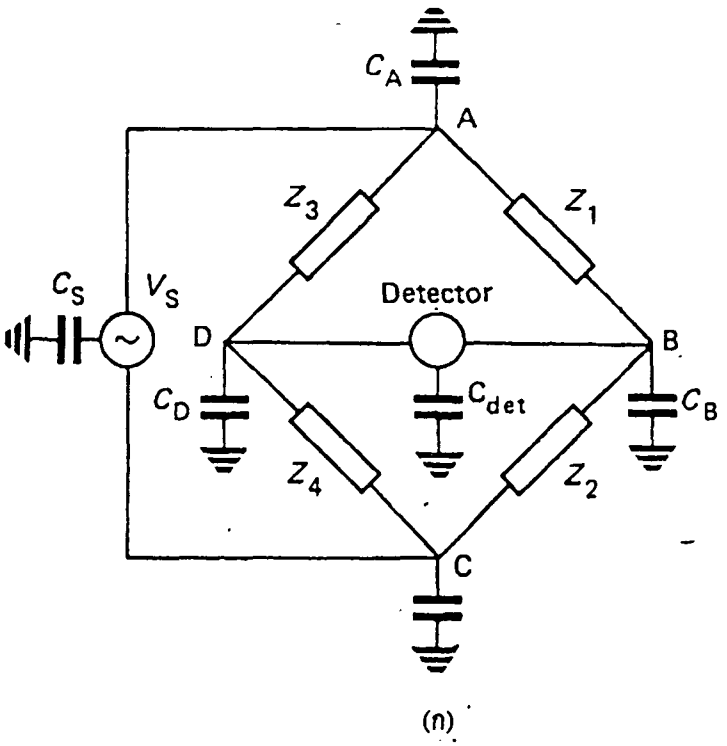
ถ้า stray capacitance ไม่มีผลที่สภาวะสมดุลดังนั้นจะกำหนดคือ

$$Y_1 Y_4 = Y_2 Y_3 \tag{5.23}$$

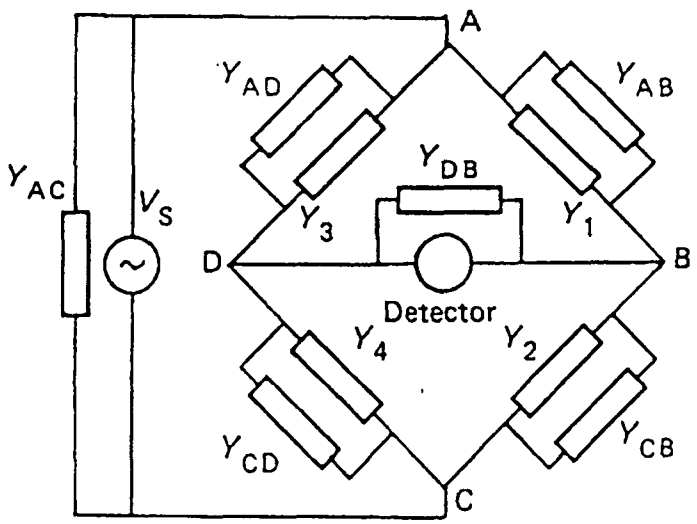
และเทอมที่สองของสภาวะสมดุลจะเป็นศูนย์ทำให้ง่ายต่อการแสดงเป็น

$$\frac{Y_A}{Y_C} = \frac{Y_1}{Y_2} = \frac{Y_3}{Y_4} \quad \text{หรือ} \quad \frac{Y_B}{Y_D} = \frac{Y_1}{Y_3} = \frac{Y_2}{Y_4} \tag{5.24}$$

ด้วยเหตุนี้ค่า stray impedance ไปยังดินจะไม่มีผลที่สภาวะสมดุลถ้า admittance คู่หนึ่งที่อยู่ตรงกันข้ามของจุดกิ่งก้านสาขามีอัตราส่วนที่เท่ากันด้วย admittance ของคู่กิ่งก้านสาขาที่ขนานกัน



(ก)

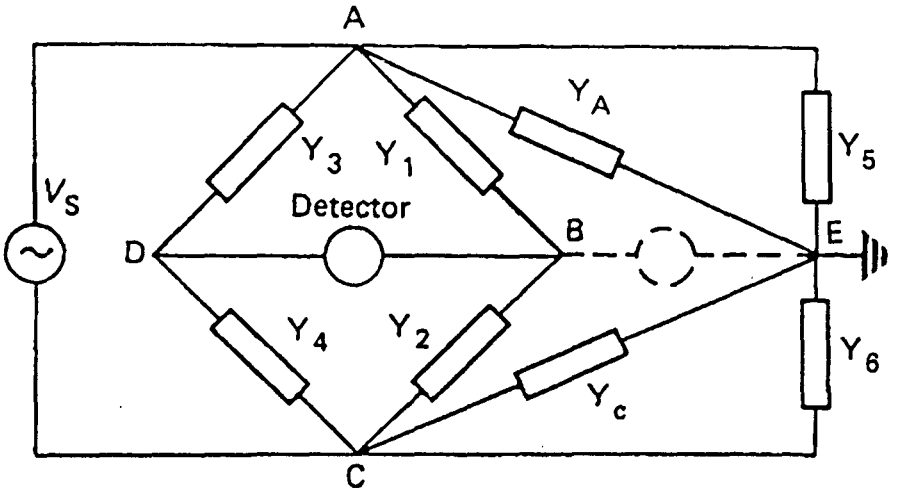


(ข)

รูปที่ 5.12 (ก) stray capacitance ในบริดจ์กระแสสลับสี่แขน

(ข) วงจรสมมูลของบริดจ์กระแสสลับสี่แขนกับ stray admittance

การจัดสายลงดินตามหลักการของ Wagner แสดงดังรูปที่ 5.13 ที่จุด D และ B จะเป็นจุดสมดุลบริดจ์เป็นจุดศักดาดินและไม่มีผลของ stray impedance ที่จุดเหล่านี้จึงตัดทิ้ง นั้นคือหมายความว่ามีแขนช่วยของบริดจ์เกิดขึ้น ซึ่งประกอบด้วย Y_5 และ Y_6 การสมดุลเริ่มต้นของบริดจ์ด้วยตัวตรวจวัดที่อยู่ระหว่าง D และ B โดยปรับ Y3 ส่วนตัวตรวจวัดที่เคลื่อนระหว่าง B และ E พร้อมกับบริดจ์ช่วยสมดุลจะปรับด้วย Y5 กับ Y6 ซึ่งจะเป็นการแน่นอนว่าจุด B เป็นศักย์ดินจะเห็นได้ว่าเป็นการกล่าวย้ำของการประมวลจากสองสมดุลจนกระทั่บริดจ์สมดุลด้วยตัวตรวจวัดในทั้งสองตำแหน่ง ที่สภาวะสมดุลสำหรับบริดจ์หลักและแขนช่วยจะกำหนดโดย



รูปที่ 5.13 การจัดสายลงดินของ Wagner

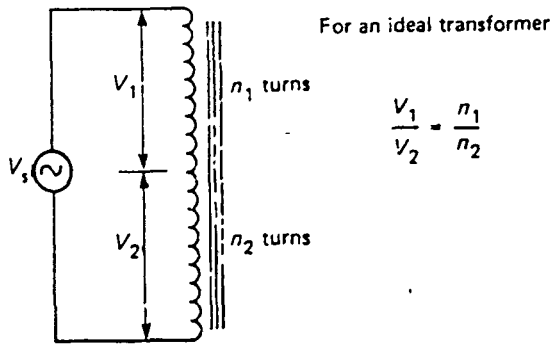
$$Y_1 Y_4 = Y_2 Y_3 \tag{5.25}$$

และ

$$Y_3\left(Y_6 + Y_C\right) = Y_4\left(Y_5 + Y_A\right) \tag{5.26}$$

5.4 หม้อแปลงไฟฟ้าแบบบริดจ์อัตราส่วน

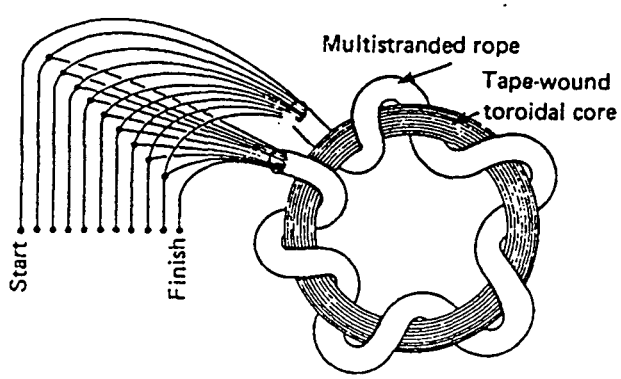
บริดจ์นี้จะเรียกว่าบริดจ์เชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งเป็นการตัดปัญหาเกี่ยวกับจะเรียกความฝืดในวงจรไฟฟ้าที่การเกี่ยวกับการเหนี่ยวนำกระแสไฟฟ้าที่เชื่อมติดกันขนาดใหญ่จะขจัดปัญหาเกี่ยวกับเรื่องราวของความฝืดอยู่เล็กน้อย มาตราฐาน ความต้านทานและความจุ ของบริดจ์ สำหรับคิดความฝืดของวัตถุที่มีต่อกระแสไฟฟ้า , ความจุ และ การเหนี่ยวนำ ซึ่งจะมีช่วงความถี่อยู่ระหว่าง 250 MHz



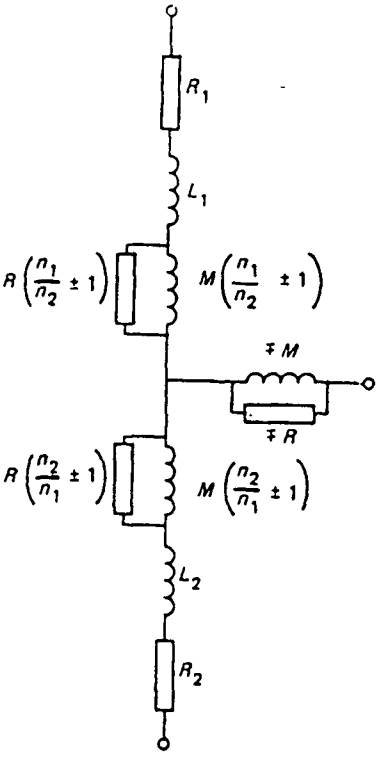
รูปที่ 5.14 ชุดขดลวดของ tapped หม้อแปลง

ปัจจัยสำคัญของหม้อแปลงแบบบริดจ์อัตราส่วนา คือ ชุดขดลวดของ tapped หม้อแปลงแสดงดังในรูปที่ 5.14 ถ้าหม้อแปลงในอุดมคติมีชุดขดลวดมีฟลักซ์รั่วเท่ากับศูนย์ หมายถึงฟลักซ์ทั้งหมดจากชุดขดลวด 1 ชุด ต่อกับชุดอื่นๆ และความต้านทานของชุดขดลวดเท่ากับศูนย์ แกนของหม้อแปลงในอุดมคติจะมีกระแสไหลวนเท่ากับศูนย์และไม่มีการสูยเสีย hystersis losses ภายใต้อัตราส่วนของแรงดัน V_1 ถึง V_2 จะเหมือนกันกับอัตราส่วนจำนวนรอบ n_1 ถึง n_2 และมีอัตราส่วนอย่างอิสระของภาระที่ป้อนในชุดขดลวดของหม้อแปลง

หม้อแปลงที่ใช้ในงานจริงจะมีแกน toroidal ทำจากวัสดุ เช่น supermalloy หรือ supermumetal ซึ่งมีกระแสไหลวนต่ำและมีการสูญเสีย hystersis loss น้อยและมีความซาบซึมสูง ขดลวดจะมี multistranded rope รอบๆ toroid เกลียวเดียวกันดัง รูปที่ 5.15 โครงสร้างจะลดความเหนี่ยวนำรั่วซึมของขดลวดให้ต่ำสุด ชุดขดลวดทำมาจากทองแดงมีพื้นที่หน้าตัดใหญ่ที่สุดวางสลับกันทำให้ความต้านทานลดน้อยลง รูปที่ 5.16 เป็นวงจรสมมูลของหม้อแปลงโดย L_1 และ L_2 มีความเหนี่ยวนำล้าหลังชุดขดลวด R_1 และ R_2 เป็นชุดความต้านทานขดลวด M เป็นความเหนี่ยวนำรั่วซึมของชุดขดลวด และ R เป็นสัญลักษณ์ของ hystersis และ การสูญเสียกรแสไหลวนในแกนหม้อแปลง



รูปที่ 5.15 โครงสร้างของ toroidal แท็ปหม้อแปลง



รูปที่ 5.16 วงจรสมมูลของแท็ปหม้อแปลง

อัตราส่วนของความผิดพลาดจากค่าในอุดมคติของ n_1/n_2 เป็นการประมาณค่าดังนี้

$$\frac{n_2(R_1+j\omega L_1)-n_1(R_2+j\omega L_2)}{(n_1+n_2)}\left(\frac{1}{R}+\frac{1}{j\omega M}\right)\times 100\% \qquad (5.27)$$

ค่าความผิดพลาดสามารถทำให้น้อยกว่า $1{:}10^6$

ผลของภาระทางไฟฟ้าจะน้อยลง อิมพีแดนซ์ Z คร่อมชุดขดลวด n_2 ที่ให้อัตราส่วนความผิดพลาดดังนี้

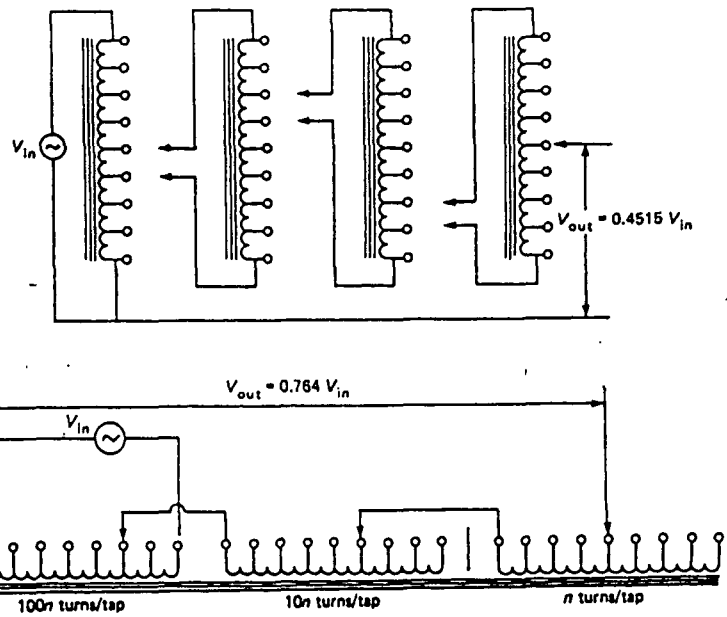
$$\frac{(n_1/n_2)(R_2+j\omega L_2)+(n_2/n_1)(R_1+j\omega L_1)}{[(n_1+n_2)/n_2]Z}\times 100\% \qquad (5.28)$$

แทนสมการบริดจ์ , ด้วย $n_1 = n_2$ คือ

$$\frac{R_2+j\omega L_2}{Z}\times 100\% \qquad (5.29)$$

ซึ่งเป็นการประมาณการเหมือนกับความผิดพลาด ถ้าหม้อแปลงประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดันกับเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ โดยให้ล้าหลังความเหนี่ยวนำรั่วซึมและความต้านทานชุดขดลวด จะ สามารถทำให้เล็กลงและผลของเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ของชุดหม้อแปลงมีค่าต่ำดังนั้นผลกระทบจากโหลดจะมีค่าต่ำด้วย

จะเห็นได้ว่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของชุดขดลวดจากแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับถูกกำหนดโดยตัวของความเหนี่ยวนำของชุดขดลวด(ซึ่งจะสูง) และค่าสูญเสียความต้านทาน (ซึ่งจะสูงด้วยเหมือนกัน)



รูปที่ 5.17 หม้อแปลงหลายสิบรอบแบบอัตราส่วน

การทวีคูณ 10 เท่าของหม้อแปลงอัตราส่วนที่อยู่ในรูปที่ 5.17 จะใช้ชุดขดลวดอื่น ๆ ซึ่งแยกออกจากแต่ละแกนสิบรอบหรือทั้งหมดพันบนแกนเดียวกัน สำหรับหม้อแปลงอินท์พุทหลายแกนถัดไปสิบรอบลงมาถ้าแบ่งแนวเอาท์พุทข้ามไปยังชุดเดียวกันโดยตรงจะสูงกว่าสิบรอบ สำหรับชุดขดลวดบนแกนเดียวกันมีจำนวนสิบรอบซึ่งสามารถทำให้เหมาะสม คือ จำเป็นต้องมีการรักษาแรงดัน กต่อารหมุนให้คงที่ตลอดทั้งสิบรอบ และจำนวนของรอบตลอดทั้งชุดจึงสูงกว่าสิบรอบเป็นส่วนใหญ่ โดยทั่วไปการตกลงลดหย่อนคือทำให้ระหว่างจำนวนของหลายแกนและจำนวนสิบรอบบนแกนเดียว

5.4.1 รูปร่างแบบบริดจ์

มีพื้นฐานรูปแบบบริดจ์ แสดงดังรูปที่ 5.18 ในรูปที่ 5.18 (ก) ตัวตรวจวัดชี้ไปที่จุดศูนย์เมื่อ

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{V_1}{V_2} \tag{5.30}$$

และสำหรับวัตถุประสงค์ในทางปฏิบัติ

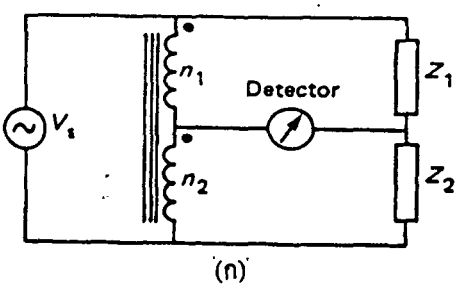
$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} = n \tag{5.31}$$

ดังนั้น $$Z_1 = nZ_2; \quad |Z_1| = n|Z_2| \quad \text{และ} \quad \angle Z_1 = \angle Z_2 \tag{5.32}$$

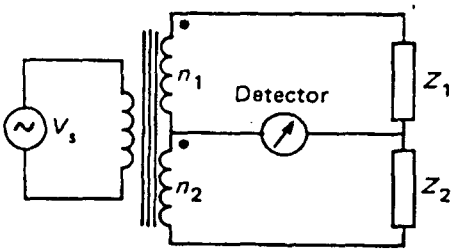
บริดจ์สามารถใช้เปรียบเทียบอย่างเช่นอิมพีแดนซ์

ชุดขดลวด 3 ชุดของหม้อแปลงแรงดัน แสดงในรูปที่ 5.18 (ก) มีสภาวะสมดุลเหมือนรูปที่ 5.18 (ก) .ในชุดขดลวด 3 ชุดแบบบริดจ์ อัตราส่วนแรงดันสามารถทำให้สมการเข้าใกล้กับอัตราส่วนรอบ โดยบริดจ์มีข้อเสียคือความเหนี่ยวนำรั่วซึมล้าหลัง และความต้านทานชุดขดลวดของแต่ละชุดเป็นแบบอนุกรมกับ Z_1 และ Z_2 และบริดจ์จึงเหมาะสมสำหรับการวัดอิมพีแดนซ์สูง ๆ รูปที่ 5.18(ค) แสดงหม้อแปลงแบบบริดจ์ 2 อัตราส่วนในกระแส I_1 และ I_2 เป็นตัวป้อนในหม้อแปลงที่ 2 มีการพันลวดเป็นคู่ตัวตรวจวัดจะมีสภาวะเป็นศูนย์เมื่อฟลักซ์มีค่าเป็นศูนย์ ในแกนของหม้อแปลงที่ 2 ภายใต้สภาวะของหม้อแปลงในอุดมคติ คือ

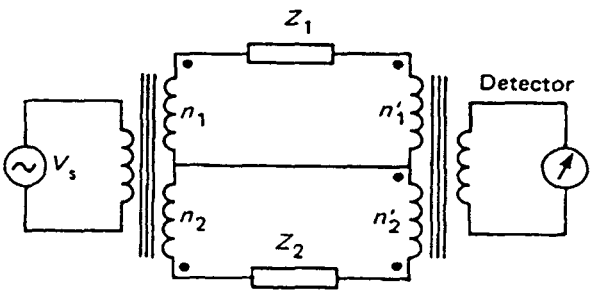
$$I_1 n_1' = I_2 n_2'; \qquad \frac{I_1}{I_2} = \frac{n_2'}{n_1'} = \frac{1}{n'} \tag{5.33}$$



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 5.18 (ก) หม้อแปลงบริดจ์แบบอัตราส่วนอัตโนมัติ (ข) การพันหม้อแปลงบริดจ์แบบ 2 อัตราส่วน
(ค) บริดจ์แบบ 2 อัตราส่วน

และขดทุติยภูมิของหม้อแปลงที่2 แสดงอินพุทอิมพีแดนซ์เท่ากับศูนย์ ดังนั้น

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{Z_2}{Z_1}\frac{n_1}{n_2} = \frac{Z_2}{Z_1}n \tag{5.34}$$

เมื่อ

$$Z_1 = nn'Z_2; \quad |Z_1| = nn'|Z_2| \quad \text{และ} \quad \angle Z_1 = \angle Z_2 \tag{5.35}$$

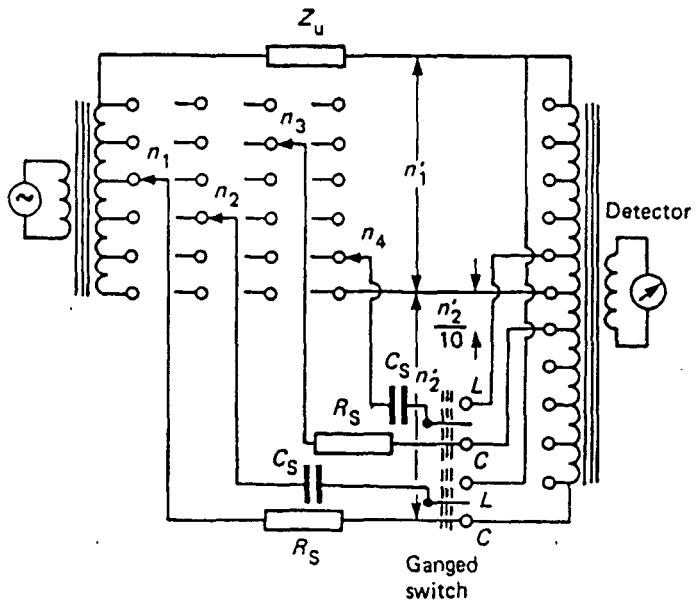
ขยายย่านการวัดโดยใช้บริดจ์แบบ 2 อัตราส่วน ซึ่งสามารถปกคลุมโดยจำนวนมาตรฐานเล็กน้อย

รูปที่ 5.19 แสดงบริดจ์แบบทั่วๆ ไปสำหรับวัด R , C และ L โดยเป็น 2 decade ของตัวแบ่งความเหนี่ยวนำ ซึ่งควบคุมแรงดันทีป้อนไปยังช่องว่างจากตัวเก็บประจุ และตัวต้านทานที่กำหนดค่าแน่นอนในสภาวะสมดุลสำหรับบริดจ์เมื่อต่อการวัดความจุทางไฟฟ้าโดยให้

$$C_u = \frac{n_2'}{n_1'}\left(\frac{n_2}{10} + \frac{n_4}{100}\right)C_S \tag{5.36}$$

และ

$$\frac{1}{R_u} = \frac{n_2'}{n_1'}\left(\frac{n_1}{10} + \frac{n_3}{100}\right)\frac{1}{R_S} \tag{5.37}$$



รูปที่ 5.19 บริดจ์แบบทั่วๆ ไป

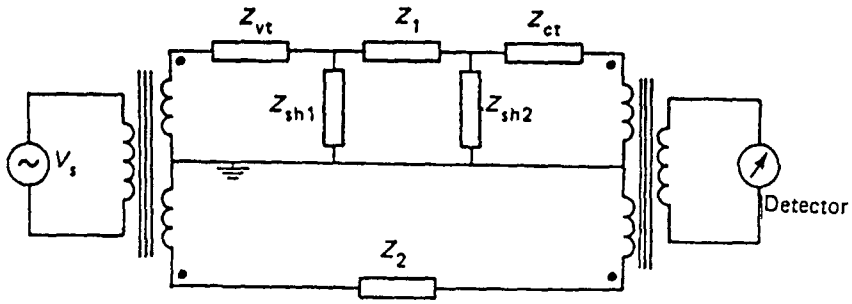
เมื่อทำการวัดความเหนี่ยวนำกระแสจะไหลผ่านตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำเป็นผลรวมในหม้อแปลงกระแส โดยค่าของความจุทางไฟฟ้าที่กำหนดเป็นค่าเรโซแนนซ์กับความเหนี่ยวนำ สำหรับความเหนี่ยวนำที่ไม่ทราบค่าจะทำการวัดในเทอมของวงจรสมมูลแบบขนานโดยให้

$$L_{u\ p} = \frac{1}{\omega^2 C_u} ; \frac{1}{R_{u\ p}} = \frac{1}{R_u} \qquad (5.38)$$

ค่าของ C_u และ R_u เป็นการกำหนดให้ในสมการข้างบน ค่าของ ω เป็นความถี่ที่ถูกเลือก เช่น ในผลคูณของ 10โดยค่าของ L_{up} และ C_u เป็นไปในทำนองตัวเดียวกัน ค่าของ L_{up} และ R_{up} สามารถแปลงกลับไปยังค่าสมมูลแบบอนุกรมที่ใช้ในสมการจากหัวข้อ 5.2

หม้อแปลงบริดจ์แบบอัตราส่วนสามารถทำเป็นโครงร่างการวัดของอิมพีแดนซ์ต่ำๆ อิมพีแดนซ์สูงๆ ตามเครือข่ายและคุณลักษณะวงจรขยาย ปรับแอมแปร์รอบให้สมดุลเพื่อใช้ในบริดจ์แบบอัตราส่วน เป็นการใช้ในตัวเปรียบเทียบกระแสสำหรับการเปรียบเทียบภายในของอิมพีแดนซ์ 4 จุด หารายระเอียดเพิ่มเติมได้จาก Gregory(1973),Hague กับ Foord(1971) , Olivre กับ Cage(1971) หลักการเปรียบเทียบที่กระแสสามารถขยายให้สามารถเปรียบเทียบกระแสตรงได้(Dix and Bailey,1975)

หม้อแปลงบริดจ์แบบอัตราส่วนนิยมใช้กับตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่เป็นทรานสดิวเซอร์แบบระยะการแทนที่เพราะความผิดพลาดได้รับการยกเว้นเนื่องจากโลกมีอิมพีแดนซ์รั่วซึม และเป็นโครงร่างอย่างง่าย เสถียรภาพและมีความเที่ยงตรงที่เปลี่ยนแปลงกระแสหรืออัตราส่วนแรงดัน(Hugill , 1983 ; Neubert 1975)



รูปที่ 5.20 ผลกระทบของ stray impedance บนสภาวะสมดุล

5.4.2 ผลกระทบจาก Stray Impedance บนสภาวะสมดุลของตัวเหนี่ยวนำที่เชื่อมต่อบริดจ์

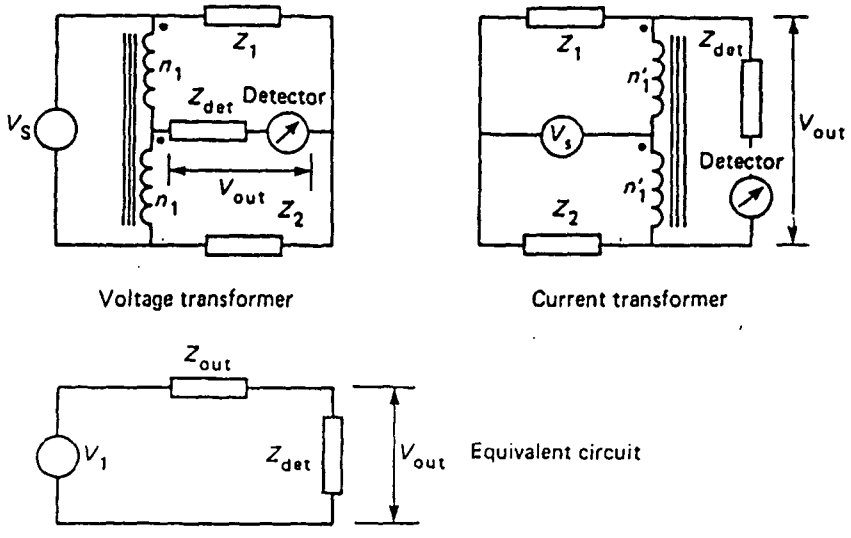
รูปที่ 5.20 แสดงอิมพีแดนซ์ที่ไม่รู้ค่าร่วมกับ stray impedance Z_{sh1} และ Z_{sh2} ที่สภาวะสมดุลของบริดจ์จะไม่มีผลกระทบจาก Z_{sh1} ขณะที่อัตราส่วนของ V_1 ถึง V_2 ก็ไม่มีผลกระทบจากโหลดที่ขนานโดยแกนสมดุลย์ของหม้อแปลงกระแสมีฟลักซ์เท่ากับศูนย์และไม่มีแรงดันตกคร่อมชุดขดลวด และดังนั้นไม่มีกระแสไหลผ่าน Z_{sh2} Z_{sh2} จึงทำให้ไม่มีผลกระทบต่อสภาวะสมดุล เพราะฉะนั้นบริดจ์จะกำจัด stray impedance ด้วยเหตุนี้บริดจ์ใช้วัดองค์ประกอบใน situ ที่ยังคงต่อไปยังองค์ประกอบในวงจร ในการปฏิบัติถ้าอิมพีแดนซ์เอาท์พุทของหม้อแปลงแรงดันมีค่า Z_{vt} และหม้อแปลงกระแส มีอิมพีแดนซ์อินพุท Z_{ct} โดยเมื่อความผิดพลาดบนเครื่องมือวัดของ Z_1 จะประมาณคือ

$$\left(\frac{Z_w}{Z_{sh1}}+\frac{Z_a}{Z_{sh2}}\right)\times 100\% \qquad (5.39)$$

5.4.3 การใช้ตัวเหนี่ยวนำเชื่อมต่อบริดจ์ในสภาวะไม่สมดุล

สภาวะสมดุลในตัวเหนี่ยวนำที่เชื่อมต่อบริดจ์คือตัวตรวจวัดนั้นเป็นศูนย์ ความไวของบริดจ์จะเป็นตัวกำหนดเอาท์พุทภายใต้สภาวะไม่สมดุล และสภาวะสมดุลสามารถค้นหาความแม่นยำได้ ในรูปที่ 5.21 แสดงชุดขดลวด 2 ชุดของหม้อแปลง แรงดันและกระแสกับวงจรสมมูล

รูปที่ 5.22 แสดงความไวของ 2 บริดจ์ เมื่อใช้กับตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ โดยที่ตัวเก็บประจุจากวงจรรีโซแนนซ์กับหม้อแปลงกระแส และสำหรับความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์นั้นความไวของบริดจ์จะขึ้นอยู่กับ ω ซึ่งเป็นความถี่กระตุ้นเชิงมุมของบริดจ์ L_c การกำหนดความไวที่ขึ้นอยู่กับ ω และ L_c นั้นสามารถลดลงที่ค่าใช้จ่ายของการลดความไวลง (Neubert, 1975)

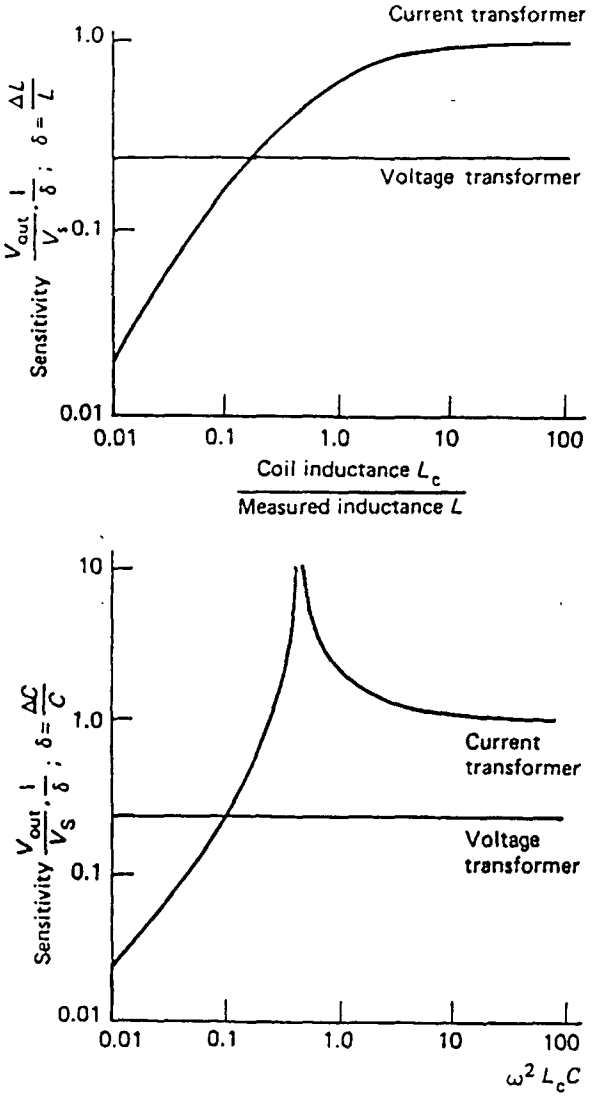


	V_1	Z_{out}
Voltage transformer	$\frac{V_S}{2}\frac{(Z_2-Z_1)}{(Z_2+Z_1)}$	$Z_1 \| Z_2$
Current transformer	$\frac{2V_S(Z_2-Z_1)}{(Z_2+Z_1+Z_1Z_2/Z_c)}$	$Z_1 \| 2Z_c + Z_2 \| 2Z_c$

$Z_C = j\omega L_c$: L_c is inductance of ratio arms

$L_c = M_c$ mutual inductance of ratio arms

รูปที่ 5.21 ตัวเหนี่ยวนำเชื่อมต่อบริดจ์ที่สภาวะไม่สมดุล



รูปที่ 5.22 ความไวของหม้อแปลงบริดจ์แบบกระแสและแรงดัน

5.4.4 บริดจ์อัตราส่วนแบบสมดุลอัตโนมัติ

ใช้การป้อนกลับดังรูปที่ 5.23 ที่หม้อแปลงบริดจ์แบบอัตราส่วน สามารถทำให้สมดุลด้วยตัวเอง การขยายด้วยอัตราสมดุลสูงทำให้กระแสที่ไหลจาก admittance Y_u ที่ไม่ทราบค่าจะเป็นการสมดุล โดยกระแสที่ไหลผ่านด้านทานป้อนกลับที่สมดุลได้ดังนี้

$$V_1 Y_u n_1' = \frac{V_{out}}{R} n_2' \tag{5.40}$$

ด้วย

$$V_1 = \hat{V}_1 \sin \omega t \tag{5.41}$$

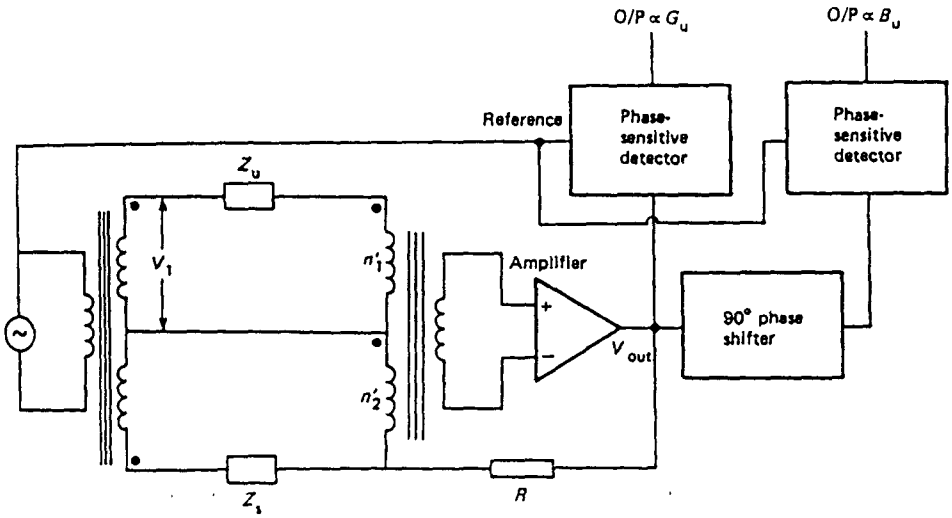
$$V_{out} = \hat{V}_{out} \sin(\omega t + \phi) \tag{5.42}$$

และ

$$Y_u = G_u + jB_u \tag{5.43}$$

$$G_u = \frac{n_2'}{n_1'} \frac{1}{R} \frac{V_{out}}{V_1} \cos\phi \;\; ; \;\; B_u = \frac{n_2'}{n_1'} \frac{1}{R} \frac{V_{out}}{V_1} \sin\phi \tag{5.44}$$

เอาท์พุทถูกขยายและ สัญญาณจะถูกเลื่อนเฟสจากเอาท์พุท 90° แล้วผ่าน phase-sensitive detector 2 ตัว ตัวตรวจวัดใช้เป็นแรงดันอ้างอิงซึ่งเป็นสัดส่วนประกอบตัวต้านทานและรีแอคทีฟ ของตัวที่ไม่ทราบค่าจากการแสดงผล



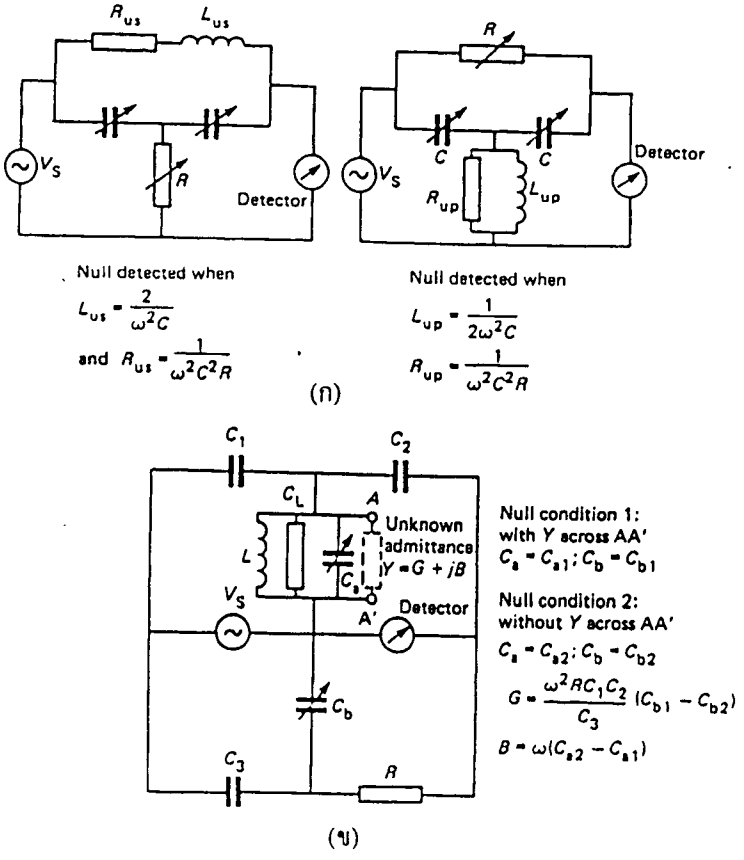
รูปที่ 5.23 บริดจ์อัตราส่วนแบบสมดุลอัตโนมัติ

5.5 การวัดอิมพีแดนซ์ความถี่สูง

การวัดความถี่ คือการเพิ่มขึ้นของส่วนประกอบร่วมกับองค์ประกอบจริง ซึ่งส่วนทำคัญของการเริ่มต้นวัด ดังนั้น rf บริดจ์ ใช้การเปลี่ยนแปลงจากตัวเก็บประจุ (น้อยกว่า 1000pF) และตัวต้านทานกำหนดให้ค่าที่ซึ่งจะมีขนาดเล็ก บริดจ์สามารถต่อเป็นโครงร่างตามที่กล่าวมาแล้ว เช่น บริดจ์แบบ Scheringในรูปที่ 1.60 การต่อต้องระมัดระวังเป็นพิเศษ โดยใช้สายชีลด์ใน rf บริดจ์เพื่อหลีกเลี่ยงการเชื่อมต่อลูปที่ใหญ่โต อิมพีแดนซ์บริดจ์ในพิสัยจะลดลงตามความถี่เพิ่มขึ้น ความถี่ไมโครเวฟทั้งหมดจะต่อด้วยสาย coaxial ระมัดระวังไม่ใช้ส่วนประกอบยาวเกินไปและการวัดอิมพีแดนซ์สามารถใช้ในภาย

ได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ใกล้กับคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ของระบบ หาราษระเอียดเพิ่มเติมของการวัดความถี่สูง สามารถหาได้ใน Oliver กับ Cage (1971) และ Somlo กับ Hunter (1985)

บริดจ์แบบ ที และวงจรขนานแบบที(แสดงในรูปที่ 5.24 เป็นสภาวะสมดุล)สามารถใช้วัดความถี่ rf โดยขนานแบบทีเป็นเทคนิคที่สามารถใช้ตัวเก็บประจุเปลี่ยนค่าได้กับสองการต่อลงดิน



รูปที่ 5.24 บริดจ์ ที (ก) ขนานแบบที (ข) วงจรการวัดอิมพีแดนซ์ที่ความถี่สูง

วิธีเรโซแนนซ์นั้น สามารถใช้วัดสำหรับส่วนประกอบที่ความถี่สูง ความสำคัญอีกอย่างหนึ่งก็คือ Q มิเตอร์แสดงรูปที่ 5.25 โดยการวัดความเหนี่ยวนำในรูปที่ 5.25 (ก) ตัวเก็บประจุที่เปลี่ยนแปลงค่าได้แทนด้วย C ซึ่งเป็นรูปของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมโดย L_{us} ทำการปรับจนกระทั่งตัวตรวจวัดตรวจพบที่ความถี่เรโซแนนซ์ f ที่เรโซแนนซ์เป็นการตรวจวัดค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมจุด C ที่เรโซแนนซ์นั้น Q คือ

$$Q = \frac{V_c}{V_{in}} = \frac{V_L}{V_{in}} \tag{5.45}$$

และ L_{us} คือ

$$L_{us} = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} \tag{5.46}$$

ค่าของ R_{ws} คือ

$$R_{ws} = \frac{1}{2\pi fCQ} \tag{5.47}$$

ความจุไฟฟ้าตัวมันเองของตัวเหนี่ยวนำสามารถกำหนดโดยวัดค่า C ถ้า C_1 เรโซแนนซ์ที่ความถี่ f ด้วยกันกับค่า C และ C_2 ซึ่งเรโซแนนซ์ความเหนี่ยวนำที่ $2f$ เมื่อ C_0 ความจุไฟฟ้าตัวเองของขดลวด ดังนั้น

$$C_o = \frac{C_1 - 4C_2}{3} \tag{5.48}$$

ในรูปที่ 5.25 (ข) ใช้มิเตอร์ Q วัดสมมูลความจุไฟฟ้าแบบขนานและความต้านของตัวเก็บประจุ จากนั้นใช้ตัวเหนี่ยวนำมาตรฐานที่ความถี่ f และตัวเก็บประจุ C โดยการปรับค่า C_1C_c ที่เกิดกับเรโซแนนซ์ ทำให้เกิดตัวเก็บประจุที่ไม่ทราบค่าที่ต่อคร่อมจุด C ทำการปรับค่า C จนกระทั่งพบเรโซแนนซ์สูงสุด ถ้าค่านี้เป็นค่า C_2 ดังนั้นตัวเก็บประจุ C_{up} ที่ไม่ทราบค่าคือ

$$C_{up} = C_1 - C_2 \tag{5.49}$$

การกระจายตัวประกอบ D คือ

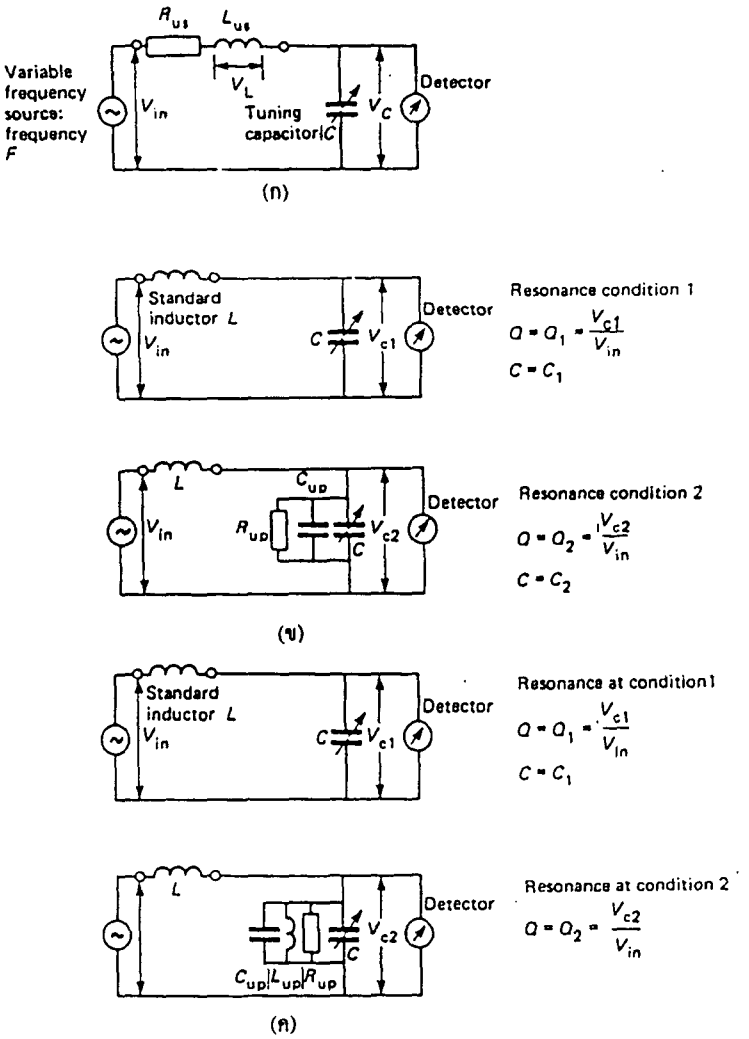
$$D = \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2} \frac{C_1}{C_1 - C_2} \tag{5.50}$$

Q_1 และ Q_2 เป็นการวัดค่า Q ที่สองเรโซแนนซ์ ดังนั้นความต้านทานแบบขนาน R_{up} คือ

$$R_{up} = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2} \frac{1}{2\pi fC_1} \tag{5.51}$$

องค์ประกอบวงจรสมมูลความถี่สูงของความต้านทาน ในรูปที่ 5.25(ค)นั้นสามารถวัดได้ โดยให้ความถี่ f และตัวเก็บประจุ C เป็นการปรับค่า C_1 ดังนั้นเรโซแนนซ์จะเป็นโดย L ส่วนตัวต้านทานที่ตกคร่อมตัว

เก็บประจุ และปรับค่า C ที่ปรับจนกระทั่งได้เรโซแนนซ์ที่แน่นอนให้ ค่าของ C คือ C_2 ถ้าค่าของ Q ที่เรโซแนนซ์เป็น Q_1 และ Q_2 โดยลำดับดังนั้นค่าขององค์ประกอบที่ไม่ทราบค่าคือ



รูปที่ 5.25 Q มิเตอร์ (ก) การวัดความเหนี่ยวนำ (ข) การวัดความจุไฟฟ้า(ค) การวัดความต้านทาน

$$R_{up} = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2} \frac{1}{2\pi f C_1} \tag{5.52}$$

$$C_{up} = C_1 - C_2 \tag{5.53}$$

และ

$$L_{up} = \frac{1}{(2\pi f)^2 . C_{up}} \tag{5.54}$$

บทที่ 6

การวัดความถี่และการวัดช่วงคาบเวลา

6.1 ความถี่ดิจิตอล และการวัดช่วงคาบเวลา

การวัดด้วยอัตราส่วนความถี่ เฟสที่แตกต่าง ช่วงเวลาขึ้นที่ช่วงเวลาลง และตัวประกอบนั้นจะใช้เทคนิค การนับแบบดิจิตอลพื้นฐานที่เกี่ยวพันกับการวัดของเวลา ระบบ SI ของเวลาจะกำหนดในช่วงคาบ 9 192 631 770 ของการแผ่รังสีการส่งผ่าน ระหว่าง $F = 4, m_f = 0$ และ $F = 3, m_f = 0$ ระดับที่เกินการปรับสถานะกราวด์ของอนุภาค caesium-133 โดยหน่วยที่เป็นจริงด้วยค่าเฉลี่ยของลำแสงอนุภาค Caesium จะกระตุ้นในลำแสง Caesium ภายใต้การดูดซับรีโซแนนซ์กับความจำเป็นที่ต้องการส่งผ่านจากแหล่งจ่ายไมโครเวฟ การป้อนกลับเป็นตัวจักรสำคัญของแหล่งจ่ายไมโครเวฟที่ความถี่รีโซแนนซ์ระบบ SI จะสัมพันธ์กับความไม่แน่นอนระหว่าง 1 ส่วนใน 10^{13} และ 10^{14} โดยมาตรฐานที่ 2 คือใช้เซลก๊าซ rubidium ควบคุมตัวผลิตรีโซแนนซ์หรือใช้ตัวผลึก quartz ตัวผลิต rubidium ใช้อนุภาครีโซแนนซ์ที่มีผลต่อความถี่หลักของตัวผลึก quartz โดยความถี่ล็อคลูป จะมีเสถียรภาพในช่วงที่สั้น(เฉลี่ยเกิน 100 วินาทีต่อคาบ) ของ 5 ส่วนใน 10^{13} และเสถียรภาพในช่วงที่นานของ 1 ส่วนใน 10^{11} ต่อเดือน ตัวผลิตที่ใช้ผลึก quartz แทบจะไม่มีค่าในมาตรฐานที่ 2 จะมีเสถียรภาพในช่วงที่สั้น(เฉลี่ยเกิน 1 วินาทีต่อคาบ) ของ 5 ส่วนใน 10^{12} และเสถียรภาพในช่วงที่นานดีกว่า 1 ใน 10^8 ต่อเดือน รายละเอียดของเวลาและความถี่มาตรฐานสามารถค้นหาเพิ่มเติมได้ใน Hewlett Packard (1974)

ตารางที่ 6.1 เวลาการกระจายเสียงของสหราชอาณาจักร

GBR 16 kHz radiated from Rugby (52°22'13" N 01°10'25" W)
Power: ERP 65 kW
Transmission modes: A1, FSK (16.00 and 15.95 kHz) and MSK (future)

Time signals: Schedule (UTC)	Form of the time signals
0255 to 0300 0855 to 0900 1455 to 1500 2055 to 2100	A1 type second pulses lasting 100 ms, lengthened to 500 ms at the minute The reference point is the start of carrier rise Uninterrupted carrier is transmitted for 24 s from 54 m 30 s and from 0 m 6 s DUT1:CCIR code by double pulses
There is an interruption for maintenance from 1000 to 1400 every Tuesday	

MSF 60 kHz radiated from Rugby
Power: ERP 27 kW

Schedule (UTC)	Form of the time signals
Continuous except for an interruption for maintenance from 1000 to 1400 on the first Tuesday in each month	Interruptions of the carrier of 100 ms for the second pulses and of 500 ms for the minute pulses. The epoch is given by the beginning of the interruption BCD NRZ code, 100 bits/s (month, day of month, hour, minute), during minute interruptions BCD PWM code, 1 bit/s (year, month, day of month, day of week, hour, minute) from seconds 17 to 59 in each minute DUT1:CCIR code by double pulses

MSF 2.5, 5 and 10 MHz radiated from Rugby (service ends 1988)

ERP 1 kW Schedule (UTC)	Form of the time signals
Between minutes 0 and 5, 10 and 15, 20 and 25, 30 and 35, 40 and 45, 50 and 55	Second pulses of 5 cycles of 1 kHz modulation Minute pulses are prolonged DUT1:CCIR code by double pulses

The MSF and GBR transmissions are controlled by a caesium beam frequency standard. Accuracy $\pm 2 \times 10^{-12}$

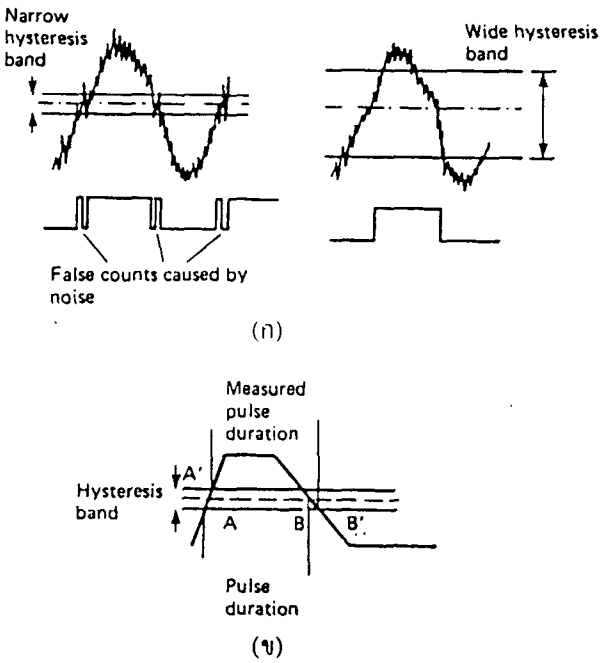
การแผ่กระจ่ายของเวลาและมาตรฐานความถี่เป็นการกระทำ โดยอัตราส่วนการกระจายเสียงสถานีส่งคลื่นวิทยุด้วยความถี่ที่ทราบค่าไม่แน่นอนของ 1 ส่วนใน 10^{11} หรือ 10^{12} โดยสัญญาณเวลาที่กระจายบนมาตราส่วนเวลาที่ทราบจะเป็นเวลาร่วมกันแบบทั่วๆ ไป (UTC) โดย Bureau International de L'Heure (BIH) ในปารีส BHI มีการรายงานรายละเอียดต่อชาติที่มีอำนาจหน้าที่ตรวจสอบสัญญาณเวลาการกระจ่ายเสียง ความเที่ยงตรงของความถี่พาหะตามมาตรฐานความถี่การกระจายและคุณลักษณะของสัญญาณเวลาการกระจายเสียงสากล ตารางที่ 6.1 ให้รายละเอียดของเวลาการจายเสียงที่สะดวกของสหราชอาณาจักร

6.1.1 เครื่องนับความถี่ และตัวตั้งเวลา หรือเครื่องนับแบบทั่ว ๆ ไป

เครื่องมือวัดความถี่เป็นเครื่องนับความถี่ภายใต้เงื่อนไขต่างๆ (ในการเพิ่มเข้ามายังเครื่องมือวัดความถี่) อาจจะมีอัตราส่วนความถี่ การวัดแบบคาบเวลา และการรวมเวลา ตัวตั้งเวลา หรือเครื่องนับทั่ว ๆ ไปนั้นมีเพิ่มหน้าของเครื่องนับความถี่ด้วยการเพิ่มขึ้นของการวัดช่วงเวลา รูปที่ 6.1 แสดงองค์ประกอบของไมโครโปรเซสเซอร์ที่ควบคุมเครื่องนับความถี่สามารถรับสัญญาณอินพุทมีพิสัยที่กว้างตามระดับสัญญาณอินพุทด้วยความไวสูงสุดตรงกับ sinusoid ที่มีค่า rms เป็น 20 mV และพิสัยทางไดนามิกจาก 20 mV rms ถึง 20 V rms วงจรกระตุ้นมีระดับการกระตุ้นเป็นการตั้งค่าอย่างอัตโนมัติด้วยความสัมพันธ์ของคลื่นอินพุท หรือสามารถปรับได้อย่างต่อเนื่องเกินพิสัย วงจรกระตุ้นทั่วๆ ไป ใช้ hysteresis ลดผลของสัญญาณรบกวนบนรูปคลื่นที่แสดงในรูปที่ 6.2(ก) แม้ว่าสามารถเป็นเหตุให้ความผิดพลาดในการวัดเวลา ดังแสดงในรูปที่ 6.2(ข) ส่วนตัวผลิตความถี่จากผลึก quartz ในเครื่องนับความถี่ หรือเครื่องนับเวลาทั่วๆ ไปนั้นเป็นได้หลายกรณี ไม่สามารถชดเชยได้ ชดเชยอุณหภูมิ หรือเสถียรภาพของเตาอบเป็นต้น เสถียรภาพความถี่ของตัวผลิต quartz คือผลที่ได้รับโดยอุณหภูมิเดิม การเปลี่ยนแปลงในแหล่งจ่ายแรงดัน และการเปลี่ยนโหมดในแหล่งจ่ายกำลังนั่นคือเปลี่ยนจากแหล่งจ่ายความถี่เชิงเส้น เป็นแหล่งจ่ายแบตเตอรี่ ตารางที่ 6.2 เป็นการเปรียบเทียบผลึก quartz 3 เบอร์โดยตัวผลิตที่ไม่มีการชดเชยจะมีความเที่ยงตรงเพียงพอสำหรับ 5 หรือ 6 หลัก ส่วนใหญ่เป็นการใช้วัดอุณหภูมิห้อง สำหรับอุณหภูมิชดเชยในตัวผลิตนั้นจะควบคุมอุณหภูมิให้ที่ชดเชยสัมพันธ์กันกับความถี่ และให้ความเที่ยงตรงเพียงพอสำหรับเครื่องมือวัด 6 หรือ 7 หลัก ส่วนตัวผลิตแบบเสถียรภาพของเตาอบ นั้นจะใช้ผลึกที่อุณหภูมิไม่เกิน $70\pm0.01^{\circ}C$ โดยทั่วๆไปจะใช้มวลผลึกที่สูงกว่า ความถี่รีโซแนนซ์ที่ต่ำกว่า และการทำงานจะเหนือเสียงของความถี่พื้นฐาน จะเห็นว่าสมรรถนะการทำงานจะดีกว่า 2 แบบเดิมของผลึกซึ่งความเหมาะสมของเครื่องมือวัด 7 ถึง 9 หลัก ไมโครโปรเซสเซอร์สามารถควบคุมการทำงานการนับ การแสดงผลและการคำนวณการวัด

และสำหรับการวัดของความถี่เป็นดังนี้

$$\pm\frac{1}{Gating\ period \times input\ frequency} = \pm\frac{1}{t_g f_i} \qquad (6.2)$$



รูปที่ 6.2 (ก) ใช้ hysteresis ลดผลกระทบของสัญญาณรบกวน

(ข) ผลของการผิดพลาดของเวลา โดย hysteresis

ตามการกระทำการวัดด้วยความละเอียดที่สัมพันธ์ที่ดีสำหรับสัญญาณความถี่ต่ำนั้นจะต้องใช้สัญญาณเกตที่เวลานานๆ โดยเป็นสิ่งจำเป็นกับเครื่องนับจำนวนความถี่ที่เกิดขึ้นในเวลาเดียวกันกับอินพุทสัญญาณเกต ซึ่งเมื่อตัวเลขที่แน่นอนตามจำนวนรอบจากรูปคลื่นอินพุท ทำให้ความถี่ของรูปคลื่นอินพุทสามารถคำนวณได้คือ

$$f_i = \frac{Number\ of\ cycles\ of\ input\ waveform}{Gating\ period} = \frac{n_i}{n_{osc}} \times 10^{-7}\ Hz \qquad (6.3)$$

ความละเอียดที่สัมพันธ์กันของวิธีการเดียวกันคือจะอิสระจากความถี่อินพุท และความเป็นไปได้ก็คือให้ผลลัพธ์ที่สูงสำหรับการวัดสัญญาณความถี่ต่ำ เครื่องนับความถี่รุ่นใหม่จะใช้วิธีธรรมดาให้ได้บรรจุผลลัพธ์ที่ความถี่สูงโดยมีความละเอียดที่สัมพันธ์ด้วยวิธีธรรมดาคือ

$$\pm\frac{10^{-7}}{Gating\ time}=\pm\frac{10^{-7}}{t_g}=\pm\frac{1}{n_{osc}} \tag{6.4}$$

คาบเวลา T_i ของคลื่นอินพุทจะเป็นการคำนวณจาก

$$T_i=\frac{1}{f_i}=\frac{Gating\ period}{Number\ of\ cycles\ of\ input\ waveform}=\frac{n_{osc}\times 10^{-7}}{n_i} \tag{6.5}$$

ซึ่งความละเอียดที่สัมพันธ์กับ ± 1 ใน n_{osc}

ความเที่ยงตรงของเครื่องนับความถี่ถูกกำหนดโดย 4 ตัวประกอบคือผลลัพธ์ของระบบ ตัวกระตุ้น ระบบผิดพลาดและความผิดพลาดของฐานเวลา โดยความผิดพลาดของตัวกระตุ้น(TE) คือความผิดพลาดสมบูรณ์จากการวัดเนื่องจากเป็นเหตุให้เกิดการกระตุ้นเร็วเกินไปหรือช้าเกินไป สำหรับรูปคลื่นเป็น sinusoidal อินพุท คือ

$$\text{TE}=\pm\frac{1}{\pi f_i}\ \text{(สัญญาณอินพุทต่ออัตราส่วนสัญญาณรบกวน)} \tag{6.6}$$

และสำหรับไม่มีคลื่น sinusoidal

$$\text{TE}=\pm\frac{Peak-to-peak\ noise\ voltage}{Signal\ slew\ rate} \tag{6.7}$$

ความผิดพลาดของระบบ (SE) คือโดยการแพร่กระจายจากการหน่วงเวลาในการเริ่มต้นและหยุดที่ตัวตรวจจับ หรือช่องเสียบวงจรขยายของเครื่องนับ หรือความผิดพลาดในระดับการกระตุ้นที่ตั้งค่าไว้ของช่องเสียบจากการเริ่มต้นและหยุด โดยความผิดพลาดสามารถเอาออกได้โดยการปรับเทียบ ส่วนความผิดพลาดฐานเวลา(TBE) จะเป็นเหตุให้เกิดการเบี่ยงเบนบนความถี่ของความถี่ผลึกจากการปรับเทียบซึ่งเป็นการพิจารณาการเบี่ยงเบนจากข้างบนทั้งหมด

ความเที่ยงตรงสัมพันธ์กับการวัดความถี่ กำหนดโดย

$$\pm\frac{\text{Re}solution\ of\ f_i}{f_i} = \pm\frac{TE}{t_g} = \pm\text{Re}lative\ TBE \tag{6.8}$$

และความเที่ยงตรงสัมพันธ์กันของการวัดคาบ กำหนดโดย

$$\pm\frac{\text{Re}solution\ of\ T_i}{T_i} = \pm\frac{TE}{t_g} = \pm\text{Re}lative\ TBE \tag{6.9}$$

รูปที่ 6.3 แสดงเทคนิคการใช้เวลาในช่วงเวลาสั้นๆ และอัตราส่วนความถี่การวัด

ตารางที่ 6.3 เป็นคุณลักษณะตัวตรวจจับเวลาและตัวนับทั่วๆไปของอนุกรมที่ 200 MHz (Racal-dana 9902/9904/9906)

ตารางที่ 6.2 คุณลักษณะตัวผลิตจากผลึก quartz

Stability against	*Uncompensated*	*Temperature compensated*	*Oven stabilized*
Ageing: /24 h	n.a.	n.a.	$<5\times10^{-10}$*
/month	$<5\times10^{-7}$	$<1\times10^{-7}$	$<1\times10^{-8}$
/year	$<5\times10^{-6}$	$<5\times10^{-7}$	$<7.5\times10^{-8}$
Temperature: 0-50°C ref. to +23°C	$<1\times10^{-5}$	$<1\times10^{-6}$	$<5\times10^{-9}$
Change in measuring and supply mode: line/int. battery/ext. D.C. 12-26 V	$<3\times10^{-7}$	$<5\times10^{-8}$	$<3\times10^{-9}$
Line voltage: ±10%	$<1\times10^{-8}$	$<1\times10^{-9}$	$<5\times10^{-10}$
Warm-up time to reach within 10^{-7} of final value	n.a.	n.a.	<15 min

* After 48 h of continuous operation.

ตารางที่ 6.3 ข้อกำหนดเฉพาะของตัวจับเวลา และ เครื่องนับทั่วๆ ไป

MEASURING FUNCTIONS	
Modes of operation	Frequency Single and multiple period Single and multiple ratio Single and double-line time interval Single and double-line time interval averaging Single and multiple totalizing
FREQUENCY MEASUREMENT	
Input	Channel A
Coupling	a.c. or d.c.
Frequency range	d.c. to 50 MHz (9902 and 9904) HF d.c. to 30 MHz VHF 10 MHz to 200 MHz pre-scaled by 4 (9906)
Accuracy	±1 count ± timebase accuracy
Gate times (9900 and 9902)	Manual: 1 ms to 100 s Automatic: gate times up to 1 s are selected automatically to avoid overspill Hysteresis avoids undesirable range changing for small frequency changes 1 ms to 100 s in decade steps (9904) HF: 1 ms to 100 s VHF: 4 ms to 400 s
SINGLE- AND MULTIPLE-PERIOD MEASUREMENT	
Input	Channel A
Range	1 μs to 1 s single period 100 ns to 1 s multiple period (9902 and 9904) 1 μs to 100 s single period 100 ns to 100 s multiple period (9906)
Clock unit	1 μs
Coupling	a.c. or d.c.
Periods averaged	1 to 10^5 in decade steps
Resolution	10 ps maximum
Accuracy	$\pm 0.3\%$ / (Number of periods averaged ± count ± timebase accuracy) (measured at 50 mV rms input with 40 dB S/N ratio)
Bandwidth	Automatically reduced to 10 MHz (3 dB) when period selected
TIME INTERVAL SINGLE AND DOUBLE INPUT	
Input	Single input: channel B Double input: start channel B stop channel A
Time range	100 ns to 10^4 s (2.8 h approx.) (9902) 100 ns to 10^5 s (28 h approx.) (9904) 100 ns to 10^6 s (280 h approx.) (9906)
Accuracy	±1 count ± trigger error ± timebase accuracy Trigger error = $\frac{5}{\text{Signal slope at the trigger point (V/μs)}}$ ns
Clock units	100 ns to 10 ms in decade steps
Start/stop signals	Electrical or contact
Manual start/stop	By single push button on front panel
Trigger slope selection	Positive or negative slope can be selected on both start and stop
Manual start/stop (9900)	By single push button on front panel *N.B.* Input socket automatically biased for contact operation (1 mA current sink)
Trigger slope selection (9900)	Electrical-positive or negative slopes can be selected on both start and stop signals Contact-opening or closure can be selected on both start and stop signals
Bounce protection (9900)	A 10 ms dead time is automatically included when contact operation is selected

continued

TIME-INTERVAL AVERAGING SINGLE AND DOUBLE INPUT

Input	Single input: channel B Double input: Start channel B Stop channel A
Time range	150 ns to 100 ms (9902) 150 ns to 1 s 9904) 150 ns to 10 s (9906)
Dead time between intervals	150 ns
Clock unit	100 ns
Time intervals averaged	1 to 10^5 in decade steps
Resolution	100 ns to 1 ps
Accuracy	± Timebase accuracy ± system error ± averaging error System error: 10 ns per input channel. This is the difference in delays between start and stop signals and can be minimized by matching externally

$$\text{Averaging error} = \frac{\text{Trigger error} \pm 100}{\sqrt{(\text{Intervals averaged})}}\ \text{ns}$$

$$\text{Trigger error} = \frac{5}{\text{Signal slope at the trigger point (V/}\mu\text{s)}}\ \text{ns}$$

RATIO

Higher-frequency input	Channel A
Higher-frequency range	10 Hz to 30 MHz (9900) d.c. to 50 MHz (9902, 9904)
Lower-frequency input	Channel B
Lower-frequency range reads	d.c. to 10 MHz
	$\frac{\text{Frequency } A}{\text{Frequency } B} \times n$
Multiplier n	1 to 10^5 in decade steps
Accuracy	$\frac{\pm 1 \text{ count} \pm \text{trigger error on Channel B}}{\text{No. of gated periods}}$

$$\text{Trigger error} = \frac{5}{\text{Signal slope at the trigger point (V/}\mu\text{s)}}\ \text{ns}$$

TOTALIZING

Input	Channel A (10 MHz max.)
Max. rate	10^7 events per second
Pulse width	50 ns minimum at trigger points
Pre-scaling	Events can be pre-scaled in decade multiples (n) from 1 to 10^5
Reads	$\frac{\text{No. of input events} + 1 \text{ count} - 0}{n}$
Manual start/stop	By single push button on front panel
Electrical start/stop	By electrical signal applied to Channel B

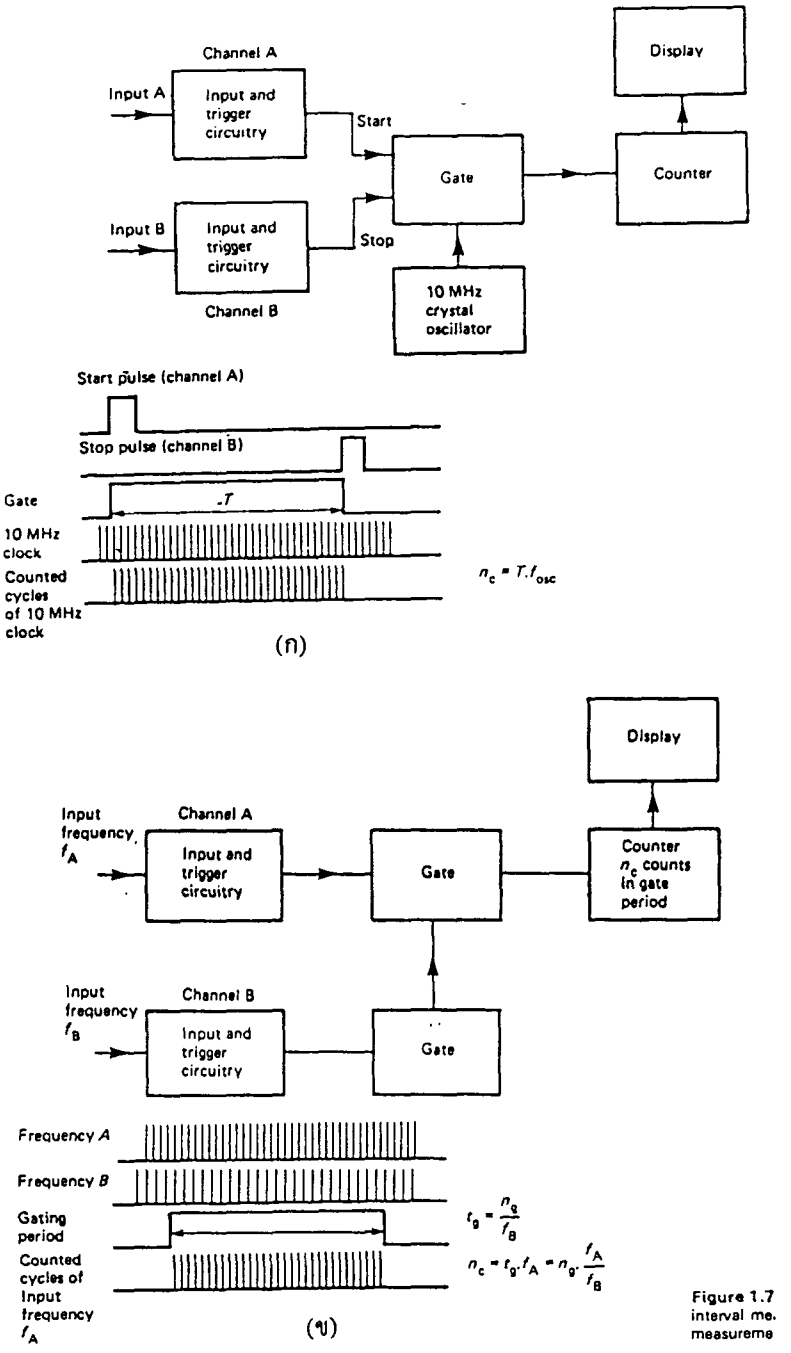


Figure 1.7
interval me.
measureme

รูปที่ 6.3 (ก) การวัดด้วยช่วงเวลาสั้นๆ (ข) อัตราส่วนความถี่การวัด

6.1.2 ค่าเฉลี่ยของช่วงเวลา

การวัดสัญญาณช่วงเวลาสั้นๆจะใช้รูปคลื่น 10 MHz มีความละเอียด $\pm$100 ns โดยเครื่องมือวัดจะกระทำซ้ำของช่วงเวลา ซึ่งเป็นการปรับปรุงแก้ไขความละเอียดของเครื่องวัด (Hewlett Packard, 1977b) รูปที่ 6.4 แสดงจำนวนตัวนับของสัญญาณนาฬิกาดิจิตอลในช่วงเวลา T โดยจะเป็น n หรือ n+1

ถ้ามีการวัดสัญญาณนาฬิกาและการกระทำซ้ำที่กำหนดเป็น asynchronous ดังนั้นการประมาณที่ดีที่สุดของช่วงเวลา คือ

$$\hat{T} = \bar{n} T_{osc} \tag{6.10}$$

ซึ่ง $\bar{n}$ เป็นค่าเฉลี่ยของการนับซ้ำๆ ที่ปกคลุม N และ T_{osc} เป็นคาบของสัญญาณนาฬิกาดิจิตอล

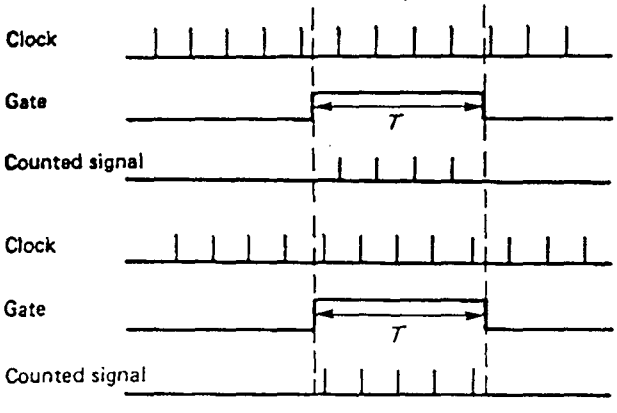
การเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ_T เป็นการวัดความละเอียดในค่าเฉลี่ยช่วงเวลา (TIA) สำหรับ N ที่มีค่ามาก ดังนั้นการเบี่ยงเบนจะกำหนดคือ

$$\sigma_T = \frac{T_{osc}}{\sqrt{N}} \sqrt{[F(F-1)]} \tag{6.11}$$

ซึ่ง F ที่อยู่ระหว่าง 1 และ 0 ถูกควบคุมจากการวัดช่วงเวลาจากมาตรฐานการเบี่ยงเบนสูงสุดบนการประมาณเวลา คือ T_{osc} / (2$\sqrt{N}$) โดยการวัดแบบใช้สัญญาณนาฬิกา 10 MHz มีความละเอียด 10 ps เครื่องมือวัดที่กระทำซ้ำจะเป็นการลดความผิดพลาดจากตัวกระตุ้นเนื่องจากสัญญารบกวนเป็นความสัมพันธ์ของความเที่ยงตรงจากการวัดค่าเฉลี่ยช่วงเวลาคือ

$$\pm \frac{\text{Re}solution\ of\ T}{T} \pm \frac{TE}{\sqrt{(N).T}} \pm \frac{SE}{T} \pm \text{Re}lative\ TBE \tag{6.12}$$

โดยระดับความน่าเชื่อถือที่สูงจะสามารถแสดงความชัดเจนได้คือ

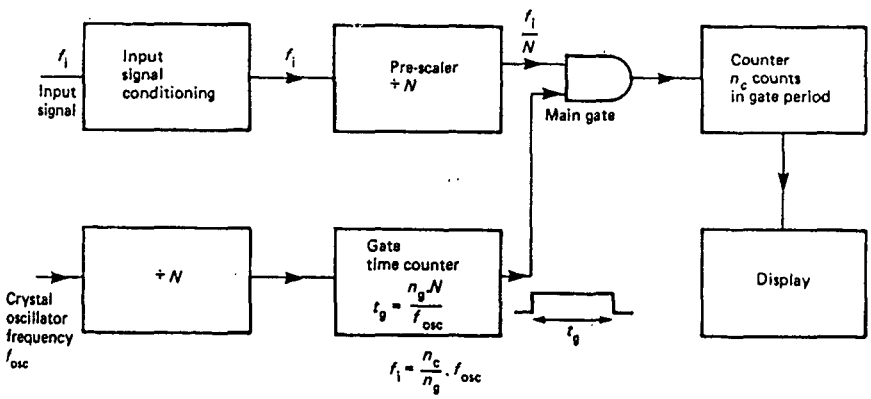


รูปที่ 6.4 ความละเอียดของการวัดช่วงเวลาสั้นๆ

$$\pm\frac{1}{\sqrt{N}}\frac{1}{\bar{n}}\pm\frac{TE}{\sqrt{(N)\bar{n}T_{osc}}}\pm\frac{SE}{\bar{n}T_{osc}}\pm \text{Re}\,lative\ TBE \qquad (6.13)$$

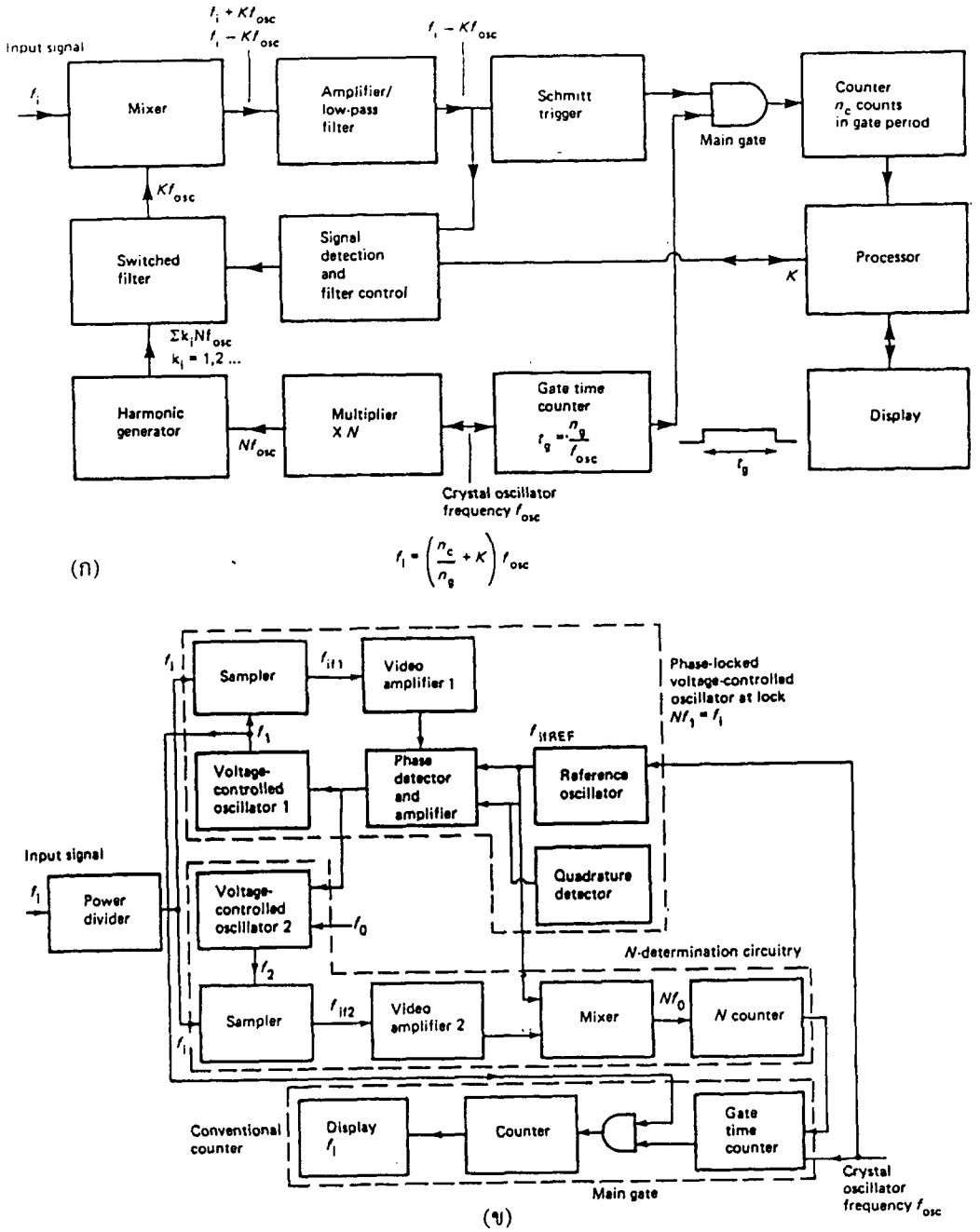
6.1.3 การวัดความถี่ไมโครเวฟ

โดยใช้มาตราส่วนย่อๆ แสดงในรูปที่ 6.5 ซึ่งสัญญาณอินพุทเป็นความถี่ที่ถูกแบ่งก่อนจะป้อนเข้าเกตตัวนับสามารถวัดความถี่ประมาณ 1.5 GHz ส่วนความถี่สูงถึง 20 GHz สามารถใช้ตัวนับแบบ heterodyne แสดงในรูปที่ 6.6 (ก) เป็นสัญญาณอินพุทที่มีการผสมด้านขาลงกับความถี่



รูปที่ 6.5 ขยายย่านการวัดความถี่โดย มาตราส่วนย่อยๆ ของอินพุท

จากตัวกำเนิดฮาร์โมนิคที่แสดงได้ด้วยตัวควบคุมตัวผลิตผลึก ส่วนในเทคนิคการส่งผ่านตัวกำเนิดจะแสดงในรูปที่ 6.6 (ข) โดยสัญญาณความถี่ต่ำเป็นเฟสล็อค สัญญาณอินพุทไมโครเวฟจะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณความถี่ต่ำใช้วัดด้วยความสัมพันธ์ของฮาร์โมนิค กับสัญญาณไมโครเวฟซึ่งเทคนิคจะให้การวัดสูงถึง 23 GHz และเทคนิค Hybrid ใช้ทั้ง heterodyne ด้านต่ำ และการส่งผ่านตัวผลิตทำให้ขยายย่านการวัดถึง 40 GHz รายละเอียดของเทคนิคเหล่านี้สามารถค้นหาความชำนาญ พบได้ใน Hewlett Packard (1977 a)



รูปที่ 6.6 (ก) เครื่องนับ Heterodyne ผกผัน (ข) เครื่องนับตัวผลิตความถี่แบบถ่ายโอน (จาก Hewlett Packard 1977a)

6.2 การวัดความถี่และเฟส โดยใช้ออสซิลโลสโคป

รูป Lissajous สามารถวัดความถี่ หรือเฟสของสัญญาณด้วยความสัมพันธ์แหล่งจ่ายอ้างอิงที่มีความเที่ยงตรงต่ำกว่าวิธีบรรยายแบบอื่นๆ รูปที่ 6.7(ก) แสดงเทคนิคสำหรับการวัดความถี่โดยสัญญาณหนึ่งสัญญาณป้อนเข้าเพลต X ของออสซิลโลสโคป และส่วนสัญญาณอื่นๆป้อนเข้าเพลต Y รูปที่ 6.7(ข)

แสดงผลตามแบบต่างจากการเปลี่ยนอัตราส่วนของความถี่ f_x ที่ป้อนไปยังเพลต X ต่อความถี่ f_y ที่ป้อนไปยังเพลต Y ถ้า f_x เป็นความถี่ที่ทราบค่า เมื่อปรับจนกระทั่งรูปแบบหยุดนิ่ง ดังนั้น f_y สามารถกำหนดคือ

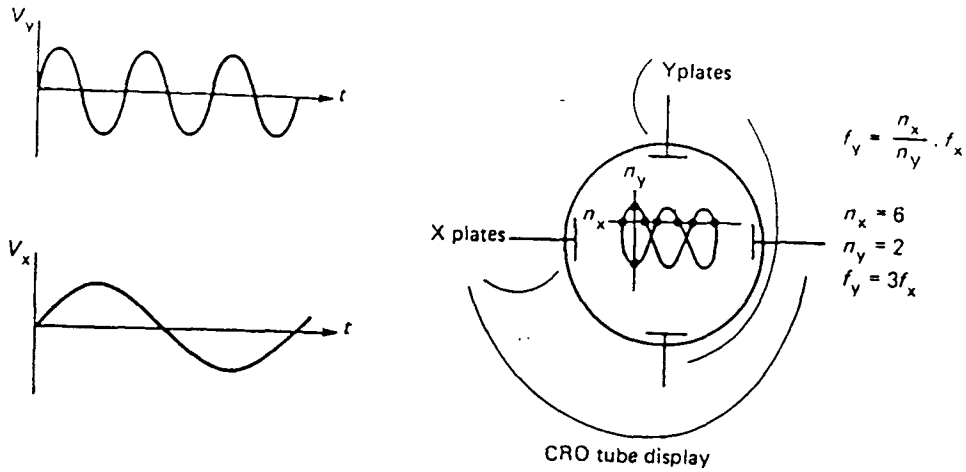
$$f_y = \frac{f_x n_x}{n_y} \tag{6.14}$$

n_x เป็นตัวเลขของเส้นตัดแนวนอน และ n_y เป็นเส้นตัดแนวตั้ง ดังแสดงในรูปที่ 6 7(ข)

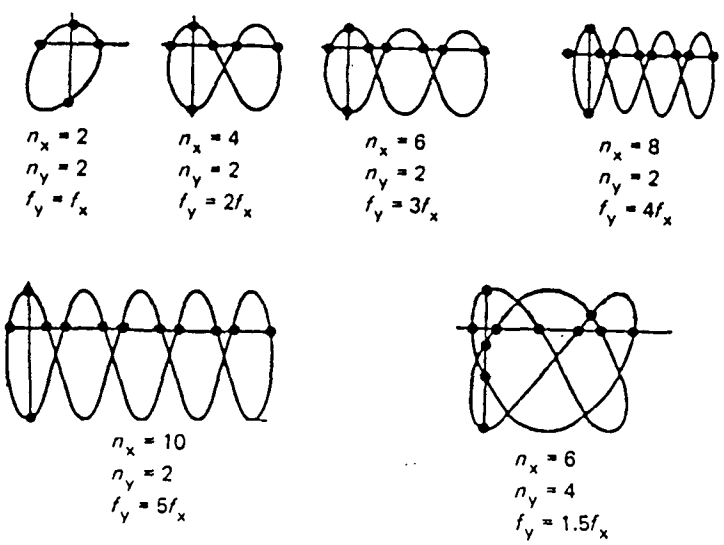
ถ้าสัญญาณ 2 สัญญาณมีความถี่เท่ากันดังนั้นเฟสสัมพันธ์กับความถี่สามารถกำหนดได้จาก รูปที่ 6.7(ค) โดยมุมเฟสระหว่าง 2 สัญญาณ คือ

$$\sin\theta = \frac{AB}{CD} \tag{6.15}$$

วิธีการเพิ่มความเที่ยงตรง โดยใช้การเปรียบเทียบหรือคำนวณการเลื่อนเฟสจนแน่ใจว่าการเลื่อนเฟสเป็น ศูนย์ ขณะที่สัญญาณทั้งสองใช้ป้อนไปยังเพลตของออสซิลโลสโคป แสดงในรูปที่ 6.7 (ง)



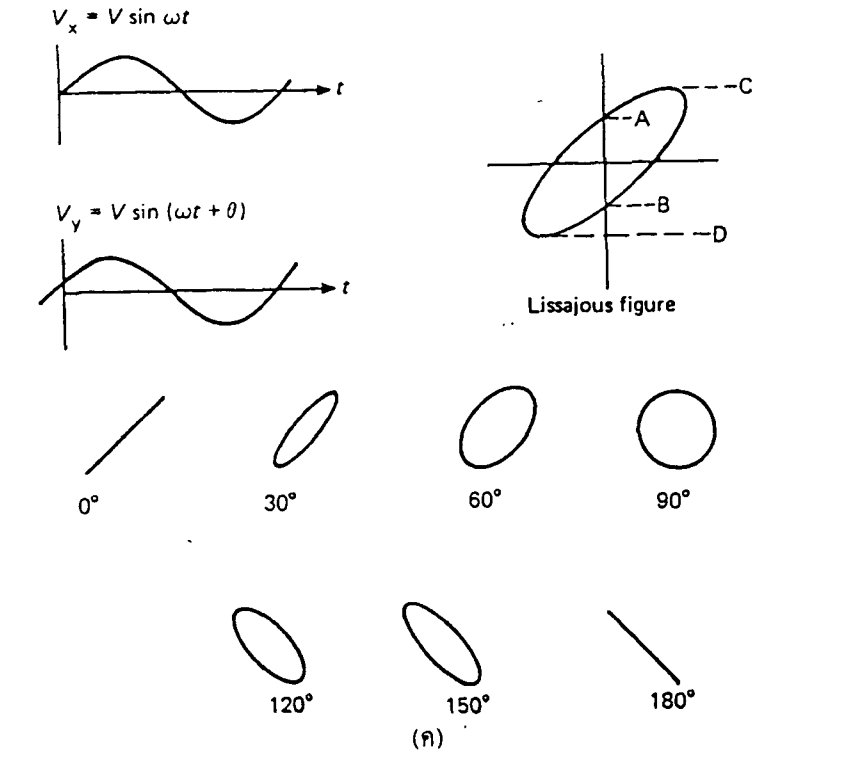
(ก)



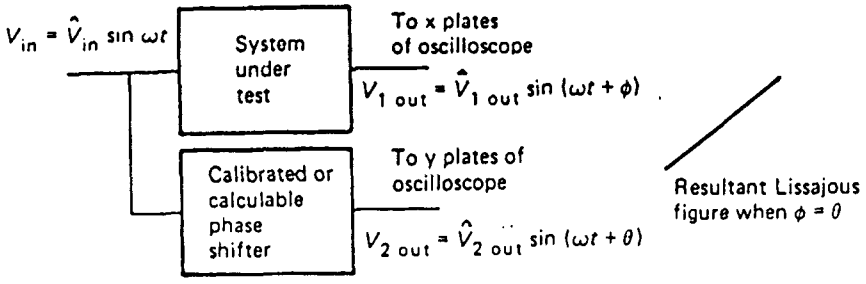
(ข)

รูปที่ 6.7 (ก) การวัดความถี่โดยใช้รูป Lissajous

(ข) รูป Lissajous สำหรับอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงของ f_x ไปยัง f_y



(ค)



(ง)

รูปที่ 6.7 ต่อ (ค) การวัดเฟสโดยใช้รูป Lissajouse

(ง) ปรับปรุงการวัดเฟสโดยใช้รูป Lissajous

ชื่อหนังสือและเอกสารอ้างอิง

1. เวคิน ปิยรัตน์ เอกสารการสอนวิชา " เครื่องวัดทางไฟฟ้า " ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ องครักษ์
2. Noltingk, B.E. : "Electrical Measurements " , Butterworth & Co.(Publishers)Ltd., 1987.
3. John P Bentley : " Principles of Measurement System " , Longman Group Limited , 1995.
4. Sawhney, A.K. : " A Course in Electrical and Electronic Measurements and Instrumentation",Dhanpat Rai & Sons , 1981.
5. Chiang , H.H. : " Electrical and Electronic Instrumentation " John Wiley & Sons, Inc. , 1984.
6. Schnell, SL. : " Technology of Electrical Measurement" , John Wiley & Sons, Inc. , 1993.
7. Wolf, S and Smith R.F. : " Student Reference Manual for Electronic Instrumentation Laboratories ", Prentice Hall , Inc. , Englewood Cliffs, New Jersey, 1990.
8. Gupta, J.B. : " A Course in Electrical and Electronic Measurements and Instrumentation",S.K. Kataria & Sons , 1996.