

교류 저전압 표준용 교류-직류 변환기의 입력임피던스 평가기술 개발

論 文

57-2-12

Development of an Input Impedance Evaluation of the AC-DC Transfer Standard for Low Level AC Voltage Standard

權聖遠[†] · 鄭在甲^{*} · 李相和^{**} · 金紋奭^{*} · 金漢俊^{*}

(Sung-Won Kwon · Jae Kap Jung · Sang-Hwa Lee · Myungsoo Kim · Han Jun Kim)

Abstract - An AC-DC transfer standard(TS) is used for the AC voltage standard in the range of 2 mV to 1000 V below 1 MHz. Micro-potentiometer(μ Pot) is used to evaluate the ac-dc transfer difference(ADD) of the TS below 200 mV range. The ADD of the TS were changed by the loading effect caused from the input impedance change of the TS depend on frequency. An input impedance evaluation technique of the TS using μ Pot has been developed.

Key Words : Low level AC voltage, Micro-potentiometer, Input impedance, Ac-dc transfer difference, Loading effect

1. 서 론

주파수 10 Hz ~ 1 MHz 에서의 교류전압 1차 표준은 정확도가 높은 직류전압으로부터 유도되며, 이를 위해서는 교류전압을 직류전압과 동가적으로 동일하게 변환시키기 위한 교류-직류 변환기가 필요하다. 여러 가지 방식의 변환기 중에서 최근에는 사용전압 및 주파수 범위가 넓고 교류-직류 변환차이(교직차)가 작은 열전형 전압변환기(thermal voltage converter, 이하 TVC)를 활용하여 1차 표준을 확립하고 산업체에 그 표준값을 보급한다[1,2]. 일반적으로 TVC를 표준기로 사용할 경우 정격전압 및 주파수의 범위는 0.5 V ~ 1000 V 및 10 Hz ~ 1 MHz 이하이다. 그러나 산업체에서 가장 많이 활용되고 있는 실효치 교류전압을 정밀하게 측정할 수 있는 안정도가 높은 교류-직류 변환 표준기(F792A)는 2 mV~1000 V 전압범위에서 미터교정기를 교정하기 위하여 활용된다. 정격 0.5 V의 TVC는 200 mV 미만에서 측정할 경우 출력전압이 작기 때문에 교류-직류 변환 표준기의 mV 전압범위(이하 저전압 변환기, LVTS)에 대한 교정용 표준기로 사용할 수 없다. 이에 대한 해결방법으로 정격 전압범위가 2 mV ~ 200 mV 인 micro-potentiometer(이하 μ Pot)가 mV 전압범위의 교류 저전압 표준기로 활용되고 있다[3-5].

LVTS의 교직차를 평가하기 위해서는 μ Pot를 매개표준기로 활용하여 200 mV를 기준으로 하여 2 mV 범위까지 하향측정(step-down)을 해야 한다. 이 하향측정 과정에서 μ Pot의 출력이 LVTS의 입력측에 병렬로 연결하는데, 이 경

우 LVTS의 입력 임피던스가 주파수에 따라 변하며 이로 인해 부하효과가 발생된다. 이 부하효과 때문에 부가적인 교직차가 발생되며, 이 교직차를 평가하기 위해서는 LVTS의 입력 임피던스를 반드시 평가해야 한다. 본 논문에서는 교류 저전압표준을 확립하고 정밀측정에 필수적으로 필요한, μ Pot를 이용한 LVTS의 입력 임피던스의 평가기술에 대하여 논의한다.

2. Micropotentiometer를 이용한 LVTS의 평가와 부하효과

2-1 Micro-potentiometer의 측정 원리

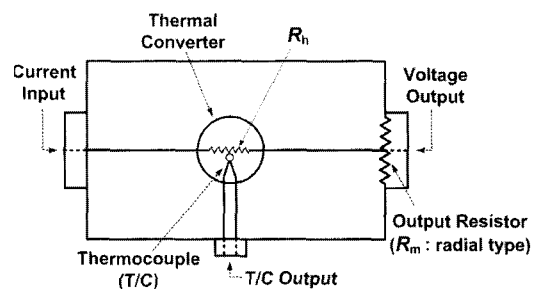


그림 1 교류 저전압표준을 위한 마이크로포텐시오미터의 구조.

Fig. 1 Configuration of a micropotentiometer for low ac voltage standard.

그림 1은 Micro-potentiometer(μ Pot)의 구조로써, μ Pot는 출력단자의 심선과 외부도체 사이에 방사형으로 연결된 무유도 저항(R_m)이 열전소자(thermal converter)와 직렬로 연결되어 있으며, 출력저항(R_m)에서 전류입력에 비례하여 발생하는 전압을 저전압 표준으로 활용하는 계측소자이다. 여기서 입력전류는 열전변환기(thermal converter, TC)로 정밀

[†] 교신저자, 正會員 : 한국표준과학연구원 책임연구원
E-mail : swkwon@kriss.re.kr

^{*} 正會員 : 한국표준과학연구원 기반표준부 책임연구원

^{**} 正會員 : 한국표준과학연구원 기반표준부 선임연구원

接受日字 : 2007年 11月 9日

最終完了 : 2008年 1月 10日

측정하는데, R_h 는 가열선 저항이고, 가열선의 온도상승을 감지하기 위한 열전대(T/C)와 열전대 출력단자(T/C output)가 있다. TC의 히터저항(R_h)과 열전대는 조그만 유리구슬을 사용하여 전기적으로 절연시키고, 또 열적으로는 접촉시키며, 주위온도의 영향을 줄이고 안정도를 높이기 위하여 진공 분위기의 유리구속에 들어 있다. TC의 정격전류는 일반적으로 5 mA 또는 10 mA인 것이 사용되며, 출력저항 R_m 은 0.4 Ω ~ 40 Ω 사이의 저항으로써 교류-직류 차이가 작은 무유도성 Ni-Cr 박막저항이 사용되는데, 정격 5 mA인 TC를 사용할 경우 μ Pot의 정격전압은 2 mV ~ 200 mV가 되며, 이 출력전압을 교류 저전압표준으로 활용한다.

2-2 부하효과에 의한 교류-직류 변환오차의 영향

교류-직류 변환 표준기(LVTS)의 200 mV 이하의 전압범위에 대한 교직차를 평가하기 위하여 μ Pot를 표준기로 사용한다. 그림 2와 같이 입력전류(I_{in})에 비례하는 R_m 양단의 출력전압을 LVTS의 입력에 연결하고, 두 대의 전압계로 μ Pot의 열전변환기(thermal converter)의 직류전압 출력과 LVTS의 직류전압 출력을 각각 측정하여 LVTS의 교직차를 자동으로 평가한다.[6]

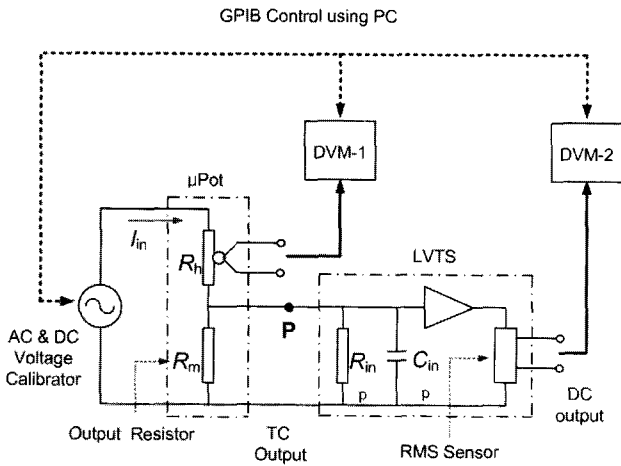


그림 2 마이크로미터를 이용한 LVTS의 교직차 자동평가 시스템.

Fig. 2 Automatic ac-dc difference evaluation system of the LVTS against the micropotentiometer.

LVTS의 입력 임피던스는 그림 2의 오른쪽 아래 부분과 같이 저항(R_{inp})과 전기용량(C_{inp})의 병렬 등가회로로 표현할 수 있다. 두 대의 TVC를 병렬로 연결하여 교직차를 비교 평가할 때는 동일한 전압이 동시에 공급되며, 교직차는 교류 및 직류 입력전압의 비로 정의되므로 측정된 교직차는 입력전압의 크기에 영향을 받지 않는다[4]. 그러나 그림 2와 같이 μ Pot과 LVTS를 비교측정 할 때는 LVTS는 전압모드

로 작동하지만 μ Pot는 전류모드로 작동한다. R_m 은 무유도성인 저항을 사용하므로 주파수와 무관하게 직류 및 교류전류에 의한 전압이 동일하다고 할 수 있다. 그러나 LVTS의 입력저항(R_{inp})이 100 kHz 이상에서는 크게 변하며, R_m 과 R_{inp} 이 병렬로 연결되어 있기 때문에 이 병렬저항 값도 주파수에 따라 달라지고, LVTS의 입력전압도 주파수에 따라 달라진다. 따라서 동일한 전압이 병렬로 공급된 조건에서 정의된 교직차가 식 (1)과 같이 부하오차만큼 달라진다[3-5]. 이와 같이 μ Pot를 이용하여 LVTS의 교직차를 평가할 때는 LVTS에서 부하효과가 발생하는데, 이 부하효과는 입력 임피던스의 저항성분 R_{inp} 와 리액티브성분 C_{inp} 의 크기에 의해서 결정된다.

2-3 교류-직류 변환오차의 부하효과 평가

LVTS의 부하효과에 의한 교직차는 식 (1)과 같이 부하효과가 나타나지 않는 직류 입력전압과 부하효과가 나타나는 교류 입력전압의 차이의 상대적인 비로 정의할 수 있다.

$$\delta_L = \frac{|V_{dc}| - |V_{ac}|}{|V_{dc}|} \tag{1}$$

그림 2에서, 열전 변환기에 동일한 직류전류 및 교류전류 (I_{in})가 흐른다고 가정하면, R_{inp} , C_{inp} 및 R_m 의 병렬회로에 걸리는 직류전압, 즉 LVTS의 입력에 공급되는 직류전압은 식 (2)와 같다.

$$= I \left(\frac{R_m R_0}{R_m + R_0} \right) = I \left(\frac{R_m}{1 + \frac{R_m}{R_0}} \right) \tag{2}$$

여기서 R_0 은 R_{inp} 의 직류저항이며, LVTS의 경우 10 M Ω 이다.

한편 LVTS의 입력 임피던스는 저항과 전기용량이 병렬로 연결된 회로의 어드미턴스로부터 구할 수 있으며, 또 입력 임피던스를 구하면 LVTS의 교류입력전압도 구할 수 있다. 그림 2의 입력회로에서 R_{inp} 와 R_m 의 병렬저항을 R_T 라고 하고, R_T 와 C_{inp} 이 병렬로 연결된 회로로 취급하면, R_T 와 병렬회로의 어드미턴스 Y 는 각각 식 (3) 및 (4)와 같으며, Y 의 절대치는 식 (5)와 같다. 여기서 G 와 B 는 각각 병렬회로의 컨덕턴스 및 서셉턴스이다.

$$R_T = \frac{R_m R_{inp}}{R_m + R_{inp}} = \frac{R_m}{1 + \frac{R_m}{R_{inp}}} \tag{3}$$

$$Y = G + jB = \frac{1}{R_T} + j\omega C_{inp} \tag{4}$$

$$|Y| = \sqrt{\left(\frac{1}{R_T} \right)^2 + (\omega C_{inp})^2} \tag{5}$$

식 (3) 및 (5)로 부터 임피던스의 절대치는 식 (6)과 같다.

$$|Z| = \left| \frac{1}{Y} \right| = R_T \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_{inp} R_T)^2}}$$

$$= \left(\frac{R_m}{1 + \frac{R_m}{R_{inp}}} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_{inp})^2 \left(\frac{R_m}{1 + \frac{R_m}{R_{inp}}} \right)^2}}$$
(6)

$R_m \ll R_{inp}$ 이므로 $R_m/R_{inp} \cong 0$ 을 적용하면 LVTS의 교류 입력전압은 식 (7)과 같다.

$$V_{ac} \cong I \cdot \left(\frac{R_m}{1 + \frac{R_m}{R_{inp}}} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_{inp} R_m)^2}}$$
(7)

식 (2) 및 (7)의 직류입력전압 및 교류입력전압을 (1)에 대입하면 LVTS의 부하효과에 교직차는 식 (8)과 같이 계산할 수 있다. 여기서 알 수 있는 바와 같이 LVTS의 입력회로의 특성변수들인 R_{inp} 및 C_{inp} 를 구하면 부하효과에 의한 LVTS의 교직차를 구할 수 있다.

$$\delta_L = \frac{|V_{dc}| - |V_{ac}|}{|V_{dc}|}$$

$$= \left(\frac{1}{R_{inp}} - \frac{1}{R_0} \right) \cdot R_m + \frac{1}{2} (2\pi f C_{inp} R_m)^2$$
(8)

여기서 f 는 측정주파수이며, 상세한 수식은 부록 A1에 기술한다.

3. LVTS의 입력 임피던스의 평가

3-1 LVTS의 입력 임피던스 관계식

식 (8)에서 보는 바와 같이 부하오차에 의한 교직차를 구하기 위해서는 측정주파수에서의 R_{inp} 및 C_{inp} 를 각각 구해야 한다. R_{inp} 및 C_{inp} 를 구하는 방법은 주파수 1 MHz 까지 사용할 수 있는 RLC 미터로 직접 측정하거나, 그림 2의 점 P에 별도의 부하저항을 추가로 삽입하여 그 영향을 평가하는 insertion 방법이 있는데, 본 연구에서는 두 번째 방법을 사용하였다[3]. 그림 2의 P 점에 아무것도 연결하지 않은 상태의 교직차(δ_{R_m})와, 그리고 50 Ω 및 150 Ω 저항을 연결한 상태의 교직차를 각각 δ_1 및 δ_2 를 각각 측정하여 세 개의 교직차로부터 LVTS의 입력임피던스의 변수인 R_{inp} 및 C_{inp} 를 구하였다. 식 (8)에서와 같이 δ_{R_m} , δ_1 및 δ_2

는 식 (9) ~ (11)과 같이 표현할 수 있다.

$$\delta_{R_m} = \left(\frac{1}{R_{inp}} - \frac{1}{R_0} \right) \cdot R_m + \frac{1}{2} (\omega C_{inp} R_m)^2 + \delta_0$$
(9)

$$\delta_1 = \left(\frac{1}{R_{inp}} - \frac{1}{R_0} \right) \cdot (R_m + R_1) + \frac{1}{2} (\omega C_{inp} (R_m + R_1))^2 + \delta_0$$
(10)

$$\delta_2 = \left(\frac{1}{R_{inp}} - \frac{1}{R_0} \right) \cdot (R_m + R_2)^2 + \frac{1}{2} (\omega C_{inp} (R_m + R_2))^2 + \delta_0$$
(11)

여기서 δ_0 는 부하효과가 없을 경우의 교직차를 나타낸다.

위와 같이 3회의 교직차를 측정하면 C_{inp} 및 R_{inp} 는 각각 식 (12) 및 (13)을 이용하여 계산할 수 있다(상세한 수식은 부록 A2 참조).

$$(C_{inp})^2 = \frac{(\delta_2 - \delta_{R_m}) - (\delta_1 - \delta_{R_m}) \cdot \frac{R_2}{R_1}}{0.5 \cdot \omega^2 \cdot R_2 (R_2 - R_1)}$$
(12)

$$\frac{1}{R_{inp}} = \frac{(\delta_1 - \delta_{R_m})}{R_1} - \frac{1}{2} (\omega C_{inp})^2 \cdot (2R_m + R_1) + \frac{1}{R_0}$$
(13)

3-2 입력 임피던스 측정결과 및 논의

표 1의 주(1), (2), (3)은 3-1 절에서 설명한 바와 같이, 그림 2의 P에 단락(R_m), 추가저항 50 Ω (R_1) 및 150 Ω (R_2)를 연결한 상태로 측정된 교직차이다. 표 1의 제5열 주(4)는 앞의 3개의 교직차와 R_1 및 R_2 의 저항값을 식 (12)에 적용하여 계산한 입력용량이다. 또 주(5)는 이들 3개의 교직차와 R_1 , R_2 , C_{inp} , R_m 및 R_0 의 값들을 식 (13)에 적용하여 계산한 입력저항(R_{inp})값이다. 여기서 출력저항(R_m)은 μ Pot의 200 mV범위의 값으로써 40 Ω을 적용하였고, R_0 는 LVTS의 직류 입력저항으로써 10 MΩ을 적용하였다[8].

표 1 및 그림 3에서 보는 바와 같이 주파수 100 kHz ~ 1 MHz에서의 입력용량(C_{inp})의 평균값은 40.25 pF이며, 평균값에 대한 상대표준편차는 약 2.4 %로 주파수에 크게 영향을 받지 않고 거의 일정하게 나타났다. 입력저항(R_{inp})은 주파수가 증가함에 따라 크게 감소하여 1 kHz에서 9.25 MΩ인 입력저항이 1 MHz에서는 약 360 kΩ까지 감소하였고, 주파수가 증가함에 따라 감소하는 입력저항의 변화가 부하효과를 일으키게 된다. 이 방법으로 측정된 LVTS의 입력용량

은 제조회사 사양의 입력용량인 약 40 pF과 일치하는 것으로 나타났으며, 이 결과로 측정방법의 유효성이 확인된 것이다.

표 1 LVTS의 입력 임피던스 및 부하효과에 의한 교직차
Table 1 Input impedance and ac-dc difference with loading effect of the LVTS.

Test Freq. (kHz)	$\delta_{R_m}^{(1)}$ ($\mu\text{N/V}$)	$\delta_1^{(2)}$ ($\mu\text{N/V}$)	$\delta_2^{(3)}$ ($\mu\text{N/V}$)	$C_{inp}^{(4)}$ (pF)	$R_{inp}^{(5)}$ ($\mu\text{N/V}$)	$\delta_L^{(6)}$ ($\mu\text{N/V}$)	$\delta_{LVTS}^{(7)}$ ($\mu\text{N/V}$)	$\delta_{\mu Pot}^{(8)}$ ($\mu\text{N/V}$)
1	6.6	7.0	7.8	40.2	9.25	0.3	4.8	-1.5
100	13.4	29.1	65.8	42.1	2.71	11.3	10.4	8.3
200	10.2	39.8	118.0	40.2	1.90	19.1	8.1	17.0
300	5.5	53.7	193.2	40.2	1.45	28.2	3.9	26.7
500	-6.3	96.3	418.9	39.8	0.88	54.1	-12.4	48.0
700	-37.3	142.0	728.9	39.7	0.59	89.4	-49.7	77.0
1000	51.3	386.2	1517.3	39.5	0.36	159.2	28.6	136.5

또 주(6)은 위에서 계산한 입력용량 및 입력저항 값을 식 (8)에 적용한 부하효과에 의해 발생한 교직차로서, LVTS의 교직차를 계산할 때 그 만큼 보정해야 할 값이다. 여기서 보는 바와 같이 1 kHz에서의 부가적인 교직차의 보정 값은 0.3 $\mu\text{N/V}$ 로 무시할 수 있으나, 1 MHz에서는 약 159 $\mu\text{N/V}$ 까지 증가하고 있으며, 이 값만큼 보정하지 않으면 큰 오차를 유발한다.

한편 주(7)은 정격 1 V의 교류표준기인 다중접합 열전변환기(multi-junction thermal converter)를 표준으로 하여 교직차를 평가한 LVTS의 200 mV에서의 교직차 값이고, 주(8)은 이들 결과로부터 계산한 μPot -200 mV의 교직차이다.[9]

이상의 측정과정 및 계산결과로부터 알 수 있는 바와 같이, 저항을 추가로 삽입하면서 교직차를 각각 측정하는 insertion 방법은 LVTS의 입력용량, 입력저항, LVTS의 부하효과에 의한 교직차 및 μPot 의 교직차를 동시에 평가할 수 있는 장점이 있다.

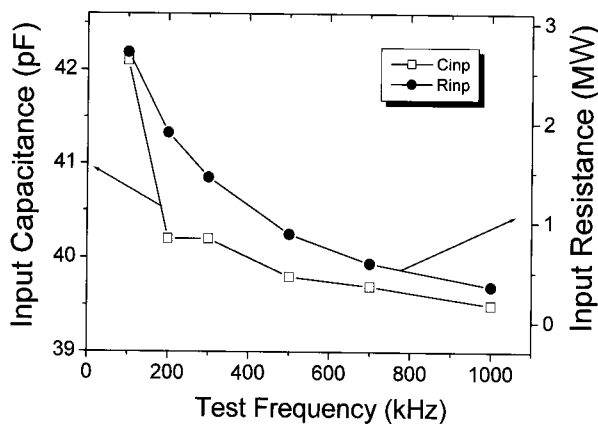


그림 3 저전압 교직변환기의 입력용량 및 입력저항측정결과
Fig. 3 Measured input capacitance and input resistance of the low voltage ac-dc transfer standard.

4. 결 론

주파수 1 MHz 이하의 교류전압 표준은 직류표준으로부터 유도되며, 여기서 교류 및 직류입력에 증가적으로 응답하는 열전형 교류-직류 변환기(교직변환기)가 사용된다. 이 교직변환기는 2 mV ~ 1000 V의 전압에서 사용가능하며, 0.5 V ~ 1000 V의 범위에 대한 교류-직류 변환차이(교직차)는 동일한 정격전압을 갖는 열전형 전압변환기를 활용하여 평가할 수 있다. 그러나 200 mV 이하 범위의 교직변환기(LVTS)의 교직차는 0.5 V TVC를 표준기로 사용하여 평가할 수 없다. 이러한 문제를 해결하기 위해서는 마이크로포텐시오미터(μPot)를 기준으로 삼아 교직차를 step-down 비교 측정한다. 이 과정에서 LVTS의 입력 임피던스가 주파수에 따라 변하고 부가적인 교직차를 유발하며, 이 부가적인 교직차는 LVTS의 입력 용량과 입력 저항에 의해서 결정된다.

본 연구에서는 μPot 를 활용하여 LVTS의 입력측에 저항을 추가삽입하고 교직차를 측정하여 입력용량과 입력저항을 측정하는 기술을 개발하였으며, 그 유효성을 확인하였다. LVTS의 입력용량은 주파수와 무관하게 거의 일정하게 나타났다. 입력저항은 주파수가 1 MHz까지 증가함에 따라 크게 감소하였다. 입력저항의 감소 때문에 부하효과에 의한 부가적인 교직차를 유발하는데, 이 값만큼 보정하지 않으면 200 mV 이하의 교류전압 측정에서 큰 오차가 발생됨을 알 수 있다.

본 연구를 통하여 교류 저전압을 측정하기 위해서 산업체에서 가장 많이 활용되고 있는 LVTS의 교직차를 μPot 로 평가할 때, 반드시 입력임피던스를 평가한 후 부하효과 만큼 보정해 주지 않으면 큰 오차를 유발함을 확인하였으며, 본 연구결과는 교류 저전압 표준을 확립하고 산업체에 보급하는데 매우 유용하게 활용될 것이다.

참 고 문 헌

- [1] B. D. Inglis, "Standards for AC-DC Transfer", *Metrologia* 29, pp. 191-199, 1992.
- [2] M. Klonz, "Current Developments in Accurate AC-DC Transfer Measurements", *IEEE Instrum. Meas.* IM-44, no. 2, pp. 363-366, 1995.
- [3] 권성원 등, "교류전압 국가표준용 열전형 전압변환기의 교직차 평가", *응용물리*, 제7권, 제1호, pp.65-70, 1994.
- [4] I. Budovsky, "A micropotentiometer-based system for low voltage calibration of alternating voltage measurement standards", *IEEE Instrum. Meas.* IM-46, no. 2, pp. 356-360, 1997.
- [5] N. Oldham, M. Parker, B. C. Waltrip, "Low-voltage standards in the 10 Hz to 1 MHz range", *IEEE Instrum. Meas.* IM-46, no. 2, pp. 395-398, 1997.
- [6] P. Filipski, "Calibration of a low voltage ac-dc transfer standard", *IEEE Instrum. Meas.* IM-47, no. 5, pp. 1067-1071, 1998.
- [7] 권성원 등, "교류-직류 변환차이 자동측정시스템", *센서학회지*, 제7권, 제6호, pp. 401-408, 1998.
- [8] L.L. Szepesi, "Recent developments on solid state thermal voltage converters", *Proc. 1986 Measurement*

Science Conf., pp. 9-13, Anaheim, CA, Jan. 1986.

[9] 권성원 등, "평면형 다중집합 열전변환기의 제작", 센서학회지, 제5권, 제4호, pp. 17-24, 1996.

부 록 A1 : 부하효과에 의한 교류-직류 변환차이의 계산식

식 (2)의 직류전압 및 식 (7)의 교류전압으로부터 부하효과에 의한 교직차는 아래와 같이 구한다.

$$\begin{aligned} \delta_L &= \frac{|V_{dc}| - |V_{ac}|}{|V_{dc}|} = 1 - \left| \frac{V_{ac}}{V_{dc}} \right| \\ &= 1 - \frac{\frac{R_m}{1 + \frac{R_m}{R_{inp}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_{inp} R_m)^2}}}{\frac{R_m}{1 + \frac{R_m}{R_0}}} \\ &= 1 - \frac{1 + \frac{R_m}{R_0}}{1 + \frac{R_m}{R_{inp}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_{inp} R_m)^2}} \\ &\cong 1 - \left(1 + \frac{R_m}{R_0} \right) \cdot \left(1 - \frac{R_m}{R_{inp}} \right) \cdot \left(1 - \frac{1}{2} (\omega C_{inp} R_m)^2 \right) \\ &= 1 - \left(1 + \frac{R_m}{R_0} - \frac{R_m}{R_{inp}} - \frac{1}{2} (\omega C_{inp} R_m)^2 - \frac{R_m^2}{R_0 R_{inp}} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} (\omega C_{inp} R_m)^2 \cdot \frac{R_m}{R_{inp}} - \frac{1}{2} (\omega C_{inp} R_m)^2 \cdot \frac{R_m}{R_0} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} (\omega C_{inp} R_m)^2 \cdot \frac{R_m^2}{R_0 R_{inp}} \right) \\ &\cong \left(\frac{1}{R_{inp}} - \frac{1}{R_0} \right) \cdot R_m + \frac{1}{2} (\omega C_{inp} R_m)^2 \cdot \left(1 + \frac{R_m}{R_0} - \frac{R_m}{R_{inp}} \right) \\ &\cong \left(\frac{1}{R_{inp}} - \frac{1}{R_0} \right) \cdot R_m + \frac{1}{2} (\omega C_{inp} R_m)^2 \end{aligned} \quad (8)$$

상기 수식의 전개과정에서 R_m 은 최대 40 Ω, R_{inp} 는 최소 400 kΩ, R_0 는 10 MΩ으로써 $\frac{R_m}{R_{inp}} \ll 1$, $\frac{R_m}{R_0} \ll 1$ 의 조건을 적용하였다.

부 록 A2 : 입력저항 및 입력용량의 계산식

$$\delta_{R_m} = \left(\frac{1}{R_{inp}} - \frac{1}{R_0} \right) \cdot R_m + \frac{1}{2} (\omega C_{inp} R_m)^2 + \delta_0 \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \delta_1 &= \left(\frac{1}{R_{inp}} - \frac{1}{R_0} \right) \cdot (R_m + R_1) \\ &\quad + \frac{1}{2} (\omega C_{inp} (R_m + R_1))^2 + \delta_0 \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \delta_2 &= \left(\frac{1}{R_{inp}} - \frac{1}{R_0} \right) \cdot (R_m + R_2) \\ &\quad + \frac{1}{2} (\omega C_{inp} (R_m + R_2))^2 + \delta_0 \end{aligned} \quad (11)$$

식 (9) ~ (11)로부터 식 (A21) 및 (A22)를 얻는다.

$$\begin{aligned} \delta_1 - \delta_{R_m} &= \left(\frac{1}{R_{inp}} - \frac{1}{R_0} \right) \cdot R_1 \\ &\quad + \frac{1}{2} (\omega C_{inp})^2 \cdot R_1 (2R_m + R_1) \end{aligned} \quad (A21)$$

$$\begin{aligned} \delta_2 - \delta_{R_m} &= \left(\frac{1}{R_{inp}} - \frac{1}{R_0} \right) \cdot R_2 \\ &\quad + \frac{1}{2} (\omega C_{inp})^2 \cdot R_2 (2R_m + R_2) \end{aligned} \quad (A22)$$

식 (A21)로부터 식 (A23)을 얻고, 식 (A23)을 식 (A22)에 대입하면 식 (A24)를 얻는다.

$$\left(\frac{1}{R_{inp}} - \frac{1}{R_0} \right) = \frac{(\delta_1 - \delta_{R_m})}{R_1} - \frac{1}{2} (\omega C_{inp})^2 \cdot (2R_m + R_1) \quad (A23)$$

$$\begin{aligned} \delta_2 - \delta_{R_m} &= \left(\frac{\delta_1 - \delta_{R_m}}{R_1} - \frac{1}{2} (\omega C_{inp})^2 (2R_m + R_1) \right) R_2 \\ &\quad + \frac{1}{2} (\omega C_{inp})^2 \cdot R_2 (2R_m + R_2) \\ &= (\delta_1 - \delta_{R_m}) \cdot \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{2} (\omega C_{inp})^2 \cdot (R_2^2 - R_1 R_2) \end{aligned} \quad (A24)$$

식 (A24)로부터 C_{inp} 는 식 (12)와 같이 구할 수 있다.

$$(C_{inp})^2 = \frac{(\delta_2 - \delta_{R_m}) - (\delta_1 - \delta_{R_m}) \cdot \frac{R_2}{R_1}}{0.5 \cdot \omega^2 \cdot R_2 (R_2 - R_1)} \quad (12)$$

식 (A23) 및 식 (12)를 이용하면 R_{inp} 는 식 (13)로부터 구할 수 있다.

$$\frac{1}{R_{inp}} = \frac{(\delta_1 - \delta_{R_m})}{R_1} - \frac{1}{2} (\omega C_{inp})^2 (2R_m + R_1) + \frac{1}{R_0} \quad (13)$$

저 자 소 개



권 성 원 (權 聖 遠)

1952년 1월 19일생. 1974년 한국항공대학교 전자공학과 졸업. 1974년-1977년 공군 정밀측정시험소 전기전자시험과장.

1978년-현재: 한국표준과학연구원 책임연구원

Tel : 042-868-5155

Fax : 042-868-5018

E-mail : swkwon@kriss.re.kr



김 문 석 (金 紋 奭)

1966년 7월 16일생. 1997년 충북대학교 물리학과 졸업(이학박사), 1997년-2001년 포항공대 초전도연구단, 2001년-2003년 오하이오 주립대 연구원, 2003년-현재: 한국표준과학연구원 책임연구원

Tel : 042-868-5725

Fax : 042-868-5018

E-mail : msk2003@kriss.re.kr



정 재 갑 (鄭 在 甲)

1965년 7월 4일생. 1998년 고려대 물리학과 졸업(이학박사). 1999-2001 아이오아 주립대 박사후 연수. 2001년-현재: 한국표준과학연구원 책임연구원

Tel : 042-868-5152

Fax : 042-868-5018

E-mail : jkjung@kriss.re.kr



김 한 준 (金 漢 俊)

1959년 1월 10일생. 1984년 중앙대학교 전자공학과 졸업(공학석사). 2007년 충남대학교 전기공학과 졸업(공학박사), 1987년-현재: 한국표준과학연구원 책임연구원

Tel : 042-868-5283

Fax : 042-868-5018

E-mail : hanjun@kriss.re.kr



이 상 화 (李 相 和)

1967년 1월 26일생. 1994년 한밭대 전자공학과 졸업. 1986-현재: 한국표준과학연구원 선임연구원

Tel : 042-868-5151

Fax : 042-868-5018

E-mail : shlee@kriss.re.kr