

열전형 전압변환기의 모델링 및 교류-직류 변환 차이 계산 프로그램 개발

Modeling of a Thermal Voltage Converter and Development of AC-DC Transfer Difference Calculation Program

이정남 · 권성원* · 정재갑* · 이효경 · 박종권**

Jung-Nam Lee · Sung-Won Kwon* · Jae-Kap Jung* · Hyo-Kyoung Lee · Jong-Kweon Park**

요 약

본 논문에서는 손실이 있는 전송선로의 전달 임피던스를 적용한 열전형 전압 변환기(TVC)의 모델을 제안하였으며, TVC의 교류-직류 변환 차이를 계산하기 위한 프로그램을 개발하였다. 제안된 TVC는 열전소자(TE)와 열전소자의 측정범위를 확대하기 위한 저항선이 동축형 실린더의 중심에 직선형태로 직렬로 연결되었다. 제안된 TVC의 교류-직류 변환 차이를 실린더의 직경, 열전도도 등의 특성을 적용하여 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션값이 불확도 이내에서 측정값과 잘 일치하였다. 일치도는 주파수 40 Hz~10 kHz에서는 1 μ V/V 이하였고, 20 kHz~100 kHz에서는 5 μ V/V 이하였으며, 200 kHz~1 MHz에서는 최대 12 μ V/V 이하의 차이를 보였다.

Abstract

We have proposed a model of a thermal voltage converter(TVC) using the trans-impedance of lossy transmission line and developed a calculation program for ac-dc transfer difference of the TVC. The proposed TVC consists of a thermo-element(TE) and a range resistor wire connected in series at the center of coaxial cylinder. The range resistor wire is used to extend the measurement range of the TE. The calculated ac-dc transfer differences of the proposed TVC by simulation agree well with the measured values within the uncertainties. The simulated and measured values are agreed within 1 μ V/V from 40 Hz to 10 kHz, within 5 μ V/V from 20 kHz to 100 kHz, and within 12 μ V/V from 200 kHz to 1 MHz.

Key words : TVC, Transmission Line Theory, AC-DC Difference, Skin Effect, Uncertainty

I. 서 론

교류 전압 표준은 직류 전압 표준에서 유도되며, 직류 전압 표준에 소급된 교류 전압 표준을 유지하고, 이를 산업체에 전달하기 위해서 교류-직류 변환기(이하 교직변환기)가 사용된다. 최근에는 사용 전압 및 주파수 범위가 넓은 열전형 교직변환기인 열

전형 전압 변환기(Thermal Voltage Converter: TVC)가 각국의 표준기관에서 가장 널리 사용되고 있다^{[1]~[3]}. 교류 전압의 국가표준을 유지하고 이를 산업체에 보급하기 위해서, 또한 교류 전압 표준의 국제 비교에 참여하여 국제적으로 측정능력을 인정받기 위해서는 TVC의 특성을 이론적으로 평가할 수 있는 표준을 자체적으로 확보하는 것이 매우 중요하다. 이

「이 연구는 2004년도 한국표준과학연구원 위탁연구비의 지원으로 연구되었음.」

국립 한밭대학교 정보통신전문대학원(Graduate School of Information & Communications, Hanbat National University)

*한국표준과학연구원 전자기표준부(Division of Electromagnetic Metrology, Korea Research Institute of Standards and Science)

**국립 한밭대학교 정보통신컴퓨터공학부 전파공학전공(Department of Radio Wave Engineering, Hanbat National University)

· 논문 번호 : 20041230-168

· 수정완료일자 : 2005년 5월 9일

러한 국제 환경에 대응하기 위하여 교직차를 이론적으로 계산할 수 있는 TVC 개발 연구를 수행하였다.

TVC의 교류-직류 변환 차이에 대한 모델링은 주로 1 kHz 이상에서 전송 선로 이론을 바탕으로 한 논문들이 보고되었으며^{[4]~[8]}, 또 TVC를 구성하고 소자와 소자 사이의 분포 용량, 직렬 인덕턴스, 저항의 표피 효과 및 주파수와 무관한 열전효과 오차를 분석하고, 이를 주파수 10 Hz~1 MHz에서 실험적으로 확인하는 기법도 시도되었다^[9].

본 논문에서는 40 Hz~1 MHz의 주파수 범위에서 교류 전압 표준기로 활용할 수 있는 손실이 있는 전송 선로의 전달 임피던스를 적용한 TVC 모델을 제안하였다. 제안된 TVC는 열전 소자(Thermo-Element: TE)와 열전 소자의 측정범위를 확대하기 위한 저항선을 동축형 실린더의 중심에 직선 형태로 직렬 연결하였다. 또한 제안된 모델에 따라 설계·제작한 TVC의 교류-직류 변환 차이를 계산하기 위한 프로그램을 개발하여 실린더의 내경, 열전도도 등의 특성을 적용하여 시뮬레이션한 계산값과 측정값과의 일치도를 조사하였다.

II. 열전형 전압변환기의 구조

TVC는 그림 1과 같이 입력 전압을 열로 바꾸고, 그 열에 비례하는 출력을 발생시키는 열전 소자와 열전 소자의 전압 측정 범위를 확장하기 위한 저항선(Cm)이 직렬로 연결된 기본구조를 갖는다. 이들에 입력신호를 공급하고, 출력을 측정하기 위하여 N형 동축 커넥터와 저잡음 출력 커넥터(2 pin)를 원통형 황동 실린더에 부착하였다.

열전 소자는 진공처리된 유리구 속에 가열선과 가열선의 중심에 열전대를 부착한 구조로서, 입력 신호용 도선이 가열선과 직선구조인 Best Technology사의 UHF-U1 모델을 사용하였다. 직경 약 10 μm의 가열선(P1과 P2 사이)과 열전대를 전기적으로 절연시키고 열만을 열전대의 열접합에 전달하기 위하여 아주 작은 유리구슬이 사용되었다. 또 저항선(Cm)은 온도계수가 ±10×10⁻⁶/K인 니켈·크롬 합금의 일종인 Isohm wire를 사용하였고, 열전 소자의 신호 입력선 P1 및 P2, 저항선(Cm)과 입력 커넥터의 심선 및 실린더의 한쪽을 연결하기 위하여 짧은 구

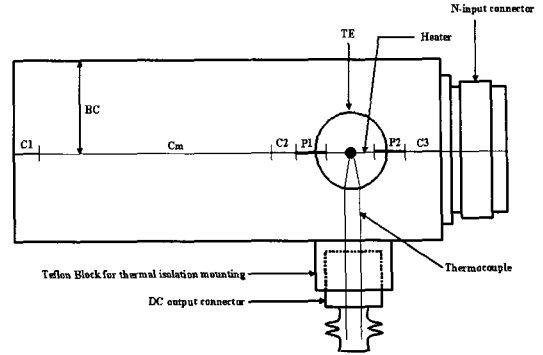


그림 1. 열전형 전압 변환기의 기본 구조
Fig. 1. Basic structure of thermal voltage converter.

리선(C1, C2, C3)을 사용하였다.

III. 전송선로 이론을 이용한 TVC 해석

본 논문에서 다룬 TVC 모델링은 Nomair와 Harman가 1 MHz~30 MHz 주파수 범위에서 해석한 전송 선로 이론을^[5] 바탕으로 40 Hz~1 MHz의 낮은 주파수에서 전송 선로 이론을 적용해 모델링 하였으며, 이 결과를 이용해 교류-직류 변환 차이를 계산할 수 있는 프로그램을 개발하여 40 Hz까지의 주파수 범위에서 전송 선로 이론을 적용함에 대한 타당성을 검토하였다.

손실이 있는 전송 선로의 특성을 계산할 경우 계산 과정이 매우 복잡해지기 때문에 아래의 식과 같이 단위 길이당 인덕턴스의 변화량을 계산하여 일반 전송 선로로 대치하여 전송 선로 값을 계산하였다^[5].

$$\Delta L_0 = -C_0 \cdot R_0^2 \cdot a^2 \cdot \left(\frac{-(b/a)^2 + 1 - \ln(b/a)}{4 \ln(b/a)} \right) \quad (1)$$

$$C_0 = 1 \text{ pF/m}$$

$$R_0 = 310 \text{ } \Omega/\text{m}$$

$$a = 11 \text{ } \mu\text{m}$$

b = 27.5 mm의 값을 식 (1)에 대입하여 풀면

$$\frac{\Delta L_0}{L_0} = \frac{-C_0 \cdot R_0^2 \cdot b^2 \cdot \pi}{2 \cdot \mu \cdot (\ln(b/a))^2} \cong 1.484 \times 10^{-6} \quad (2)$$

여기서, C₀: 동축선의 단위 길이당 커패시턴스

L₀: 동축선의 인덕턴스

R₀: 동축선의 저항

a: 저항선의 반경

b: 외부 실린더 내부 반경이다.

식 (2)의 결과에서 보는 바와 같이, 고 손실 전송 선로에 영향을 주는 인덕턴스의 증가는 1.484×10^{-6} 으로 매우 작기 때문에 전송 선로에 아무런 영향을 주지 못하므로 고려하지 않았으며 손실이 있는 전송 선로로 계산할 시 복잡해질 수 있는 계산을 일반 전송선로 이론을 적용하여 TVC를 수학적으로 해석하였다.

모델링은 저항선 부분과 열전 소자의 두 가지 큰 부분으로 나누어 해석하였다.

저항선(Cm)은 전송 선로 이론을 적용하여 단위 길이당 저항, 커패시턴스, 인덕턴스 특성을 살펴보았다. 열전 소자는 집중 소자로 취급하여 등가회로를 구현해 봄으로써 열전 소자에서의 인덕턴스와 커패시턴스의 영향을 알아보았으며, 공식을 이용하여 열전 소자에서 소모되는 전력을 계산하였다. 또한 TVC에서의 인덕턴스를 알아보기 위해 맥스웰 방정식을 이용하여 포피 효과를 계산하여 적용하였다.

TVC 해석을 위해 다음과 같은 제한을 두어 모델링 하였다^{[5],[8]}.

첫째, 손실이 있는 전송 선로는 단위 길이당 인덕턴스를 계산하여 일반 전송 선로로 대치하여 간단하게 전송 선로 값을 계산하였다.

둘째, 입·출력 커넥터는 TVC 해석과 모델링에 적용하지 않았다.

셋째, 주파수에 무관한 Peltier·Thomson 효과 등 열전기 효과 교류-직류 변환 차이는 모델링에 적용하지 않았다.

3-1 저항선(Cm) 모델링

저항선(Cm)은 전송 선로로 취급하여 저항과 커패시터, 인덕터가 저항선에 미치는 영향에 대해서 기술하고자 한다. 저항선(Cm)은 전송 선로 이론을 이용하여 저항선의 단위 길이당 저항, 커패시턴스, 인덕턴스의 특성을 계산하였으며 다음의 식 (3)과 같다.

$$R_m = \frac{l_m}{\sigma \cdot \pi \cdot a^2}$$

$$C = \frac{2\pi \cdot \epsilon \cdot l_m}{\ln(b/a)}$$

$$L = \frac{\mu \cdot l_m}{2\pi} \cdot \ln(b/a) \tag{3}$$

여기서, R_m : 단위 길이당 저항값

C : 단위 길이당 커패시턴스

L : 단위 길이당 인덕턴스

l_m : 저항선 길이

b : 외부 실린더 내부 반경

a : 저항선의 반경

σ : 저항선의 도전율이다.

식 (3)에서 보인 바와 같이 저항선에서의 단위 길이당 저항(R_m), 커패시턴스(C), 인덕턴스(L) 값이 저항선 길이(l_m)와 저항선의 반경(a), 외부 실린더의 내부 반경(b)에 영향을 받는 것을 볼 수 있다. 이는 시뮬레이션 결과에서 저항선 길이, 저항선의 외경, 외부 실린더의 내경에 따른 교류-직류 변환 차이 값이 변화할 것이라 예상할 수 있다.

3-2 열전 소자(TE) 모델링

제안된 TVC는 1 GHz 이상의 고주파가 아닌 40 Hz에서 1 MHz까지의 낮은 주파수를 사용하기 때문에 열전 소자를 집중 소자로 간주하여 L, C, R 을 이용한 등가 회로를 구성해 보면 열전 소자에서의 인덕턴스와 커패시턴스의 영향을 알 수 있다.

그림 2는 열전 소자를 집중 소자로 간주하여 등가 회로로 구현한 그림이다. 집중 소자로 모델링한 열전 소자는 저항성을 갖는 가열선의 저항, 인덕턴스, 커패시턴스로 구성되어 있다. 계산에 사용된 커패시턴스는 전송 선로 이론으로부터 자유 공간에서 계산된 값이다. 열전 소자의 가열선 저항에서 소비된 전력을 계산하기 위해 커패시턴스(C_L)를 가열선 중심

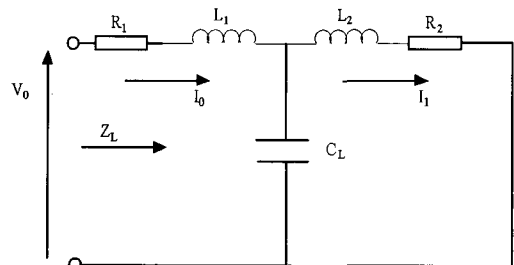


그림 2. 열전 소자의 집중 소자 등가 회로
Fig. 2. Lumped element equivalent circuit of the thermo-element.

에 설정되도록 가정한다.

TVC는 실효치 전압을 정밀 측정하는 계측 소자로써 실효치를 정확히 계산하기 위해서는 열전 소자의 가열선에서 소모되는 전력을 알아야 한다.

열전 소자에서 소모되는 전력을 계산하기 위해 입력 전류를 I_0 라고 하면

$$P_{ac} = |I_0|^2 \cdot \frac{R_h^a}{2} + |I_1|^2 \cdot \frac{R_h^a}{2} \quad (4)$$

여기서 $R_h^a/2$ 는 열전 소자의 가열선의 교류 저항의 절반을 말한다. 식 (4)에서 보는 바와 같이 입력 전류(I_0)와 열전 소자 가열선의 교류 저항, 출력 전류(I_1)와 열전 소자의 교류 저항이 합해져 열전 소자에서 소모되는 소비 전력을 구할 수 있다.

3.3 표피 효과를 고려한 TVC 모델링

주파수가 높아질수록 실린더 안쪽이 아니라 바깥 쪽으로 전류가 흐르려는 성질이 강해지게 된다. 이를 표피 효과라 하는데 TVC 경우도 주파수가 높아질수록 전류가 실린더 외부로 흐르려는 성질과 가열선의 표면으로 흐르려는 성질이 강해진다. 따라서 표피 효과를 고려해서 계산해야 더욱 정확한 TVC 해석을 할 수가 있다. TVC에서의 인덕턴스는 내부 인덕턴스, 외부 인덕턴스, 외부 실린더 인덕턴스의 합으로 이루어져 있다^[10]. 외부 인덕턴스는 주파수의 영향을 받지 않기 때문에 계산에서 제외시켰으며, 고체 원형 도체의 내부 인덕턴스와 저항은 주파수에 영향을 받으므로 아래식에 대입하여 계산하였다. 맥스웰 방정식을 이용해 표피 효과의 영향을 계산하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Z_i &= R + j \cdot \omega \cdot L_i \\ Z_i &= R + j \cdot \omega \cdot L_i \\ &= \frac{j \cdot R_s}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot a} \left(\frac{\text{ber}\left(\frac{\sqrt{2}a}{\delta}\right) + j \cdot \text{bei}\left(\frac{\sqrt{2}a}{\delta}\right)}{\text{ber}\left(\frac{\sqrt{2}a}{\delta}\right) + j \cdot \text{bei}\left(\frac{\sqrt{2}a}{\delta}\right)} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

$$R_s = \frac{1}{\sigma \cdot \delta} = \sqrt{(\omega \cdot \mu) / 2}$$

$$\delta = \sqrt{2 / (\omega \cdot \mu \cdot \sigma)}$$

여기서, Z_i : TVC의 단위 길이당 내부 임피던스

a : 저항선의 반경

δ : 표피 두께

L_i : 내부 인덕턴스

$\text{ber}(x)$: 벡셀함수의 실수부

$\text{bei}(x)$: 벡셀함수의 허수부

$\text{ber}'(x)$: $\text{ber}(x)$ 의 미분

$\text{bei}'(x)$: $\text{bei}(x)$ 의 미분이다.

식 (5)를 이용하면 R 값과 ωL_i 값을 정확히 구할 수 있다.

내부 도체인 저항선과 가열선의 저항에 대한 교류 저항(R)은 a/δ 의 값에 따라서 아래의 두 식 (6)과 (7)을 이용하여 약식으로 계산해도 식 (5)를 이용한 계산값과 0.5 % 이내에서 일치한다^[5].

$a/\delta < 2$:

$$\begin{aligned} \frac{R}{R_{dc}} &= 1 + \left(\frac{a}{\delta}\right)^2 / 48 \\ \frac{L_i}{L_{i,dc}} &= 1 - \left(\frac{a}{\delta}\right)^4 / 96 + \left(\frac{a}{\delta}\right)^6 / 1470 \end{aligned} \quad (6)$$

여기서, R_{dc} : 직류 저항

a : 저항선의 반경

L_i : 내부 인덕턴스

$L_{i,dc}$: 내부 직류 인덕턴스이다.

$a/\delta > 2$:

$$\begin{aligned} \frac{R}{R_{dc}} &= \frac{(a/\delta)^2}{2(a/\delta) - 1} \\ \frac{L_i}{L_{i,dc}} &= \frac{1}{R/R_{dc}} + \frac{1}{(R/R_{dc})^3} \end{aligned} \quad (7)$$

3.4 교류-직류 변환 차이 계산

지금까지 저항선에서의 저항값, 커패시턴스, 인덕턴스의 영향, 열전 소자에서 소비되는 소비 전력과 TVC에서의 표피 효과를 기술하였다. 이를 바탕으로 교류-직류 변환 차이를 계산하기로 한다. TVC 모델의 교류-직류 차이를 계산하기 위해서는 열전 소자의 히터에서의 전력과 동축선의 입력 전압과 관련된 최대 전송 임피던스가 결정되어야 한다. 모델링 한 TVC의 전송 선로는 저항과 각각의 연결선, 열전 소자가 각각 직렬로 연결되었고 TVC를 통한 최대 전력전송은 전송선 이론에 기초한 전송 임피던스 변환

을 사용하여 계산하였다. 저항선과 외부 실린더는 분포정수로 취급하였고, 열전 소자 및 연결선들은 집중 소자로 간주하였으며, 모든 집중 소자는 표피 효과를 고려하였다.

식 (4)를 이용한 열전 소자의 가열선에서 소모되는 교류 전력은 아래와 같이 계산한다.

$$P_{ac} = |I_0|^2 \cdot \frac{R_h^a}{2} + |I_1|^2 \cdot \frac{R_h^a}{2} = |I_0|^2 \cdot R_h^a \cdot Y^2 \quad (8)$$

여기서, R_h^a 는 가열선의 교류 저항값이다.

$$Y^2 = 1 + \omega^2 \cdot L_2 \cdot C - \frac{\omega^2 \cdot C^2 \cdot R_2}{2} \\ |I_0|^2 = |V_a|^2 \cdot \frac{\prod_{i=1}^2 |Z_{lm_i}|^2}{\prod_{i=1}^3 |Z_{cl_i}|^2} \quad (9)$$

여기서 V_a 는 교류 입력 전압이고, Z_{lm_i} 와 Z_{cl_i} 는 입력 임피던스와 전송선 미소 구간 i 의 전송 임피던스이며 아래와 같다.

$$Z_{cl_i} = Z_{li} \cdot \cosh \lambda_i + Z_{0i} \cdot \sinh \lambda_i \\ Z_{lm_i} = \frac{Z_{0i} \cdot Z_{cl_i}}{Z_{0i} \cdot \cosh \lambda_i + Z_{li} \cdot \sinh \lambda_i} \quad (10)$$

여기서, Z_{li} : 전송선로의 부하 임피던스
 Z_{0i} : 전송선로의 특성 임피던스
 λ_i : 전파상수 이다.

식 (8)에서부터 식 (10)까지에서 주어진 입력 교류 전압 V_a 에 대해 가열선에서 소모되는 교류 전력은 식 (11)과 같다.

$$P_{ac} = |V_a|^2 \cdot \frac{\prod_{i=1}^2 |Z_{lm_i}|^2}{\prod_{i=1}^3 |Z_{cl_i}|^2} \cdot R_h^a \cdot Y^2 \quad (11)$$

한편 주어진 입력 직류 전압 V_d 에 대해 가열선에서 소모되는 직류 전력은 식 (12)와 같다.

$$P_{dc} = \frac{|V_d|^2}{R_{dc, total}^d} \cdot R_h^d \quad (12)$$

식 (12)에서 $R_{dc, total}$ 는 열전형 변환기의 총 직류 저항이고, R_h^d 는 열전 소자의 가열선의 직류 저항이다. 그러므로 교류-직류 변환 차이(δ_{AC-DC})는 가열선에서의 직류 및 교류 전력 소모가 동일한 조건

일 때로 정의하므로 식 (13)과 같이 구해진다.

$$\delta_{AC-DC} = \frac{V_a - V_d}{V_d} \Big|_{P_{ac} = P_{dc}} \\ = \frac{\prod_{i=1}^3 |Z_{cl_i}|}{\prod_{i=1}^2 |Z_{lm_i}|} \cdot \sqrt{(R_h^d / R_h^a)} \cdot \frac{1}{R_{dc, total} \cdot Y} - 1 \quad (13)$$

IV. 제안된 TVC의 시뮬레이션 및 측정 결과

이상 TVC의 구성요소 및 전송 선로 이론을 이용하여 TVC의 교류-직류 변환 차이를 수학적으로 해석하였다. 이를 바탕으로 하여 C++를 이용한 TVC의 교류-직류 변환 차이를 계산할 수 있는 시뮬레이션 프로그램을 개발하였다. 그림 1 및 표 1과 같이 설계 제작한 TVC의 설계 변수 및 열전도도, 표피 두께의 특성을 적용하여 계산한 교류-직류 변환 차이와 교류-직류 변환 차이의 측정값을 비교 분석하였다.

TVC를 구성하고 있는 실린더, 저항선, 연결선 등의 파라미터 등을 변화시키면서 시뮬레이션하여 교류-직류 변환 차이를 줄일 수 있는 방법을 제안하였다. 40 Hz에서 1 MHz의 낮은 주파수에서의 전송 선로 이론의 적용 가능성을 알아보기 위해 앞에서 기술했던 TVC 해석 기술을 시뮬레이션 프로그램에 반영하였다.

표 1은 그림 1과 같이 TVC 교류-직류 변환 차이 계산에 필요한 실제 제작한 TVC의 기본 파라미터들이다. 다음에 소개될 시뮬레이션 결과는 표 1에 있는 파라미터들을 기준으로 시뮬레이션한 것이다. 시뮬레이션에 사용한 기준 전류와 전압은 5 mA와

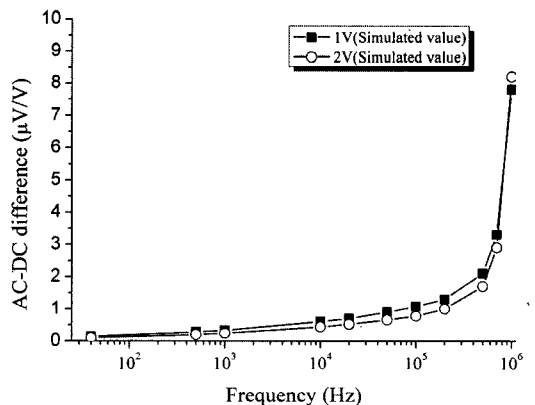


그림 3. 제작한 TVC의 시뮬레이션 결과
 Fig. 3. Simulated results of a constructed TVC.

표 1. 제안된 TVC의 기본 파라미터

Table 1. Basic parameters of the proposed TVC.

| 기호 | 재질 | 직경(cm) | 길이(cm) | 비저항($\Omega \cdot \text{cm}$) | 전기전도도 $*10^5(\Omega \cdot \text{cm})^{-1}$ |
|----------|-------------|------------------|--------|---------------------------------|---|
| Cylinder | Brass | 5.5 | 15.08 | 6.06 | 1.65 |
| Cm | Isaohm wire | 22 μm | 9 | 132 | 0.0758 |
| BC | - | 5.5 | - | 1.7241 | 5.8 |
| C1 | Cu | 0.06 | 0.73 | - | - |
| C2 | Cu | 0.06 | 0.56 | - | - |
| C3 | Cu | 0.06 | 1.49 | - | - |
| P1, P2 | Pt - Ir | 0.05 | 1.65 | 0.104 | 0.96 |

2 V로 하였다.

그림 3은 표 1을 바탕으로 하여 시뮬레이션한 결과를 그래프로 나타낸 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 1 V와 2 V의 교류-직류 변환 차이가 200 kHz까지는 $1 \mu\text{V/V}$ 이하로써, 전압 크기의 영향이 작게 나타나는 것을 볼 수 있으며 주파수가 올라 갈수록 교류-직류 변환 차이가 증가함을 볼 수 있다.

그림 4는 다른 변수들은 표 1의 값으로 고정하고 실린더의 직경을 변화시켰을 때의 교류-직류 변환 차이를 시뮬레이션한 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 디스크 반경이 작으면 작을수록 1 MHz 근처에서 교류-직류 변환 차이가 크게 나타났다. 시뮬레이션 결과 디스크 반경을 크게 하는 것이 교류-직류 변환 차이를 줄일 수 있는 한 가지 방법이라 예상할 수 있다.

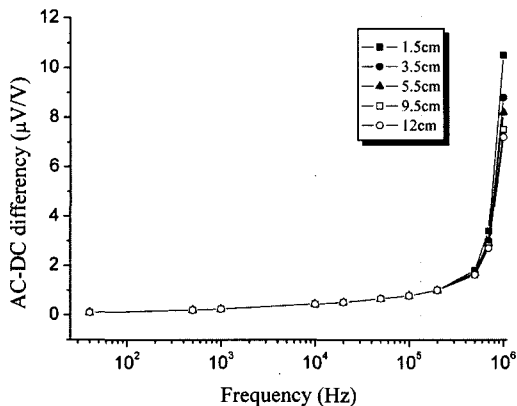


그림 4. 실린더 직경 변화에 따른 시뮬레이션 결과
Fig. 4. Simulated results for different cylinder radius (BC).

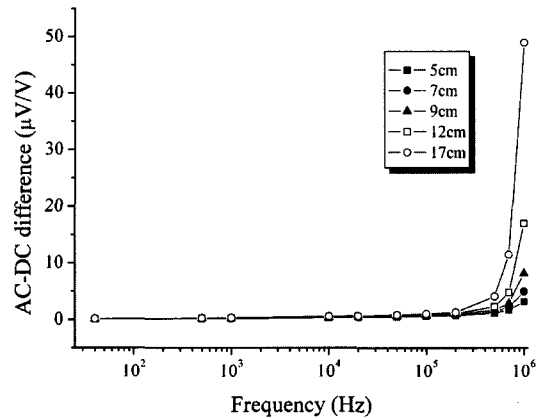


그림 5. 저항선(Cm)의 길이 변화에 따른 시뮬레이션 결과
Fig. 5. Simulated results for different length of resistive wire(Cm).

그림 5는 다른 변수들은 표 1의 값으로 고정하고 저항선(Cm)의 길이를 변화시켰을 때(실린더는 저항선의 길이에 따라 변함)의 교류-직류 변환 차이를 시뮬레이션한 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 실린더의 직경을 바꾸면서 시뮬레이션한 것보다 더 큰 교류-직류 변환 차이 변화를 보였으며, 실린더의 직경과는 반대로 저항선의 길이가 길면 길수록 1 MHz 근처에서 교류-직류 변환 차이가 커지는 것을 볼 수 있었다. 이는 실린더의 길이 또한 길어지는 효과와 같기 때문에 Filipski가 발표한 논문의^[8] 실린더 길이 증가에 따른 교류-직류 변환 차이가 증가하는 것과 일치함을 알 수 있다. 시뮬레이션 결과 저항선의 길이를 줄이는 것도 교류-직류 변환 차이를 줄일 수 있는 두 번째 방법이라 예상할 수 있다.

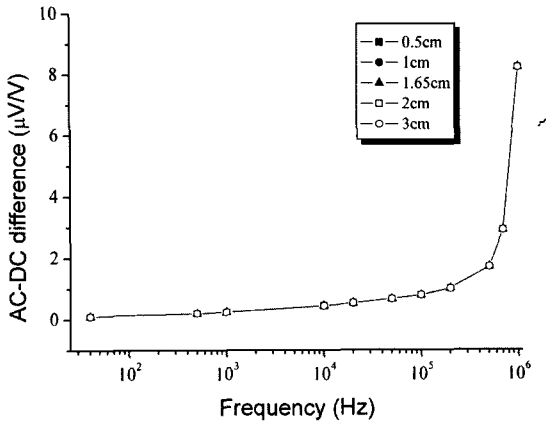


그림 6. P1, P2 길이 변화에 따른 시뮬레이션 결과
Fig. 6. Simulated results for different length of P1, P2.

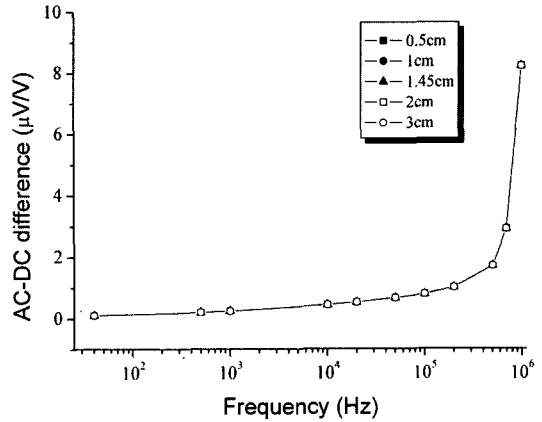


그림 8. C3 길이 변화에 따른 시뮬레이션 결과
Fig. 8. Simulated results for different length of C3.

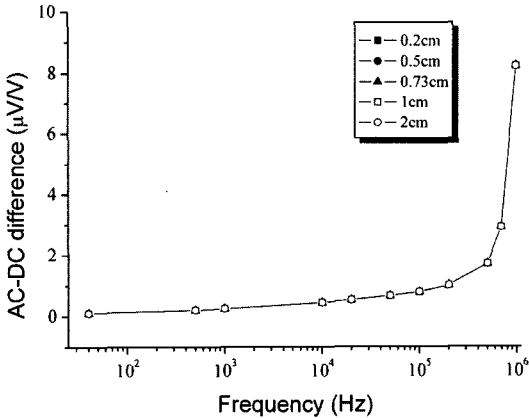


그림 7. C1 길이 변화에 따른 시뮬레이션 결과
Fig. 7. Simulated results for different length of C1.

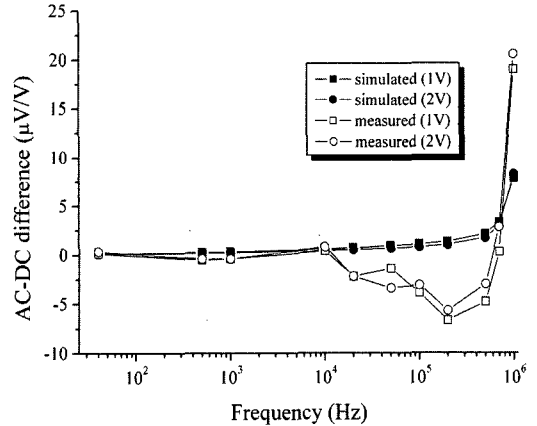


그림 9. 측정값과 시뮬레이션 값의 비교
Fig. 9. Measured and simulated values for the proposed TVC.

그림 6은 다른 변수들은 표 1의 값으로 고정하고 열전소자의 양 끝단을 연결시켜주는 도선(P1, P2)의 길이를 변화시켰을 때의 교류-직류 변환 차이를 시뮬레이션한 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 별다른 변화는 볼 수가 없었다.

그림 7은 디스크의 끝단과 저항선을 연결시켜 주는 도선(C1)의 길이를 변화시켰을 때의 교류-직류 변환 차이를 시뮬레이션한 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 거의 변화가 없었다.

그림 8은 열전 소자의 입력 도선과 입력 단자의 심선을 연결시켜 주는 도선(C3)의 길이를 변화시켰을 때의 교류-직류 변환 차이를 시뮬레이션한 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 아무런 변화가 없었다.

시뮬레이션 결과 C1, P1, P2, C3의 길이 변화가 교류-직류 변환 차이에 미치는 영향은 무시할 수 있다.

그림 9는 실제 제작하여 측정된 실험 결과와 시뮬레이션 결과를 비교한 것이다. 40 Hz에서 10 kHz 주파수 범위에서는 측정값과 시뮬레이션 값이 1 $\mu\text{V/V}$ 이내에서 일치하였으며 20 kHz부터 100 kHz 범위에서 측정값과 시뮬레이션 값이 약 5 $\mu\text{V/V}$ 이하의 차이가 있었으며, 200 kHz~1 MHz에서는 최대 12 $\mu\text{V/V}$ 의 차이가 발생하는 것을 볼 수 있었다. 이와 같은 일치도를 얻음으로써 전송선로 이론을 적용하여 40 Hz에서 1 MHz까지에서 TVC의 교류-직류 변환 차이를 구할 수 있음을 보였다.

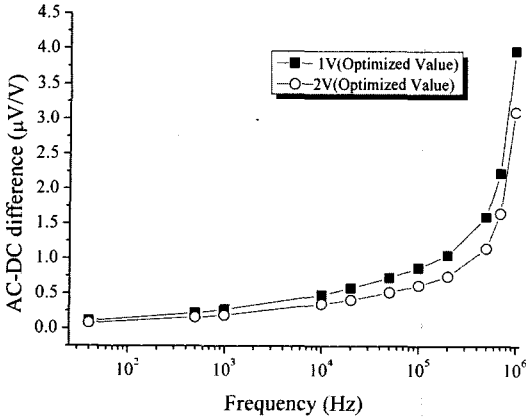


그림 10. 최적화된 시뮬레이션 결과
Fig. 10. Simulated results for the optimized TVC.

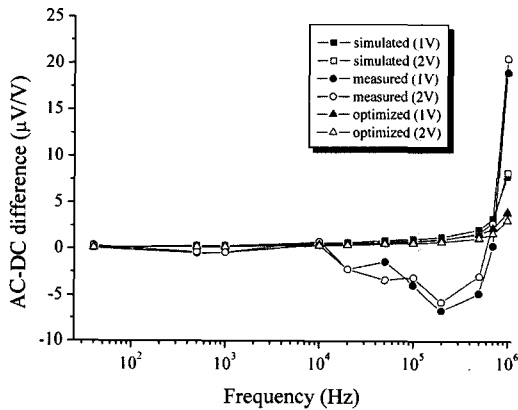
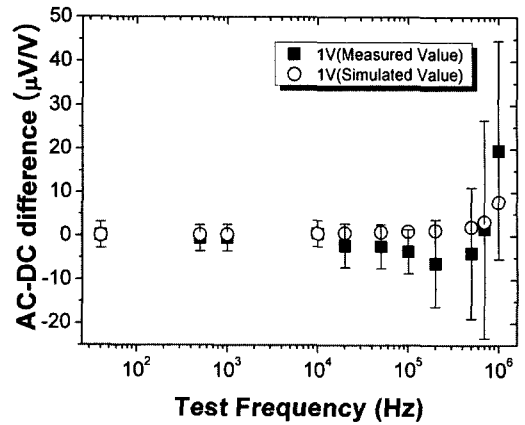


그림 11. 측정값과 최적화된 시뮬레이션 값의 비교
Fig. 11. Measured results and simulated values for the optimized TVC.

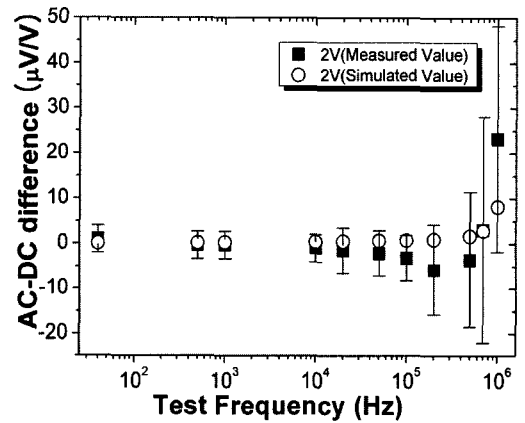
시뮬레이션 결과와 측정 결과가 일치하지 않는 것은 시뮬레이션할 때 열전 소자의 출력인 열전대쌍을 고려하지 않았고, 열전 소자 자체가 가지고 있는 열전기 효과에 의한 영향을 고려한 정확한 모델링의 한계 등으로 판단된다.

그림 10은 위에서 시뮬레이션했던 저항선의 길이와 실린더의 직경을 고주파에서 가장 작은 교류-직류 변환 차이 결과를 나타내었던 5 cm와 12 cm로 각각 고정하여 시뮬레이션한 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 1 V, 1 MHz에서의 교류-직류 변환 차이가 3.9 $\mu\text{V}/\text{V}$ 로 작은 것을 볼 수 있다.

그림 11은 그림 9에서 보인 결과에 그림 10에서 보인 최적화 결과를 함께 나타낸 그림이다. 그림의



(a) 1 V



(b) 2 V

그림 12. 계산값과 측정값의 일치도(막대는 측정 불확도)

Fig. 12. Agreement of calculated and measured values (The bar means measurement uncertainty).

최적화시킨 결과에서 보는 바와 같이 교류-직류 변환 차이가 가장 작음을 알 수 있었으며, 교류-직류 변환 차이를 줄여 최적화시킨 그림 11의 데이터를 바탕으로 하여 양호한 TVC 제작이 가능함을 알 수 있다.

그림 12는 측정 전압 1 V와 2 V에서의 교류-직류 변환 차이의 측정값 및 측정 불확도와 함께 시뮬레이션 값을 나타낸 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 측정 불확도 범위 내에서 두 값이 일치하는 것을 볼 수 있다. 여기서 측정 불확도는 반복 측정에 의한 측정값의 분산과 교류-직류 변환 차이 측정 장치들로부터 발생하는 불확도 요인의 총합으로써 참값이 존

재할 수 있는 일정 범위를 나타낸다.

본 논문에서 시뮬레이션한 결과가 측정 결과와의 불확도 범위 이내에서 일치하는 결과를 얻어 제안된 TVC의 해석과 시뮬레이션 결과는 신뢰할만한 결과라 볼 수 있겠다.

V. 결 론

본 논문에서는 열전형 전압변환기(TVC)의 모델 설정 및 교류-직류 변환 차이 계산 프로그램을 개발하고 시뮬레이션하였다. 시뮬레이션 결과 저항선의 길이 변화와 실린더의 내경 크기에 따라 교류-직류 변환 차이가 변화하였으며, 저항선의 길이 변화에 따라 교류-직류 변환 차이가 가장 민감하게 변화하였다. 시뮬레이션 결과 저항선의 길이가 길어질수록 교류-직류 변환 차이가 증가하는 것을 볼 수 있었고 또한 실린더의 내경이 작을수록 교류-직류 변환 차이가 증가하는 것을 볼 수 있었다. 그밖에 연결용 도선 C1, P1, P2, C3의 길이 변화는 교류-직류 변환 차이에 영향을 거의 주지 못함을 알았다.

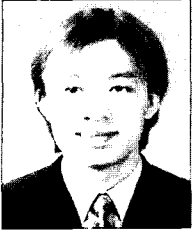
또한 계산 프로그램을 이용하여 교류-직류 변환 차이를 줄일 수 있는 최적화 값을 시뮬레이션하였으며 최적화된 시뮬레이션 결과를 이용하여 교류-직류 변환 차이를 줄일 수 있는 TVC 제작이 가능하게 되었다.

실제 제작한 TVC의 측정 결과와 시뮬레이션 결과를 비교 분석한 결과 두 값이 불확도 내에서 잘 일치하여 40 Hz에서 1 MHz에서의 주파수 범위에서도 전송선로 이론을 적용할 수 있음을 보였다. 40 Hz~10 kHz 범위에서는 측정값과 시뮬레이션 값이 1 μ V/V 이내에서 일치함을 볼 수 있었으나 20 kHz~100 kHz의 주파수 범위에서는 약 5 μ V/V 정도의 차이가 발생하였으며 200 kHz~1 MHz 주파수 범위에서는 최대 12 μ V/V 정도의 차이가 발생하였다. 주파수가 높아질수록 차이가 증가하는 것을 볼 수 있었으나 이와 같은 일치도는 측정 불확도가 40 Hz~1 MHz 범위에서 3~20 μ V/V인 점을 고려하면 매우 잘 일치하는 것이라 판단할 수 있다.

참 고 문 헌

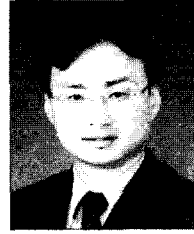
- [1] M. Klonz, "Current development developments in accurate ac-dc transfer measurements", *IEEE IM*, vol. 44, no. 2, pp. 363-366, 1995.
- [2] B. D. English, "Standards for ac-dc transfer", *Metrologia*, vol. 29, no. 2, pp.191-199, 1992.
- [3] B. D. English, "AC-DC transfer standards-present status and future directions", *IEEE IM*, vol. 34, no. 2, pp. 285-290, 1985.
- [4] F. L. Hermach, E. S. Williams, "Thermal voltage converters for accurate voltage measurements to 30 megacycles per second", *AIEE Transaction Pt I (Communication and Electronics)*, vol. 79, pp. 1-6, 1960.
- [5] M. Nomair, K. J. P. M. Harmans, "High accuracy calculable ac-dc transfer standards for the LF-30 MHz frequency range", *IEEE IM*, vol. 38, no. 2, pp. 342-345, 1989.
- [6] J. Kinard, T. Cai, "Determination of ac-dc difference in the range 0.1-100 MHz frequency range", *IEEE IM*, vol. 38, no. 2, pp. 360-367, 1989.
- [7] C. J. van Mullem, W. J. G. D. Janssen, and J. P. M. de Vreede, "Evaluation of the calculable high frequency AC-DC standard", *IEEE IM*, vol. 46, no. 2, pp. 361-364, 1997.
- [8] P. S. Filipski, R. F. Clark, and D. C. Paulusse, "Evaluation of low frequency AC-DC difference of coaxially mounted TVC", *IEEE IM*, vol. 47, no. 1, pp. 81-86, 1998.
- [9] I. Budovsky, B. D. English, "High frequency ac-dc difference of NML single-junction thermal voltage converters", *IEEE IM*, vol. 50, no. 1, pp. 360-367, 2001.
- [10] R. A. Schipman, *Transmission Lines*, Schaum series, McGraw-Hill Book Company, 1968.

이 정 남



2004년 2월: 국립한밭대학교 정보통신공학과 (공학사)
2004년 3월~현재: 국립한밭대학교 정보통신전문대학원 석사과정
[주 관심분야] 초 광대역 안테나, 전자파 응용

이 효 경



2005년 2월: 국립한밭대학교 정보통신컴퓨터공학부 (공학사)
2005년 3월~현재: 국립한밭대학교 정보통신전문대학원 석사과정
[주 관심분야] 초 광대역 안테나, 초 광대역 필터

권 성 원



1974년 2월: 한국항공대학교 전자공학과 (공학사)
1974년~1977년: 공군 정밀 측정소 전기전자 시험과장
1978년~현재: 한국표준과학연구원 전자기표준부 전기자기그룹 책임연구원

[주 관심분야] 교류전압 및 전류정밀측정 기술, 센서 및 MEMS, 고전압 및 대전류 측정 기술

박 중 권



1994년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
1997년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 (공학석사)
2001년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 (공학박사)
2001년 3월~2002년 2월: 한국전자

통신연구원 선임연구원
2002년 2월~현재: 국립한밭대학교 정보통신컴퓨터공학부 조교수
[주 관심분야] 초고주파공학, 안테나

정 재 갑



1998년 2월: 고려대학교 물리학과 (이학박사)
2001년~현재: 한국표준과학연구원 전자기표준부 전기자기그룹 선임연구원
[주 관심분야] 고전압 및 대전류 국가표준, 전기장 측정 기술