

샘플링 시점의 위상각 동기화를 이용한 계통전압 실효값의 정확한 계산 방법

함도현¹, 김수빈², 송승호[†], 이현영¹

Accurate Calculation of RMS Value of Grid Voltage with Synchronization of Phase Angle of Sampled Data

Do-Hyun Ham¹, Soo-Bin Kim², Seung-Ho Song[†], and Hyun-Young Lee¹

Abstract

A novel and simple algorithm for accurate calculation of RMS voltage is proposed in a digitally controlled grid-tie inverter system. Given that the actual frequency of grid voltage is continuously changing, the constant sampling frequency cannot be a multiple number of the fundamental frequency. Therefore, the RMS of grid voltage contains periodic oscillations due to the differences in the phase angle of sampled data during calculation. The proposed algorithm precisely calculates and updates the initial phase angle of the first sampled voltage in a half-cycle period using phase-locked loop, which is commonly utilized for phase angle detection in grid-tie inverter systems. The accuracy and dynamic performance of the proposed algorithm are compared with those of other algorithms through various simulations and experiments.

Key words: RMS value caculation, Sampling points, Synchronization, Phase angle, RMS value error, ADCs sampling

1. 서 론

분산전원의 전력품질 및 계통연계 조건을 규정하고 있는 국제 규정에서는 정상상태 전압의 변동이나 과도상태 전압 변동이 발생했을 때 전원 전압의 반주기 실효값에 따라 분산전원의 제어 전략을 다르게 결정하도록 하고 있다^[1]. 또한 국내 송배전 전기설비 이용규정에 따르면 공칭전압, 전압변동률, 순간 전압 강하, 전압 상승, 순간 정전, 과전압, 저전압 등과 같은 상황 판단의 지표로 전압의 실효값을 사용하도록 규정하고 있다^[2]. 이와 같이 실효값은 국·내외 분산전원 계통 연계 규정에서 중요한 판단지표로 활용되고 있기 때문에 빠르고 정확한 실효값 계산 알고리즘의 개발이 중요하게 되었다.

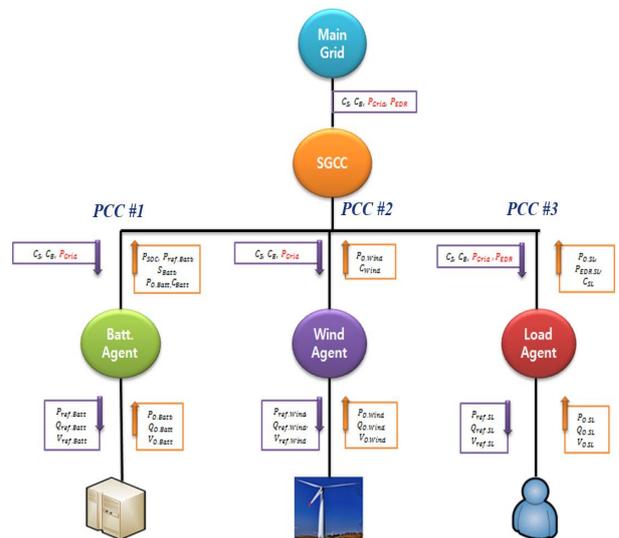


Fig. 1. A distributed power system comprising an upper management system.

구체적인 예로, 계통에 PCC(Point of Common Coupling) 지점에 다수의 분산전원이 병렬로 연결 될 경우 또는 도서지역과 같은 약계통에 다수의 분산전원이 연계될 경우 배전계통에 역조류가 발생하고 그 결과로

Paper number: TKPE-2018-23-6-2

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: ssh@kw.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Kwangwoon University

Tel: +82-2-940-5762 Fax: +82-2-940-5141

¹ Power Research Lab. Plaspo

² Dept. of Control & Instrumentation Engineering Team, Kwangwoon University

Manuscript received May 4, 2018; revised May 18, 2018; accepted Jun. 4, 2018

PCC 전압의 크기가 변동하는 사례가 발생하고 있다.

그림 1은 분산전원을 관장하는 상위 관리시스템과 분산전원 시스템의 구성을 나타낸다. 그림 1과 같이 분산전원이 병렬로 연결될 경우 계통 임피던스에 의해 PCC 지점의 전압이 변동하는 상황이 발생하게 된다. 참고문헌 [2]에서 언급하고 있는 배전 계통의 전압을 $\pm 5\%$ 이내로 유지하기 위해서는 상위 관리시스템이 PCC 지점의 전압의 실효값 정보를 정확하게 수신하는 것이 중요하다. 따라서 PCS는 계통 전압의 실효값 전압을 정확하게 계산하여 상위 관리시스템에게 전달하여야 한다. 전압 정보를 받은 상위 관리시스템은 PCC 지점의 전압을 규정 내로 유지하기 위해 분산전원의 제어 전력값을 송신하여준다. 이와 같이 계통 전압을 정확하게 계산하는 것은 배전 계통을 안정적으로 유지하기 위해 반드시 선행되어야 할 과제이다. 또한 위와 같은 상황 외에도 순간적인 전압 Sag 상황에서도 분산전원이 계통연계 상태를 유지하기 위해서는 급변하는 전원전압의 크기와 위상을 빠르게 감지하여 그에 맞는 대책을 세울 필요가 있다. 따라서 분산전원의 정확한 출력 제어를 위해서는 전압의 크기를 정확하고 빠르게 검출하는 것이 필요하다.

일반적으로 실효값은 전원전압의 반주기 혹은 한주기의 데이터 샘플에 평균치를 적용하기 때문에 정확한 검출과 잡음에 강인한 특성을 가지는 것으로 알려져 있다^[3]. 그러나 이산화된 데이터 샘플로 계통 전압의 실효값을 계산하는 경우 샘플링 주파수와 전원 전압 주파수에 의해 결정되는 한주기당 샘플링의 개수가 정수배일 경우에만 정확한 실효값을 검출할 수 있다. 따라서 샘플링 개수가 정수배가 아닐 때 발생하는 비동기 샘플링에 의한 실효값 결과의 오차를 줄이기 위해 다양한 방법이 연구된 바 있다.

기존의 연구에서는 정밀한 계산을 위해 한주기 이상으로 계산주기를 늘려 상대적으로 많은 전압 데이터를 확보하여 실효값을 계산하는 방법을 제시하였다. 그러나, 이러한 방법은 많은 전압 데이터를 확보한 만큼 실효값의 오차는 줄어들지만 한주기 이상의 실효값 검출의 지연이 발생하기 때문에, 순간적인 사고 시 계통 상황을 빠르게 검출하는 것이 불가능하다. 또 다른 방법으로는 전원 전압의 어느 시점으로부터 한주기 동안 샘플링된 데이터를 이용해 계산한 실효값과 이보다 90도가 지연된 샘플 데이터를 통해 계산한 실효값을 더하여 평균하는 방법이 제시되었다^[4]. 이 방법은 두 개의 실효값 데이터를 평균하기 때문에 기존의 한주기를 계산하는 방법보다 오차가 줄어들 수 있지만, 갑작스런 사고 발생 시 계통 상황을 파악하는데 추가적인 지연시간이 발생하며 또한 각각의 실효값을 계산하기 때문에 알고리즘 수행시간이 다소 길어질 수 있다.

본 논문에서는 순시적으로 변동하는 전원 전압의 주파수 성분을 고려하여 실효값 알고리즘에 적용하였으며, 그 결과 정확한 실효값 검출할 수 있었다. 제안된 알고리즘의 타당성을 검증하기 위해서 5kW급 3상 계통 연계 인버터에 적용되는 8kHz의 샘플링 데이터를 적용하여 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다.

리즘의 타당성을 검증하기 위해서 5kW급 3상 계통 연계 인버터에 적용되는 8kHz의 샘플링 데이터를 적용하여 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다.

2. 기존의 실효값 계산 알고리즘

실효값은 그 크기와 지속시간에 따라 여러 가지로 정의되어 있다. 전력계통 내의 순시전압 신호 $v(t)$ 의 한주기 동안의 실효값은 식 (1)과 같이 표현된다^[5].

$$V_{rms}(t) = \sqrt{\frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} v^2(t) dt} \quad (1)$$

여기서 T_o 는 $v(t)$ 의 한주기를 의미한다.

마이크로프로세서의 알고리즘에 실효값 계산 식 (1)을 적용하기 위해서는 적분 주기에 해당하는 T_o 를 샘플링 개수로 변환하여 적용해야 한다. 적분 주기 T_o 는 일반적으로 반주기 혹은 한주기가 적용되고 있는데, 본 논문에서는 독일의 그리드코드 BDEW에서 규정하고 있는 전원 전압의 반주기 데이터를 적용하여 실효값을 계산하였기 때문에 N 은 반주기에 해당하는 샘플링 개수를 의미하고, 반드시 정수의 값만 적용이 가능하다. 전원전압의 반주기당 샘플링 개수의 계산 방법은 식 (2)와 같다.

$$N + \alpha = \frac{f_s}{2f_o} = \frac{T_o/2}{T_s}, (0 \leq \alpha < 1) \quad (2)$$

여기서 f_s 는 샘플링 주파수를 의미하고, f_o 는 전원 전압의 주파수를 의미한다. α 가 0일 때는 샘플링 개수가 정수배일 경우를 의미하나 전원 전압의 주파수 변동등으로 인해 정확하게 정수로 계산되지 않을 때 α 는 0과 1 사이의 값을 갖게 된다.

그러나 실효값 계산 알고리즘에 적용되는 샘플링 개수는 반드시 정수가 되어야 하므로, 정수 부분에 해당하는 N 을 적용하여 식 (1)을 식 (3)과 같이 구현할 수 있다.

$$V_{H-RMS}[j] = \sqrt{\frac{S[j]}{N}} \quad (j=1,2,\dots) \quad (3)$$

여기서 $S[j]$ 는 N 개의 샘플링 데이터를 더한 값을 나타내며, 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다^[6].

$$S[j] = \sum_{i=1}^N v^2[jN+i] \quad (4)$$

여기서 j 는 i 가 N 과 같을 때 +1씩 증가하고, $S[j]$ 는 $V_{H-RMS}[j]$ 가 출력된 후에 0으로 초기화시키기 때문에, 다음 주기의 $V_{H-RMS}[j+1]$ 을 계산할 때는 이전의 $S[j]$ 는 반영되지 않는다.

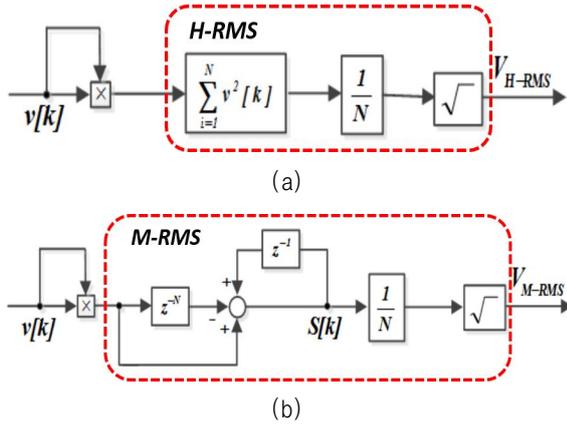


Fig. 2. Conventional RMS calculation algorithms.
 (a) Block diagram of H-RMS(Half-cycle RMS) algorithm,
 (b) Block diagram of M-RMS(Moving average RMS) algorithm.

식 (3)은 반주기마다 실효값 결과를 출력하는 방법으로 전원 전압의 반주기 주파수를 120Hz라고 하였을 때, 최대 8.33ms의 지연이 발생하게 된다. 이러한 지연을 줄이기 위해 매 샘플링 주기마다 실효값을 계산하는 방법도 있으며 식 (5)와 같이 표현된다^[7].

$$V_{M-RMS}[k] = \sqrt{\frac{S[k]}{N}} \quad (5)$$

여기서 $S[k]$ 은 매 샘플링 마다 누적되는 데이터의 합을 나타내며, 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$S[k] = v^2[k] - v^2[k-N] + S[k-1] \quad (6)$$

이전 샘플링까지 누적된 데이터의 값과 새로운 데이터를 더한 값에, $k-N$ 시점의 이전 샘플링 데이터의 값을 빼는 과정을 반복하여, 매 샘플링 주기마다 실효값을 계산한다. 그림 2(a), (b)에 기존의 실효값 알고리즘 블록도를 제시하였다. 반주기마다 계산하는 방법을 H-RMS로 정의하였고, 매 샘플링 주기마다 계산하는 방법을 M-RMS로 정의하였다.

그러나 전원 전압의 주파수가 변동하면 샘플링 개수에 소수 성분인 α 값이 발생하여 전원 전압의 데이터를 정확하게 인식하지 못하게 된다. 이와 같은 문제를 분석하기 위해 샘플링 데이터로 실효값을 계산했을 때 오차 발생 이유를 수식으로 나타내었다. 먼저, 이상적인 정현파를 샘플링 하면, 식 (4)의 $v[jN+i]$ 를 $V_m \sin(\omega_s[jN+i])$ 로 나타낼 수 있으며, 식 (7)과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{H-RMS}[j] = \sqrt{\frac{V_m^2}{N} \sum_{i=1}^N \sin^2(\omega_s[jN+i])} \quad (7)$$

여기서 V_m 은 정현파의 최대 값이고, ω_s 는 샘플링 주파수에 의해 결정되는 샘플링 간격을 각속도로 나타낸 것이며, 식 (8)과 같이 표현할 수 있다.

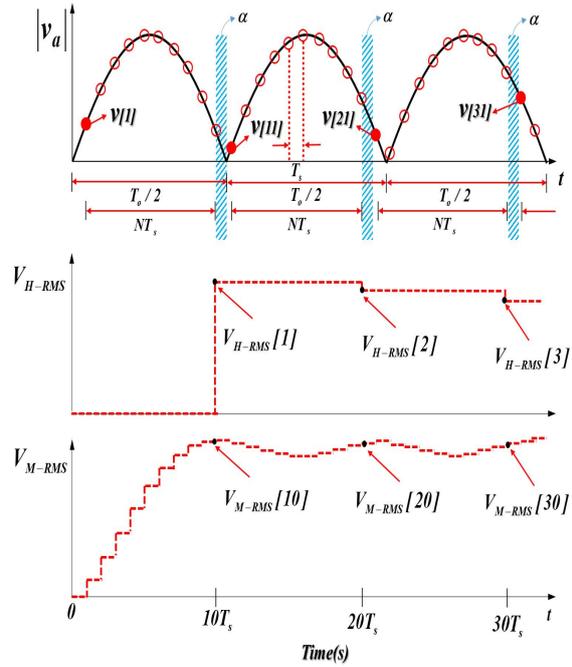


Fig. 3. RMS value of classical calculation method.

$$\omega_s = \frac{2\pi + \omega_N - \omega_1}{N} = \frac{2\pi + \Delta\omega}{N} \quad (8)$$

여기서 ω_N 은 첫 번째 샘플링시점, ω_1 는 마지막 샘플링시점, $\Delta\omega$ 는 전원 전압 주파수 변동에 의한 위상 오차량을 나타낸다.

전원 전압의 주파수 변동이 없다고 가정할 경우 N 개의 샘플링 개수로 전압 데이터를 검출하여 정확한 실효값을 계산할 수 있지만, 주파수 변동이 발생할 경우 기존에 설정된 샘플링 개수 N 으로는 동일한 샘플링 속도(ω_s)로 정확한 실효값 계산이 어렵다. 이와 같은 이유는 식 (2)에서 제시한 전원 전압의 주파수 변동이 발생할 경우 소수 이하의 성분 α 의 발생으로 이산 시스템에서는 추가적인 고려가 불가능한 문제가 발생하게 된다. 따라서 α 를 고려하지 못하고 정수에 해당하는 샘플링 개수만 적용하게 되면 그림 3과 같은 문제가 발생하게 된다. 계통 전압의 반주기를 N 개의 데이터로 샘플링 하게 되면 첫 번째 반주기의 α 값이 남게 되고 다음 반주기를 샘플링 할 때 $1-\alpha$ 만큼에 의해 첫 번째 샘플링 시점이 달라지게 된다. 실제 전원과 이산 시스템에서 인식한 전원의 위상 오차가 발생하고 이를 식으로 표현하면 식 (9)와 같다.

$$\Delta\omega = \omega_N - \omega_1 = 2\pi \left(\frac{f_o}{f} - 1 \right) [\text{rad}] \quad (9)$$

여기서 f_o 는 전원 전압의 주파수 변동이 발생하는 실제 계통을 나타내고, f 는 국내 계통 주파수 60Hz로 변동이 없는 이상적인 주파수를 의미한다.

식 (9)에서 계산된 $\Delta\omega$ 를 적용하여 식 (8)을 식 (7)에 대입하여 유도하게 되면 최종적으로 식 (10)을 얻을 수 있다.

$$V_{H-RMS}[j] = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left(1 - \frac{\Delta\omega}{4\pi + 2\Delta\omega} \cos(2\omega_1 + \Delta\omega - \omega_s) \right) \quad (10)$$

따라서 식 (10)에서 기준값 $V_m/\sqrt{2}$ 를 제외한 나머지 차에 해당하는 부분이 비동기 샘플링에 의해 발생하는 실효값 결과의 오차값을 나타내며, 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다^[8].

$$V_{error(analysis)}[j] = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \frac{\Delta\omega}{4\pi + 2\Delta\omega} \cos(2\omega_1 + \Delta\omega - \omega_s) \quad (11)$$

여기서 ω_1 는 첫 번째 샘플링 시점의 위상각을 나타내며, α 에 의해 매 반주기의 첫 번째 샘플링 시점은 달라지게 된다.

표 1에 식 (11)을 적용하여 계산한 이론값과 시뮬레이션을 통해 얻은 결과값을 비교 제시하였다. Case 1은 전원 주파수와 샘플링 주파수의 동기가 일치하는 상황을 나타내며, 이론 및 시뮬레이션 결과의 오차 성분이 없는 것을 확인할 수 있다. Case 2와 Case 3은 α 값이 존재하는 비동기 샘플링 상황을 나타낸다. Case 2와 Case 3에 제시한 이론값과 시뮬레이션 결과의 오차값을 비교해보면, 결과가 일치하는 것을 확인할 수 있다. 표 1에 오차 데이터는 그림 2에 도시한 Half Cycle 2까지를 계산한 결과를 나타낸다. 다음 반주기를 계산하려면 매 반주기의 샘플링 시점이 변동하기 때문에 식 (10)의 $\theta_o[j]$ 값을 고려해서 계산해지면 시뮬레이션과 일치하는 오차 결과를 얻을 수 있다.

3. 제안하는 실효값 계산 알고리즘

정밀한 실효값 계산을 위해서는 다음의 3가지 조건이 필요하다^[9].

- 1) 샘플링주파수의 정밀도, 데이터를 샘플링해오는 시점의 정밀도, 즉 샘플링 간의 간격을 의미하며 마이크로프로세서의 성능에 따라 샘플링 시점의 정밀도가 결정된다.
- 2) 샘플링 초기 시점의 동기, 샘플링 개수가 정수배가 아닐 경우 매 반주기마다 첫 번째 샘플링 데이터가 매번 달라지게 된다.
- 3) 샘플링 개수, 샘플링 주파수를 전원 전압의 반주기 주파수로 나눈 값을 의미하며, 샘플링 개수가 정수배일 경우에만 정확한 실효값을 검출할 수 있다.

조건 1)은 마이크로프로세서의 성능에 따라 전원 전압의 데이터를 샘플링 주파수에 의해 설정된 일정 간격으로 검출하는 것을 의미한다. 본 논문에서는 정밀한 샘플링

TABLE I
SIMULATION AND THEORY DATA ACCORDING TO PRIME NUMBER

Parameter	Case 1	Case 2	Case 3
Rated voltage, $V_o[V_{rms}]$	$220/\sqrt{3}$	$220/\sqrt{3}$	$220/\sqrt{3}$
Grid frequency, $f_o[Hz]$	60	60	57.69
Sampling frequency, $f_s[Hz]$	1200	1308	1200
Integer number of sampling, N	10	10	10
Remainder part of number of sampling α	0	0.9	0.4
Relative error of RMS Value, $V_{error(analysis)}[V]$ (Analysis)	0	2.38	0.572
Relative error of RMS Value, $V_{error(simulation)}[V]$ (Simulation)	0	2.344	0.56

플링 주기를 갖는다는 가정 하에 실험을 진행하였다.

조건 3)은 반주기에 해당하는 데이터의 샘플링 개수가 정수배가 되어야 함을 나타낸다. 샘플링 개수를 항상 정수가 되도록 하기 위해서는 순시적으로 변동하는 전원 전압의 주파수에 맞게 샘플링 주파수를 가변 하는 방법이 있을 수 있으나, 일반적으로 샘플링 주파수는 스위칭 주파수와 동기화되어 있으므로 스위칭 주파수를 계통 전원 주파수에 따라 변동하는 것은 이미 설계되어 있는 출력단 필터나 전류 제어기 게인 등에 영향을 주기 때문에 시스템의 안정도가 저하될 수 있다. 따라서 본 논문에서는 시스템의 안정도에 영향을 주지 않는 조건 2)를 개선하는 알고리즘을 구현하였고, 식 (12)와 같다.

$$v[k+N] = v[k] + f(\alpha) \quad (12)$$

여기서 $v[k]$ 는 기존의 샘플링 되는 전원 전압의 데이터를 의미하고, $v[k+N]$ 는 $v[k]$ 와 매칭 되는 다음 반주기의 샘플링 데이터를 의미한다. $f(\alpha)$ 는 α 에 의해 발생하는 위상 오차량을 나타내며, 이를 보상하기 위해서는 매 반주기의 샘플링 시점을 동기화하는 것이 필요하다. 따라서 첫 번째 반주기의 샘플링 위상각을 검출하여 기존 전압데이터의 위상 이동식을 구현하면 식 (13)과 같다. 식 (13)은 샘플된 전압으로부터 위상이동된 전압을 계산하는 수식이며 전역통과필터(All-pass-filter)를 사용하여 90도위상 지연된 전압을 얻고 위상각만큼 회전이동 시키는 형태이다.

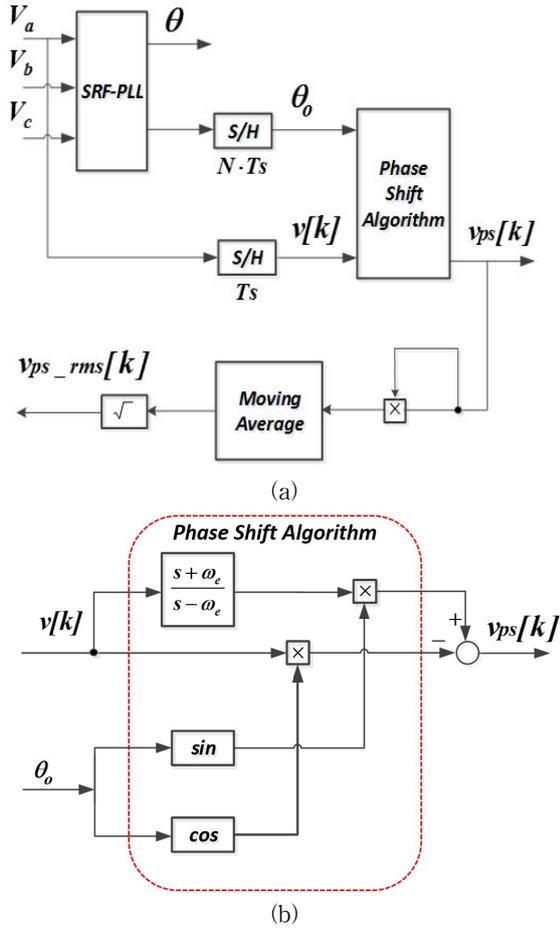


Fig. 4. Blok diagram of the proposed RMS value calculation. (a) Overall block diagram of RMS value calculation, (b) Internal block diagram of Phase shift.

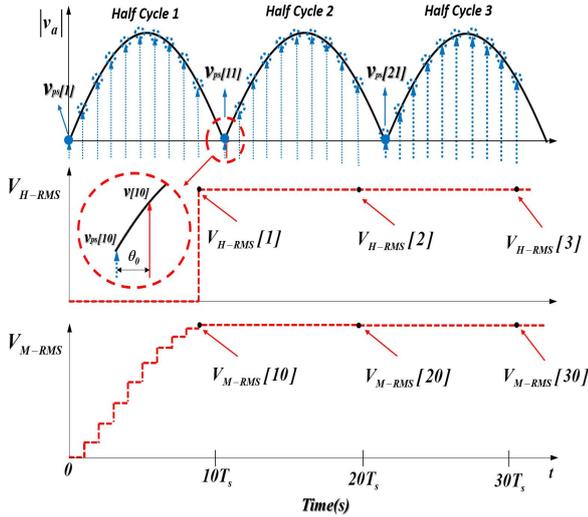


Fig. 5. Phase compensation of Section 1 and Section 2.

$$v_{ps}[k] = v[k] \cdot \cos\theta_0[j] - v_{apf}[k] \cdot \sin\theta_0[j] \quad (13)$$

여기서 $v_{apf}[k]$ 는 전역 통과 필터(All-pass-filter)를 나타내고, $\theta_0[j]$ 는 전원 전압의 첫 번째 위상각 정보를 나타

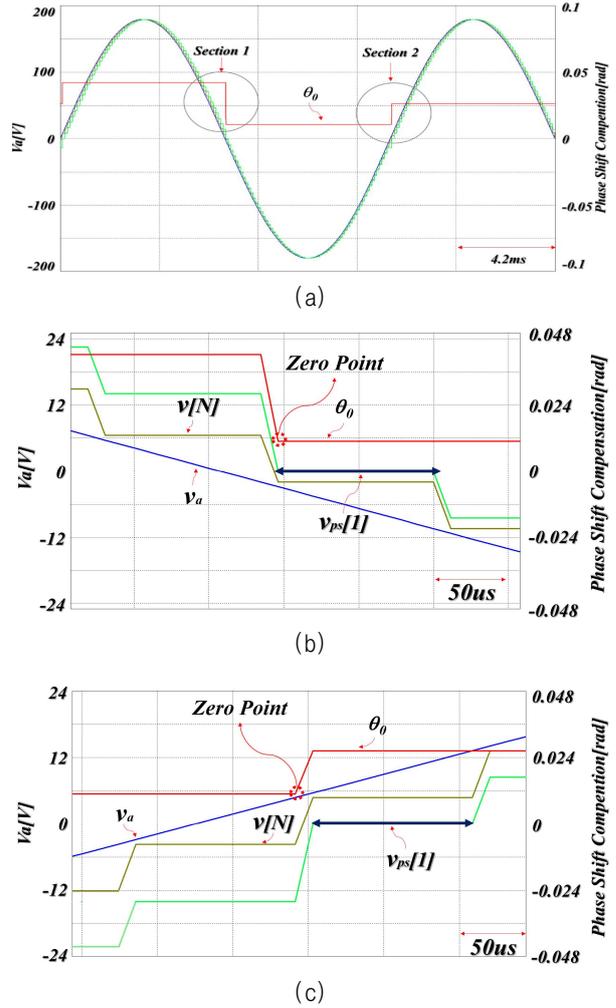


Fig. 6. Phase compensation of Section 1 and Section 2. (a) Section 1 and Section 2 (4.2ms), (b) Section 1 (50us), (c) Section 2 (50us).

내며, 이는 전원 전압이 영이 되는 시점과 첫 번째 샘플링 시점의 간격을 의미하기도 한다.

그림 4는 본 논문에서 제안하는 실효값 계산 블록도를 나타낸다. 전원 전압의 위상각 정보를 검출하기 위해 SRF-PLL 알고리즘을 적용 하였으며, 실효값의 빠른 검출을 위해 M-RMS 계산 방법을 적용하였다. 그림 4(b)는 그림 4(a)의 위상 이동 알고리즘의 내부를 나타낸다. 따라서 제안된 알고리즘을 적용하였을 때 샘플링 메커니즘을 나타내면 그림 5와 같다. 기존 샘플링 방식을 적용한 그림 3과 달리 제안하는 알고리즘에서는 매 반주기마다 α 에 의해 발생하는 매 반주기마다 첫 번째 샘플링 데이터를 위상각 오차를 검출하여 모든 샘플링 데이터를 오차만큼 이동시키는 보상방법을 나타낸다. 매 반주기마다 동일한 시점에서 샘플링 데이터를 검출하기 때문에 첫 번째 반주기의 샘플링 데이터의 합과 두 번째 반주기의 샘플링 데이터의 합이 같은 값을 검출하게 된다. 따라서 각 반주기의 실효값을 계산하게 되면 반주기마다 변동하는 실효값이 아닌 정확한 실효값 계산이 가능

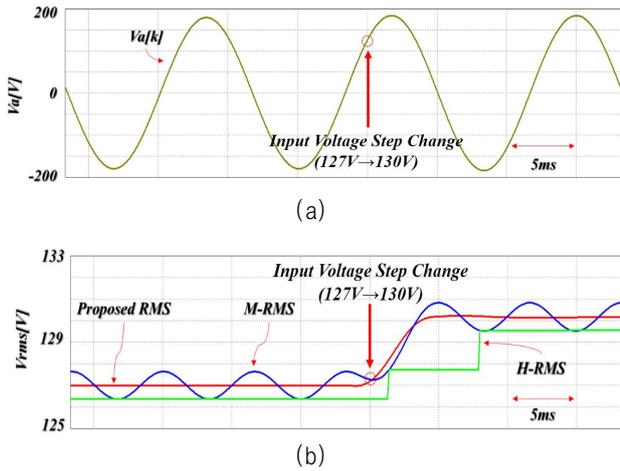


Fig. 7. Step response of voltage RMS calculation algorithm (Simulation results).
 (a) Phase voltage, (b) RMS calculation of methods.

하게 된다. 또한 계통 전원의 주파수가 변동하여도 SRF-PLL의 주파수 데이터를 이용하여 전압 전압이 영이 되는 시점에서 샘플링 데이터 검출이 가능하기 때문에, 전압전압의 주파수나 크기가 순시적으로 변동하여도 정확한 계산이 가능하게 된다.

그림 6(a)는 시뮬레이션에 제안된 알고리즘을 적용한 샘플링 데이터를 비교한 결과로, 전압 프로브로 측정된 이상적인 결과와 기존의 샘플링 방식을 적용한 전압 데이터($v[k]$) 그리고 제안된 샘플링 방식을 적용한 전압 데이터($v_{ps}[k]$)를 나타낸다. 전압 전압이 영이 되는 시점에 해당하는 Section 1과 Section 2를 50us/div로 확대해보면 그림 6(b), (c)와 같다. $v_{ps}[0]$ 데이터를 비교해보면 $v[k]$ 와 달리 동일한 데이터를 검출하는 것을 확인할 수 있다.

4. 시뮬레이션 및 실험

제안하는 실효값 계산 알고리즘의 타당성을 확인하기 위해 시뮬레이션을 수행하였다. PSIM 시뮬레이션으로 3상 계통 연계형 인버터 시스템을 구성하고 계통 연계 지점의 전압을 샘플링 하여 실효값 계산 알고리즘에 적용하였다. 시뮬레이션에 적용한 파라미터는 표 2와 같다. 제시한 파라미터의 전압 전압의 주파수를 변경하면서 추가적인 시뮬레이션을 진행하였다. 그림 6에서 확인한 위상 이동된 샘플링 데이터 $v_{ps}[k]$ 를 이용하여 실효값 계산 결과에 적용하였을 때, 그림 7과 같은 시뮬레이션 결과를 얻을 수 있었다. 그림 7(a)는 샘플링된 상전압 데이터를 나타내고, 그림 7(b)는 앞서 설명한 반주기마다 계산되는 H-RMS와 매 샘플링마다 계산되는 M-RMS를 구현하여, 제안하는 알고리즘과 비교하였다.

전원 전압의 크기를 실효값 127V에서 130V로 변경하였을 때, 과도 상태 및 제안하는 알고리즘의 실효값 결과

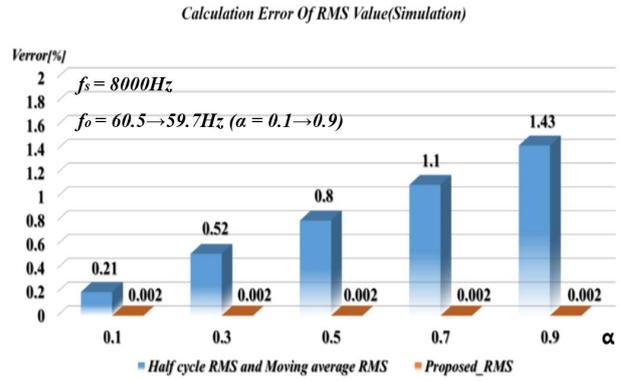


Fig. 8. Error of RMS value according to change of grid frequency (Simulation results).

TABLE II
 SIMULATION PARAMETERS

Parameter	Value
Rated voltage, $V_o [V_{rms}]$	$220/\sqrt{3}$
Grid frequency, $f_o [Hz]$	59.7~60.5
Sampling frequency, $f_s [Hz]$	8000
Integer number of sampling, N	66
Remainder part of number of sampling α	0.1~0.9

를 확인하였다. H-RMS를 적용한 실효값 계산결과를 보면 8.33ms의 반주기 지연을 가지고 130V를 추종할 뿐만 아니라 결과값 또한 129.5V로 0.5V의 오차값을 가진다. 또한 오차값은 반주기마다 변동하기 때문에, 10초 이상의 장주기 데이터로 측정된 결과를 보면 최대 2V의 오차를 가지게 된다. M-RMS를 적용한 실효값 계산결과를 매 샘플링마다 계산하기 때문에 전원 전압의 크기가 변동할 경우 빠르게 추종하지만, 순시적인 오차를 가지는 것을 결과에서 확인할 수 있다. 반면에, 제안하는 알고리즘은 샘플링 동기화를 통해 정밀하게 127V와 130V를 추종하는 것을 확인할 수 있으며, M-RMS의 빠른 계산법을 적용하였기 때문에 전원 전압 변동 시 빠르게 추종하는 계산 결과를 검출하는 것을 확인하였다. 그림 8은 표 2에 제시한 전원 전압의 주파수를 59.7~60.5[Hz] 범위에서 변동하여 얻은 실효값 결과의 오차를 나타낸다. 여기서 α 는 샘플링 개수의 소수 부분을 나타낸다. 기존의 알고리즘과 제안하는 알고리즘을 도출된 결과를 통해 비교해보면, 기존의 알고리즘은 α 에 비례하여 오차값이 증가하며 최대 1.43%의 오차를 나타내는 반면에, 제안하는 알고리즘의 경우 α 에 상관없이 약 0.002%의

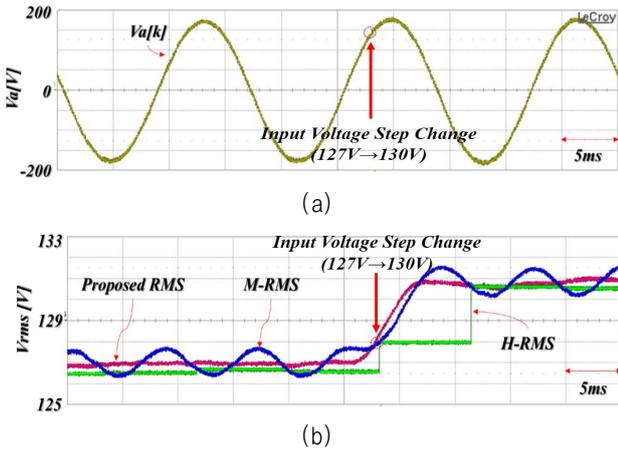


Fig. 9. Step response of voltage RMS calculation algorithm (Experimental results).
 (a) Phase voltage, (b) RMS calculation of methods.

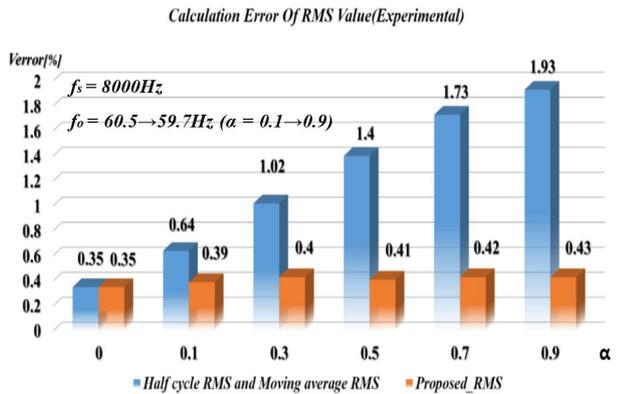


Fig. 10. Error of RMS value according to change of grid frequency (Experimental results).

오차를 갖는 정밀한 실효값 검출결과를 얻을 수 있었다. 여기서 100%는 상전압의 실효값의 크기에 해당하는 127V를 나타내며 데이터의 계산식은 식 (14)와 같다.

$$\frac{V_{rms(max)} - V_{rms(min)}}{V_{rms(ref)}} \times 100 \quad (14)$$

시뮬레이션에서 제시한 결과의 타당성을 더하기 위해 실험을 수행하였다. 실험 파라미터는 시뮬레이션과 같은 조건으로 수행되었다. 실험에 사용된 마이크로프로세서는 TI사의 TMS320F28335를 사용하였다. 그림 9는 실험 환경에서 수행한 실효값 계산 결과를 나타내며, 시뮬레이션과 같은 결과를 얻을 수 있었다. 그러나 10초 이상의 장주기 데이터를 분석해보면 시뮬레이션 결과보다 오차값이 크게 발생하는 것을 확인하였다. 따라서 실효값 검출 결과의 정밀도를 비교하기 위해 그림 10에 α값에 따른 오차값을 제시하였다. 그림 8과 10을 비교해보면 시뮬레이션의 실효값 결과에 비해 실험에서는 오차의 크기가 다소 증가한 것을 알 수 있다. 한국전력공사

실험에서는 α가 0인 이상적인 상황을 가정하여 실효값을 계산해보면 0.35%의 오차가 측정된 것을 확인하였다. 이는 실험환경과 시뮬레이션 환경을 완벽하게 일치시키지 못한 결과로 실험에서는 전압 신호를 샘플링 하는 과정에서 여러 가지의 과정을 거치기 때문에 기본 오차 성분이 존재할 수 있다고 판단하였다. 그러나 제안하는 알고리즘의 경우 α가 변동하여도 기본 오차성분 0.35%의 근접한 오차 변동 결과를 얻을 수 있었다.

5. 결 론

본 논문에서는 일반적으로 정의하고 있는 실효값 계산 알고리즘에 PLL을 적용하여 전압 전압의 주파수 변동에도 오차 0.5%이내의 정확한 실효값 계산 알고리즘을 제안하였다.

기존의 알고리즘에서 발생한 오차의 원인을 샘플링 개수가 정수배가 아닐 때 샘플링 데이터의 검출과정을 통해 제시하였다. 샘플링 시점에 의한 전압 데이터의 오차가 발생하게 되고 그 결과 첫 번째 반주기의 샘플링된 데이터의 합과 다음 반주기의 샘플링된 데이터의 합이 달라지기 때문에 실효값 계산 결과가 주기적으로 변동하는 오차값을 나타내는 것을 확인하였다. 따라서 본 논문에서는 매 반주기마다 첫 번째 샘플링 시점을 동기화하는 방법을 제안하였으며, 동기화에 필요한 위상각 오차는 PLL을 통하여 얻을 수 있었다. PSIM을 이용한 시뮬레이션 결과에서 기존 알고리즘은 최대 1.5%의 오차 변동을 나타내는 반면에, 제안하는 알고리즘은 0.002%의 이상적인 실효값 결과를 얻을 수 있었다. 실험 결과 또한 시뮬레이션 결과보다는 오차 변동폭이 다소 증가하였지만, 59.7~60.5Hz의 전압 전압 주파수 변동에도 정확한 실효값 검출이 가능함을 확인하였다. 추가적인 하드웨어를 이용한 것이 아니라 샘플의 시점을 동기화하는 알고리즘을 구현함으로써 계통연계형 전력변환 시스템에서도 전압의 실효값을 정확히 계산할 수 있음을 확인하였다.

본 연구는 산업통상자원부(MOTIE)와 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20174010201620)
 본 연구는 2017년도 산업통상자원부의 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제(No. 20173010024890)입니다.

References

[1] Bdeu, "Generating plants connected to the medium-voltage

- network," *Technical Guideline*, pp. 1-130, Jun. 2008.
- [2] Korea Electric Power Corporation, "Distributed power supply grid connection technology standard," pp. 1-18, Apr. 2015.
- [3] J. Y. Lee, "A study on voltage sag detection of power quality compensator," *Conference on Power Electronics*, pp. 760-763, Jul. 2004.
- [4] H. Hegeudus, "Comparison of RMS value measurement algorithms of non-coherent sampled signals," *Measurement Science Review*, Vol. 11, No. 3, pp. 79-84, Aug. 2011.
- [5] S. H. Cho, "Equivalent 10-Hz flicker index calculation using half-cycle sliding window and recursive RMS method," *Journal of Electrical Engineering & Thechnology*, Vol. 60, No. 11, pp. 2017-2020, Nov. 2011.
- [6] H. G. Jeong, "Design and control of the huge-capacity wind power systems," Ajou Univ Engineering Doctoral Thesis, pp. 1-162, Oct. 2013.
- [7] K. Ding, K. W. E. Cheng, X. D. Xue, and B. P. Divakar, "A novel detection method for voltage sags," in *2nd International Conference on Power Electronics Systems and Application*, pp. 250-288, Nov. 2006.
- [8] V. Yang, "Coherent sampling solution for an electric power system," *Texas Instruments Application Report SLAA570*, pp. 1-18, Nov. 2012.
- [9] W. Fan, "Frequency-response characteristics and error estimation in RMS measurement," *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 1569-1578, Vol. 19, No. 4, Oct. 2014.



함도현(咸圖炫)

1991년 10월 20일생. 2014년 광운대 전기공학과 졸업. 2014년~2016년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2016년~현재 (주)플러스포 기술연구소 대리.



김수빈(金秀彬)

1988년 11월 2일생. 2014년 광운대 전기공학과 졸업. 2014년~2016년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2016년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



송승호(宋丞鎬)

1968년 8월 28일생. 1991년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학부 졸업(공학박). 2000년~2005년 전북대 전자정보공학부 조교수. 2006년~2011년 광운대 전기공학과부 교수. 2012년~현재 광운대 전기공학과 교수. 당 학회 학술위원장.



이현영(李賢寧)

1976년 11월 19일생. 2002년 울산대 제어계측공학 졸업. 2004년 동 대학원 전기전자공학부 졸업(석사). 2004년~현재 (주)플러스포 기술연구소 소장.