

論文 2002-39SP-4-12

순환 DFT 기반의 동기 위상 측정에 있어서 계수 근사에 따른 성능 열화 분석

(Performance degradation caused by coefficient approximation in Sliding-DFT based phasor measurement)

金琮潤*, 張泰奎*

(Chong-Yun Kim and Tae-Gyu Chang)

요약

본 논문에서는 순환 DFT 기반의 위상 측정 알고리즘을 구현함에 있어서 계수 근사 및 주파수 변이에 따른 성능 열화를 해석하였다. 오차의 영향을 해석하기 위해서 근사 순환 DFT식을 이용하여 오차 방정식(error dynamics)을 정의하고 이의 통계적 특성을 이용하여 오차의 특성을 분석한다. 오차 전력은 오차과급의 주요 영향 요소인 근사 bit수, DFT 구간 길이와 잡음에 관한 closed-form으로 유도되어 진다. 해석적으로 유도한 식과 시뮬레이션 실험을 통해 얻은 결과를 비교하여 타당성을 확인하였다.

Abstract

This paper presents an analysis of the performance degradation of coefficient approximation and frequency deviation in phase measurement algorithm based on Sliding-DFT. The analytic derivation is based on the statistics of the error dynamic equation that describes the error propagation of the recursion. The analysis result is intended to obtain a closed-form equation of error variance in terms of the number of bits used in coefficient approximation, the length of the DFT data block, and noise. It is verified with data obtained from the computer simulations.

Key Words : Sliding-DFT, phasor, frequency deviation, coefficient approximation

I. 서론

고도의 기술발전과 산업화로 인해 필요한 전력 수요가 급증함에 따라 전력계통의 규모 증가와 전력 품질의 안정적인 유지가 요구되고 있다. 그러나 전력계통의

내적 및 외적 요인에 의하여 고장이 발생할 수 있고, 이런 전기적 고장으로 인하여 광역 정전 사고가 발생할 가능성이 있다. 이러한 사고를 미연에 방지하기 위해서는 전력시스템의 실시간 상태 데이터를 동기 시각에 측정하여 감시·제어에 이용할 수 있는 알고리즘이 필수적이다.

최근 동기 위상 측정을 위한 알고리즘에는 Modified Zero Crossing 기법^[1], Level Crossing 기법^[2], Least Squares 기법^[3], Newton method^[4], DFT 기법^[5] 등이 있다. 이 중에서 적은 계산량을 가지고도 높은 정확도를 가지는 DFT를 이용하여 위상을 측정하는 방식이 널리 이용되고 있다.

SDFT(sliding discrete fourier transform)는 매 입력

* 正會員, 中央大學校 電子電氣工學部

(School of Electrical Engineering, Chung-Ang University/NPTC)

※ 본 논문은 과학재단지정 차세대전력기술연구센터의 지원에 의해 수행한 연구내용임

接受日字:2002年4月4日, 수정완료일:2002年6月14日

샘플마다 연속적으로 겹치는 N-points 신호 구간에 DFT를 적용하는 것이다. 이는 간단한 순환구조를 이용하여 DFT의 계산량 감소를 가능하게 한다. SDFT는 시간에 따라 변하는 스펙트럼 특성을 추적해야 할 경우에 유용하며 적응 필터링 등에서 그의 응용을 찾을 수 있다.^[6,7] 이러한 SDFT는 입력신호의 위상 측정에 응용할 수 있는데, 이는 DFT 결과의 첫 번째 bin 주파수와 페이지와 같음을 이용하는 것이다.

DFT를 이용한 위상 측정 알고리즘에 있어서 오차를 발생시키는 요인으로서는 크게 계수의 근사 구현과 입력 신호의 주파수 변이를 들 수 있다. DFT 복소수 계수를 유한 비트로 근사 표현하고 이를 순환구조로 구현한다면 마이크로 컨트롤러나 ASIC으로 구현함에 있어서는 경제적이지만, 오차과급 특성 때문에 근사 구현에 따른 오차에 민감하다. 또한 입력 신호의 주파수에 변이가 생기게 되면 위상이 변하게 되며, 순환 DFT를 수행함에 있어 변화된 위상 측정시 오차가 발생하게 된다. 따라서 계수 근사 비트와 DFT 구간 길이 등의 설계변수를 결정할 때는 계수 근사에 따른 오차 영향과 주파수 변이에 따른 오차 영향을 각각 고려해야 한다.

본 논문에서는 순환 DFT에 기초한 위상 측정 알고리즘을 나타내고, 계수 근사에 의한 구현시 발생하는 오차 영향과 주파수 변이에 따른 오차 영향을 각각 해석적으로 구하는 과정을 기술하였다. 또한 시뮬레이션 결과를 통해 유도한 해석식이 정확함을 확인하였으며, 이는 위상 측정을 위한 순환 DFT 알고리즘을 구현하는 설계지침으로 유용하다 하겠다.

II. 순환 DFT 기반의 위상 측정 알고리즘

입력 신호가 단일 sine파이면서 입력 신호 주파수의 정수(N)배로 샘플링하였을 경우, DFT에 기반한 위상 측정 알고리즘의 주된 개념은 DFT 수행 결과의 첫 번째 bin 주파수와 단일 sine파의 위상이 동일하다는 것이다. 즉 주파수가 f인 단일 sine파의 입력 신호가 식 (1)처럼 나타내어 질 때 연속 신호 x(t)를 기본 주파수에 N배되는 주파수로 샘플링하여 얻은 이산 신호 x(n)에 대한 DFT 첫 번째 bin 주파수가 값은 식 (2)와 같이 얻어져 입력신호의 페이지 값과 같음을 알 수 있다.

$$x(n) = X \cos(\frac{2\pi}{N} n + \phi), \quad t = \frac{n}{Nf} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} X_1(n) &= \sum_{m=0}^{N-1} x(m) W_N^m \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} x(m) \cos(\frac{2\pi}{N} m) - j \sum_{m=0}^{N-1} x(m) \sin(\frac{2\pi}{N} m) \quad (2) \\ &= X \cos \phi + j X \sin \phi \end{aligned}$$

여기서, W_N 은 복소수 진동계수(twiddle coefficient)로 $e^{j2\pi/N}$ 와 같다. $X_1(n)$ 은 n-번째 데이터블록의 첫 번째 bin 주파수 성분을 나타내며, 식 (2)에서 $X_1(n+1)$ 과 $X_1(n)$ 의 관계를 통해 식 (3)과 같이 위상 측정을 위한 순환식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} X_1(n+1) &= \sum_{m=0}^{N-1} x(n+1+m) W_N^m \\ &= W_N [X_1(n) + x(n+N) - x(n)] \quad (3) \end{aligned}$$

여기서, $X_1(n+1)$ 은 창을 한 샘플 지연시킨 다음 창의 데이터블록의 첫 번째 bin 주파수 성분을 나타낸다. 식 (3)에서 다음 블록의 첫 번째 주파수 성분 $X_1(n+1)$ 은 현재 블록의 $X_1(n)$ 에 블록에 새로 들어오는 신호 $x(n+N)$ 을 더하고 블록에서 나가는 신호 $x(n)$ 을 뺀 후에 진동계수 W_N 을 곱해서 얻을 수 있음을 나타낸다.

그러나 식 (3)과 같은 방법으로 위상을 측정하면 결과 값이 매번 반시계 방향으로 $2\pi/N$ 만큼씩 돌아가는 형태로 나타나게 되는데, 이런 형태로 계산이 행해지면 정상상태에서 페이지가 일정치 않게 된다. 따라서 정확한 위상 측정을 하기 위해서는 순환 방식을 사용할 때 $\exp\{-j(2\pi/N)n\}$ 만큼 보정해 주어야 하며, 그 결과식을 식 (4)에 나타내었다.

$$\begin{aligned} X_p(n+1) W_N^{n+1} &= W_N [X_1(n) W_N^n + x(n+N) - x(n)] \\ X_p(n+1) &= X_p(n) + W_N^n \cdot \{x(n+N) - x(n)\} \quad (4) \end{aligned}$$

여기서, $X_p(n) = X_1(n) W_N^n$ 을 나타내는 것으로 보정된 페이지 값을 나타낸다. 이와 같은 방법으로 순환 DFT를 구하면 정상상태에서 항상 동일한 페이지를 가

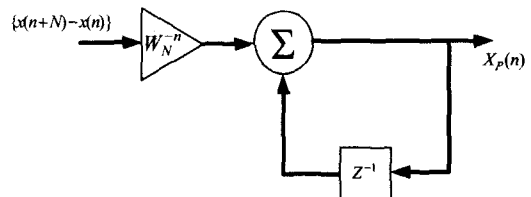


그림 1. 페이지 측정 순환식의 신호 흐름도
Fig. 1. Signal flow diagram of the recursive sliding-DFT based phasor measurement.

지게 된다. 이에 대한 페이지 연산 순환 알고리즘의 신호 흐름도를 그림 1에 나타내었다. 그림 1에서 보듯이 N 샘플 차이가 나는 입력 신호 $x(n+M)$ 과 $x(n)$ 의 차에 진동계수를 곱하고 이를 누적시킴으로써 실시간으로 페이지를 추정할 수 있다.

III. 계수 근사에 따른 오차 영향 분석

위상 측정을 위한 순환 DFT 알고리즘의 구현에 있어 계수를 근사화하고 순환 DFT를 수행하면 블록내의 실제 페이지 값과 근사 계산된 페이지 값은 차이가 생기게 되고, 순환 구조로 인해 오차가 누적되게 된다. 오차의 영향을 해석하기 위해서 근사 순환 DFT식을 이용하여 오차 방정식(error dynamics)을 정의하고 이의 통계적 특성을 이용하여 오차의 특성을 분석한다. 오차 전력은 오차과급의 주요 영향 요소인 근사 bit수, DFT 구간 길이와 잡음에 관한 closed-form으로 유도되어진다. 대상신호는 응용측면에서 일반성을 고려하여 단일 sine파에 평균이 '0'인 가우스 백색신호가 가산된 신호로 설정하였다.

식 (4)에서 계수의 유한 비트로 근사 구현한다면 다음의 식 (5)와 같이 근사 페이지 값 $\hat{X}_p(n+1)$ 과 양자화된 진동계수 \hat{W}_N^{-n} 을 이용하여 기술할 수 있다.

$$\hat{X}_p(n+1) = \hat{X}_p(n) + \hat{W}_N^{-n} \{x(n+M) - x(n)\} \quad (5)$$

이 때 페이지 오차 $E(n+1)$ 을 근사 페이지 값과 실제 페이지 값의 차이로 정의하여 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$E(n+1) = \hat{X}_1(n+1) - X_1(n+1) \quad (6)$$

식 (6)에 (4)식과 근사 페이지 연산 순환식을 대입하고 $E(n+1)$ 과 $E(n)$ 의 관계로 정리하면 (7)과 같은 오차 방정식을 얻는다.

$$E(n+1) = E(n) + (\hat{W}_N^{-n} - W_N^{-n}) \{x(n+M) - x(n)\} \quad (7)$$

이 오차방정식은 진동계수오차 $\hat{W}_N^{-n} - W_N^{-n}$ 와 입력 신호의 계측 오차에 따라 특성이 결정된다. 오차 방정식을 통해 순환 DFT 구현에 있어 오차의 영향을 해석하기 위하여 오차 전력을 구한다. 오차 전력의 유도에 있어 필요한 기하학적 해석을 위해 새로운 변수 δ_n 과 입

력 항 $U(n)$ 을 도입하여 식 (7)을 (8)과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$E(n+1) = E(n) + \delta_n W_N^{-n} U(n) \quad (8)$$

여기서, $\delta_n \triangleq \frac{\hat{W}_N^{-n} - W_N^{-n}}{W_N^{-n}}$, $U(n) \triangleq x(n+M) - x(n)$ 을 나타낸다. 이 오차방정식은 입력이 $U(n)$ 인 1차 시스템 방정식 형태로 나타나며, 오차방정식의 특성을 결정하는 δ_n 는 계수 양자화 비트 수에 따라 결정된다.

본 논문에서는 순환 DFT의 오차특성을 나타내는 관계식을 얻기 위해 오차 전력을 구하였으며, 오차전력은 δ_n 의 기하학적 분포특성에 관계하는 비트 수, DFT 블록 길이, 부가 잡음에 관한 식으로 나타난다. 오차전력은 다음에 식 (9)와 같이 블록길이 만큼의 오차 누적으로 유도할 수 있다.

$$E(n) = \sum_{m=0}^{N-1} \delta_m W_N^{-m} U(m) \quad (9)$$

오차의 평균전력밀도의 기대치 σ_E^2 은 (9)의 양변에 절댓값 제곱을 취하고 평균을 취하여 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_E^2 &\triangleq \epsilon\{|E(n)|^2\} \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} \epsilon\{|\delta_m W_N^{-m}|^2\} \cdot \epsilon\{|U(m)|^2\} \\ &= \frac{4}{3} \mathcal{D}_b^2 \cdot \sigma_n^2 \cdot N \end{aligned} \quad (10)$$

여기서, $U(m)$ 의 전력은 N 샘플 떨어진 신호의 차이로 한 주기를 N번 샘플링하기 때문에 잡음의 전력으로 나타낼 수 있다. 진동계수의 크기를 b 비트로 근사화하면, 근사계수 \hat{W}_N^{-m} 는 복소수 평면상에서 2^{-b} 의 길이를 갖는 정사각형 격자점으로 표시할 수 있다. 이에 대해 계수 근사시 버림을 하는 경우를 가정하면 계수 근사 오차 $\delta_m W_N^{-m}$ 는 그림 2에 보인 것과 같이 실수축, 허수축이 각각 한 변의 길이가 2^{-b} 인 정사각형 영역에 균등하게 분포하는 확률변수로 가정할 수 있다. $|\delta_m|^2$ 는 $|\delta_m W_N^{-m}|^2$ 과 같기 때문에 이를 토대로 계수 근사 오차에 대한 기대값을 구하면 식 (11)과 같다.^[8]

$$\begin{aligned} \epsilon\{|\delta_m|^2\} &= \int \int_R |\delta_m|^2 \cdot p_\delta \, dR \\ &= \frac{2}{3} \mathcal{D}_b^2 \end{aligned} \quad (11)$$

여기서, $\Delta_b = 2^{-b}$, $b_b = \frac{1}{4\Delta_b^2}$.

식 (10)에서의 해석식을 통해 주파수 변화가 없는 입력 신호에 대해 잡음성분만이 있는 상황에서 입력 신호의 한 주기를 N 샘플로 샘플링한 후, 순환 DFT 알고리즘을 수행하게 되면 error canceling 효과가 생겨 오차 전력이 일정한 상수로 수렴하는 특성을 알 수 있다. 이는 pole이 단위원에 존재하는 시스템이 발산하지 않는 특이한 경우라고 할 수 있다. 이를 통하여 순환 알고리즘을 수행하는 경우 오차의 누적이 없어 이의 하드웨어 구현이 가능함을 알 수 있다.

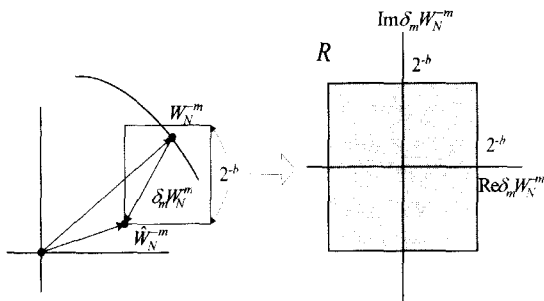


그림 2. 계수오차 $\delta_m W_N^{-m}$ 의 공간적인 확률분포
Fig. 2. Spatial distribution of the twiddle factor error $\delta_m W_N^{-m}$.

IV. 주파수 변이에 따른 오차 영향 해석

본 장에서는 위상 측정에 있어서 또 하나의 오차 요인으로써 기본 주파수가 60 [Hz]이며, 샘플링 주파수가 기본주파수에 정수배(N)인 경우에 대하여 주파수 변이가 생겼을 때 발생하는 오차 영향에 대하여 기술하고 있다. 주파수 변이가 생기게 되면 위상이 변하게 되며, 순환 DFT를 수행함에 있어 변화된 위상 측정시 오차가 발생하게 된다. 이러한 오차의 양은 주파수 변이값에 따라 최대 위상 오차를 해석적으로 구할 수 있어 오차 영향의 Upper bound를 제공할 수 있다. 오차의 영향을 해석하기 위해서 페이저 측정을 위한 DFT 식에 주파수 변이값, Δf ,을 대입하고 이를 토대로 주파수 변이에 대한 오차의 양을 분석한다. 대상 신호는 일 반성을 고려하여 단일 sine파를 설정하였으며, 주파수 변이, Δf , 는 ± 1 [Hz]의 값으로 기본 주파수에 비하여 작은 값이라고 가정하였다.

입력 신호열 $x(n)$ 의 N-points DFT는 식 (2)에서 첫

번째 식과 같이 나타낼 수 있으며 신호에 주파수 변이 값, Δf 를 포함하여 표현하면 다음과 같다.

$$x(n) = \cos\left(-\frac{2\pi(60 + \Delta f)}{60N}n + \phi\right), \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (12)$$

식 (12)을 이용하여 위상 측정을 위한 식 (2)에 대입하여 수식을 전개하면 다음 식 (13)과 같다.

$$X_1(l) = \frac{\bar{x}}{N} \frac{\sin \frac{N\theta_1}{2}}{\sin \frac{\theta_1}{2}} A + \frac{\bar{x}^*}{N} \frac{\sin \frac{N\theta_2}{2}}{\sin \frac{\theta_2}{2}} B \quad (13)$$

$$A = e^{j\frac{\pi}{60N}(\Delta f(2l+N-1)+120l)}$$

$$B = e^{-j\frac{\pi}{60N}(\Delta f(2l+N-1)+120(l+N-1))}$$

여기서, $\bar{x} = e^{j\phi}$ 를 나타내는 것으로 원 신호의 위상각을 나타내고, $\theta_1 = \frac{2\pi\Delta f}{60N}$, $\theta_2 = \frac{2\pi(2 + \frac{\Delta f}{60})}{N}$ 을 각각 나타내고 있다. 식 (13)를 통해 현재 시간 n에서의 페이저의 참값, $\bar{x}e^{j\frac{2\pi\Delta f}{60N}n}$,에 대하여 측정 오차가 발생한 것을 알 수 있으며, 오차의 양이 하나의 기준값을 중심으로 주기적으로 진동하는 것을 알 수 있다. 이 식을 통해 페이저 오차의 upper bound의 값을 해석적으로 구하고자 한다.

주파수 변이값이 기본주파수에 비하여 월등히 작고 DFT 구간 길이가 충분히 크다면 식 (14)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$X_1(l) \cong \frac{\bar{x}}{N} \frac{N\theta_1}{2} A + \frac{\bar{x}^*}{N} \frac{\sin(2\pi + \frac{\Delta f\pi}{60})}{\sin(2\pi/N)} B$$

$$\cong \bar{x}A + \bar{x}^* \frac{60}{2\pi} B \quad (14)$$

$$= \bar{x}e^{j\frac{\pi}{60N}(\Delta f(2n+N-1))} + \bar{x}^* \frac{\Delta f}{120} e^{-j\frac{\pi}{60N}(\Delta f(2n+N-1)+120(2n+N-1))}$$

식 (14)는 두 복소수의 합으로 생각할 수 있으며, 두 복소수의 관계를 통해 위상 참값에 대한 오차의 양을 기하학적으로 해석할 수 있다.

그림 3은 주파수 변이에 따른 오차 영향을 해석하기 위한 기하학적 모델을 나타내고 있다. 페이저 오차는 두 복소수가 직각으로 위치했을 때 가장 큰 값으로 나타나는 것을 알 수 있으며, 따라서 이를 수식으로 표현

하면 다음의 식 (15)와 같이 해석식을 유도할 수 있다.

$$E_{\max} = \tan^{-1}\left(\frac{|\Delta f|}{120}\right) + \frac{|\Delta f|\pi(N-1)}{60N} \quad (15)$$

여기서, E_{\max} 는 주파수 변이에 따른 최대 페이저 오차를 나타낸다.

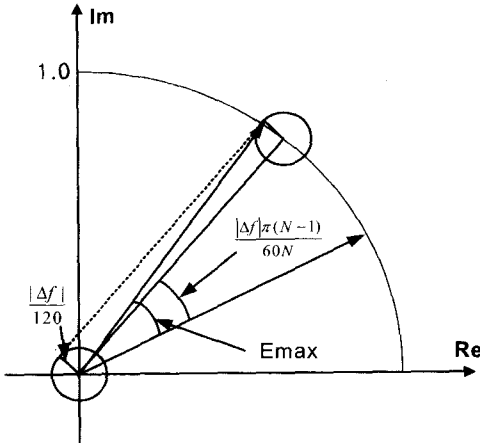


그림 3. 주파수 변이에 따른 오차 해석의 기하학적인 모델

Fig. 3. Geometrical model for error analysis of the frequency deviation.

V. 시뮬레이션 결과 및 검토

본 장에서는 위상 측정에 있어서 계수 근사 및 주파수 변이에 따른 오차 영향에 대한 시뮬레이션 결과를 기술하였다. 또한 시뮬레이션 결과를 유도한 해석식과 비교함으로써 해석식의 정확성을 검증하였다.

본 논문에서 유도한 해석식 (10)을 검증하기 위해서 그림 4와 5에 해석식과 시뮬레이션 결과를 비교하였다. 그림 4는 시행횟수를 바꾸어 가며 표시한 시뮬레이션 결과를 해석적으로 유도한 식과 비교하여 나타내었다. 입력 신호는 단일 sine파에 백색 잡음이 가산된 신호를 대상으로 하였으며, SNR은 10 [dB], 근사 bit 수는 8 비트로 하였다. 세 가지 다른 구간길이, N=64, 128 그리고 256 인 경우에 대하여 블록내의 오차를 구하고 이를 100번 평균하여 오차 전력을 추정하였다. 그림에서 오차 전력이 시행 횟수를 증가시켜도 error canceling 효과가 있어서 발산하지 않고 일정한 상수로 수렴하는 것을 볼 수 있으며, 해석적으로 유도한 결과와 시뮬레이션 실험 결과가 정확하게 일치함을 알 수 있다.

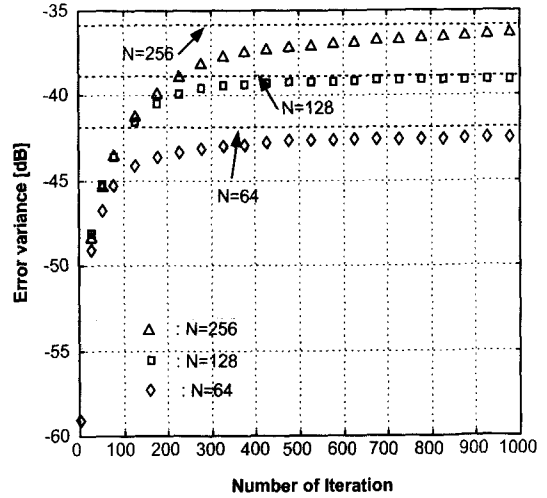


그림 4. 시행횟수에 따른 시뮬레이션 실험과 해석식을 통해 구한 오차 전력(σ_E^2) 비교. 해석식 : 점선, 실험결과 : \diamond , \square , \triangle .

Fig. 4. Comparison of error variance versus number of iterations between the analytically derived results and the measured data obtained from the computer simulation. Analytical derivation : dotted line, experiment results : the marks \diamond , \square , and \triangle .

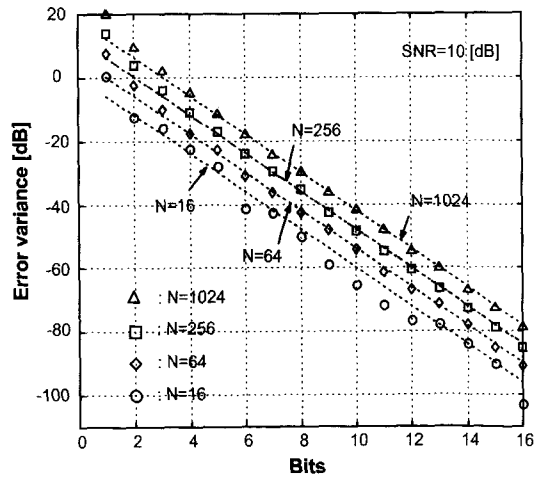


그림 5. 계수 근사 비트수(Bits)에 따른 시뮬레이션 실험과 해석식을 통해 구한 오차 전력(σ_E^2) 비교. 해석식 : 점선, 실험결과 : \triangle , \square , \diamond , \circ .

Fig. 5. Comparison of error variance versus number of approximation bits between the analytically derived results and the measured data obtained from the computer simulation. Analytical derivation : dotted line, experiment results : the marks \triangle , \square , \diamond , and \circ .

그림 5는 구간 길이에 대하여 근사 bit 수를 바꾸어 가며 오차 전력의 해석식과 이에 대한 시뮬레이션 결과 비교를 보여주고 있으며, SNR은 10[dB]로 하였다. 그림에서 점선은 각 구간길이에 대한 근사 bit 수에 따른 해석식을 나타내고 있으며, 시뮬레이션은 각 구간길이에 대하여 시행 횟수를 달리해 수렴한 값들을 나타내고 있다. 그림에서 보듯이 해석식과 시뮬레이션 결과가 일치함을 알 수 있다.

그림 4와 그림 5의 결과를 통해 해석적으로 구한 식 (10)이 정확하고, 위상 측정을 위한 DFT 순환 알고리즘을 구현하는 설계 지침으로 유용하다고 결론은 내릴 수 있다.

또한 본 논문에서는 유도한 페이지 오차의 upper bound에 대한 해석식 (15)를 검증하기 위해서 해석식과 시뮬레이션 결과를 비교하였다. 그림 6은 주파수 변이를 파라미터로 해서 최대 페이지 오차에 대한 해석식과 시뮬레이션 결과를 비교하고 있다. 입력 신호는 기본 주파수가 60 [Hz]인 단일 sine파로 하였다. DFT 구간 길이는 8, 128 의 두 가지로 하였으며, 주파수 변이는 -1~1[Hz]의 범위로 시뮬레이션을 수행하였다. 그림에서 보듯이 해석식과 시뮬레이션 결과가 거의 일치하는 것을 볼 수 있다. 또 DFT 구간 길이가 충분히 큰 경우와 주파수 변이가 작은 경우에 해석식과 시뮬레이션 결과가 더 정확하게 일치하는 것을 알 수 있다.

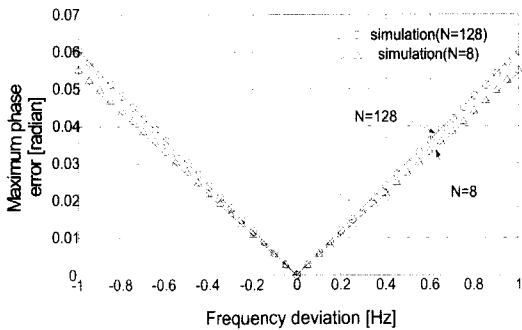


그림 6. 해석적으로 구한 주파수 변이에 따른 최대 페이지 오차와 시뮬레이션으로 얻어진 오차전력 (σ_E^2) 비교. 실선 : 해석식, 실험 결과 : Δ , \circ .

Fig. 6. Comparison of maximum phasor error between the analytically derived results and the measured data obtained from the computer simulation. Analytical derivation : solid line, experiment results : the marks Δ and \circ .

이상과 같이 순환 DFT를 기초한 위상 측정 알고리즘에 오차 요인으로 작용하는 계수 근사 오차와 주파수 변이에 따른 오차를 해석적으로 분석하였으며, 이에 대한 시뮬레이션 결과를 통해 유도한 해석식 (10)과 (15)가 정확함을 확인하였다. 이는 위상 측정을 위한 순환 DFT 알고리즘을 구현하는 설계 지침으로 유용하다고 결론을 내릴 수 있겠다.

VI. 결 론

본 논문에서는 위상 측정을 위한 순환 DFT 알고리즘을 구현할 때 오차 영향으로 작용할 수 있는 계수 근사 및 주파수 변이에 따른 성능 열화를 해석적으로 구하였다. 계수 근사에 따른 오차의 영향은 DFT 구간 길이, 근사 비트수, 그리고 부가 잡음에 대하여 해석적으로 구하였으며, 주파수 변이에 따른 오차 영향은 최대 위상 오차 값을 기하학적인 모델을 이용하여 구하였다. 이에 대한 시뮬레이션을 수행하여 시뮬레이션 결과가 해석값과 일치함을 확인하여 유도한 해석식의 타당성을 확인하였다. 이러한 오차 영향 해석은 실제로 순환 DFT 기반의 위상 측정 알고리즘을 구현함에 있어 설계 지침으로 유용한 결과라 할 수 있겠다.

참 고 문 헌

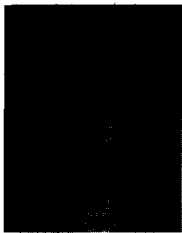
[1] G. Missout and P. Girard, "Measurement of BUs Voltage Angle Between Montreal and Sept-Iles," IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems., Vol. PAS-99, No. 2, pp. 536~539, March/April 1980.

[2] C. T. Nguyen and K. Srinivasan, "A New Technique for Rapid Tracking of Frequency Deviation Based on the Level Crossing," IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems., Vol. PAS-103, No. 8, pp. 2230~2236, Aug 1984.

[3] M. S. Sachdev and M. M. Giray, "A Least Squares Technique For Determining Power System Frequency," IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems., Vol. PAS-104, No. 2, pp. 437~443, Feb 1985.

- [4] V. V. Terzija, M. B. Djuric, and B. D. Kovaccvic, "Voltage Phasor and Local System Frequency Estimation Using Newton Type Algorithm," IEEE Transactions on Power Delivery., Vol. 9, No. 3, pp. 1368~1374, July 1994.
- [5] A. G. Phadke, J. S. Thorp, and M. G. Adamiak, "A New Measurement Technique for Tracking Voltage Phasors, Local System Frequency, and Rate of Change of frequency," IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems., Vol. 102, No. 5, pp. 1025~1038, May 1983.
- [6] K. J. R. Liu, C.T. Chiu, K.K. Kolagotla, and J.F. Ja' Ja', "Optimal unified architectures for the real-time computation of time-recursive discrete sinusoidal transforms," IEEE Trans. on Circuits Syst. Video Technol., vol. 4, pp. 168~180, Apr. 1994.
- [7] N. R. Murthy and M. N. S. Swamy, "On the computation of running discrete cosine and sine transforms," IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 40, No. 6, pp. 1430~1437, June 1992.
- [8] Jae-Hwa Kim, and Tae-Gyu Chang, "Analytic Derivation of Finite Wordlength Effect of the Twiddle factors in Recursive Implementation of the Sliding-DFT," IEEE Transactions on Signal Processing, No. 5, Vol. 48, pp. 1485~1488, May 2000.

저 자 소 개



金琮潤(正會員)

1998년 중앙대학교 제어계측공학과 졸업(공학사). 2000년 동 대학원 제어계측학과 졸업(공학석사), 2000~현재 동대학원 박사과정. <주관심분야: 이동 통신, 디지털 신호처리등>



張泰奎(正會員)

1979년 서울대학교 전기공학과 (공학사). 1981년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사), 1981년~1982년 현대엔지니어링(주). 1982년~1984년 현대전자산업(주). 1987년 Univ. of Florida 전기공학과 졸업(공학박사). 1987년~1990년 Tennessee State University, Assistant Professor, 1990년~현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수. <주관심분야: 신호처리, 이동통신, 디지털 오디오등>