인버터 연계형 분산전원을 이용한 배전계통 고조파 전류 보상원리

논 문

60-2-8

Harmonic Current Compensation Method Using Inverter-Interfaced Distributed Generators

정 일 엽* · 강 현 구*
(Il-Yop Chung · Hyun-Koo Kang)

Abstract - Harmonic distortions in current waveform may cause significant problems in electric power system facility and operation. This paper presents an adaptive parameter estimation method to detect harmonic current components caused by nonlinear loads. In addition, a coordination strategy for multiple inverter-interfaced distributed generators to compensate the harmonic currents is discussed. The coordination strategy is realized by distributing the harmonic compensation participation index to individual distributed generators. The harmonic compensation participation index can be determined by the amount of remaining power generation capacity of each distributed generator. Simulation results based on switching-level inverter models show that the proposed harmonic detection method has good performance and the coordination strategy can improve harmonic problems efficiently.

Key Words : Harmonics, Power quality, Adaptive detection, Distributed generator, Inverter

1. 서 론

전동기 제어회로, IT 부하의 전원공급회로 등 전력전자회로를 기반으로 한 비선형부하의 증가로 인해 전력계통에 고조파에 의한 전기품질 문제가 심화되고 있다. 특히 고조파는 전력시스템의 손실이나 설비의 수명저하, 보호기기의 오동작 등 심각한 문제를 일으킨다. 이에 IEEE나 IEC 등 국제 규격단체는 고조파 관리기준을 제안하였다 [1-2]. 고조파를 보상을 위해서는 일반적으로 가격이 저렴하고 설치가 간단한 수동필터(Passive Power Filter)를 많이 사용한다. 수동필터는 인덕터와 커패시터로 구성되며 노치필터 역할을 한다. 수동필터는 가격이 저렴하고 신뢰성이 높은 장점이 있지만 보상할 수 있는 주파수 성분이 설계 시에 결정이 되는 단점이 있다. 이에 대한 개선책으로 능동필터(Active Power Filter)의 사용이 증가하는데 능동필터는 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) 등의 전력전자소자로 구성된 인버터 회로를 기반으로 하고 PWM (Pulse Width Modulation) 방식을 이용하여 원하는 형태의 전압, 전류를 자유롭게 얻을 수 있다. 능동필터는 수동필터와 달리 여러 고조파를 한꺼번에 제거할 수 있으며 전력제어 등의 다목적 기능을 수행할 수 있어 고품질의 전력을 요구하는 스마트 배전계통에 적합하다 [3-4].

본 논문에서는 인버터로 연계된 분산전원에서 고조파를

제거하기 위한 원리를 설명한다. 일반적으로 분산전원의 제어는 유효전력 제어성능을 극대화 하기위하여 Unity Power Factor 방식을 사용하여 유효전력만을 공급하지만 필요할 경우 무효전력제어 및 고조파 보상을 수행할 수 있다. 이는 분산전원에 사용된 인버터가 기본적으로 능동필터와 동일한 회로구성을 갖기 때문이다 [5].

고조파의 효율적인 보상을 위해서는 먼저 고조파 성분에 대한 정확한 측정이 필요하다. 고조파를 측정하는 방법은 Discrete Fourier Transform (DFT)를 이용하는 방법이나 Prony 방법 등 주파수 영역에서 측정하는 방법과 DQ 변환이나 Kalman 필터 등 시간영역에서 측정하는 방법이 있다 [6-8]. 본 논문에서는 시간영역에서 측정하는 방법의 하나인 적응형 파라미터 추정방법 (On-line Adaptive Parameter Estimation)을 이용하여 고조파를 측정한다. 이 방법은 먼저 기본파 성분의 주파수를 추정하고 그의 정수배 되는 각 차수에 해당하는 고조파 성분의 크기와 위상을 추정하는 방법이다. 이상의 방법으로 측정된 고조파 성분을 보상하기 위해서는 분산전원에서 유-무효전력의 공급이 필요하다. 특히 유효전력이 필요한 경우는 분산전원에서의 에너지 공급이 없는 경우는 지속적인 보상이 불가능하다. 따라서 본 논문에서는 고조파 보상을 위해 필요한 유효전력의 양을 예상하여 분산전원의 출력 여유를 고려하여 여러 대의 분산전원으로 고조파를 보상하는 방법을 제안한다. 이와 같은 제어를 통해 배전계통에 추가적인 필터를 설치하지 않고도 고조파를 제거할 수 있으며 분산전원의 이용을 최대화할 수 있다는 장점을 가진다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 적응형 추정이론(On-line Parameter Estimation)을 이용한 고조파 측정원리를, 3장에서는 인버터 연계형 분산전원을 이용한 고조파 보상

* 교신저자, 정희원 : 국민대학교 전자공학부 전임강사

E-mail : chung@kookmin.ac.kr

* 정희원 : 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 박사과정

접수일자 : 2010년 12월 27일

최종완료 : 2011년 1월 10일

원리를 설명한다. 4장에서는 시뮬레이션을 통해 제안하는 방법을 검증하며 마지막으로 5장에서는 결론을 도출한다.

2. 고조파 측정원리

2.1 고조파 성분의 크기 및 위상 측정

기본파 성분의 각주파수를 ω_1 이라고 할 때, 고조파가 포함된 전류(i_L)는 다음과 같은 식으로 표현할 수 있다.

$$i_L = I_{DC} + I_{L_1} \sin(\omega_1 t + \phi_1) + \sum_{k=2}^n I_{L_k} \sin(\omega_k t + \phi_k) \quad (1)$$

이때 I_{DC} 는 DC 성분의 크기, I_{L_1} 과 ϕ_1 은 기본파 성분의 크기와 위상, I_{L_k} , $\omega_k (=k\omega_1)$ 과 ϕ_k 은 k 차 고조파 성분의 크기, 주파수와 위상을 나타낸다.

고조파가 포함된 전류는 CT 등의 측정설비를 통과하고 저주파통과필터인 anti-aliasing filter를 통해 초고주파 성분을 제거한 후에 검출된다. 이와 같은 검출의 과정을 $W(s)$ 라는 전달함수(Transfer Function)로 나타내면 측정된 전류 신호(z)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$z = W(s)i_L = W(s)[I_{DC} + I_{L_1} \sin(\omega_1 t + \phi_1) + \sum_{k=2}^n I_{L_k} \sin(\omega_k t + \phi_k)] \quad (2)$$

식 (1)에 표현한 전류는 사인-코사인의 관계에 따라 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$i_L = I_{L1} \sin \omega_1 t + I_{L12} \cos \omega_1 t + \dots + I_{Ln1} \sin \omega_n t + I_{Ln2} \cos \omega_n t \quad (3)$$

이 때, 각 사인, 코사인 함수의 크기는 다음과 같다.

$$I_{L11} = I_{L1} \cos \phi_1, I_{L12} = I_{L1} \sin \phi_1, \dots, I_{Ln1} = I_{Ln} \cos \phi_n, I_{Ln2} = I_{Ln} \sin \phi_n \quad (4)$$

이때, 구하고자하는 최대고조파성분의 크기를 50차 이내로 제한하면 측정설비 및 필터링에 의한 측정값의 감쇄는 거의 0에 가깝다고 가정할 수 있다. 즉 측정하려는 고조파 성분에 대한 $W(j\omega_n)$ 는 거의 1이라고 가정할 수 있다. 이 상에서 식 (2), (3), (4)로부터 전류측정값(z)을 다음과 같이 표현할 수 있다 [9].

$$z = W(s)\theta^* T\phi \simeq \theta^* T\phi \quad (5)$$

이때 θ^* 는 추정하려는 값의 벡터이며 ϕ 는 기본주파수로 부터 생성할 수 있는 사인, 코사인 신호로 추정기의 입력벡터로서 다음과 같이 정의한다.

$$\theta^* = [I_{L11}, I_{L12}, \dots, I_{Ln1}, I_{Ln2}, I_{DC}]^T \quad (6)$$

$$\phi = [\sin \omega_1 t, \cos \omega_1 t, \dots, \sin \omega_n t, \cos \omega_n t, 1]^T$$

θ^* 의 추정값을 θ 이라고 정의하고 θ 를 이용하여 구한 식 (5)의 값, 즉 z 의 추정값을 $\hat{z}$ 이라고 하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\theta = [\hat{I}_{L11}, \hat{I}_{L12}, \dots, \hat{I}_{Ln1}, \hat{I}_{Ln2}, \hat{I}_{DC}]^T \quad (7)$$

$$\hat{z} = \theta^T \phi$$

식 (5)와 (7)에서 추정오차를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\epsilon = z - \hat{z} = (\theta^* - \theta)^T \phi = -\tilde{\theta}^T \phi \quad (8)$$

$$\tilde{\theta} = \theta - \theta^*$$

추정회로의 목적함수 $J(\theta)$ 를 각 고조파성분 추정오차의 제곱이라고 다음과 같이 정의한다.

$$J(\theta) = \frac{\epsilon^T \epsilon}{2} = \frac{(z - \theta^T \phi)^T (z - \theta^T \phi)}{2} \quad (9)$$

그러면 목적함수의 gradient를 이용하여 다음과 같이 추정원리(adaptive law)를 구할 수 있다.

$$\dot{\theta} = \Gamma \epsilon \phi \quad (10)$$

이때 Γ 는 adaptive gain ($\gamma (\gamma > 0)$)로 구성된 diagonal matrix이다 ($\Gamma = \text{diag}(\gamma)$). 따라서 각각의 고조파 성분의 adaptive law는 식 (11)과 같다.

$$\dot{\hat{I}}_{L11} = \gamma \epsilon \sin \omega_1 t, \dot{\hat{I}}_{L12} = \gamma \epsilon \cos \omega_1 t, \dots, \dot{\hat{I}}_{Ln1} = \gamma \epsilon \sin \omega_n t, \dot{\hat{I}}_{Ln2} = \gamma \epsilon \cos \omega_n t, \dot{\hat{I}}_{dc} = \gamma \epsilon \quad (11)$$

식 (11)에서 추정된 θ 가 시간 t 가 커질 때 ($t \rightarrow \infty$), θ^* 로 수렴하기 위해서는 추정기의 입력신호가 persistent excitation (PE)을 만족해야 한다. 이를 위해서는 $t \geq 0$ 일 때 추정기 입력 ϕ 가 0보다 큰 $\alpha_0, \alpha_1 (> \alpha_0)$, T_0 에 대해서 식 (12)를 만족해야 한다 [9].

$$\alpha_0 I \leq \frac{1}{T_0} \int_t^{t+T_0} \phi(\tau) \phi^T(\tau) d\tau \leq \alpha_1 I \quad (12)$$

식 (6)과 같이 ϕ 는 사인 혹은 코사인함수로 주어지기 때문에 $\phi(t)\phi^T(t)$ 는 표 1과 같이 사인-코사인 함수의 곱으로 표현된다. $T_0 = 2\pi/\omega_1$ 일 때, 이를 $(t, t+T_0)$ 에서 적분하면 최대로 $T_0/2$ 이 되므로 $0 < \alpha_0 < \frac{1}{2}$ 와 $\alpha_1 > \frac{1}{2}$ 에서 α_0 와 α_1 을 찾을 수 있어 PE 조건을 만족한다. 즉 식 (11)의 고조파 추정기는 asymptotically stable하며 추정오차는 0으로 수렴하는 것을 알 수 있다.

식 (11)을 이용하여 구한 θ 를 통해 식 (1)의 고조파 성분은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{I}_{Ln}(t) = \sqrt{\hat{I}_{Ln1}^2(t) + \hat{I}_{Ln2}^2(t)} \quad (13)$$

$$\hat{\phi}_n(t) = \cos^{-1} \left(\frac{\hat{I}_{Ln1}(t)}{\hat{I}_{Ln}(t)} \right)$$

표 1 추정회로의 입력에 대한 PE 조건확인 ($n \neq m$)

Table 1 Examination of PE condition of the estimator input

$\phi(t)\phi^T(t)$	$\int \phi(t)\phi^T(t)dt$	$\frac{1}{T_0} \int_t^{t+T_0} \phi(\tau)\phi^T(\tau)d\tau$
$\sin\omega_n t$	$-\frac{\cos(\omega_n t)}{\omega_n}$	0
$\cos\omega_n t$	$\frac{\sin(\omega_n t)}{\omega_n}$	0
$\sin^2\omega_n t$	$\frac{t}{2} - \frac{\sin(2\omega_n t)}{4\omega_n}$	$\frac{1}{2}$
$\cos^2\omega_n t$	$\frac{t}{2} + \frac{\sin(2\omega_n t)}{4\omega_n}$	$\frac{1}{2}$
$\sin(\omega_n t)\cos(\omega_n t)$	$\frac{\sin^2(\omega_n t)}{2\omega_n}$	0
$\sin(\omega_n t)\cos(\omega_m t)$	$-\frac{\cos(n-m)\omega_1 t}{2(n-m)\omega_1} - \frac{\cos(n+m)\omega_1 t}{2(n+m)\omega_1}$	0
$\sin(\omega_n t)\sin(\omega_m t)$	$\frac{\sin(n-m)\omega_1 t}{2(n-m)\omega_1} - \frac{\sin(n+m)\omega_1 t}{2(n+m)\omega_1}$	0
$\cos(\omega_n t)\cos(\omega_m t)$	$\frac{\sin(n-m)\omega_1 t}{2(n-m)\omega_1} + \frac{\sin(n+m)\omega_1 t}{2(n+m)\omega_1}$	0

그림 1 고조파 및 주파수 추정원리

Fig. 1 Concept of harmonics and frequency detection

2.2 주파수 측정

각 고조파 성분은 기본파 성분의 주파수 (fundamental frequency)의 정수배에 해당하므로 기본파 성분의 주파수를 측정하는 것이 필요하다. 기본파 주파수 성분(ω_1) 추정에 대한 목적함수를 다음과 같이 정한다.

$$J(\omega_1) = \frac{1}{2} \left[i_L - \left\{ \sum_{n=1}^N (\widehat{I_{Ln1}} \sin \omega_n t + \widehat{I_{Ln1}} \cos \omega_n t)^2 + \widehat{I_{DC}} \right\} \right]^2 \quad (14)$$

식 (14)의 목적함수를 ω_1 에 대해 Steepest Descent 방법을 적용하면 ω_1 의 추정원리는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\dot{\omega}_1 = -\alpha \epsilon \left[\sum_{n=1}^N (n \widehat{I_{Ln1}} \cos \omega_n t - n \widehat{I_{Ln1}} \sin \omega_n t) \right] \quad (15)$$

이때, α 는 식 (11)의 γ 와 같이 업데이트 계인으로서 계인이 크면 수렴속도가 빠르지만 특정한 경우 발산하는 문제

가 생기게 된다. 따라서 추정기의 업데이트 계인의 선정은 매우 중요한 문제가 될 수 있는데 일반적으로 실험적인 방법(heuristic method)를 이용하며 Genetic Algorithm (GA)이나 Particle Swarm Optimization (PSO) 등의 인공지능을 이용하여 최적에 가까운 계인을 구하기도 한다. 본 연구에서는 실험적인 방법과 PSO를 이용하여 식 (11)과 (15)의 추정기 테스트하여 본 결과, γ 와 α 는 대략 100 ~ 2000 사이에서 정하면 안정적으로 수렴되는 각 고조파 성분과 기본파 주파수의 추정결과를 얻을 수 있었다. 이상의 고조파 성분 및 주파수 추정원리를 그림 1에 도시하였다.

3. 분산전원을 이용한 고조파 보상원리

그림 2는 여러 대의 분산전원을 이용한 고조파 보상원리를 보여준다. 직류부하는 정류기를 이용하여 교류전력을 직류로 변환하는데 이때 고조파 전류가 발생한다. 발생한 고조파 전류가 전력계통으로 전파되는 것을 막기 위해 그림 2와 같이 분산전원의 인버터 제어를 통해 고조파 전류를 보상한다. 즉 비선형 부하의 고조파 전류를 분산전원에서 공급하는 것이다.

분산전원의 주된 목적은 기본 주파수 성분의 유효전력을 공급하는 것으로 전력공급을 최대도 하기 위해서 일반적으로 역률을 1로 운전한다. 대부분의 분산전원은 PWM (Pulsed Width Modulation)을 이용한 고속스위칭을 통해 출력 전압, 전류를 제어한다. 고조파 전류의 보상이 필요한 경우 추가적인 회로나 설비를 설치할 필요 없이 제어원리만을 바꿈으로써 유효전력의 공급이외에 고조파 전류를 보상할 수 있다. 다만 고조파 전류를 보상할 때 추가적인 유-무효 전력의 공급이 필요하므로 분산전원의 용량을 고려한 적절한 제어가 필요하다. 또 여러 대의 분산전원이 있는 경우 분산전원간의 협조제어가 필요하다. 본 논문에서는 각 분산전원의 정격용량에 대한 출력여유(Output Margin)를 고려하여 각 분산전원이 고조파 보상에 참여하는 정도 (Participation index)를 계산하는 방식을 제안한다.

그림 2 다중 분산전원을 이용한 고조파 보상원리

Fig. 2 Harmonic compensation using multiple DGs

분산전원의 정격용량은 다음과 같이 r.m.s 전압과 전류의 곱, 피상전력의 크기로 나타낼 수 있다.

$$|S_{DG}| = 3 V_{r.m.s} I_{r.m.s} \quad (16)$$

그림 2와 같이 대상계통은 전력계통에 연계되며 일반적인

표 2 해석모델 파라미터

Table 2 Parameters of the simulated system model

파라미터	값
계통주파수	60Hz
계통전압	480V(line-to-line)
다이오드 정류기 선로 임피던스	$R=0.05\Omega$, $L=1.2\text{mH}$
다이오드 정류부하	$R=30\Omega$, $L=0.05\text{H}$
DG 연계인버터 선로 임피던스	$R=0.05\Omega$, $L=1.2\text{mH}$
DG 연계인버터 정격전압/전류	480V(line-to-line), 20A(line)
DG 연계인버터 DC 링크전압	700V
고조파측정	23고조파까지

그림 5는 앞에서 설명한 추정회로를 이용하여 고조파 및 기본과성분 추정한 결과를 보여준다. 첫 번째 그래프는 정류기부하에 의해 발생하는 고조파 전류를 보여주며 두 번째 그래프는 23차까지 고려하여 추정한 각 고조파 성분을 이용하여 원래 신호를 예측한 값이다. 즉, 각각 식 (8)에서 (첫 번째 그래프)와 (두 번째 그래프)에 해당한다. 세 번째 그래프는 기본과 성분을 추정한 값이고, 네 번째 그래프는 기본과 성분을 제외하고 분산전원에서 보상할 고조파 전류를 나타낸다.

그림 5 전류 고조파 추정결과

Fig. 5 Estimated fundamental and harmonic currents

그림 6은 인버터 연계형 분산전원을 이용하여 그림 7에서 추정한 고조파 성분을 보상한 결과를 보여준다. 두 번째 그림은 정류기 부하에 의해 발생하는 고조파 전류를 보여주며 세 번째 그래프는 분산전원에서 공급하는 고조파 보상전류이다. 고조파 보상의 성능을 보이기 위해 분산전원에서는 고조파만을 보상하도록 모의하였다. 그 결과 첫 번째 그래프와 같이 전력계통에는 정현파의 전류가 흐를 수 있다.

그림 6 분산전원을 이용한 전류 고조파 보상

Fig. 6 Harmonic current compensation of a distributed generator

그림 7 2대의 분산전원을 이용한 전류 고조파 보상

Fig. 7 Harmonic current compensation using multiple distributed generators

그림 7는 정격이 4.5kVA로 같은 두 대의 분산전원 DG #1과 DG #2가 각각 정격의 30%와 20%의 유효전력을 계통에 공급하고 있는 상황을 모의하였다. 두 분산전원이 각각 70%와 80%에 해당하는 충분한 보상여유를 갖고 있으므로 식 (24)에 의하여 각 분산전원이 보상해야 하는 고조파 보상참여지수는 다음과 같이 DG #1과 DG #2가 각각 46.67%와 53.33%가 된다.

$$K_1 = \frac{70\%}{70\% + 80\%} = 46.67\%$$

$$K_2 = \frac{80\%}{70\% + 80\%} = 53.33\%$$

그 결과 그림 7의 첫 번째 그래프와 같이 부하의 고조파 전류가 두 대의 분산전원의 협조운전으로 보상되어 전력계통에는 정현파의 전류가 흐를 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 비선형부하에 의해 발생하는 고조파를 온-라인으로 업데이트 하면서 추정하는 원리를 제안하였다. 비선형 부하의 크기가 변하면 고조파의 크기도 따라서 변하는데 이를 적응형 파라미터 추정방법을 이용하여 빠르게 검출하는 알고리즘을 제안하였다. 이렇게 추정된 결과를 바탕으로 고조파를 보상함에 있어 전력계통에 인버터 연계형 분산전원이 다수 설치되어 있는 경우, 분산전원의 여유 용량을 고려하여 고조파를 보상하는 방식을 제안하였다. 제안하는 방법으로 능동필터 등의 추가적인 설비를 설치하지 않고 효과적으로 보상할 수 있음을 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

감사의 글

본 연구는 지식경제부 및 정보통신 산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2010-C1090-1021-0005).

참 고 문 헌

- [1] Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, IEEE Standard 519, 1992.
- [2] Assessment of Emission Limits for Distorting Loads in MV and HV Power Systems, IEC 1000-3-6, 1996.
- [3] H. Akagi, "New trends in active filters for power conditioning," IEEE Transactions on Industrial Applications. 32 (6) (1996), pp. 1312-1322.
- [4] F.Z. Peng, "Application issues of active power filters," IEEE Industrial Application Magazine. 4 (5) (1998), pp. 21-30.
- [5] I. Chung, S. Park, H. Kim, S. Moon, B. Han, J. Kim, and J. Choi, "Operating Strategy and Control Scheme of Premium Power Supply Interconnected with Electric Power Systems," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, no. 3, pp.2281-2288, Jul. 2005.
- [6] G.T. Heydt, "A New Method for the Calculation of Sub-transmission and Distribution System Transients Based on the FFT", IEEE Transactions on Power Delivery vol.4, no.3, pp.1869-1875, Jul. 1989.
- [7] J. Barros and E. Perez, "An Adaptive Method for Determining the Reference Compensating Current in Single-Phase Shunt Active Power Filters", IEEE Trans. Power Del., vol. 18, no. 4, pp. 1578 - 1580, Oct. 2003.
- [8] S. Leng, W. Liu, I. Chung, and D. Cartes, "Active power filter for three-phase current harmonic cancellation and reactive power compensation," American Control Conference, 2009. pp.2140-2147.
- [9] P.A. Ioannou and J. Sun, Robust Adaptive Control - Chapter 4. On-line parameter estimation, Prentice Hall, 1996.

저 자 소 개

정 일 엽 (丁 一 燁)

1976년 3월 16일생. 1999년 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 졸업. 2001년, 2005년 동 대학원 전기·컴퓨터공학부 석사, 박사 취득. 2005년~2006년 미국 버지니아텍 연구원, 2006년~2007년 ABB 방문연구원, 2007년~2010년 미국 FSU-CAPS 연구원, 2010년 9월~현재 국민대학교 전자공학부 전임강사

Tel : +82-2-910-4702

Fax : 02-910-4449

E-mail : chung@kookmin.ac.kr

강 현 구 (姜 顯 求)

1981년 7월 2일생. 2005년 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 졸업. 2006년~현재 동대학원 전기·컴퓨터공학부 석·박사 통합과정

Tel : +82-2-880-7257

E-mail : khyun9@powerlab.snu.ac.kr