

계통 임피던스 존재 시 불완전 상태 관측정보 기반 계통연계 인버터의 주파수 적응형 전류 제어

강민, 김정근, 여승용, 김성동, 김경화[†]
 서울과학기술대학교

Frequency-adaptive Current Control Design of Grid-connected Inverter with Incomplete State Observation under Grid Impedance

Min Kang, Jung-Guen Kim, Seung-Yong Yeo, Sung-Dong Kim, Kyeong-Hwa Kim[†]
 Seoul National University of Science and Technology

ABSTRACT

최근 신재생 에너지의 필요성이 증가함에 따라 계통연계 인버터의 높은 효율이 요구되고 있다. 계통 임피던스 존재 시 불완전한 관측정보와 계통 외란, 주파수 변동으로 인해 계통연계 인버터의 전력 품질이 저하되는 문제가 발생한다. 이를 해결하기 위해 본 논문에서는 LCL 필터형 계통연계 인버터의 불완전 상태 궤환 제어기(Incomplete State Feedback Controller)를 제시한다. 또한 MAF-PLL을 사용하여 계통의 주파수 변동으로 인한 공진제어기의 성능저하를 억제한다. 제어기의 유용성을 입증하기 위해 PSIM 시뮬레이션을 통해 전류 제어기의 성능을 평가한다.

1. 서론

최근 신재생 에너지를 활용한 분산전원 및 마이크로그리드 시스템에 관한 연구가 활발히 진행되고 있으며 이에 따라 계통연계 인버터의 중요성이 증가하고 있다. 계통연계 인버터의 출력전류를 제어할 때, 계통 전압에 고조파 왜곡과 같은 계통 외란이 있는 경우 전류 제어 성능이 저하된다. 본 논문에서는 여러 조건에서 계통연계 인버터의 우수한 전류 제어 성능을 보장하기 위해 불완전 상태 궤환(Incomplete State Feedback) 정보 기반 적분형 상태 궤환 전류제어 기법을 제시한다. 출력 전류의 정상상태 오차와 고조파 왜곡을 줄이기 위해 적분제어기와 공진제어기를 구성한다.

한편, 계통에는 긴 전송 선로에 의한 인덕턴스 성분 뿐만 아니라 역률 개선을 위해 설치된 커패시터 성분에 의해 LC 임피던스가 나타난다. 계통 측의 LC 임피던스는 계통연계 인버터의 안정성과 제어 성능을 저하시킨다. 이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 불완전 상태 궤환 정보 기반 적분형 상태 궤환 전류제어 기법을 제시한다. 또한 계통 주파수 변동으로 인해 발생하는 공진제어기의 성능 저하를 방지하기 위해 MAF-PLL을 사용하여 주파수 검출 성능을 향상시킨다. 상태 궤환 제어 시 요구되는 센서의 사용을 최소화하기 위해 전 상태 관측기를 설계하여 요구되는 시스템의 복잡성을 줄이고자 한다. 특히 추정된 상태가

계통주파수 변동에 영향을 받지 않도록 정지 좌표계에서 관측기를 설계한다. 제안된 제어 기법의 타당성과 성능이 PSIM 시뮬레이션을 통해 입증된다.

2. 전류 제어기 설계

2.1 상태궤환 전류 제어

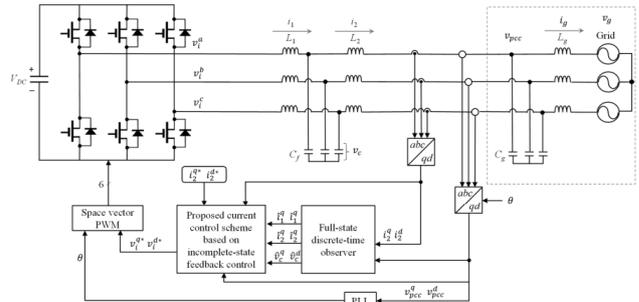


그림1 불완전 상태 관측정보 기반 계통연계 인버터의 주파수 적응형 전류 제어기 블록 다이어그램

그림1은 계통의 LC 임피던스 존재 및 왜곡 계통 전압 조건에서 계통연계 인버터의 주파수 적응형 전류 제어기 전체 블록도이다. 계통연계 인버터 시스템의 이산시간 상태공간 모델과 시간 지연에 따른 시스템 입력 벡터는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_d(k) + \mathbf{D}_d \mathbf{d}(k) \quad (1)$$

$$\mathbf{u}_d(k+1) = \mathbf{u}(k) \quad (2)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}_d \mathbf{x}(k) \quad (3)$$

위 식에서 $\mathbf{x} = [i_1^q, i_1^d, i_2^q, i_2^d, v_c^q, v_c^d, v_{pcc}^q, v_{pcc}^d, i_g^q, i_g^d]^T$ 은 시스템 상태벡터, $\mathbf{u} = [v_1^q, v_1^d]^T$ 는 시스템 입력 벡터, $\mathbf{d} = [v_g^q, v_g^d]^T$ 는 계통 전압 벡터, $\mathbf{y} = [i_2^q, i_2^d]^T$ 는 시스템 출력 벡터이다.

2.2 적분 및 공진제어

출력전류의 정상상태 오차를 제거하고 계통전압의 고조파 왜곡을 보상하기 위해 다음과 같이 적분제어기와 6차, 12차

공간제어기를 구성한다.

$$\mathbf{z}_c(k+1) = \mathbf{A}_{cd}\mathbf{z}_c(k) + \mathbf{B}_{cd}\boldsymbol{\varepsilon}(k) \quad (4)$$

위 식에서 $\mathbf{z}_c = [\mathbf{z}_0^T, \mathbf{z}_6^T, \mathbf{z}_{12}^T]^T$ 는 적분제어, 6차, 12차 공간제어벡터를 결합한 벡터이다.

2.3 전체 제어기 및 전 상태 관측기

식 (1), (2), (4)를 결합한 전체 시스템 모델은 다음과 같이 나타낸다.

$$\mathbf{x}_e(k+1) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \mathbf{u}_d(k+1) \\ \mathbf{z}_c(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d & \mathbf{B}_d & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{B}_{cd}\mathbf{C}_d & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{cd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{u}_d(k) \\ \mathbf{z}_c(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u}(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_d \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{d}(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{cd} \end{bmatrix} \mathbf{r}(k) \quad (5)$$

$$\mathbf{u}(k) = -\mathbf{K}\mathbf{x}_e(k) \quad (6)$$

제어 입력 $\mathbf{u}(k)$ 는 LQR 최적화 기법을 통해 구한 이득 행렬 $\mathbf{K} = [\mathbf{K}_x, \mathbf{K}_u, \mathbf{K}_z]$ 에 의해 얻어진다. 이 때 계통 측 인덕턴스 전류 i_g 는 관측이 불가능하기 때문에 시스템 입력 벡터 \mathbf{u} 는 다음과 같이 \mathbf{u}_o 로 다시 표현된다.

$$\mathbf{u}_o(k) = -\mathbf{K}^*\mathbf{x}_e(k) \quad (7)$$

위 식에서 $\mathbf{K}^* = \mathbf{K}\mathbf{C}_e^T\mathbf{C}_e$, $\mathbf{C}_e = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{8 \times 8} & \mathbf{0}_{8 \times 2} & \mathbf{0}_{8 \times 12} \\ \mathbf{0}_{12 \times 8} & \mathbf{0}_{12 \times 2} & \mathbf{I}_{12 \times 12} \end{bmatrix}$ 이다.

본 논문에서는 제어기의 비용과 복잡성을 줄이기 위해서 관측기를 통해 전 상태변수를 측정한다. 전 상태 관측기는 정지 좌표계에서 구현되며 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{A}_d\hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}_d\mathbf{u}(k) + \mathbf{D}_d\mathbf{d}(k) \quad (8)$$

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \hat{\mathbf{x}}(k+1) + \mathbf{K}_e[\mathbf{y}(k+1) - \mathbf{C}_d\hat{\mathbf{x}}(k+1)] \quad (9)$$

여기서, “^”은 관측기의 추정치, \mathbf{K}_e 는 관측기의 이득 행렬, $\hat{\mathbf{x}}(k+1)$ 은 샘플링 시간 $(k+1)T_s$ 에서의 첫 번째 예측 값이다.

2.4 이동평균필터(MAF-PLL)

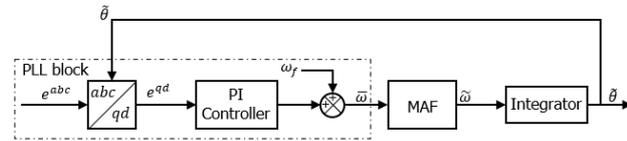


그림2 MAF-PLL 블록 다이어그램

왜곡 계통전압과 계통 주파수 변동에 의해 저하되는 기존 PLL의 주파수 검출 성능을 보완하기 위해 그림2와 같이 MAF-PLL을 구성한다.

3. 시뮬레이션 결과

제안된 기법의 성능을 입증하기 위해 계통 주파수의 변동과 LC 계통 임피던스가 존재하고 계통전압이 5, 7, 11, 13차 고조파 왜곡을 가질 때 시뮬레이션이 PSIM을 통해 수행되었다. 그림3은 각각 기존 PLL과 MAF-PLL에 의해 얻어진 주파수를 나타낸다. 계통 주파수는 60Hz에서 0.2[s] 이후 50Hz, 0.4[s] 이후 55Hz로 변화하였다. MAF-PLL의 주파수 검출 성능이 더 높은 것을 확인할 수 있다. 그림4는 정지 좌표계에서 전 상태 관측기의 추정 값 i_1, i_2, \hat{v}_c 와 실제 측정값 i_1, i_2, v_c 의 α 축, β 축 파형을 나타낸다. 그림5는

본 논문에서 제시한 불완전 상태 궤환 정보 기반 적분형 상태 궤환 전류제어 방식을 사용한 3상 계통측 전류 응답을 나타낸다. 제안된 제어기는 주파수 변동 조건 하에서도 안정적인 제어 성능을 보여준다.

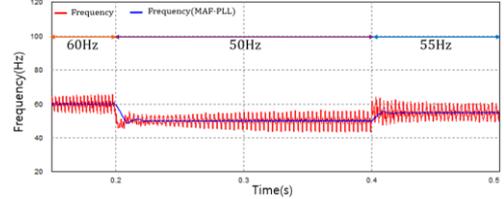


그림3 기존 PLL과 MAF-PLL의 주파수 검출 성능

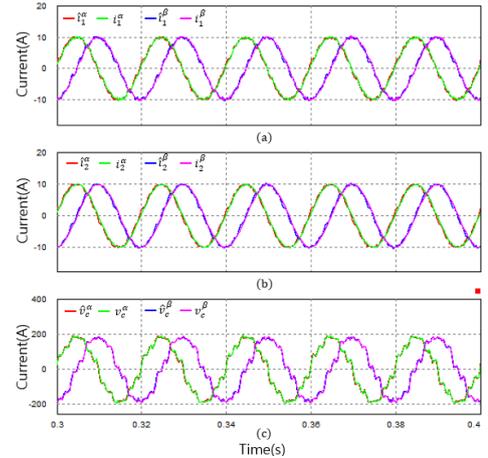


그림4 전 상태 관측기의 추정 값과 측정값 파형. (a)인버터 측 전류; (b)계통 측 전류; (c)커패시터 측 전압

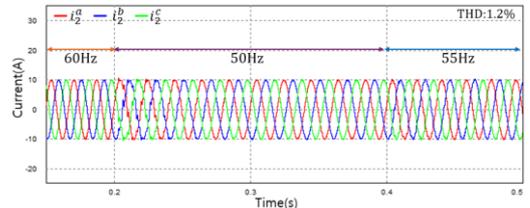


그림5 LC 계통 임피던스, 계통의 고조파 왜곡 및 계통 주파수 변동 조건에서 3상 계통측 출력 전류 파형

4. 결론

본 논문에서는 LC 계통 임피던스, 계통의 고조파 왜곡 및 계통 주파수 변동 조건에서 계통연계 인버터의 주파수 적응형 전류제어 기법을 제시하였다. 제안된 기법은 불완전 관측정보 기반 상태관측기와 MAF-PLL을 사용하여 계통 전압의 주파수 변동과 계통 임피던스로 인한 외란을 효과적으로 제어한다.

이 논문은 2024년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임 (NRF-2019 R1A6A1A03032119).

참고 문헌

- [1] Kim, S.-D.; Tran, T.V.; Yoon, S.-J.; Kim, K.-H. Current Controller Design of Grid-Connected Inverter with Incomplete Observation Considering L-/LC-Type Grid Impedance. *Energies* **2024**, *17*, 1855.

