

공진형 고주파 인버터에서의 공진주파수 추적을 위한 PLL 기법

안희욱, 김학성, 김상희
금오공과대학교 전자공학부

PLL Technique for Resonant Frequency Tracking in High Frequency Resonant Inverters

Hee-Wook Ahn, Hack-Sung Kim, Sang-Hee Kim
Dept. of Electronic Engineering, Kumoh National University of Technology

ABSTRACT

The PLL (Phase-Locked Loop) techniques are employed to make the switching frequency of a resonant inverter follow the resonant frequency which may vary due to the load variations during operation. The conventional design guide of PLL is not suitable in these case since the inverter characteristics are not considered. In this paper, the phase characteristics of a resonant inverter is analysed and added to the closed loop. And the design of PLL with digital phase detector is illustrated for the output frequency to track the resonant frequency of the inverter.

본 논문에서는, 인버터의 스위칭 주파수가 공진 주파수를 추적하도록 하는 PLL 기법으로서, 인버터의 위상 특성을 고려한 PLL 설계방법을 제안한다. 이를 위하여, 인버터와 PLL의 기본 동작에 대하여 간략히 알아보고, PLL의 설계에 필요한 인버터의 위상특성을 분석하고 모델링을 실시한다. 그리고, 자주 사용되는 디지털 위상검출기 방식의 PLL에 대하여, 설계 파라미터를 결정할 때 고려되어야 할 사항들을 검토하고, 인버터의 위상 특성이 이들 파라미터에 주는 영향을 분석한다. 제안된 기법의 유용성을 확인하기 위하여, PLL의 설계 예에 대하여 시뮬레이션을 실시하고 그 결과를 분석한다.

1. 서론

유도가열장치의 전원회로 등에 이용되는 고주파 인버터에서, 작동 주파수는 일반적으로 공진 주파수와 같거나 가깝도록 유지한다. 그 이유는 영전류 스위칭 또는 영전압 스위칭이 용이하여 고주파 운전이 가능할 뿐 아니라 출력변압기가 무효전력을 전달하지 않아도 되므로 변압기 용량의 최소화가 가능하기 때문이다.^[1-4] 그러나, 작동 중에 부하가 변동하면 인덕턴스가 변화하고 따라서 공진 주파수에 변화가 생기므로 작동 주파수를 새로운 공진주파수에 일치시킬 필요가 있다.

이러한 목적으로 PLL (Phase-Locked Loop)이 사용되는 예가 있지만,^[2,3] 해석적 설계방법에 대한 언급이 부족하여 실제 사용시에 성능 최적화를 위한 설계의 어려움이 있다. PLL의 일반적인 설계방법을 그대로 적용하면, 인버터의 특성을 고려하지 않기 때문에 원하는 결과를 얻기 어렵다.

2. 공진주파수 추적 시스템

2.1 시스템의 구성

PLL을 이용한 공진주파수 추적 시스템은 그림 1과 같이 구성된다. 인버터의 출력전류 신호가 PLL로 입력되고 PLL의 출력신호가 인버터의 게이트 신호로 작용하는 폐루프를 형성한다. 인버터 전류는 정현파인데, 노이즈에 둔감하게 위상/주파수 정보를 정확하게 전달하기 위하여 ZCD (Zero Cross Detector)를 사용한다.

2.2 인버터의 기본 동작

유도가열장치에 사용되는 직렬공진형 전압원 인버터에 대하여 전력회로와 주요 작동 파형을 그림 2와 그림 3에 각각 나타내었다. 유도가열장치의 경우, R_{eq} 와 L_{eq} 는 가열 코일과 피가열체에 의하여 결정되는 등가 저항과 인덕턴스이며, C_c 는 공진용 캐패시터이다. 피가열체의 양이 갑자기 증가 또는 감소하거나, 온도가 큐리 온도에 도달하여 투자율이 급격히 변하면 인덕턴스가 변하여 공진주파수

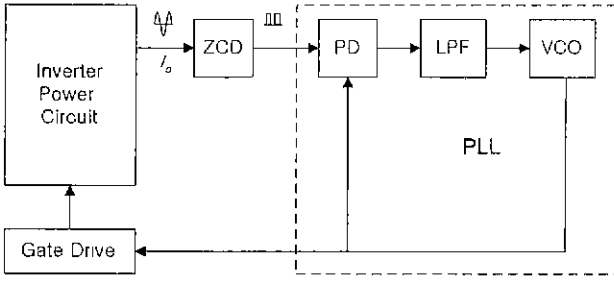


그림 1 PLL을 이용한 공진 주파수 추적 시스템
Fig. 1 Resonant frequency tracking system using PLL

$\omega_r = 1/\sqrt{L_{eq}C_c}$ 에 변동이 생긴다. 공진회로의 quality factor $Q = \sqrt{L_{eq}/C_c/R_{eq}}$ 는 10- 20 정도의 큰 값을 가지므로 RLC 부하에 인가되는 전압은 사각파형이지만 여기에 흐르는 전류는 정현파로 된다. 입력전압과 출력전류 사이의 위상차에 대해서는 3절에서 상세히 언급한다.

2.3 PLL의 기본 동작

PLL의 기본적인 기능은 입력신호의 주파수와 동일한 주파수를 갖는 신호를 발생시키는 것이다. 일반적으로 위상검출기(Phase Detector; PD)와 루프필터, 그리고 전압제어발진기(Voltage Controlled Oscillator; VCO)로 구성된다. PD는 두 개의 입력신호의 위상차에 대응하는 전압을 발생시키고, 루프필터는 저역통과필터(LPF)로서 PD의 출력에 포함된 고주파 성분과 노이즈를 제거하면서 PLL의 응답특성을 결정한다. VCO에서는 루프필터의 출력전압에 의하여 발진 주파수가 결정되며, 출력신호는 PD에 인가되어 피드백 루프를 형성한다.^[5]

PLL의 동작을 설명할 때에는 동기상태(locked state)와 비동기상태(unlocked state)를 구분하여야 한다. 동기상태는 입력신호 주파수와 출력신호 주파수가 동일하거나 비슷하게 된 경우로서, PD와 루프필터 그리고 VCO의 동작이 선형영역에서 이루어진다. 반면에 비동기상태는 두 신호의 주파수 차이가 매우 큰 경우이고 PLL의 동작은 비선형이며 정량적인 해석이 쉽지 않게 된다. 선형 영역에서의 각 부분별 모델은 그림5와 같이 나타난다.^[5-6]

3. 인버터의 위상 모델

인버터에 인가되는 전압은 그림2에서 알 수 있는 것처럼 스위칭 주파수와 동일한 주파수를 가진 사각파형이다. 이 전압이 RLC 공진회로에 인가될 때의 출력전류는 입력전압에 비하여 위상차를 가지게 된다. RLC 회로의 Q가 1보다 매우 크면 입력전압

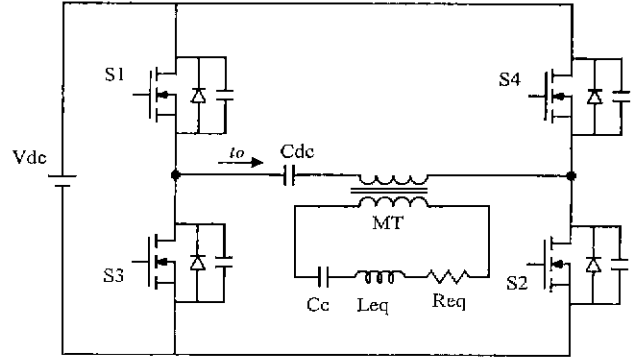


그림 2 유도가열 부하를 가진 인버터의 전력회로
Fig. 2 Power circuit of inverter with induction heating load

의 기본파 성분만 통과한다고 볼 수 있으므로 정상

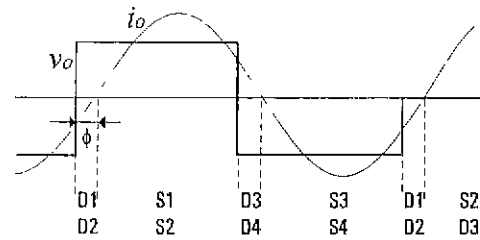


그림 3 인버터의 부하전압과 전류 파형
Fig. 3 Waveforms for load voltage and current of the inverter

상태 해석법을 이용하여 위상차를 구할 수 있다.

$$|I_{mv}| \angle \phi_{mv} = \frac{|V_m| \angle 0}{|Z| \angle \phi_z} = \frac{|V_m|}{|Z|} \angle -\phi_z \quad (1)$$

$$\phi_{mv} = -\tan^{-1} \frac{\omega/\omega_r}{Q[1 - (\omega/\omega_r)^2]} + \frac{\pi}{2} \quad (2)$$

여기서 ω_r 는 공진주파수이고 ω 는 입력전압의 주파수, 즉 PLL의 출력주파수에 해당한다. 출력전류의 위상은 입력 주파수와 공진 주파수의 비율에 의하여 결정된다는 것을 알 수 있으며, 이 관계를 그래프로 나타내면 그림 3과 같다. $\omega > \omega_r$ 이면 전류 위상이 앞서고 $\omega < \omega_r$ 이면 위상이 늦어진다는 관계가 나타나고 있다. 그런데, 위상-주파수 관계가 비선형이므로 해석의 어려움이 있다. 공진주파수 근처에서는 근사적으로 선형임을 알 수 있으므로 공진주파수 근처에서의 선형화를 시도한다. $\omega = \omega_r$ 일 때의 기울기를 계산하여 근사화 하면 다음의 관계를 얻게 된다.

$$\phi_{mv} = \frac{-2Q}{\omega_r} (\omega - \omega_r) \quad (3a)$$

그리고 입력 주파수와 공진 주파수의 차이는 입력 신호위상의 미분치에 해당한다는 관계로부터 위상 전달함수를 구할 수 있다.

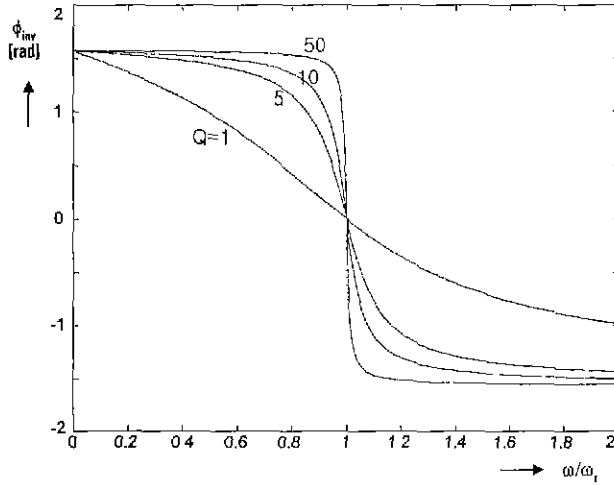


그림 4 인버터의 위상-주파수 특성 곡선
Fig. 4 Phase-frequency characteristics curves of the inverter

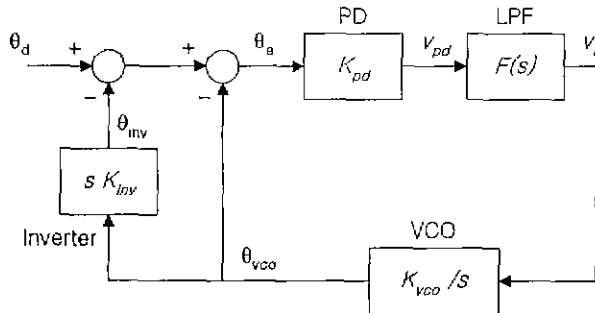


그림 5 공진주파수 추적 시스템의 선형 모델
Fig. 5 Linearized model of the resonant frequency tracking system

$$\phi_o = \frac{-2Q}{\omega_r} \frac{d\phi_i}{dt} \quad (3b)$$

$$H_{inv}(s) = \frac{\Phi_{inv}(s)}{\Phi_i(s)} = -sK_{inv} \quad (3c)$$

여기서 $K_{inv} = 2Q/\omega_r$ 이다. 이 결과를 PLL의 선형 모델에 포함시키면 그림 5의 인버터 블록에 해당하게 된다. 그림에서 외란(disturbance) 입력 θ_d 는 인버터 출력 위상이 잡음에 의하여 변화되거나 공진 주파수가 변화되는 것을 고려한 것이다.

4. PLL 설계 예제 및 결과 검토

앞에서 설명한 모델을 적용하여 공진주파수 추적을 위한 PLL의 설계 예를 설명한다. 인버터는 공칭 공진주파수 100KHz, $Q = 10$ 으로 설계되어 있고, PLL의 동작전압 U_B 는 단극 5V이다. 위상검출기는 선형역역이 넓고 주파수 비교도 가능하면서

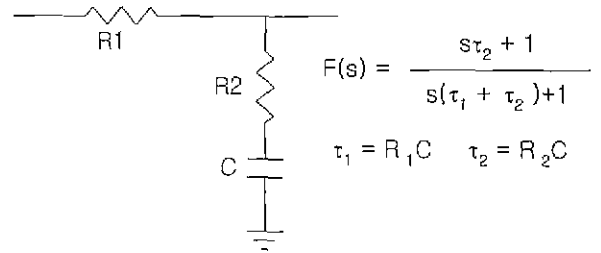


그림 6 루프필터의 예 - 수동 필터
Fig. 6 Example of loop filter

도 시중에서 구입이 용이한 PFD (Phase-Frequency Detector) 타입을 사용한다 (CMOS IC로 구현한 CD4046 칩에 내장되어 있는 위상비교기 중의 하나). 그리고 루프 필터는 간단히 구현할 수 있는 수동필터로서 그림 6의 것을 사용한다. VCO는 중심 주파수 100KHz, 최대 주파수는 150KHz, 최소 주파수 50KHz 이도록 설계한다. 즉, 인버터의 공칭 공진주파수를 중심으로 주파수 변동 50KHz 까지 허용하도록 한다는 의미이다.

각 블록별 이득을 먼저 계산하면,

$$K_{pd} = (U_{Bsat+} - U_{Bsat-})/4\pi = (4.5 - 0.5)/4\pi = 0.32 \quad (4)$$

$$K_{vco} = \frac{(\omega_{max} - \omega_{min})}{(V_{fmax} - V_{fmin})} = \frac{2\pi(150KHz - 50KHz)}{4V - 1V} = 209.4 [rad/s/V] \quad (5)$$

$$K_{inv} = \frac{2 \times 10}{2\pi \times 100K} = 3.18 \times 10^{-5} \quad (6)$$

그리고 루프필터의 시정수는 시스템 특성으로부터 결정된다. 페루프의 전달함수는

$$H_e(s) = \frac{\Theta_e(s)}{\Theta_d(s)} = \frac{s^2(\tau_1 + \tau_2)}{C.E.} \quad (7)$$

여기서 C.E.는 특성방정식으로서 다음과 같다: C.E.

$$s^2 + \frac{(\tau_2 + K_{inv})K_t}{A} s + \frac{K_t}{A} = 0 \quad (8)$$

단, $A = \tau_1 + \tau_2(1 + K_t K_{inv})$, $K_t = K_{pd} K_{vco}$ 이 식에서, 루프필터의 파라미터 τ_1 과 τ_2 를 제외한 파라미터는 주어진 조건들로부터 계산되는 값들이다. τ_1 과 τ_2 를 구하는 방법으로는, 일반적인 2차 시스템의 특성식은

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (9)$$

와 같이 표현되므로, 고유 주파수 ω_n 과 damping factor ζ 를 미리 원하는 값으로 설정하면 계수비교에 의하여 구할 수 있다.

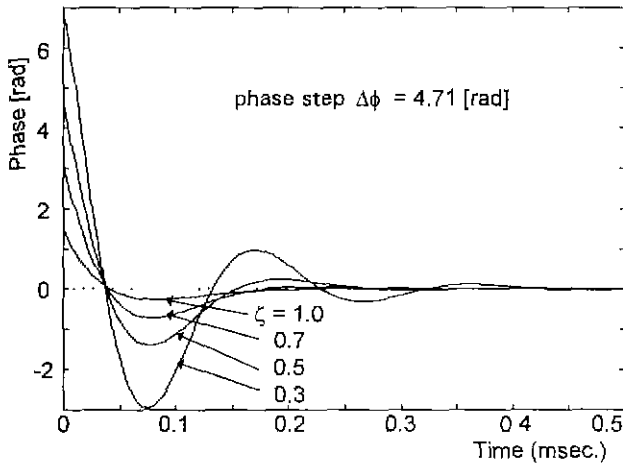


그림 7 위상 계단응답 특성
Fig. 7 Phase-Step response

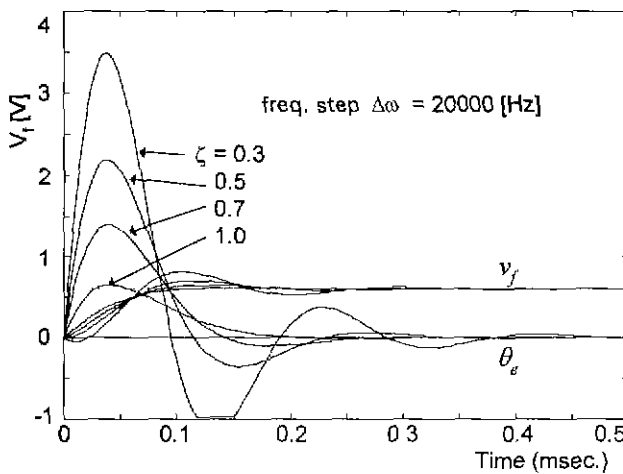


그림 8 주파수 계단응답특성
Fig. 8 Frequency step response

$$\tau_2 = \frac{2\zeta}{\omega_n} - K_{mv} \quad (10)$$

$$\tau_1 = \frac{K_t}{\omega_n^2} - K_t K_{mv} \tau_2 \quad (11)$$

ω_n 은 VCO의 중심 주파수의 1/10 이하, ζ 는 0.7 정도의 값이 되도록 결정하는 것이 일반적인 방법이다.

여기서 설계된 파라미터를 이용하여 위상변화에 대한 위상오차의 변화를 시뮬레이션을 통하여 구한 것이 그림7이다. 인버터 전류의 위상이 1.5π [rad] 변화했을 때의 위상오차응답을 보면, 0.2ms 이내에 위상오차가 영으로 수렴하게 된다. 그리고, 인버터 공진 주파수가 20KHz 만큼 변화한 경우의 응답인 그림8을 살펴보면, 위상오차는 영에 수렴하고 VCO의 주파수는 0.6[V] 즉, $0.6 \times K_{vco} = 20\text{KHz}$ 로 되므로 스위칭 주파수가 새로운 공진 주파수를 추

적함을 알 수 있다.

5. 결론

공진 주파수에서 동작하는 인버터에서, 부하변동에 의한 공진 주파수의 변화에도 불구하고, 스위칭 소자의 구동 주파수를 항상 공진 주파수로 유지하기 위한 방법으로서, PLL을 채택하여 그 특성과 설계방법에 설명하였다. PLL의 해석방법을 기본으로 하여, 인버터의 위상특성을 해석하여 PLL의 루프에 포함시킴으로써, 기존의 PLL 해석기법을 적용할 수 있게 되었다. 본 논문에서는 인버터의 위상특성을 근사적인 선형모델로 나타내었으며, 이를 활용하여 PLL을 설계한다면 안정된 동작을 보장하게 될 것이다. 보다 넓은 범위의 주파수에서 동작 가능한 주파수 추적기법을 사용하기 위해서는 PLL과 인버터의 비선형 특성을 고려한 해석적인 방법이 고안되어야 할 것이다.

참고 문헌

- [1] P. Jain, F. P. Dawson, S. B. Dewan, "A Near-Zero Current-Switching Series Resonant Inverter Using GTO's," IEEE Tr. on Industrial Electronics, Vol.39, No.4 Aug. 1992, pp.351-358.
- [2] H. Fujita, H. Agaki, "Pulse-density-modulated power control of a 4kW, 450kHz Voltage-source inverter for induction melting applications," IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol.32, No.2, Mar./Apr. 1996, pp.279-286
- [3] H.W. Ahn, H.G. Joo, M.J. Youn, "Improved pulse density modulation for high frequency series resonant inverter with transformer-coupled load", Int. J. of Electronics, 1998, Vol.84, No.1, pp.69-82.
- [4] A. Takano, "Quick-Response Torque-Controlled Induction Motor Drives Using Phase-Locked Loop Speed Control with Disturbance Compensation," IEEE Tr. on IE, Vol.43, No.6 Dec. 1996, pp.640-646.
- [5] R. E. Best, "Phase-Locked Loops : Design, Simulation, and Application," 3rd ed., McGraw-Hill, 1997, pp.91-169, 251-264.
- [6] Garth Nash, "Phase-Locked Loop Design Fundamentals," Application Note AN535, Motorola Inc. 1994