

가변 샘플링 주파수를 활용한 단상 PFC의 전류 THD 최소화 PWM 기법

이재근, 황인휘, 최성희
서울대학교

Minimization of current THD of single-phase PFC using variable sampling frequency

Jaekeun Lee, Inhwi Hwang, Shenghui Cui
Seoul National University

ABSTRACT

계통연계형 컨버터에서는 효율 제고와 계통 접속기준을 만족하기 위해 전류 THD를 낮춰야 한다. THD를 줄이기 위해 PWM의 스위칭 주파수를 높일 수 있지만, 이럴 경우 증가한 스위칭 횟수만큼 스위칭 손실이 증가하는 문제가 발생한다. 본 연구에서는 평균 스위칭 횟수를 유지하며 THD를 최소화하기 위한 스위칭 주파수를 수학적으로 분석하고 이를 실제 제어에 적용한다. 그 결과 기존의 고정 주파수를 활용한 PWM을 사용했을 때보다 본 연구에서 제안한 방식을 활용했을 때 THD가 저감되는 것을 확인했다.

1. 서 론

역률을 개선하는 것은 도통 손실을 줄이고 효율을 높이기 위해 중요하다. 예컨대 단상 계통전압을 사용해 최대 효율로 전력을 전달받으려면 전압과 같은 위상을 가지는 정현파의 전류를 생성해야 한다. PFC는 역률을 개선하여 무효전력을 최소화하는 것을 목표로 한다. 이를 위해 PFC는 전압과 동상인 전류를 만든다. 전압과 전류가 이상적인 정현파라 가정하면 PFC는 피상전력의 모든 성분을 유효전력으로 전달할 수 있다.

단상 PFC를 통해 정확한 위상을 가지는 전류 지령을 만들어도 전류 THD에 의한 역률 저감이 존재한다. 전류 THD를 줄이기 위한 간단한 방법은 스위칭 주파수를 높이는 것이다. 하지만 이런 경우 스위칭 손실이 증가하는 문제가 발생한다. 따라서 전류 THD와 스위칭 손실 사이에 trade-off가 존재한다.

전류 THD와 스위칭 손실의 최적화를 위해 스위칭 주파수를 가변시키는 방안이 있다. 이와 같은 PWM 기법을 Optimized Pulse Width Modulation이라고 한다. 선행 연구에 따르면 정해진 스위칭 횟수 당 전류 THD를 최소화하기 위해선 각 스위칭 주기마다 전류 THD들을 균일하게 만들어야 한다.^[1]

이러한 OPWM을 구현하는 방법으로 off-line으로 계산한 지령을 넣는 방법, hysteresis control 등이 있다.^[2] 본 연구에서는 가변 샘플링 주파수 기법을 단상 full-bridge PFC에 적용해 OPWM의 디지털 패루프제어를 시뮬레이션 상에서 구현했다.

2. THD 최소화를 위한 가변 샘플링 주파수 기법

2.1 Optimal Pulse Width Modulation

한 기본과 주기 동안 스위칭 횟수가 n 회로 고정된 경우 전류의 THD를 줄이는 것은 수식(1)의 조건에서 수식(2)을 최소화하는 순열 $\{T_k\}$ 을 찾는 최적화 문제로 볼 수 있다. k 번째 스위칭 주기의 T_k , 시작 시점은 t_k 로 나타냈다. T_f 는 기본과 주기를 가리킨다. I_h 는 한 기본과 주기 동안 전류 고조파 성분의 실효값이다. $u^*(t)$ 는 전압 지령이며 $u(t, k)$ 는 k 번째 스위칭 주기에서 인가되는 실제 전압으로 단상 full-bridge를 사용하는 경우 $-V_{DC}/2, 0, V_{DC}/2$ 중 하나에 해당한다.

$$\sum_{k=1}^n T_k = T_f \quad (1)$$

$$I_h = \sqrt{\frac{1}{T_0} \sum_{k=1}^n \int_{t_k}^{t_k+T_k} \left| \frac{1}{L_\sigma} \int_{t_k}^t u(\tau, k) - u^*(\tau) d\tau \right|^2 dt} \quad (2)$$

각 스위칭 주기의 시작과 끝에서 전류는 지령과 일치한다. 해당 최적화 문제의 해가 되는 순열 $\{T_k\}$ 는 각 스위칭 주기에서 계산되는 THD를 균일하게 만드는 $\{T_k\}$ 의 순열이다.^[1]

$$\frac{1}{T_k} \int_{t_k}^{t_k+T_k} \left| \frac{1}{L_\sigma} \int_{t_k}^t u(\tau, k) - u^*(\tau) d\tau \right|^2 dt = \text{Constant}. \quad (3)$$

이와 같이 주어진 기본과 주기 당 스위칭 횟수에서 THD를 균일하게 만드는 $\{T_k\}$ 의 순열을 찾으면 전체 THD에서 최적화할 수 있다.

2.2 단상 L 필터 Full-Bridge PFC의 OPWM 동작을 위한 주파수 지령

단상 L 필터 full-bridge 인버터의 경우, 전류는 삼각파에 가까운 리플을 만들고 따라서 한 스위칭 주기 당 THD는 삼각파 리플의 크기에 비례한다. 따라서 리플의 크기를 일정하게 만들면 된다. 본 연구에서는 T_k 와 삼각파 리플의 크기의 관계를 구해 주파수 지령을 생성했다.

최소 주파수는 기본과 주파수에 비해 매우 높아 전압 지령은 거의 변하지 않는다고 가정할 수 있다. k 번째 스위칭

주기에서 전류 리플은 순시 전압 지령에 의해 다음 식 (4)와 같이 결정된다.

$$\Delta I_k = \frac{V_{DC} - |v^*(t_k)|}{L} \times \frac{|v^*(t_k)|}{V_{DC}} \times T_k \quad (4)$$

따라서 전류 리플을 고정시켜 THD를 각 스위칭 주기마다 균일하게 만든다. 즉 $\Delta I_k = \Delta I$. 주파수 지령은 식 (5)과 같이 결정된다.

$$f_k^* = \frac{V_{DC} - |v^*(t_k)|}{L\Delta I} \times \frac{|v^*(t_k)|}{V_{DC}} \quad (5)$$

기본과 주기 당 스위칭 횟수가 고정되어 한 기본과 주기 당 n 개의 subcycle이 존재한다고 가정한다. 또한 T_k 의 최대값이 무시할 수 있을 정도로 작다고 가정한다. T_k 을 미분소로 두고 정상상태를 가정해 적분으로 풀면 결과는 식 (6)과 같다.

$$f_{avg} = \frac{n}{T_f} = V_{DC} \times \frac{4(MI) - \pi(MI)^2}{2\pi L\Delta I} \quad (6)$$

따라서 기본과 주기 당 n 번의 스위칭 주기를 두도록 평균주파수를 지정하면 다음과 같이 주파수 지령을 넣을 때 리플 전류 크기를 일정하게 할 수 있다. 식 (7)에서 ω_f 는 $2\pi n/T_f$ 을 의미한다.

$$f_k^* = \frac{(V_{DC} - |v^*(t_k)|) \cdot |v^*(t_k)|}{V_{DC}^2} \times \frac{n\omega_f}{4(MI) - \pi(MI)^2} \quad (7)$$

전압 지령이 0 또는 V_{DC} 에 가까울수록 주파수 지령이 0에 가까워져 한 스위칭 주기 동안 전압 지령이 변하지 않는다는 가정이 성립하지 않는다. 따라서 전압 지령을 예측하고 주파수 하한을 설정했다. 전압 지령은 $v^*(t_k)$ 으로 구한 $1/f_k^* = T_k^*$ 에 대해, $v^*(t_k + T_k^*/2)$ 을 예측해 사용한다.

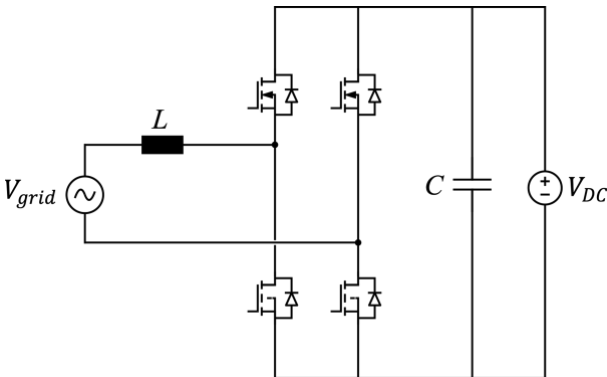


그림 1. L 필터 단상 full-bridge PFC

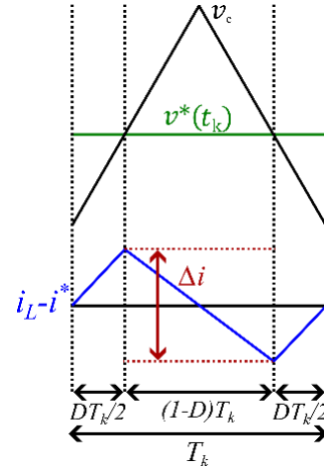


그림 2. 스위칭 주기와 전류 리플의 관계

3. 시뮬레이션 결과

60 Hz, 220 V 단상 계통 전압에 동상의 전류를 만드는 PFC는 560 μ H의 인덕터가 달려 있다고 가정하고 $V_{DC} = 330$ V로 가정했다.

PLECS 시뮬레이션으로 5 A 진폭의 전류 지령을 넣을 때 50 kHz 고정주파수를 사용한 것과 평균 50 kHz OPWM 가변주파수를 사용한 경우를 출력 전류와 리플을 비교했다. 0~0.1초에는 고정주파수로 전류 제어하고 0.1~0.2초에는 가변주파수로 전류 제어를 했다. 전류 제어기는 PIR 제어기를 사용했는데 이때 필요한 적분 연산은 Forward Euler 방식으로 계산했다.

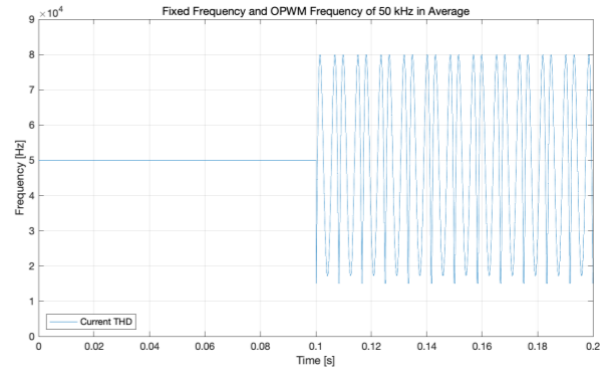


그림 3. 고정주파수 PWM과 가변주파수 OPWM의 스위칭 주파수 지령

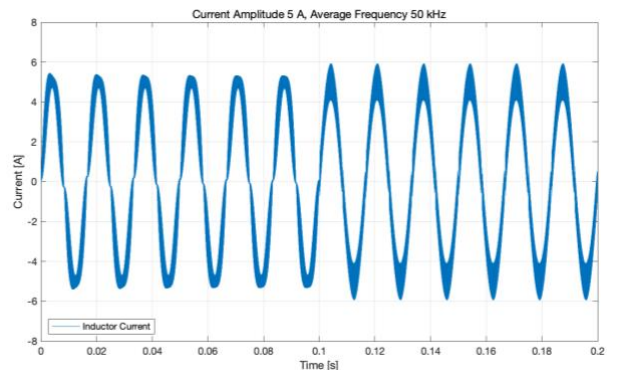


그림 4. 고정주파수 PWM과 가변주파수 OPWM의 인덕터 전류

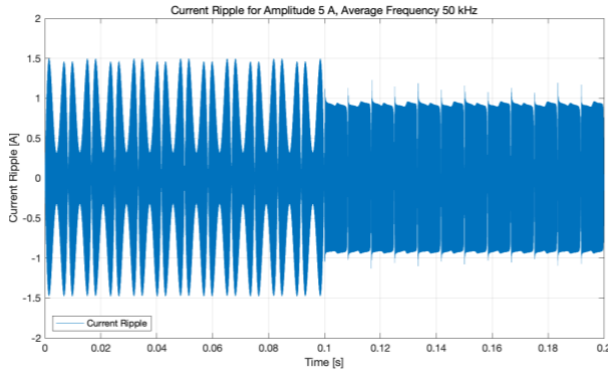


그림 5. 고정주파수 PWM과 가변주파수 OPWM의 인덕터 전류 리플

그림 3에서와 같이 주파수 지령은 0.1초 이후에 가변한다. 그 결과 그림 4에서처럼 전류 파형이 달라지는 것을 확인할 수 있다. 그림 5는 전류 리플을 나타낸다. 주파수 가변이 이루어져 OPWM을 구현하는 0.1초 이후 전류 리플은 일정하다.

동일한 조건 하에 전류 지령을 진폭 15 A을 기준으로 20%, 40%, 60%, 80%, 100%이 될 때 고정주파수의 경우와 OPWM의 경우 THD를 비교했다. 결과는 그림 6과 같다.

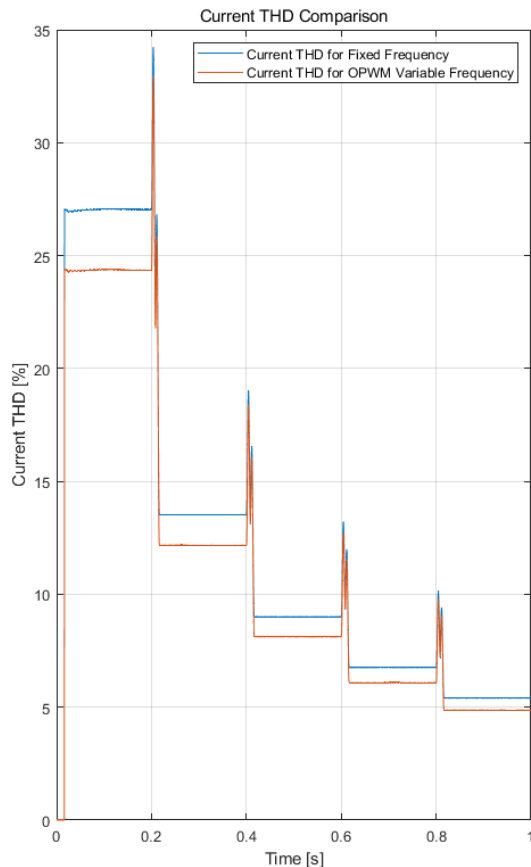


그림 6. 전류 지령에 따른 고정주파수 PWM과 가변주파수 OPWM의 전류 THD 비교

그림 6에서 파란색 그래프는 50 kHz 고정주파수를 사용해 전류를 만든 경우의 전류 THD이고 주황색 그래프는 평균 50 kHz 가변주파수를 사용해 OPWM 방식으로 전류를 만든 경우의 전류 THD이다. 이를 통해 모든 부하 조건에서 OPWM의 경우가 동일 스위칭 횟수 당 전류 THD가 더 낮은 것을 확인할 수 있다.

표 1. 고정주파수 PWM을 사용한 경우와 가변주파수로 OPWM을 사용한 경우 전류 THD 시뮬레이션 결과

전류 지령 진폭 [A]	고정 주파수 PWM 전류 THD [%]	가변 주파수 OPWM 전류 THD [%]
3	27.48	24.84
6	13.75	12.43
9	9.17	8.28
12	6.88	6.22
15	5.50	4.97

표 1에서와 같이 여러 부하 조건에서 제시된 가변주파수 변조 기법이 더 낮은 THD를 보이는 것을 확인했다.

4. 결 론

본 연구에서는 L 필터 기반 단상 PFC에서 스위칭 손실과 전류 THD의 최적화를 이루는 방안을 제시했다. 가변주파수 기법을 적용하여 OPWM을 수행하면 주어진 스위칭 횟수 당 전류 THD를 최소화할 수 있다. 본 연구에서 제시된 방식을 사용하면 주어진 역률 제한에 대해 스위칭 손실을 최소화할 수 있을 것이다.

이 논문은 BK21 FOUR 정보기술 미래인재 교육연구단에 의하여 연구되었음

참 고 문 헌

- [1] J. Holtz and B. Beyer, "Optimal pulsewidth modulation for AC servos and low-cost industrial drives," Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Vol.1, pp. 1010-1017, 1992, October.
- [2] J. Holtz and B. Beyer, "Fast current trajectory tracking control based on synchronous optimal pulsewidth modulation," in IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, no. 5, pp. 1110-1120, 1995, Sept.-Oct.