

# 전기추진 항공기 구동용 2-레벨 인버터의 배터리 전압에 따른 최적 스위칭 주파수 선정

조성현<sup>1</sup>, 김수호<sup>2</sup>, 구본수<sup>3</sup>, 최인호<sup>3</sup>, 전향식<sup>3</sup>, 김장목<sup>1,\*</sup>

<sup>1</sup>부산대학교 전기공학과

<sup>2</sup>효원파워텍

<sup>3</sup>한국항공우주연구원

## Selection of Optimal Switching Frequency according to Battery Capacity of 2-level Inverter for Driving Electric Propulsion Aircraft

Seong-hyeun Cho, Su-ho Kim, Bon-soo Koo, In-ho Choi, Hyang-sig Jun, Jang-mook Kim

<sup>1</sup>Department of Electrical and Computer Engineering Pusan National University

<sup>2</sup>Hyowon Power Tech

<sup>3</sup>Korea Aerospace Research Institute

### ABSTRACT

최근 항공기 분야에서는 기존 내연기관이 아닌 배터리를 이용한 전기 추진 방식(Electric Propulsion)에 대한 연구가 활발하다. 특히 완전 전기 추진 시스템에서는 모든 전력을 배터리로부터 입력받는다. 배터리는 잔존용량에 따라 배터리의 출력전압의 크기가 변하는 특성을 갖는다. 이러한 특성은 전동기 상전류의 전고조파 왜율(THD)에 영향을 준다. 본 논문에서는 배터리 잔존용량에 따른 상전류 맥동을 분석하였고, 배터리 동작 특성에 맞추어 상전류 THD 조건을 만족하고 최대 효율로 인버터를 동작하기 위한 스위칭 주파수 선정 알고리즘을 제안하였다.

### 1. 서론

전 세계적인 환경규제가 강화됨에 따라, 최근 친환경 시장이 급격히 성장하고 있으며 항공기 분야에서는 전기 추진 방식을 적용한 차세대 교통수단인 개인용 항공교통수단(Personal Air Vehicle, PAV)에 대한 연구가 진행 중이다. 특히, 모든 전력을 배터리로부터 공급받는 형태의 완전 전기 추진 방식을 적용한 항공기에 대한 연구가 활발하며, 이러한 시스템의 성능은 배터리의 특성에 많은 영향을 받는 특징이 있다.<sup>[1]</sup>

전기항공기는 부피와 무게에 엄격한 제한으로 추진 시스템의 높은 출력 밀도를 필요로 하며, 높은 출력 밀도에 따른 열문제를 해결하기 위해 높은 효율의 인버터 시스템을 필요로 한다. 또한 높은 안정성을 위해 낮은 소음 및 진동이 요구된다.

본 논문에서는 배터리의 동작 특성에 맞추어 높은 효율과 성능으로 전동기를 제어하기 위한 가변 스위칭 주파수 제어 방식을 제안한다. 첫 번째로 전동기의 토크 맥동과 상전류 고조파 성분의 관계를 분석하였으며, 배터리 출력 전압 조건에 따른 상전류의 THD를 분석하였다. 이를 바탕으로 배터리 출력 전압 조건에 맞추어 상전류의 고조파 왜율을 일정하게 유지하며 스위칭 손실을 최소화 할 수 있는 가변 스위칭 주파수 제어 방식을 제안하였다. 마지막으로 제안된 최적 스위칭 주파수 제어 방식의 타당성을 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

### 2. 전동기 토크 맥동 원인 분석

#### 2.1 영구 자석 동기전동기의 토크 맥동

표면 부착형 영구자석 동기 전동기의 d-q 축 고정자 전압

방정식은 식 (1)로 표현된다. 전동기의 전력은 동기 좌표계에서 식 (2)과 같이 정의할 수 있으며, 이를 통해 영구자석 동기기의 토크식을 식(3)과 같이 유도할 수 있다. 전동기의 토크는 q 축 전류에 비례하므로 q 축 전류 맥동은 전동기 토크 맥동의 원인이 된다<sup>[2]</sup>.

$$v_{ds}^r = R i_{ds}^r + L_{ds} \frac{di_{ds}^r}{dt} - \omega_r L_{qs} i_{qs}^r \quad (5)$$

$$v_{qs}^r = R i_{qs}^r + L_{ds} \frac{di_{qs}^r}{dt} + \omega_r L_{ds} i_{ds}^r + \omega_r \Phi_f$$

$$P_{in} = \frac{3}{2} (v_{ds}^r i_{ds}^r + v_{qs}^r i_{qs}^r) \quad (2)$$

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{3}{2} \Phi_f i_{qs}^r \quad (3)$$

$v_{ds}^*$ : d축 고정자 전압,  $i_{ds}^*$ : d축 전기자 전류,  $L_{qs}$ : q축 고정자인덕턴스  
 $v_{qs}^*$ : q축 고정자 전압,  $i_{qs}^*$ : q축 전기자 전류,  $L_{dq}$ : d축 고정자인덕턴스  
 $R$ : 고정자 저항,  $\Phi_f$ : 영기전력 상수,  $\omega_r$ : 전동기의 회전 속도  
 $P_{in}$ : 전동기의 입력전력,  $T_e$ : 전기적토크출력

#### 2.2 q축 전류 리플 분석

식 (4)를 이용하여 a, b, c 상 전류를 dq 축로 좌표 변환할 수 있다. 상전류의 기본과 성분을 동기 좌표계로 변환하면 d 축 전류의 크기는 0, q 축 전류는 기본과 전류의 크기의 상수로 변환된다. 하지만 상전류의 n 차 고조파 성분을 동기 좌표계로 변환할 경우 차수를 3으로 나눈 나머지가 1인 경우 식(5), 나머지가 2인 경우 식 (6)처럼 변환된다. 즉 n 차 고조파 성분은 q 축 전류 리플의 원인이 된다.

$$\begin{bmatrix} f_d^e \\ f_q^e \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds_n}^r \\ i_{qs_n}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I_{m_n} \sin((n-1) \cdot \omega_e t) \\ I_{m_n} \cos((n-1) \cdot \omega_e t) \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds_n}^r \\ i_{qs_n}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I_{m_n} \sin((n+1) \cdot \omega_e t) \\ -I_{m_n} \cos((n+1) \cdot \omega_e t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$\omega_e$  : 회전자각속도,  $I_m$  : 기본파 전류 크기,  $I_{m,n}$  : n차 고조파 전류 크기

### 2.3 2-레벨 인버터의 전류리플 분석

2-레벨 3상 인버터의 상전류는 출력 상전압에 의해 결정된다. 지령 상전류를 만들기 위한 상전압은 1/4 주기 대칭파이며, 1/4주기 동안 상전압은 그림 1과 같이 2가지 형태로 구분된다. 상전류 리플의 실효값은 상전압 인가시간과 상전류의 기울기를 이용하여 계산될 수 있다. 상전압 지령이 수식 (7)과 같을 때 PWM 1주기동안 전류리플의 실효값은 수식 (8)로 계산된다. 계산된 전류리플의 실효값을 기본파 전류의 실효값으로 나누면 수식 (9)와 같이 상전류 THD를 계산할 수 있다.<sup>[3]</sup>

$$u_a = m_a \sin(\omega t)$$

$$u_b = m_a \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$u_c = m_a \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

$$I_h = \frac{V_{dc}}{24f_{sw}L} \sqrt{\frac{3}{2}m_a^2 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi}m_a^3 + \frac{9}{8}m_a^4}$$

$$THD = \frac{I_h}{I_1} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{dc}}{i_{qs}^c \cdot 24f_{sw}L} \sqrt{\frac{3}{2}m_a^2 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi}m_a^3 + \frac{9}{8}m_a^4}$$

$u_a, u_b, u_c$  : 상전압 지령,  $m_a$  : 전압 변조지수  
 $I_h$  : 리플전류의 실효값,  $V_{dc}$  : 직류단 전압  
 $f_{sw}$  : 스위칭 주파수,  $THD$  : 전고조파 왜율

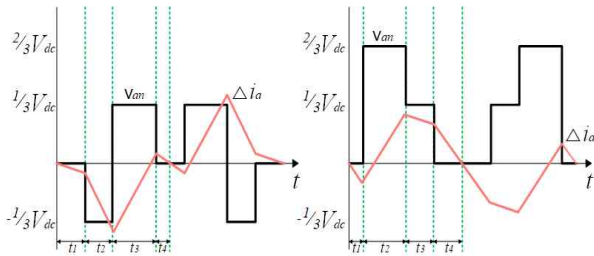


그림 1 상전압 패턴에 따른 상전류 파형  
 Fig 1 Phase current waveform according to phase voltage pattern

## 3. 배터리 용량에 따른 최적 스위칭 주파수 선정

### 3.1 배터리 모델링 및 배터리 특성곡선

배터리 전압은 수식 (10)으로 모델링 될 수 있다. 배터리 전압은 배터리의 사용 용량에 따라 변화하며 배터리 특성곡선은 그림 2와 같다.<sup>[4]</sup>

$$V_{batt} = E_0 - R \cdot i - K \cdot \frac{Q}{Q-} + A \cdot \exp(-B \cdot i) \quad (10)$$

$V_{batt}$  : 배터리 전압,  $E_0$  : 배터리의 정수 전압  
 $K$  : 분극 저항,  $Q$  : 배터리의 용량,  $A$  : 지수 영역 크기  
 $B$  : 지수 영역 역시정수,  $R$  : 내부 저항,  $i$  : 배터리 전류

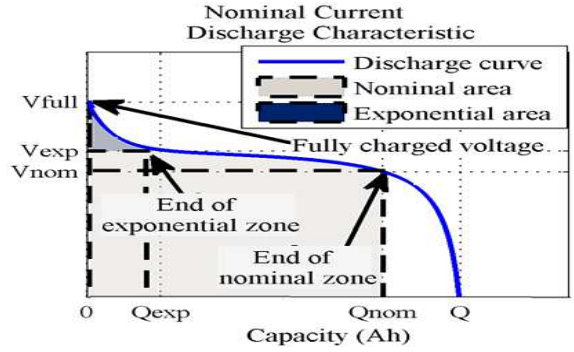


그림 2 배터리 특성곡선  
 Fig 2 Battery characteristic curve

### 3.2 최적 스위칭 주파수 선정 알고리즘

수식 (9)를 스위칭 주파수에 대한 식으로 표현하면 수식 (11)와 같다. 이때 전압 변조 지수는 상전압 지령의 크기와 직류단 전압에 의해 결정된다. 일정 부하, 일정 속도 조건에서 상전압 지령의 크기가 M으로 일정할 경우, 전압 변조 지수는 수식 과 같이 직류단 전압에 반비례하는 함수로 표현 된다.

$$f_{sw} = \frac{\sqrt{2}}{i_{qs}^c} \cdot \frac{V_{dc}}{24 \cdot THD \cdot L} \sqrt{\frac{3}{2}m_a^2 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi}m_a^3 + \frac{9}{8}m_a^4} \quad (11)$$

$$M = \sqrt{v_{ds}^2 + v_{qs}^2} \quad (12)$$

$$m_a = \frac{M}{V_{dc}} \quad (13)$$

수식 (13)을 수식 (11)에 대입하면, 스위칭 주파수는 수식 (14)와 같이 직류단 전압에 대한 함수로 표현된다.

$$f_{sw} = \frac{\sqrt{2}}{i_{qs}^c} \cdot \frac{1}{24 \cdot THD \cdot L} \sqrt{6M^2 - \frac{32\sqrt{3}M^3}{\pi V_{dc}} + \frac{18M^4}{V_{dc}^2}} \quad (14)$$

그림 3은 제안하는 최적 스위칭 주파수를 이용한 전동기 제어 알고리즘을 나타낸다. 수식 (14)를 통해 직류단 전압에 따라 지령 THD를 만드는 스위칭 주파수를 계산 하며, 계산된 스위칭 주파수를 극전압지령과 비교하여 만들어진 PWM 신호를 이용하여 전동기를 제어한다.

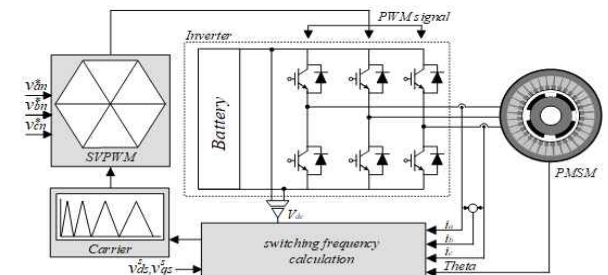


그림 3 제안하는 스위칭 주파수 제어 블록도  
 Fig 3 Proposed switching frequency control block diagram

#### 4. 최적 스위칭 주파수 제어 시뮬레이션

MATLAB 시뮬레이션을 통하여 기존 고정 스위칭 주파수 방식과 제안하는 최적 스위칭 주파수 방식을 비교하였다. 배터리 및 전동기 사양은 표 1과 같으며, 시뮬레이션된 배터리의 방전곡선은 그림 4와 같다. 시뮬레이션은 배터리의 전체 동작 영역에서 3,000rpm 속도 지령 및 정격 부하 조건으로 진행하였다. 고정 주파수 방식은 15kHz의 스위칭 주파수를 사용하며, 제안하는 방식은 수식 (14)를 이용하여 5%의 상전류 THD를 유지하는 주파수를 계산하여 사용한다.

그림 5는 배터리의 최대 및 최소 전압조건에서 기존방식과 제안하는 방식의 상전류 THD를 비교한 파형이다. 기존 방식은 배터리 전압에 따라 상전류의 THD의 크기가 변하지만 제안한 방식은 배터리 전압의 변화에도 일정한 상전류 THD를 유지한다. 그림 6에서 배터리 전압에 따른 두 방식의 상전류 THD, 스위칭 주파수 및 스위칭 손실을 비교하였다. 그림6(a)에서 기존 방식의 경우, 배터리 전압이 높은 영역에서는 상전류 THD가 높아 전동기 제어 성능이 떨어지며, 배터리 전압이 낮아질수록 THD가 개선됨을 알 수 있다. 반면 제안된 방법은 배터리 전압과 관계없이 THD가 약 5%대를 유지됨을 알 수 있다. 하지만 기존의 방식은 고정 스위칭 주파수를 사용하기 때문에 배터리 전압이 낮은 영역에서 제안된 방식에 비하여 스위칭 주파수 및 손실이 큼을 그림 6(b)와 (c)를 통하여 알 수 있다. 제안하는 방식의 경우 배터리 전압이 높은 경우 스위칭 주파수를 높게 설정하여 전동기 제어 성능을 높이며, 배터리 전압이 낮은 영역에서는 지령 THD를 유지 할 수 있는 최소의 스위칭 주파수를 선정하여 스위칭 손실을 최소화 한다.

표 1 스위칭 소자, 배터리 및 전동기 사양  
Table 1 Per unit values of the system parameters

배터리 사양		전동기 사양	
$V_{nom}$	450V	정격 출력	41kW
Capacity	10500Ah	정격 토크	80Nm
Energy	38.6kWh	정격 전류	100A

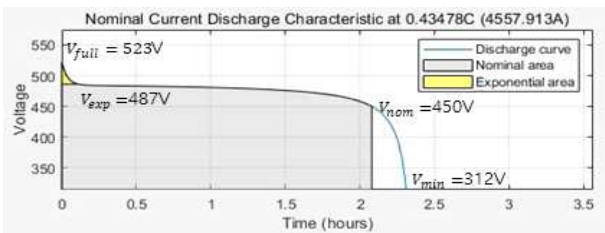


그림 4 배터리 방전 곡선 시뮬레이션  
Fig 4 Simulated battery discharge curve

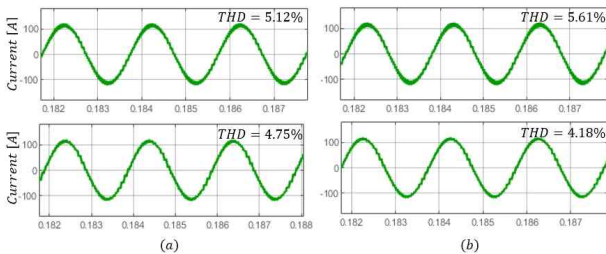


그림 5 배터리 전압에 따른 상전류 THD 제안(a), 기존 (b)  
Fig 5 Phase current THD according to battery voltage

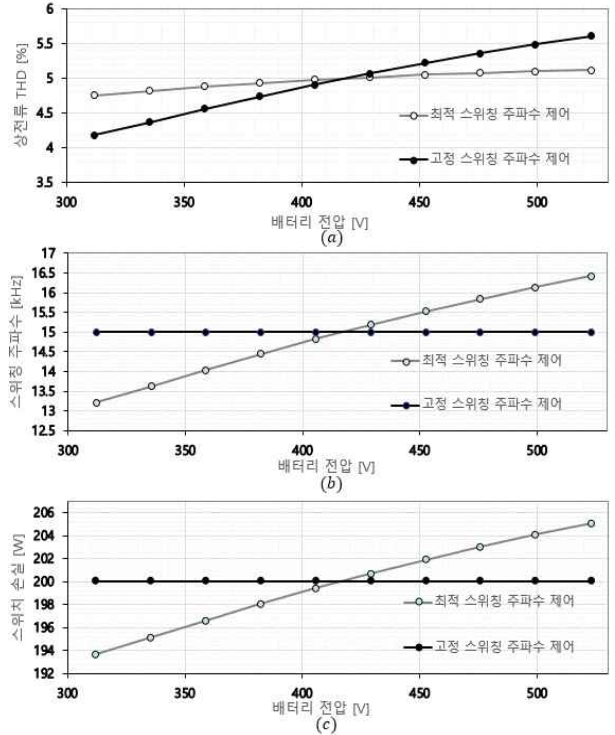


그림 6 기존 방식 과 제안하는 방식 비교. 배터리전압에 따른 (a) 상전류 THD, (b) 스위칭 주파수, (c) 스위치 손실  
Fig 6 Comparison between the existing method and the proposed method. (A) Phase current THD, (b) switching frequency, (c) switch loss according to battery voltage

#### 5. 결론

본 논문에서는 배터리 용량에 따른 배터리 전압과 인버터 전류 맥동을 분석 하였고, 배터리 전압에 따라 전동기 상전류의 THD를 유지하며 스위칭손실을 최소로 하는 최적 스위칭 주파수를 제어방식을 제안하였다. 시뮬레이션을 통해 배터리 전압에 따른 최적스위칭 주파수선정에 대한 결과를 확인하였고, 제안된 방법은 배터리 전원을 이용하는 PAV 시스템에서 배터리 전원을 오래 이용할 수 있는 장점을 가짐을 알 수 있다.

이 논문은 국가과학기술연구회(한국항공우주연구원 주요사업)에서 지원한 “다중 전기추진 핵심 시스템 기술연구” 사업으로 수행된 연구결과입니다.

#### 참고 문헌

- [1] R. Thomson, New developments in aircraft electrical propulsion, Think:Act, Roland Berger, USA, Sep 2017.
- [2] 김상훈. DC, AC, BLDC 모터제어. 북두 출판사, 2010.
- [3] 김장식. "계통연계형 PWM 컨버터에서 LCL필터의 펄름 커패시터 수명 추정" VOL.- NO.- (2012)
- [4] O. Tremblay, L. A. Dessaint, and A. I. Dekkiche, "A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles," in Proc. IEEE Veh. Power Propulsion Conf. (VPPC 2007), pp. 284-289.