

# AC/DC 하이브리드 배전 시스템에서 평형 비선형 부하에 따른 DC 링크 고조파 전류 분석

이상원, 노광열, 하정익  
서울대학교

## Analysis of DC link current harmonics in hybrid AC/DC system with balanced nonlinear load

Sangwon Lee, Gwangyeol Noh, Jung-Ik Ha

Department of Electrical Engineering, Seoul National University, Seoul, Korea

### ABSTRACT

AC 배전 시스템에서 부하 기기의 국제 규제는 IEC 61000-3-12로 명확히 규제되어 있다. 이 규제는 지정된 조건으로 해당 부하 기기에서 발생할 수 있는 입력 전류의 고조파 성분 허용 기준을 명시한다. 언급한 규제가 하이브리드 배전 시스템의 AC 부하에 적용되었을 때, 부하의 허용된 고조파 성분에 의한 DC 링크의 전류 리플과 전압 리플을 분석하였다. 부하 조건은 3상 평형 비선형 기기이다. 부하 전류와 DC 링크 전류, 전압 리플 및 실효값의 관계를 모든 주파수 영역에서 수식으로 보였으며, 3상 정류기 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

### 1. 서론

계통의 전력 변환 장치 이용의 증가로 안정성과 신뢰성이 요구됨에 따라 고조파 발생을 피하기 위해 IEC 61000-3-2, IEC 61000-3-12, IEEE 519와 같은 고조파 성분 규제가 적용된다. 이러한 고조파 허용 기준 중 IEC 61000-3-12를 하이브리드 배전 시스템에 적용하였을 때 DC 링크 전류와 전압의 고조파 성분을 분석하였고, 이를 수식으로 나타내었다.

본 논문에서는 3상 평형 비선형 부하 조건에서 분석하였으며, 교류 출력 전압 220[V] 60[Hz], 스위칭 주파수 10kHz, 펄스 폭 변조 방식은 SPWM 또는 SVPWM 동작으로 가정하였다.

### 2. 본론

#### 2.1 시스템 구성

그림 1은 하이브리드 배전 시스템의 모델이며 DC 전압원  $V_s$ , DC 링크  $L_{dc}C_{dc}$ 필터, 인버터 및 출력 단의  $L$  필터로 구성되어 있다. 또한 부하 전류와 DC 링크 전류 및 전압과의 관계식을 유도하기 위해 부하 전류는 IEC 61000-3-12를 만족하는 전류원으로 모델링 하였다.

#### 2.2 DC 링크 전류 및 전압 리플

DC 링크 전류  $i_{dc}$ 는 인버터 스위치의 온, 오프 상태에 따라 결정 된다. 이를 수식으로 표현 하면 아래 (1)과 같다. 여기서  $S_1, S_3, S_5$ 는 각 상의 스위치이며 값은 0 또는 1이다.

$$i_{dc} = S_1 i_a + S_3 i_b + S_5 i_c \quad (1)$$

그러므로 아래 그림 2(a) 섹터 6에 전압 지령이 위치해 있을 경우, 한 스위칭 주기  $T_s$  동안의  $i_{dc}$ 는 그림 2(b)와 같으며, 평균값  $I_{dc,rs}$ 는 아래 (2)와 같다.

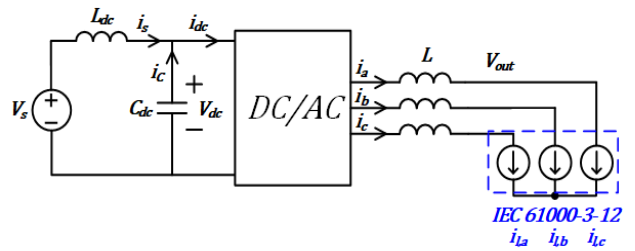


그림 1 하이브리드 배전 시스템 모델  
Fig. 1 Hybrid AC/DC system model

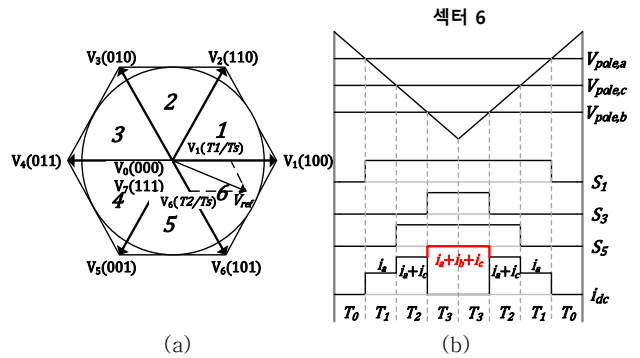


그림 2 (a)공간 벡터 (b)섹터 6 PWM 시그널  
Fig. 2 (a)Space vector (b)Sector 6 PWM signal

$$I_{dc,rs} = \frac{2T_1}{T_s} i_a + \frac{2T_2}{T_s} (i_a + i_c) \quad (2)$$

식 (2)에서의  $T_1$ 과  $T_2$ 는 그림 2(a) 공간벡터에서 전압 지령의 위치를 알면 구할 수 있으며, 극 전압 지령이 아래 (3)과 같을 때,  $T_1$ 과  $T_2$ 는 (4)와 같다[1].

$$\begin{cases} V_{pole,a} = mV \left( \sin(\omega t) + \frac{V_{offset}}{mV} \right) \\ V_{pole,b} = mV \left( \sin(\omega t - 120^\circ) + \frac{V_{offset}}{mV} \right) \\ V_{pole,c} = mV \left( \sin(\omega t + 120^\circ) + \frac{V_{offset}}{mV} \right) \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} T_0 = \frac{T_s}{4} \left( 1 - m \sin(\omega t) - \frac{V_{offset}}{mV} \right) \\ T_1 = \frac{T_s}{4} m (\sin(\omega t) - \sin(\omega t + 120^\circ)) \\ T_2 = \frac{T_s}{4} m (\sin(\omega t + 120^\circ) - \sin(\omega t - 120^\circ)) \\ T_3 = \frac{T_s}{4} \left( 1 + m \sin(\omega t - 120^\circ) + \frac{V_{offset}}{mV} \right) \end{cases} \quad (4)$$

식 (4)를 (2)에 대입하여, 부하 전류가 기본파인 경우, 평균 전류  $I_{dc,Ts}$ 는 모든 스위칭 주기에서 아래 (5)와 같이  $I_{dc,1}$ 로 일정한 값을 가지며 [1], 부하의 유효 전력 성분을 나타낸다.

$$I_{dc,Ts} = I_{dc,1} = \frac{3mI_1 \cos(\varphi_1)}{4} \quad (5)$$

$m$ 은 변조 지수,  $I_1$ 은 기본파의 peak값,  $\cos(\varphi_1)$ 는 기본파의 역률이다.

$I_{dc,Ts}$ 는 모든 섹터에서 같은 식으로 유도되며, 전압 지령의 위치에 따라 유도하는 (2)와 (4)만 다르다.

기본파와 고조파의 조합으로 이루어진 부하 전류에 대한 식은 (6)과 같다. 식 (6)에서는 3상 평형 조건을 만족할 때 3의 배수 고조파가 없는 것을 알 수 있다.

또한 기존 많은 연구에서 수행된 고조파에 대한 출력 특성이 13차 이후에 작아지는 것을 감안하였을 때, 13차 이상 차수는 고려하지 않았다.

$$\begin{cases} i_a = \sum_{n=1,2,4\dots}^{13} I_n \sin(n\omega t - \varphi_n) \\ i_b = \sum_{n=1,2,4\dots}^{13} I_n \sin(n(\omega t - 120^\circ) - \varphi_n) \\ i_c = \sum_{n=1,2,4\dots}^{13} I_n \sin(n(\omega t + 120^\circ) - \varphi_n) \end{cases} \quad (6)$$

기본파 부하 전류 대신 (4)와 (6)을 (2)에 대입하여  $T_s$  동안의 평균 전류  $I_{dc,Ts}$ 를 다시 구하면 (7)과 같다.

$$I_{dc,Ts} = I_{dc,1} + \sum_{h=3,6\dots}^{12} I_{dc,h} \quad (7)$$

$$I_{dc,h} = \frac{3}{4} m \cdot \{K_{c,h} \cos(h\omega t) + K_{s,h} \sin(h\omega t)\}$$

식 (7)에서  $K_{c,h}$ 와  $K_{s,h}$ 는 고조파 차수에 따른 상수이며, 각각 (8)과 (9)와 같다.

$$K_{c,h} = I_{h+1} \cos(\varphi_{h+1}) - I_{h-1} \cos(\varphi_{h-1}) \quad (8)$$

$$K_{s,h} = I_{h+1} \sin(\varphi_{h+1}) - I_{h-1} \sin(\varphi_{h-1}) \quad (9)$$

식 (7)에서 알 수 있듯 고조파는 3의 배수 성분만 포함하고 있으며  $T_s$  마다 DC 링크 평균 전류 값이 달라진다. 이는 그림 3에서 예시를 보여주고 있다.

그림 3(a)에서 선형 부하일 때  $I_{dc,Ts}$ 는 직류 성분  $I_{dc,1}$ 만 보이고, 그림 3(b)에서 비선형 부하일 경우  $I_{dc,1}$ 과 나머지 고조파 성분인  $I_{dc,h}$ 를 보인다.  $I_{dc,h}$ 는 커패시터로 흘러 전압 리플의 원인이 된다.

또한  $I_{dc,h}$  성분 중 IEC 61000-3-12에 따라 가장 큰 비율을 차지하는 고조파는 6고조파이며, 부하 전류 기본파의 peak값의 47.2%이다. 이는 아래 (10)과 같이 계산할 수 있으며, 부하 전류에 의한 각 고조파 성분의 최대값도 아래 식을 통해 구할 수 있다.

$$I_{dc,h,max} = \sqrt{(I_{h+1})^2 + (I_{h-1})^2}, h = 3, 6 \dots 12 \quad (10)$$

전압 리플은 계산한 전류 리플로 구할 수 있으며, 이는 아래 (11)과 같다. 스위칭에 의한 리플을 무시한다면, 전압 리플도 똑같이 3의 배수 성분만 있음을 알 수 있다.

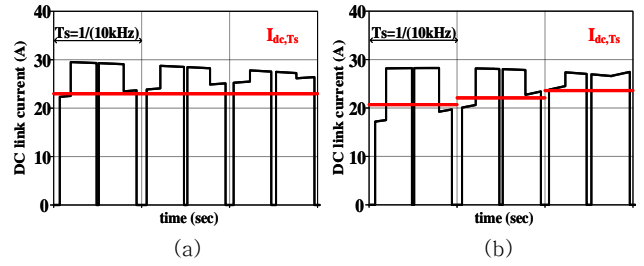


그림 3 (a)선형 부하일 때 (b)비선형 부하일 때의 DC 링크 전류  
Fig. 3 DC link current at (a)Linear load (b)Nonlinear load

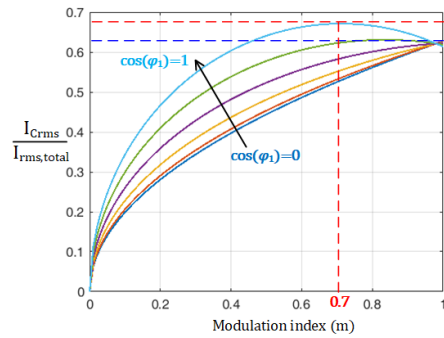


그림 4 변조 지수 대비 커패시터 전류 실효값  
Fig. 4 Modulation index versus capacitor RMS current

$$V_{dc,ripple} = \frac{1}{C_{dc}} \int \sum_{h=3,6\dots}^{12} I_{dc,h} dt \quad (11)$$

### 2.3 DC 링크 전류 실효값

고조파를 포함한 DC 링크 전류  $i_{dc}$ 의 실효값  $I_{dc,rms}$ 와 커패시터 전류  $i_c$ 의 실효값  $I_{C,rms}$ 은 아래 (12)와 (13)과 같이 구할 수 있다.

$$I_{dc,rms} = \sqrt{\sum_{n=1,2,4\dots}^{13} I_{dc,rms,n}^2} \quad (12)$$

$$I_{C,rms} = \sqrt{I_{dc,rms}^2 - I_{dc,1}^2} \quad (13)$$

식 (12)에서 각 고조파 성분의 실효값  $I_{dc,rms,n}^2$ 을 섹터 6에서 구한다면 (14)와 같이 구할 수 있다[2].

$$I_{dc,rms,n}^2 = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{2T_1}{T_s} (i_{a,n})^2 + \frac{2T_2}{T_s} (i_{a,n} + i_{c,n})^2 d\omega t \quad (14)$$

$$= \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} m I_n^2 (0.5 + 0.25 N_{c,n} \cos(2\varphi_n)), n = 1, 2, 4 \dots$$

식 (14)에서  $N_{c,n}$ 은 상수이며 고조파 차수에 따라 그 값이 다르다. 홀수 차수에서는 양의 값을 가지고, 짝수 차수에서는 음의 값을 가진다. 즉 기본파를 제외한 홀수 차수에서  $\varphi_n$ 이 90도 위상각을 가지면 실효값이 최대를 가지고, 짝수 차수에서는  $\varphi_n$ 이 0도 위상각을 가지면 실효값이 최대를 가진다.

또한 IEC 61000-3-12 규제에 고조파 허용 최고치(특정 3상 부하 기기 기준, 예: 3상 정류기, 12펄스 기기)에 따른 커패시터 전류의 최대 실효값은 그림 4에서 변조 지수 대비 알 수 있다.

그림 4에서 변조 지수가 0.98 이하에서는 기본파의 역률이 1일 때 실효값이 최대이며, 0.98 이상에서는 역률이 0일 때 최대이다. 따라서 최악의 경우를 고려하여 그림 4와 아래 (15)를 참고하여 DC 링크 커패시터를 선정할 수 있다.  $I_{rms,total}$  는 부하 전류의 실효값이다.

$$I_{Crms,max} \approx 0.67I_{rms,total} \quad (15)$$

#### 2.4 부하 전류에 3의 배수 성분이 있는 경우

앞서 다룬 분석은 3상 평형 부하 기기이기 때문이 이론적으로 3의 배수 성분은 고려하지 않았다. 하지만 실제로는 3의 배수 성분이 존재하며 이는 그림 2(a) 0벡터 인가 구간인  $T_3$  동안 전류의 합이 0이 아니다. 따라서  $T_s$  동안 평균 DC 링크 전류 식은 아래 (16)과 같다.

$$I_{dc} = \frac{2T_1}{T_s}i_a + \frac{2T_2}{T_s}(i_a + i_c) + \frac{2T_3}{T_s}(i_a + i_b + i_c) \quad (16)$$

부하 전류의 3의 배수 고조파만 고려하며, 그 크기가 같고 위상차가 같다면, (16)에서 아래 (17)과 같이 구할 수 있다.

$$I_{dc,tripled} = \sum_{h=3,6,\dots}^{12} \frac{3}{2} I_h \sin(h\omega t - \varphi_h) \quad (17)$$

식 (17)에서 DC 링크 전류는 3배수 고조파만 존재하며 변조 지수에 영향을 받지 않는다. 그림 5에서 예시로 부하 전류가 3, 6고조파만 있을 때의 DC 링크 전류와 전압을 보여주고 있다.

따라서, 부하 전류의 모든 주파수 영역에서, DC 링크 전류는 직류 성분  $I_{dc,1}$  과 교류 성분 3배수 고조파만 존재하며, 최종 DC 링크 전류 식은 아래 (18)과 같고 전압 리플은 (19)와 같다.

$$I_{dc} = I_{dc,1} + \sum_{h=3,6,\dots}^{12} I_{dc,h} + I_{dc,tripled} \quad (18)$$

$$V_{dc,ripple} = \frac{1}{C_{dc}} \int \left( \sum_{h=3,6,\dots}^{12} I_{dc,h} + I_{dc,tripled} \right) dt \quad (19)$$

식 (19)를 적분하여 커패시터 값에 대하여 식을 표현하면 아래 (20)과 같다.

$$V_{dc,ripple} = \frac{1}{C_{dc}} \sum_{h=3,6,\dots}^{12} \frac{3}{2h\omega} \left( \frac{1}{2} m (K_{c,h} \sin(h\omega t) - K_{s,h} \cos(h\omega t)) - I_h \cos(h\omega t - \varphi_h) \right) \quad (20)$$

#### 2.5 시뮬레이션

시뮬레이션은 3상 다이오드 정류기를 예로 들어 진행하였다. 스위칭 주파수는 10kHz, 변조 방식은 SVPWM이다. 시뮬레이션 구성은 그림 6과 같으며, 파라미터는 아래 표1과 같다.

그림 7(c)를 보면, 부하 전류 그림 7(a)의 5,7,11,13 고조파에 의해 DC 링크 커패시터에 6,12 고조파 전류가 흐름을 알 수 있고, DC 링크 전압도 이와 같이 3배수 고조파 성분만 있음을 알 수 있다.

그림 7(b)에서 DC 링크 전류  $i_c$  성분 중 PWM 스위칭에 의한 10kHz 성분이 있지만, 그림 7(d)와 같이 실제 전압 변동에 있어서 그 영향은 작다.

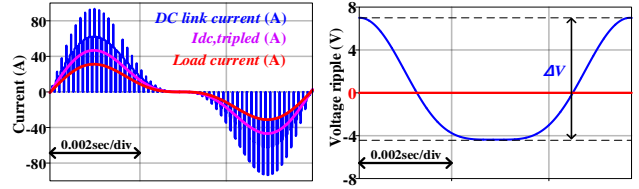


그림 5 부하 전류의 3,6고조파에 의한 (a)DC 링크 전류 (b)전압 리플

Fig. 5 Impact of 3<sup>rd</sup> & 6<sup>th</sup> order harmonic load current on (a)DC link current (b)Voltage ripple

표1. 시뮬레이션 파라미터  
Table1. Simulation parameter

$L_{dc}$	50[ $\mu$ H]	$C_{dc}$	5600[ $\mu$ F]
$L$	1[mH]	$C$	5000[ $\mu$ F]
$R$	10[ $\Omega$ ]	$V_s$	311[V]

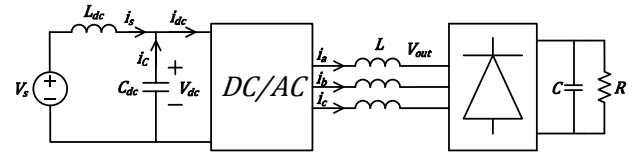


그림 6 시뮬레이션 구성도  
Fig. 6 Simulation structure

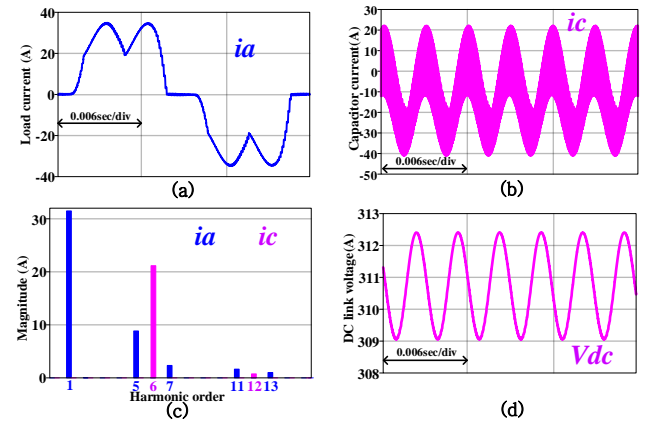


그림 7 시뮬레이션 결과 (a)부하 전류 (b)DC 링크 커패시터 전류 (c)전류 주파수 성분 (d)DC 링크 전압  
Fig. 7 Simulation result (a)Load current (b)DC link capacitor current (c)FFT of the current (d)DC link voltage

### 3. 결론

본 논문에서는 하이브리드 배전 시스템에서 부하의 허용된 고조파 성분에 의한 DC 링크의 전류와 전압 리플을 분석하여 수식으로 유도하였으며, 이론적으로 흐르지 않는 3배수 고조파도 분석하였다. 분석한 결과 DC 링크 전류와 전압은 3배수 고조파로만 구성되어 있음을 확인하였다. 또한 실효값을 분석하여, DC 링크 커패시터 설계 인자도 제시하였다.

이 논문은 2020년도 BK21플러스 사업에 의하여 지원되었으며 이 논문은 2019년도 한국연구재단의 국제협력사업의 지원을 받아 연구되었음(0666-20190033)

#### 참고문헌

[1] X. Pei, W. Zhou and Y. Kang, "Analysis and Calculation of DC-Link Current and Voltage Ripples for Three-Phase Inverter With Unbalanced Load," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5401-5412, Oct. 2015.  
[2] J. W. Kolar and S. D. Round, "Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems," in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, no. 4, pp. 535-543, July 2006