

Life Estimation of Electrolytic Capacitors for Inverters

李東椿* · 金亨珍**
(Dong-Choon Lee · Hyung-Jin Kim)

Abstract - In this paper, dc link currents for the three-phase diode rectifiers and PWM inverters are analyzed and an algorithm of estimating the life of dc link electrolytic capacitors using the analyzed ripple current is presented. Since the capacitor life is dependent on the operating temperature, the power dissipation in capacitors should be calculated. For this, the ESR(equivalent series resistance) model of the capacitor is derived and ripple currents through the capacitor are analyzed. Relating the power dissipation and the heat transfer equation, the internal operating temperature is calculated. Then, the capacitor life can be predicted by using Arrhenius's equation. An example for applications is given for the practical system.

Key Words : Dc link current, Electrolytic capacitor, Inveter, Life estimation

1. 서 론

전해커패시터는 인버터, UPS, 각종 전원장치 등 거의 모든 전력변환회로에 사용되고 있다. 전해커패시터는 화학적 요소로 구성되어 있기 때문에 일반적으로 전기 엔지니어들은 이의 동작 수명에 대해서는 특별한 관심을 갖지 않는다. 그러나 반도체 스위칭소자의 수명은 반영구적인 반면, 전해커패시터의 수명은 2~3년 정도 밖에 되지 않아 전력변환장치의 수명은 전해커패시터에 의해 좌우된다고 해도 과언이 아니다 [1,2]. 용량이 감소된 커패시터를 방치하여 계속 사용할 경우, 직류단에 큰 리플전압을 야기하며 이는 시스템에 큰 고장을 유발할 수도 있다. 따라서 커패시터의 수명을 미리 예측하여 적절한 시기에 교체해 주는 것이 바람직하다.

본 연구에서는 다이오드 정류기와 PWM 인버터의 직류링크전류를 해석하고 이를 이용하여 전해커패시터의 수명을 추정하는 방법이 제시된다. 전해커패시터의 수명은 내부 동작 온도에 의해 결정되는데 이를 위해 주열 손실에 의한 내부 발열과 대류와 복사에 의한 외부로의 방열과의 차를 계산하여야 한다. 내부 발열은 저항손에 의한 것이므로 커패시터의 등가직렬저항(ESR: equivalent series resistance)과 그곳으로 흐르는 리플전류를 구해야 한다. 따라서 다이오드 정류기와 PWM 인버터의 스위칭에 의한 직류링크의 리플전류가 먼저 해석되고 커패시터의 등가모델이 유도된다.

발열과 방열을 이용한 열전달 방정식으로부터 커패시터의

내부 동작온도가 결정되고 Arrhenius 방정식에 의해 수명을 추정한다. 이론적으로 유도된 리플전류와 실험을 통하여 측정된 리플전류가 일치함을 보이고 실제 인버터 시스템에 적용된 전해커패시터의 수명을 추정하는 사례를 보인다.

2. 3상 ac/dc/ac 컨버터의 직류링크 리플해석

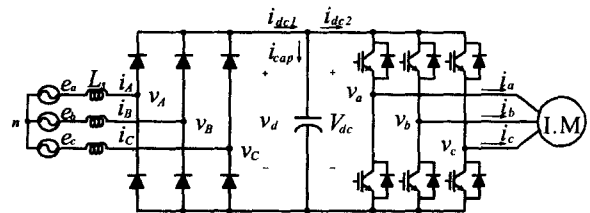


그림 1 다이오드정류기와 PWM 인버터
Fig. 1 Diode rectifier and PWM inverter

그림 1은 3상 유도전동기 구동을 위한 다이오드 정류기와 PWM 인버터 회로를 보인다. 다이오드정류기는 직류출력단에 6펄스의 리플전류를 발생하고 PWM 인버터는 스위칭주파수 부근의 리플전류를 발생한다[3,4]. 두 리플전류의 스펙트럼의 주파수대가 크게 다르기 때문에 직류링크단의 리플전류는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{cap} = \sqrt{I_{dc1, ripple}^2 + I_{dc2, ripple}^2} \quad (1)$$

여기서 I_{cap} , $I_{dc1, ripple}$, $I_{dc2, ripple}$ 은 각각 커패시터, 다이오드 정류기의 출력, PWM 인버터의 입력 리플전류의 실효치이다.

* 正 會 員 : 嶺南大 電子情報工學部 副教授 · 工博

** 正 會 員 : 韓國航空宇宙産業(株) 主任

接受日字 : 2001年 2月 26日

最終完了 : 2001年 6月 14日

먼저 다이오드 정류기의 출력 리플전류를 고찰한다.

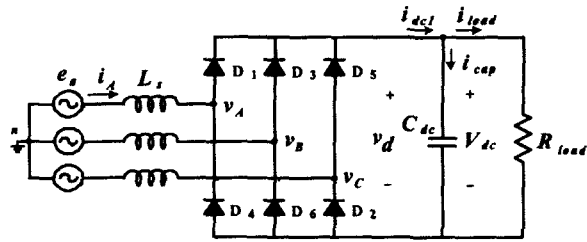


그림 2 3상 다이오드정류기
Fig. 2 Three-phase diode rectifier

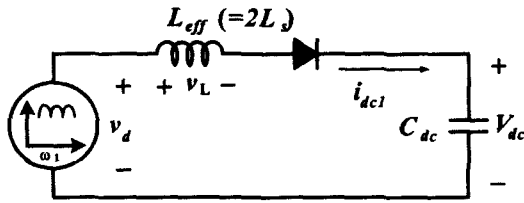


그림 3 다이오드 정류기의 상당 등가회로
Fig. 3 Per-phase equivalent circuit of diode rectifier

2.1 다이오드정류기 모드별 해석

그림 2는 3상 다이오드 정류기의 회로를, 그림 3은 상당 등가회로를 나타낸다. 그림에서 L_{eff} 는 전원측 변압기의 누설 인덕턴스, 선로의 기생 인덕턴스, 전원전류의 파형 개선과 출력전류의 연속모드 동작을 위해 삽입된 인덕턴스의 전체 합이다. 그리고 C_{dc} 가 충분히 커서 직류평균전압 V_{dc} 를 일정하다고 보며, 또한 해석의 편의를 위해 전류중복 현상은 무시한다. L_{eff} 값과 부하조건에 따라 정류기의 동작 상태가 달라지므로 이를 연속 혹은 불연속 모드로 나누어 고찰한다.

2.1.1 연속모드

정류기의 출력전류가 연속이 되기 위해서는 회로의 유효인덕턴스가 적어도 식(2)의 값 이상이 되어야 한다[3][5].

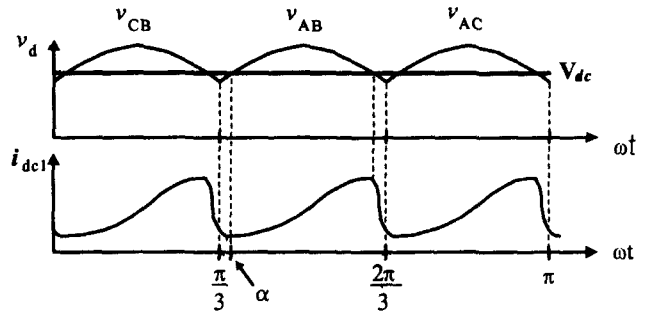
$$L_{eff, min} = \frac{0.013 V_{LL}}{\omega I_{dcl}} \quad (2)$$

여기서 V_{LL} 은 선간전압의 실효치, I_{dcl} 은 출력전류의 실효치이다.

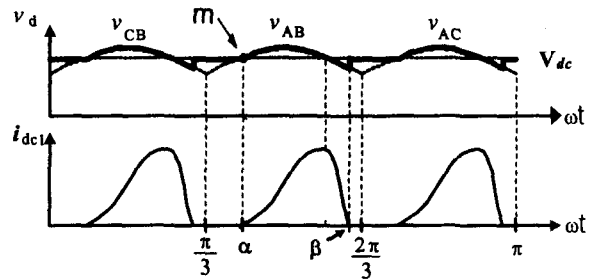
연속모드로 동작할 경우, 출력전압은 각 상의 전원전압과 스위칭 동작에 의해서 결정되며 파형은 그림 4(a)와 같다. 또한 출력전압 v_{dc} 는 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{aligned} v_{dc} &= v_{An} + v_{Bn} + v_{Cn} \\ &= s_a \cdot e_a + s_b \cdot e_b + s_c \cdot e_c \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 v_{An}, v_{Bn}, v_{Cn} 은 정류기의 폴전압이고, e_a, e_b, e_c



(a) 연속모드
(a) continuous mode



(b) 불연속모드
(b) discontinuous mode

그림 4 다이오드 정류기의 출력전압과 전류 파형
Fig. 4 Output voltage and current waveforms of diode rectifiers

는 전원의 상전압, s_a, s_b, s_c 는 위 소자가 도통되면 +1, 아래 소자가 도통되면 -1, 비도통일 경우 0의 값을 갖는 스위칭 함수이다. 여기서 입력인덕턴스에서의 전압강하는 무시된다.

전원의 상전압을 다음과 같이 표시하자.

$$\begin{aligned} e_a &= \sqrt{2} V \sin \omega t \\ e_b &= \sqrt{2} V \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ e_c &= \sqrt{2} V \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 V 는 상전압의 실효치이다.

그리고 스위칭 함수 s_a, s_b, s_c 를 푸리에 급수로 전개하면 다음과 같다[6].

$$\begin{aligned} s_a(\omega t) &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{11} \sin 11\omega t \dots \right) \\ s_b(\omega t) &= s_a \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ s_c(\omega t) &= s_a \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

식(4)와 (5)를 식(3)에 대입하면 다이오드 정류기의 출력전압은 다음과 같다.

$$v_{dc} = 1.35 V_{LL} \left[1 + \frac{2}{35} \cos(6\omega t) - \frac{2}{143} \cos(12\omega t) + \dots \right] \quad (6)$$

식(6)에서 12차보다 높은 고조파는 계수가 작기 때문에 무시되었고 출력전류의 고조파성분을 구하면 식(7)이 된다.

$$I_{dcl,6} = \frac{2}{35} \cdot \frac{1.35 V_{LL}}{\sqrt{2(6\omega)L_{eff}}} \quad (7)$$

$$I_{dcl,12} = \frac{2}{143} \cdot \frac{1.35 V_{LL}}{\sqrt{2(12\omega)L_{eff}}}$$

식(7)부터 리플전류의 실효값을 구하면 다음과 같다.

$$I_{dcl,ripple} = \sqrt{(I_{dcl,6})^2 + (I_{dcl,12})^2} \quad (8)$$

2.1.2 불연속모드

회로의 인터턴스가 식(2)의 값보다 작을 경우 출력전류는 불연속이 된다[3]. 그림 4(b)는 불연속 모드시 출력전류의 파형을 보인다.

불연속 모드시의 출력전류의 리플을 구하기 위해, 먼저 인터턴스의 전압을 표시하면 식(9)와 같다.

$$v_L = L_{eff} \frac{di_{dcl}}{dt} = (\sqrt{2} V_{LL} \sin(\omega t) - V_{dc}) \quad (9)$$

그리고, 평균출력전압은 다음과 같다.

$$V_{dc} = \sqrt{2} V_{LL} \sin \alpha \quad (10)$$

그림 4(b)로부터 전류 i_{dcl} 이 도통되는 시점 m 과 위상각 α 의 관계는 식(11)이 된다.

$$\alpha = \sin^{-1}(m) \quad (11)$$

여기서

$$m = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2} V_{LL}} \quad (12)$$

출력전류 i_{dcl} 는 α 에서 도통되고 β 에서 zero가 되며 이 구간 동안의 순시전류 $i_{dcl}(\omega t)$ 는 식(13)으로 표시된다.

$$i_{dcl}(\omega t) = \frac{\sqrt{2} V_{LL}}{\omega \cdot L_{eff}} (\cos \alpha - \cos(\omega t) - m(\omega t - \alpha)) \quad (13)$$

$i_{dcl}(\beta) = 0$ 으로부터 다음 식이 얻어진다.

$$\cos(\alpha) - \cos(\beta) - m(\beta - \alpha) = 0 \quad (14)$$

식(11)과 (14)로부터 α, β 를 구할 수 있고, 이로부터 출력전류의 평균값, 실효값을 각각 다음과 같이 구할 수 있다.

$$I_{dcl,av} = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_{dcl}(\omega t) d(\omega t) \quad (15)$$

$$I_{dcl} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_{dcl}^2(\omega t) d(\omega t)} \quad (16)$$

불연속모드로 다이오드정류기가 동작할 때 최종적인 출력리플전류는 식(15)와 (16)을 이용하여 다음과 같이 구한다.

$$I_{dcl,ripple} = \sqrt{(I_{dcl})^2 - (I_{dcl,av})^2} \quad (17)$$

연속모드와는 달리 각 고조파 차수의 크기는 알 수는 없고 단지 식(17)로 표시되는 리플전류의 실효치만을 구할 수 있다.

2.2 PWM 인버터의 리플전류 해석

다음으로 인버터의 입력 리플전류를 구하고자 한다. 그림 5는 3상 PWM 인버터 회로를 나타낸다. 3상 평형부하를 가정하면 인버터의 입력전류 i_{dc2} 는 인버터의 스위칭함수와 부하 상전류 i_{abc} 로 표시된다[7].

먼저 부하전류를 다음과 같이 나타내자.

$$i_a = \sqrt{2} I_M \sin(\omega t - \varphi_M)$$

$$i_b = \sqrt{2} I_M \sin(\omega t - \varphi_M - \frac{2\pi}{3}) \quad (18)$$

$$i_c = \sqrt{2} I_M \sin(\omega t - \varphi_M + \frac{2\pi}{3})$$

여기서 I_M 은 부하전류의 실효치이고 φ_M 은 부하역률이다. 다음에 인버터의 입력전류를 상전류로 표시하면 다음과 같다.

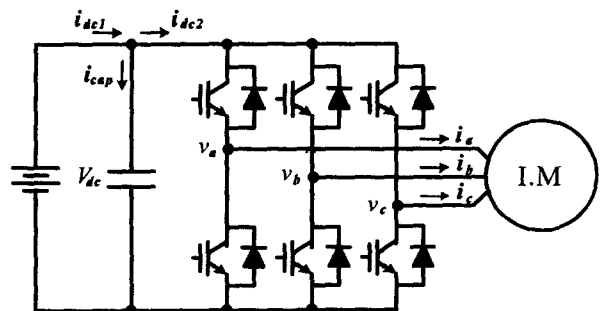


그림 5 3상 PWM 인버터
Fig. 5 Three-phase PWM Inverter

$$i_{d2} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (19)$$

여기서 S_a, S_b, S_c 는 위 소자가 도통하면 +1, 아래 소자가 도통하면 -1, 영벡터 구간에서는 0의 값을 갖는 스위칭함수이다.

한편 기준전압벡터가 전압벡터도에서 $0 \leq \rho \leq \frac{\pi}{3}$ 인 구간에 있을 경우, 전압벡터의 인가시간은 다음과 같이 주어진다[8].

$$\begin{aligned} T_0 &= T_s \cdot [1 - M_i \frac{2}{\sqrt{3}} \cos(\rho - \frac{\pi}{6})] \\ T_1 &= T_s \cdot M_i \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\frac{\pi}{3} - \rho) \\ T_2 &= T_s \cdot M_i \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\rho) \\ T_7 &= T_0 \end{aligned} \quad (20)$$

여기서,

$$M_i = \frac{|V|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \quad (21)$$

이고 변조지수를 의미한다.

펄스폭 변조방식에서 스위칭 주파수가 충분히 크다면(본 연구에서는 3.5[kHz]임) 스위칭 한 주기 동안 부하전류는 일정하다고 볼 수 있다. 그림 6은 스위칭 주기 동안 인버터 입력전류 i_{d2} 를 나타낸 것인데 유효벡터 구간동안의 입력전류와 출력 상전류와의 관계가 아래와 같이 됨을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} T_1 \text{ 구간} : i_{d2,1} &= i_a \\ T_2 \text{ 구간} : i_{d2,2} &= -i_c \end{aligned}$$

스위칭 주기동안 인버터 입력전류의 실효치를 계산하면 다음과 같이 주어진다.

$$I_{d2}^2 = \frac{T_1}{T_s} i_a(\rho)^2 + \frac{T_2}{T_s} (-i_c(\rho))^2 \quad (22)$$

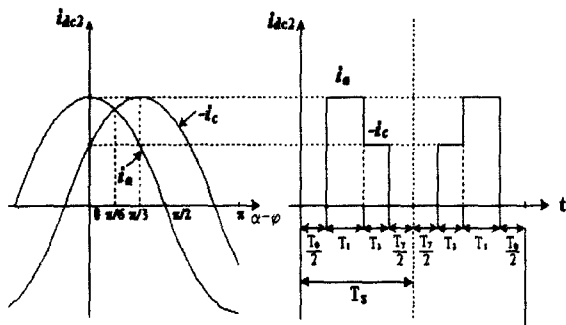


그림 6 PWM 인버터의 입력전류
Fig. 6 Input current of PWM inverters

인버터 출력의 1/6 주기동안 식(22)의 평균치를 구하면

$$I_{d2,av}^2 = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} I_{d2}^2(\rho) d\rho \quad (23)$$

이 되고, 식(18)과 (20)을 이용하면 인버터 입력전류의 실효 평균치는 다음과 같이 주어진다.

$$I_{d2,av}^2 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i \cdot I_M^2 \cdot (1 + \frac{2}{3} \cos 2\varphi_M) \quad (24)$$

손실없는 인버터에서 입출력단의 전력이 같다는 조건으로부터 입력전류의 직류성분을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{dc} = \sqrt{2} I_M \cdot M_i \cdot \cos \varphi_M \quad (25)$$

식(24)와 (25)로부터 인버터 입력전류의 리플성분을 구하면 다음과 같다[9,10].

$$\begin{aligned} I_{d2,ripple} &= \sqrt{I_{d2,av}^2 - I_{dc}^2} \\ &= I_M \cdot \sqrt{M_i \cdot \left(\frac{2\sqrt{3}}{3\pi} + \left(\frac{8\sqrt{3}}{3\pi} - 2M_i \right) \cdot \cos^2 \varphi_M \right)} \end{aligned} \quad (26)$$

식(26)으로부터 인버터 입력전류의 리플성분은 스위칭 주파수와는 무관하고 부하전류의 크기와 역률 그리고 변조지수의 함수임을 알 수 있다.

그림 7은 3상 다이오드 정류기와 3상 PWM 인버터를 이용하여 220[V], 3[Hp] 유도전동기를 무부하로 구동하였을 경우 인버터의 변조지수에 따라 변화하는 커패시터의 리플전류의 크기를 나타낸 것이다. 실선은 식(1), (8) 그리고 (26)을 이용하여 이론적으로 계산한 값을 나타내고 "+" 점은 ACSL을 이용하여 시뮬레이션하였을 때 얻은 리플전류의 값을 나

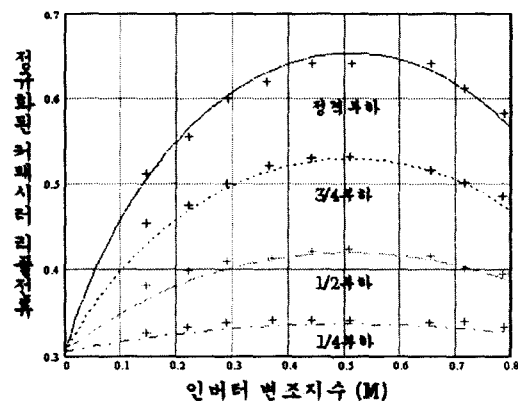


그림 7 인버터 변조지수에 대한 커패시터의 리플전류

Fig. 7 Ripple currents of capacitors with regard to modulation index of inverter

타낸 것인데 이론치와 시뮬레이션 결과가 잘 일치함을 보인다.

3. 커패시터의 ESR과 주울열

커패시터에서 발생하는 주울열을 계산하기 위해 내부의 ESR 값이 필요하다. 그림 8은 알루미늄 전해커패시터의 구조와 회로모델을 나타낸다[2]. 여기서 R_0 는 호일, 탭, 단자의 저항, R_1 은 전해질의 저항, R_2 는 유전손실 저항, C_1 은 단자 커패시턴스, C_2 는 유전체의 커패시턴스를 의미한다. 회로 모델에 인덕턴스를 포함시키는 경우도 있으나 본 연구에서는 동작주파수가 높지 않기 때문에 이 성분을 무시한다.

회로모델로부터 복소임피던스를 구하고 여기서 실수부를 취하면 다음과 같은 ESR이 얻어진다.

$$ESR = \frac{R_2}{1 + (2\pi f)^2 (C_2 R_2)^2} + R_0 + R_1 [\Omega] \quad (27)$$

식(27)에서 알 수 있듯이 ESR은 주파수의 함수이다.

주변온도 23[°C] 에서 주파수를 변화시켜 가면서 LCR 미터로 측정된 ESR 값이 그림 9에 "*"로 주어진다. 여기서 실

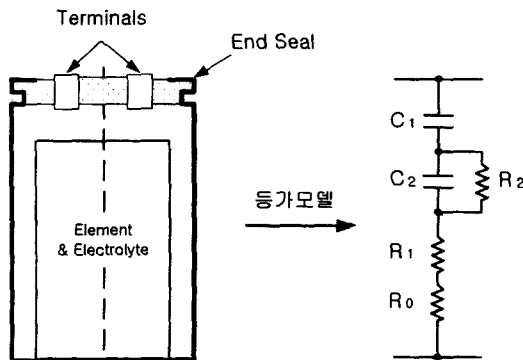


그림 8 커패시터의 구조와 회로모델
Fig. 8 Capacitor structure and circuit model

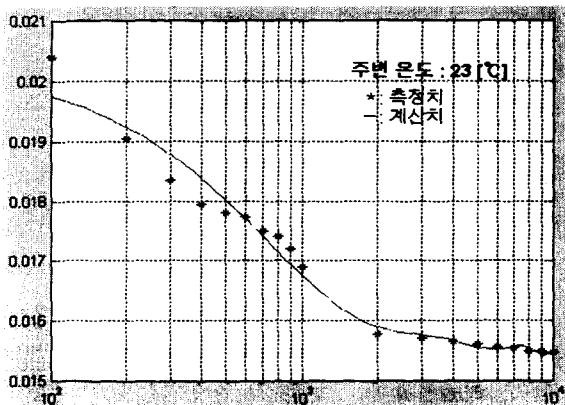


그림 9 주파수변동에 대한 ESR의 변화
Fig. 9 ESR variation with regard to frequency

표 1 커패시터의 사양
Table 1 Data of capacitor specification

정 격	400 [WV], 4700[μF]
동작온도	85 [°C]
정격수명	2000 [hour]
허용리플	8.3 [A] @120 [Hz]
온도상승계수(α)	2.5
지름(D)	63.5 [mm]
높이(H)	140 [mm]
온도민감상수(F)	21 [K ⁻¹]

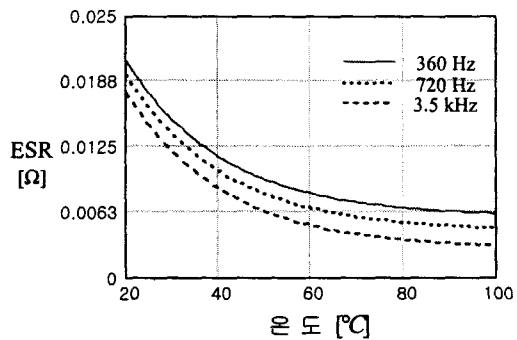


그림 10 온도변화에 따른 ESR의 변화
Fig. 10 ESR variation with regard to temperature

선은 curve-fitting 한 것을 나타낸다. 그리고 최소자승법에 의해 식(27)의 각 파라미터를 구하면 $R (= R_0 + R_1) = 0.0155 [\Omega]$, $R_2 = 0.0043 [\Omega]$, $C_1 = 4370 [\mu F]$, $C_2 = 61025 [\mu F]$ 이 된다. 표 1은 사용된 전해커패시터의 사양을 나타낸다.

전해질 저항 R_1 은 온도의 함수로서 아래와 같이 주어진다[1].

$$R_1 = R_{1base} \cdot e^{\frac{(T_{base} - T)}{F}} [\Omega] \quad (28)$$

여기서 R_{1base} 는 기준온도 $T_{base} (= 23[°C])$ 일 때의 값이고 F 는 온도민감도상수 ($21[K^{-1}]$)이다[1]. 식(28)을 식(27)에 대입하여 온도를 변화시켜 가며 ESR을 그리면 그림 10이 얻어진다. 여기서 동작주파수는 다이오드 정류기에 의한 360, 720[Hz]와 인버터 스위칭주파수에 의한 3,500[Hz]만을 고려하였다. 온도가 증가할수록 ESR이 감소하는데 이는 전해질의 전도성이 증가하여 저항성분이 감소하기 때문이다.

커패시터에 리플전류가 흐를 때, 내부의 발열에너지는 식(29)와 같다.

$$Q = I_{cap}^2 \cdot ESR [W] \quad (29)$$

직류링크 리플전류는 다이오드정류기에 의한 6차, 12차 고

조파와 인버터의 스위칭주파수3.5[kHz]의 side-band의 고조파를 포함한다. 그림 9의 ESR의 그래프를 관찰하면 360[Hz], 720[Hz]에서는 ESR이 변하고 2[kHz] 이상에서는 거의 변화하지 않는다. 따라서 ESR에 대한 주파수의 영향을 고려하면 Q는 다음과 같이 표시된다.

$$Q \approx I_{dcl,6}^2 \cdot ESR_6 + I_{dcl,12}^2 \cdot ESR_{12} + I_{dc2,ripple}^2 \cdot ESR_{inv} [W] \quad (30)$$

4. 열전달 방정식

커패시터에 발생하는 주울손실 에너지를 온도상승으로 변환하기 위해서 전도, 대류, 복사등 열전달 관계식이 요구되는데 이 세 성분 중 대류가 대부분을 차지한다. 전도는 열저항 모델을 이용하여 방열판 설계를 하는데 필수적으로 사용되지만 커패시터의 방열에 기여하는 성분은 작으므로 무시된다 [2]. 복사에너지도 방열에 기여하는 성분은 작지만 파라미터 변화에 따라 그 양이 달라지므로 방열에너지 계산에 포함시킨다.

$$Q = Q_{conv} + Q_{rad} [W] \quad (31)$$

여기서 Q_{conv} 와 Q_{rad} 는 각각 대류와 복사에 의한 방열에너지를 나타낸다.

4.1 대류와 복사에 의한 방열

대류에 의한 열전달 관계식은 식(32)로 주어진다[1].

$$Q_{conv} = h \cdot S \cdot \Delta T [W] \quad (32)$$

여기서 h 는 열전달계수, S 는 커패시터의 표면적, ΔT 는 주위온도와 커패시터 표면온도의 차이를 나타낸다. 즉,

$$\Delta T = T_{surf} - T_{amb} \quad (33)$$

그리고

$$h = G \cdot \left(\frac{\Delta T}{D} \right)^{0.25} \quad (34)$$

여기서 G 는 상수로 1.32이고 D 는 커패시터의 지름[m]이다. 복사에 의한 열전달 관계식은 식(35)와 같다[1].

$$Q_{rad} = e \cdot \sigma \cdot S \cdot (T_{surf}^4 - T_{amb}^4) [W] \quad (35)$$

여기서 e 는 방사율(0.85로 가정), σ 는 스테판-볼츠만의 상수 ($5.669 \cdot 10^{-8} W/m^2K^4$), T_{surf} 는 커패시터의 표면온도이고 T_{amb} 는 주위온도이다.

4.2 동작온도 추정

앞에서 서술하였듯이 ESR에 의한 주울열과 열전달 방정식으로부터 커패시터 표면의 온도를 계산할 수 있다. 표면온도가 주어지면 다음과 같이 내부의 전해질 온도 $T_{element}$ 를 추정할 수 있다.

$$T_{element} = T_{surf} + \alpha \cdot \Delta T [K] \quad (36)$$

여기서 α (≈ 2.5)는 온도상승계수로서 제품의 사양으로 주어진다 [11,12].

5. 수명추정

식(36)에 의해 커패시터 내부의 동작온도를 알게 되면 Arrhenius 방정식에 의해 다음과 같이 수명을 예측할 수 있다[12].

$$L_1 = L_2 \times 2^{\frac{T_2 - T_1}{10}} \times \left(\frac{W_1 V}{V_1} \right)^{2.5} \quad (W, V \geq 160 [V]) \quad (37)$$

여기서 L_1 은 T_1 에서의 예측수명, L_2 는 제조업체에서 제공하는 T_2 에서의 정격수명, T_1, T_2 는 절대온도로 나타낸 전해질의 온도, V_1 은 커패시터의 동작전압, W, V 는 정격전압이다. 식(36)은 동작전압 V_1 이 정격전압 W, V 의 60[%] 이상인 경우에 적용된다. 정격전압이 160[V] 이하인 커패시터의 경우, 수명식 (37)은 다음 식으로 된다.

$$L_3 = L_4 \times 2^{\frac{T_4 - T_3}{10}} \quad (W, V < 160 [V]) \quad (38)$$

Arrhenius 방정식은 커패시터의 동작온도가 10[°C] 증가할 때마다 수명이 1/2씩 감소함을 나타낸다.

6. 수명예측 적용 예

앞에 전개된 이론을 바탕으로 실제 시스템에서 전해커패시터의 수명을 추정하고자 한다. 인버터의 부하는 3[Hp] 유도전동기이며 무부하 상태로 운전되고 있다. 표 1에 주어진 파라미터를 이용하여 계산한다.

(1) 리플전류에 의한 주울열 계산

유효 인덕턴스의 크기에 따라 다이오드정류기의 출력전류는 연속 혹은 불연속이 될 수 있는데 여기서는 연속인 경우를 예로 들어 계산한다. 식(2)를 이용하면 연속모드가 될 최소 인덕턴스의 값은 2.168[mH]이 된다.

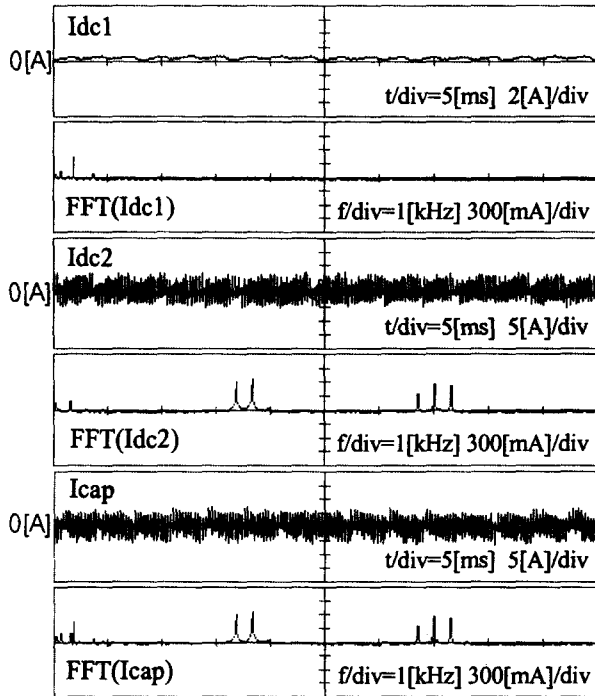


그림 11 직류링크 리플전류와 고조파 스펙트럼
Fig. 11 Dc link ripple currents and harmonic spectrum

표 2 리플전류 값 비교
Table 2 Comparison of ripple currents

	리플전류	계산값	실험측정값
다이오드 정류기	$I_{dc1.6}$	2.412[A]	3.247 [A]
	$I_{dc1.12}$	0.295[A]	
인버터	$I_{dc2, ripple}$	2.154[A]	

표 3 동작주파수에 대한 ESR 값
Table 3 ESR values at operation frequencies

	등가직렬저항	값
다이오드 정류기	ESR_6	0.0094[Ω]
	ESR_{12}	0.008[Ω]
인버터	ESR_{Inv}	0.0063[Ω]

그림 11은 실험에서 측정된 직류링크전류의 리플파형과 고조파 스펙트럼을 보인다. 저주파 영역은 다이오드 정류기에 의해서, 고주파 영역은 PWM 인버터에 의해 발생된 성분이다. 다이오드정류기와 인버터에 의해 발생하는 리플전류가 표 2에 주어져 있다. 계산치와 실험치가 근사함을 보이며 리플전류의 해석이 타당함이 입증된다.

표 3은 그림 10에서 50[°C] 에서 구한 커패시터의 ESR을 나타낸다. 식(30)으로부터 주울열 손실을 구하면 다음과 같다.

$$Q = I_{dc1.6}^2 \cdot ESR_{6th} + I_{dc1.12}^2 \cdot ESR_{12th} + I_{dc2, ripple}^2 \cdot ESR_{inv}$$

$$= 2.412^2 \cdot 0.0094 + 0.295^2 \cdot 0.008 + 2.154^2 \cdot 0.0063$$

$$= 0.085 [W] \quad (39)$$

(2) 열전달 방정식을 통한 방열에너지 계산
커패시터의 표면적 S는 다음과 같이 주어진다.

$$S = \pi DH + \frac{\pi D^2}{2} \quad (40)$$

커패시터의 외형치수가 $D=63.5 [mm]$, $H=140 [mm]$ 이므로 $S=0.034 [m^2]$ 이다. 식(32)로부터 대류에 의한 방열에너지를 계산하면 다음과 같다.

$$Q_{conv} = 1.32 \cdot \left(\frac{\Delta T}{63.5 \cdot 10^{-3}} \right)^{0.25} \cdot 0.034 \cdot \Delta T [W] \quad (41)$$

식(35)로부터 복사에 의한 방열에너지는 다음과 같다.

$$Q_{rad} = 0.85 \cdot (5.669 \cdot 10^{-8}) \cdot 0.034 \cdot [(\Delta T + T_{amb})^4 - T_{amb}^4] [W] \quad (42)$$

총 방열에너지는 식(31)을 이용하여 구한다.

(3) 온도상승분 ΔT 계산

커패시터의 발열과 방열에 의한 평형점은 커패시터의 표면온도와 주위온도의 차이에 의해 결정되므로 발열과 방열 손실을 같게 두면 온도차를 구할 수 있다. 그림 12는 이를 설명하고 있다. 점선은 주울열을 나타내고 실선은 온도에 따른 방열손실을 나타내는데 두 곡선의 교차점으로부터 온도차

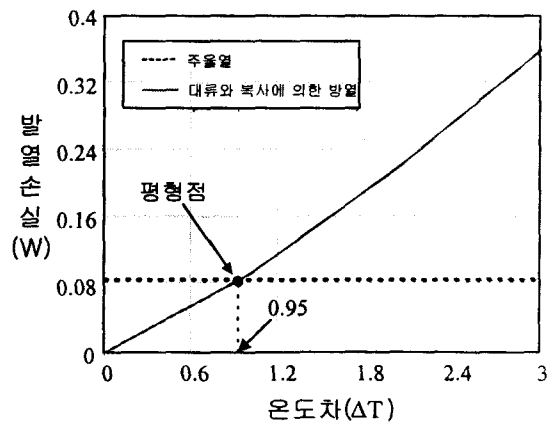


그림 12 커패시터의 발열과 방열의 평형점
Fig. 12 Equilibrium point between power dissipation and heat transfer of capacitor

ΔT 가 다음과 같이 구해진다.

$$0.085 = 1.32 \cdot \left(\frac{\Delta T}{63.5 \cdot 10^{-3}} \right)^{0.25} \cdot 0.034 \cdot \Delta T + 0.85 \cdot (5.669 \cdot 10^{-8}) \cdot 0.034 \cdot ((\Delta T + T_{amb})^4 - T_{amb}^4)$$

$$\Delta T = 0.95 [^{\circ}C] \quad (43)$$

(4) 내부 전해질 온도

$\Delta T = 0.95 [^{\circ}C]$ 이므로 식(36)에 대입하면 커패시터 내부의 동작온도 $T_{element}$ 를 추정할 수 있다.

$$T_{element} = T_{amb} + \alpha \cdot \Delta T [K]$$

$$= 325.375 [K] (= 52.375 [^{\circ}C]) \quad (44)$$

(5) 수명 계산

동작온도가 주어지면 식(37)을 이용하여 수명을 계산한다. 커패시터의 동작온도가 $52.375 [^{\circ}C]$, 직류링크 전압이 $297[V]$ 이므로 식(36)을 이용하면 수명은 다음과 같다.

$$Estimated\ Life = 2,000 [hr] \cdot 2^{\frac{358 - 325.375}{10}} \cdot \left(\frac{400}{297} \right)^{2.5}$$

$$= 40,400 [hr]$$

$$= 1683 [day] \quad (45)$$

예측수명이 정격수명의 약 20배 정도로 증가한 것은 동작온도가 정격온도보다 낮기 때문이다. 만약 커패시터가 정격 전압에서 동작한다면 수명은 약 9배 정도로 증가하게 된다. 커패시터의 수명에 직접적으로 영향을 주는 것은 내부의 동작온도이다. 커패시터에 방열판을 취부하거나 강제 공냉으로 동작온도를 낮추면 수명을 늘일 수 있다.

7. 결 론

본 논문에서는 3상 ac/dc/ac 전력변환 시스템의 직류링크 단에 거의 필수적으로 사용되는 전해커패시터의 동작수명을 추정하였다. 커패시터의 동작수명은 내부 전해질의 양에 의해 결정되며 이 전해질은 내부의 발열에 의해 서서히 증발된다. 발열은 커패시터의 리플전류에 의해 ESR에 발생하는 주울열에 기인하므로 커패시터의 회로모델을 통해 ESR을 구하고 동시에 정류기와 인버터의 리플전류를 해석하였다. 3상 다이오드 정류기에서는 연속, 불연속 모드로 나누어 리플전류를 구하였고, PWM 인버터에서는 리플전류가 부하전류와 변조지수 그리고 역률의 함수로 나타남을 보였다. 다이오드 정류기와 인버터의 전류리플은 스펙트럼의 주파수대가 다르므로 각각을 독립적으로 유도한 후, 그 실효치를 구하였다. 커패시터의 수명은 전해커패시터 동작온도와 동작전압의 함수이다. 동작온도는 내부 발열에너지와 열전달에 의한 방열에너지가 같다는 조건으로부터 구할 수 있고 이를 Arrhenius

식을 이용하여 커패시터의 수명을 예측하였다. 리플전류의 해석치가 실제 측정치와 동일함을 시뮬레이션과 실험을 통해 확인하고 이 리플전류와 등가모델을 이용하여 실제 시스템에 사용되는 전해커패시터의 동작수명을 예측하는 적용 사례를 제시하였다. 해석된 리플전류 식을 이용하면 시뮬레이션이나 실험으로 리플전류를 구하지 않아도 커패시터 수명을 손쉽게 계산할 수 있다.

커패시터의 수명은 동작온도에 민감하므로 동작환경이 변한다면 수명추정의 정확도는 떨어진다. 따라서 수명추정에 이어 향후 커패시터의 용량을 온라인으로 추정하는 알고리즘에 대한 연구가 뒤따라야 할 것으로 사료된다.

감사의 글

본 연구는 기초전력공학공동연구소의 1999년도 연구비지원으로 수행되었음.(과제번호: 99-026)

참 고 문 헌

- [1] M. L. Gasperi, "A Method for Predicting the Expected Life of Bus Capacitors," *IEEE IAS, Annual Meeting*, pp. 1042-1047, 1997, October.
- [2] M. L. Gasperi, "Life Prediction Model for Aluminum Electrolytic Capacitors," *IEEE IAS, Annual Meeting*, pp. 1347-1351, 1996, October.
- [3] D. Rendusara, E. Cengelci, P. Enjeti, D. C. Lee, "An Evaluation of DC-Link Capacitor Heating in Adjustable Speed Drive Systems with Different Utility Interface Options," *IEEE, APEC, Proc.*, pp. 781-787, 1991.
- [4] J. W. Kolar, H. Ertl, and F. C. Zach, "Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of a PWM Converter System," *IEEE Trans. on IA, Vol. 27, No. 6*, pp. 1063-1070, Nov./Dec. 1991.
- [5] P. Enjeti, EE613-Rectifier & inverter circuits course notes, Texas A&M University.
- [6] N. Mohan, T.M. Underland, and W.P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design, 2nd Edition*, New York: John Wiley & Sons Inc., 1995.
- [7] V. Blasko, "A Hybrid PWM Strategy Combining Modified Space Vector and Triangle Comparison Methods," *IEEE IAS Conf. Rec.*, in San Diego, pp. 1872-1878, Oct. 1996.
- [8] L. Sack, "DC Link Current in Bidirectional Power Converters with Coordinated Pulse Patterns," *EPE, Trondheim*, pp. 4239-4244, 1997.
- [9] P. A. Dahono, Y. Sato, and T. Kataoka, "Analysis and Minimization of Ripple Components of Input Current and Voltage of PWM Inverters," *IEEE Trans. on IA, Vol. 32, No. 4*, pp. 945-950, Jul./Aug. 1996.
- [10] P. A. Dahono, Y. Sato, and T. Kataoka, "A Novel Method for Analysis Inverter Currents," *IEE Conf.*, pp. 407-412, Oct. 1994.

[11] Nichicon Corporation, "Technical Notes on Aluminum Electrolytic Capacitors," Kyoto, Japan, 1999, June.

[12] Hitachi AIC Inc., "Estimated Life of Aluminum Electrolytic Capacitors," Tokyo, Japan, 1999, August.

저 자 소 개



이 동 춘 (李 東 椿)

1963년 2월 20일 생. 1985년 서울대 전기공학과 졸업. 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1987~1988년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1998년 미국 Texas A&M Univ.

방문교수. 현재 영남대 공대 전자정보공학부 부교수.

Tel : 053-810-2582, Fax : 053-813-8230

E-mail : dclee@yu.ac.kr



김 형 진 (金 亨 珍)

1972년 8월 9일 생. 1998년 영남대 전기전자공학부 졸업. 2001년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 한국항공우주산업(주) 주임.

Tel : 055-851-1098, Fax : 055-851-1634

E-mail : kimhj@koreaaero.com