

전류모드로 제어되는 영전압 스위칭 하프 브리지 PWM 컨버터의 해석

丁永錫*, 權純在

Analysis of Current Mode Controlled Zero Voltage Switching Half Bridge PWM Converter

Young-Seok Jung and Soon-Jae Kwon

요 약

전류모드 제어시 전류루프에는 표본화 효과에 의해 저주파 모델로는 예측하기 어려운 고주파 성분이 존재한다. 본 논문에서는 영전압 스위칭 하프 브리지 컨버터의 정상상태에서의 출력전압 관계식을 구한다. 또 이를 바탕으로 전류모드로 제어할 때 전류루프에 존재하는 표본화 효과를 고려하여 저주파 소신호 모델이 예측하기 어려운 고주파 성분의 특성을 표본화 이득을 통하여 더욱 정확히 예측할 수 있는 방법을 제시한다.

ABSTRACT

There exist the high frequency components, which can not be predicted by the low frequency model, due to the presence of sampling effect in current mode control. In this paper, the output voltage equations for the ZVS half bridge PWM converter are derived from the steady state analysis, and the sampling gain presented in the current control loop is investigated to improve the prediction performance of low frequency model of ZVS half bridge PWM converter.

Key Words : ZVS Half-bridge PWM converter, Asymmetrical duty cycle control, Current-Mode Control, Sampling effect

1. 서 론

비대칭 시비율 제어를 행하는 하프 브리지 컨버터는 영전압 스위칭에 의한 스위칭 손실 저감, 작은 크기의 필터 회로, 그리고 1차측에 낮은 EMI 수준 등의 특성이 있는 것으로 알려져 있다^{[1][4]}. 특히 고주파 변압기의 누설 인덕턴스에 저장된 에너지를 이용해 스위칭

소자의 영전압 스위칭을 얻음으로써, 높은 수준의 효율을 기대 할 수 있다. 그러나 누설 인덕턴스의 존재는 컨버터 특성해석을 어렵게 하고, 변압기 2차측에 전달되는 에너지를 줄어들게 하여 출력측 전압을 떨어트리는 원인이 된다.

전류모드로 제어되는 컨버터는 전압모드로 제어되는 컨버터에 비해 출력측 특성을 단순화하여 출력전압 제어기 설계를 쉽게 하고 전류를 피드백하여 제어에 사용함으로써 자체적인 과전류 보호기능을 가진다. 그러나 전류모드 제어를 사용할 때는 전류제어 루프의 불안정한 특성이 존재할 수 있으므로 이를 고려할 필요가 있다^[5]. 기존의 연구에서는 전류루프에 표본화 효과를 고려하여, 하드 스위칭하는 컨버터의 특성해석을

*부경대 기계공학부 전임강사

E-mail : yousjung@pknu.ac.kr

접수일자 : 2002. 7. 8

1차심사요청일 : 2002. 8. 3 2차심사요청일 : 2002.11.13

심사완료일 : 2002.11.29

홀탕히 행할 수 있었으며, 전류 루프에 존재하는 불안 정성 또한 충분히 해석할 수 있었고, 표본화 이득을 전류 루프내에 한 극점을 추가하는 것으로 해석하여 연속시간 영역에서의 소신호 모델을 얻어서 컨버터 설계에 활용하였다^{6) 17)}. 그러나 영전압으로 스위칭하는 하프 브리지 컨버터에 대해서 표본화 이득의 연속시간 모델을 어떻게 반영할 것인지에 대한 연구는 진행된 바가 없으며, 누설 인덕턴스에 따른 정상상태에서의 출력전압 강하 특성을 정량적으로 표현한 관계식이 없다.

따라서 본 논문에서는 전류모드로 제어되는 하프 브리지 컨버터에 대한 정상 상태에서의 누설 인덕턴스 값에 따른 출력전압 특성을 정량적인 식으로 표현하고, 이를 바탕으로 전류루프에 존재하는 표본화 이득의 연속시간 모델식을 구하여 전류 루프의 안정성을 확인하고자 한다. 본 논문에서 구한 결과의 정당성을 확인하기 위해 회로 시뮬레이션 프로그램인 PSIM의 예측 결과 및 실험 결과와 비교한다.

2. 정상상태 해석

그림 1은 회로 해석에 사용된 영전압 스위칭 하프 브리지 컨버터의 회로도이다. 두 스위치 Q1과 Q2의 동작시간을 서로 비대칭으로 운영하여, Q1은 DT_s 시간 동안 온 시키고 Q2는 $(1-D)T_s$ 시간 동안 온 시키며, 두 스위치가 동작하는 시간 사이의 데드 타임을 이용하여 각 스위치에 영 전압 조건을 만들어 준다. 그림 2에는 두 스위치가 동작하는 동안의 변압기 2차측에 나타나는 전압파형과 출력 인덕터 및 변압기 누설 인덕터에 흐르는 전류파형을 보여 주고 있다. 이 전압파형에는 변압기의 누설 인덕턴스에 의한 2차측 유효 시비율이 감소하고 있으며, 이로 인해 전류파형에도 변형이 발생함을 알 수 있다.

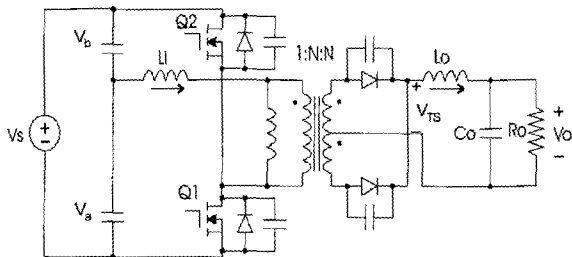


그림 1 영전압 스위칭 하프 브리지 컨버터의 회로
Fig. 1 Circuit diagram of a ZVS half bridge PWM converter

이런 유효 시비율의 감소는 출력전압강하로 이어지며, 누설 인덕턴스의 값에 따라 그 강하의 정도가 달라진다.

정상상태에서의 두 커패시터 전압은 변압기 1차측 균형 조건으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_a &= (1-D) \cdot V_s \\ V_b &= D \cdot V_s \end{aligned} \quad (1)$$

그림 2의 각 전류의 기울기 및 스위칭 기간 동안 변압기 자화전류의 변동을 무시하면 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$t_1 = \frac{2Ni_n}{\frac{V_a}{L_l} + \frac{NV_o}{L_o}} \quad (2)$$

$$t_2 = \frac{2Ni_u}{\frac{V_b}{L_l} + \frac{NV_o}{L_o}} \quad (3)$$

여기서 N 은 변압기 1차측과 2차측의 권선비며 L_o 는 출력측 필터 인덕턴스, 그리고 L_l 은 변압기 누설 인덕턴스이다. 그런데 $i_n = i_l + (V_o/L_o)t_1$ 이므로 식 (2)는 다음과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$t_1 = \frac{2Ni_l}{\frac{V_a}{L_l} - \frac{NV_o}{L_o}} \quad (4)$$

그림 2로부터 변압기 2차측에 나타나는 평균전압 V_{2e} 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

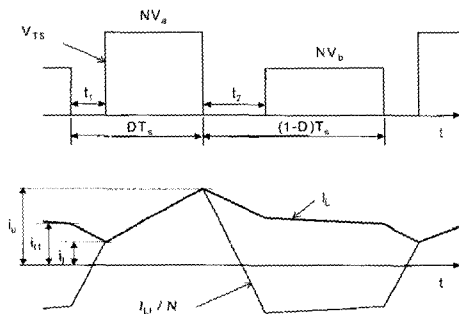


그림 2 변압기 2차측 전압 파형과 출력 인덕터 및 변압기 자화전류를 영으로 가정했을 때의 변압기 1차측 전류 파형

Fig. 2 Voltage and current waveforms of ZVS half bridge PWM converter

$$V_o = \frac{N(DT_s - t_1) \cdot V_a + M[(1-D)T_s - t_2] \cdot V_b}{T_s} \quad (5)$$

식 (1)과 정상상태에서의 출력측 인덕터의 전압시간 균형조건으로부터 출력전압 관계식은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_o = V_{L2} = 2ND(1-D) \cdot V_s - \frac{N(V_a t_1 - V_b t_2)}{T_s} \quad (6)$$

누설 인덕턴스는 출력 필터 인덕턴스보다 충분히 작다고 가정하면 식 (6)의 우측의 두번째 항의 식은 다음과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$\frac{N(V_a t_1 - V_b t_2)}{T_s} \cong \frac{2N^2 L_l}{T_s} (i_l + i_u) = \frac{4N^2 L_l}{T_s} \frac{V_o}{R_o} \quad (7)$$

따라서 식 (6)과 (7)로부터 출력전압 관계식을 구하면 다음과 같다.

$$V_o = \frac{2ND(1-D)}{\beta} V_s \quad (8)$$

여기서

$$\beta = 1 + \frac{4N^2 L_l}{T_s R_o} \quad (9)$$

이다.

3. 표본화 이득의 모델링

그림 3에는 전류모드로 제어되는 영전압 스위칭 하프 브리지 컨버터의 전형적인 출력 필터 인덕터 전류 파형이 나타나 있다. 이 그림에서는 정상상태에서의 전류파형 $I(t)$ 와 전류의 작은 변동분 $\tilde{i}(t)$ 의 관계가 잘 나타나 있다. 여기서 전류의 기울기 M_1, M_2 그리고 M_3, M_4 는 다음의 관계를 만족한다.

$$M_1 = \frac{N(1-D)V_s - V_o}{L_o} \quad (10)$$

$$M_2 = \frac{V_o - NDV_s}{L_o} \quad (11)$$

$$M_3 = M_4 = \frac{V_o}{L_o} \quad (12)$$

여기서 M_c 는 전류모드 제어에서 전류루프의 안정화를 위한 외부입력 램프신호의 기울기이다.

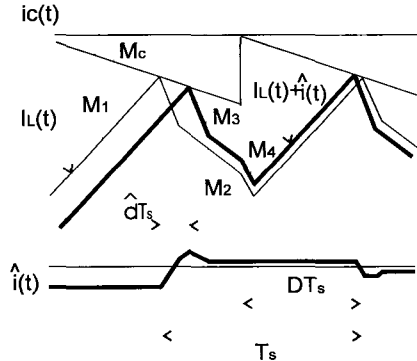


그림 3 전류모드로 제어되는 영전압 스위칭 하프 브리지 컨버터의 전형적인 전류 파형

Fig. 3 Typical modulator waveforms employing current mode control

그리고 변조이득 F_m 은 이 그림의 전류 에러와 시비율의 관계로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$F_m = \frac{\partial}{\tilde{i}_c - \tilde{i}} = \frac{1}{(M_1 + M_c)T_s} \quad (13)$$

그림 4(a)는 전류 변동분을 확대한 것이다. 여기서 전류 변동분의 변화량 $\Delta \tilde{i}$ 을 구해 보면 다음과 같다.

$$\Delta \tilde{i} = (M_1 + M_2)\Delta T_s \quad (14)$$

식 (10)과 (11)로부터 (14)를 다시 정리하면

$$\frac{\Delta \tilde{i}}{T_s} = \frac{N(1-2D)V_s}{L_o} \Delta \quad (15)$$

이 되며, 이 식은 영전압 스위칭 하프 브리지 컨버터의 소신호 모델식과 일치함을 알 수 있다. 따라서 표본화 효과를 고려한 전류루프의 모델링 구조를 그림 4의 (b)와 같이 근사화 할 수 있으며, 이 경우 근사화된 전류 변동분은 그림 4(a)에 굵은 선으로 표시 되어 있다. 기존의 저주파 소신호 모델링 구조와 다른 점은 전류 루프에 표본화기가 있으며, 이것에 의해 표본화 효과가 저주파 소신호 모델의 전류 루프 특성을 개선하게 된다. 그림 4(b)에 있는 두 개의 표본화기는 그림 4(c)처럼 1개의 표본화기로 대체하더라도 $t = nT_s$ 에서 전류 변동분의 값은 일치한다. 따라서 그림 4(c)로부터 전류 루프의 이산시간 및 연속시간 모델을 구할 수 있다.

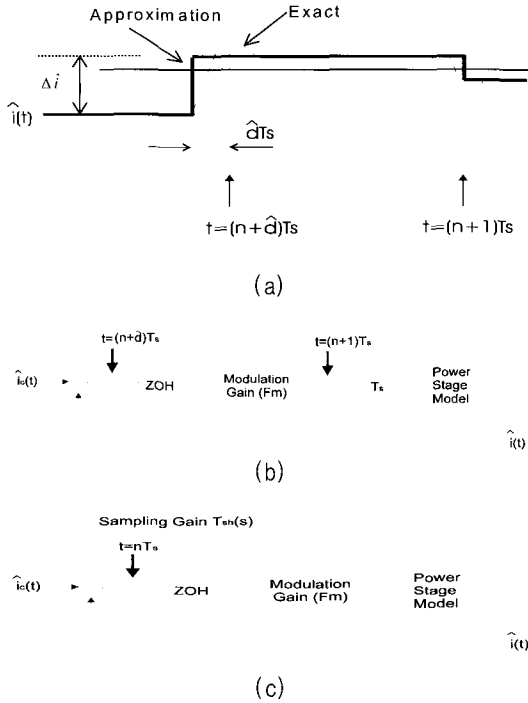


그림 4 변동 전류의 근사 파형 및 표본화 효과를 고려한 소신호 모델링 구조도

Fig. 4 Approximation of a perturbed current and small signal model structures considering sampling effect: (a) Approximation of a perturbed inductor current, (b) Model structure with two ideal sampler, (c) Model structure with one ideal sampler

3.1 이산시간 모델링

표본화 효과를 고려하는 것은 저주파 소신호 모델의 예측이 부정확한, 고주파 영역에서의 모델 성능개선이 목적이므로 변동분이 발생했을 때 짧은 시간 동안의 성능을 살펴봄으로써 그 모델의 특성을 알 수 있다. 그런데 짧은 시간 동안에는 출력측 전압이나 변압기 1차측 커패시터의 전압 변동분은 무시할 수 있으므로 영전압 스위칭 하프 브리지 컨버터의 파워 스테이지 모델은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$F_i(s) = \frac{\tilde{i}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{N(1-2D)V_s}{L_o s} \quad (16)$$

그리고 홀더의 전달함수는 다음과 같으므로

$$H_{zoh}(s) = \frac{1-e^{-sT_s}}{s} \quad (17)$$

전류 루프의 폐루프 전달함수는 다음과 같다.

$$T_i(z) = \frac{\tilde{i}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{\alpha}{z-1+\alpha} \quad (18)$$

여기서 α 는 $M_c = 0$ 와 식(8), (10), 그리고 (11)로부터 다음과 같다.

$$\alpha = \frac{M_1 + M_2}{M_1 + M_c} = \frac{1-2D}{(1-D)(1-\frac{2D}{\beta})} \quad (19)$$

그런데 출력전압은 시비율 $D=0.5$ 를 기준으로 대칭이므로, 시비율 D 는 $0 \leq D \leq 0.5$ 로 제한할 때 식 (18)와 (19)로부터 영전압 스위칭 하프 브리지 컨버터는 $M_c = 0$ 가 되더라도 항상 안정함을 알 수 있다.

3.2 연속시간 모델링

연속시간 모델은 회로해석에 특히 유용하게 사용되므로 영전압 스위칭 하프 브리지 컨버터에 관한 표본화 효과를 연속시간 모델로 표현한다. 먼저 그림 4(c)의 표본화기를 제외한 오픈 루프 전달함수 $T(s)$ 는 다음과 같다.

$$T(s) = F_m \frac{1-e^{-sT_s}}{s} \frac{N(1-2D)V_s}{L_o s} \quad (20)$$

그림 4(c)에서 표본화기와 홀더의 연속시간 전달함수를 $T_{sh}(s)$ 라 하면 연속시간 모델 관계식과 이산시간 모델 관계식으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_{sh}(s) = \frac{1}{1 + T^*(s) - \frac{s}{1-e^{-sT_s}} T(s)} \quad (21)$$

여기서 $*$ 는 표본화한 양을 나타내며, $T^*(s)$ 는 다음과 같다.

$$T^*(s) = Z\{T(s)\}_{z=e^{sT_s}} = \frac{\alpha}{e^{sT_s} - 1} \quad (22)$$

식 (20)과 (22)로부터 식 (21)을 간략화 하여 표본화 효과에 대한 전달함수는 다음과 같이 된다.

$$T_{sh}(s) = \frac{1}{-\frac{2\alpha}{\pi\omega_s} + (1-\frac{\alpha}{2})} \quad (23)$$

이로부터 영전압 스위칭 하프 브리지 컨버터의 전류

루프에 존재하는 표본화 효과는 기존의 하드 스위칭 컨버터 해석결과와 같이 연속시간 모델에 하나의 극점을 추가하는 효과가 있음을 알 수 있다. 기존의 컨버터 해석과 다른 점은 식 (19)에서 알 수 있듯이 출력 전압 강하를 유발하는 변압기 누설 인덕턴스가 전류루프의 특성에 영향을 주고 있으며, 그림 5에서처럼 누설 인덕턴스가 증가함에 따라 전류루프에 존재하는 주파수 성분의 피킹현상을 감소시켜 시스템을 더욱 안정화시킴을 알 수 있다.

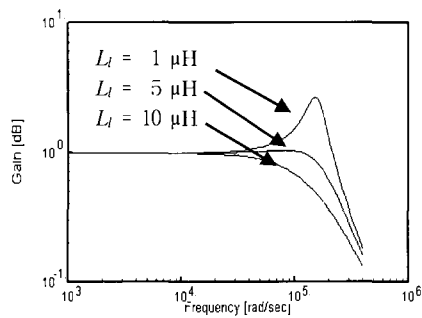


그림 5 동작 시비율 D=0.45일 때의 누설 인덕턴스에 따른 전류 루프의 주파수 특성

Fig. 5 Bode plot of the control-to-inductor current transfer function with different leakage inductances when D = 0.45

4. 비교 검토

이상의 결과의 정당성을 확인하기 위하여 회로 시뮬레이션 프로그램인 PSIM을 사용하여 회로 해석을 행하고 제안한 모델식의 결과 및 실험과 비교하였다. PSIM은 시간을 분할하여 시뮬레이션을 행하므로 결과의 정확도를 높이기 위해서는 시간을 잘게 분할하여 행하여야 하며 본 비교 시뮬레이션에서는 2 [nsec]의 시간 단계를 사용하였다. 그리고 비교 대상 컨버터의 파라미터는 다음과 같다.

- 동작 주파수 f_s : 50 [kHz]
- 입력전압 V_s : 28 [V]
- 출력 필터 인덕턴스 L_o : 160 [μ H]
- 누설 인덕턴스 L_l : 10 [μ H]
- 부하 저항 R_o : 14 [Ω]
- 권선비 N : 1

그림 6에는 동작 시비율 D와 누설 인덕턴스 L_l 에 따른 출력전압을 정상상태 해석을 통해 제안된 모델식

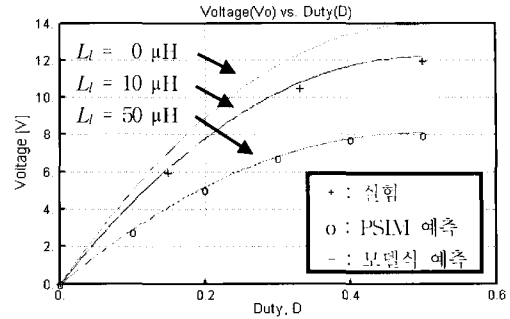
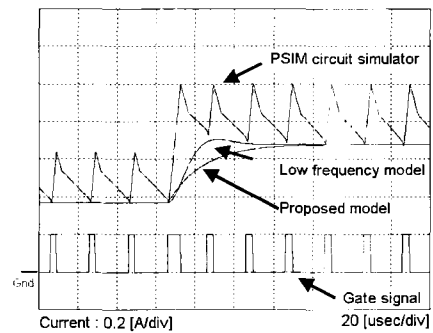
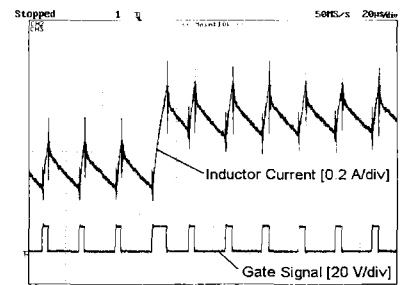


그림 6 시비율과 누설 인덕턴스에 따른 정상 상태에서의 출력 전압

Fig. 6 Output voltages according to the operating duty and leakage inductance at steady state condition



(a) PSIM 및 모델식 예측 결과 파형



(b) 실험 파형

그림 7 전류 명령 변화에 따른 인덕터 전류 파형

Fig. 7 Inductor current responses with abrupt change of current command

으로부터 예측된 결과와 실험에서 얻어진 결과, 그리고 PSIM의 결과를 보여주고 있다. 출력이득은 누설 인덕턴스가 증가함에 따라 낮아지고 동작 시비율 D에 따라서는 증가함을 알 수 있다. 이 그림으로부터 제안한 모델식 결과는 영전압 스위칭 하프 브리지 컨버터

의 정상 상태 전압관계를 예측할 수 있는 식으로 사용될 수 있음을 확인할 수 있다. 그리고 그림 7에는 전류명령이 갑자기 변동했을 때의 전류응답을 보여주고 있다. 그림 7(a)에는 PSIM의 응답 결과와 제안된 모델의 응답 결과 그리고 기존의 저주파 모델의 응답 결과를 스위치에 가해지는 신호와 함께 나타내었고, 그림 7(b)에는 이에 대한 실험 파형이 나타나 있다. 그림 3에서 알 수 있듯이 시뮬레이션 및 실험에서의 전류파형의 아래 외각 파형이 전류의 변동분 \hat{i} 을 나타내고 있으므로 저주파 모델 및 제안된 모델의 응답을 이 변동분에 대해 비교하였다. 이 그림으로부터 표본화 효과를 고려한 모델이 저주파 모델보다 전류 변동분에 대한 예측 능력이 더 우수함을 알 수 있다. 소프트 스위칭 기술을 이용하는 전류모드로 제어되는 영전압 스위칭 하프 브리지 컨버터도 전류루프에 표본화 효과를 고려해 줌으로써 저주파 모델이 예측하기 어려운 고주파 성분 예측에 대한 보완이 가능해짐을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 영전압 스위칭 하프 브리지 컨버터에 대해서 전류루프에 존재하는 표본화 효과를 고려하여 소신호 모델식의 예측 성능을 향상시킬 수 있음을 보였다. 전류루프에 존재하는 표본화 효과는 기존의 하드 스위칭 PWM 컨버터에서 예측되었던 것과 같이 전류루프에 하나의 극점을 추가하고 있으며 이 추가된 극점에 의해 고주파 성분에 대한 예측 성능을 향상시킬 수 있음을 알 수 있다. 영전압 스위칭 하프 브리지 컨버터에서 기존의 컨버터에 대한 해석과 다른 점은 출력전압의 강하를 유발하는 변압기 누설 인덕턴스가 전류루프의 특성에 영향을 주고 있으며, 이 누설 인덕턴스가 증가함에 따라 전류루프에 존재하는 주파수 성분의 피킹현상을 감소시켜 시스템을 더욱 안정화시킬 수 있음을 알 수 있다. 이를 위해 출력전압의 누설 인덕턴스에 대한 영향을 나타내는 정상상태 관계식을 얻었으며 이를 바탕으로 전류루프에 존재하는 표본화 효과를 누설 인덕턴스와의 관계로 표시하였다. 제안한 소신호 모델식의 우수성을 확인하기 위해 회로 시뮬레이션 프로그램인 PSIM 결과, 실험, 그리고 저주파 모델식 결과와 비교하여 그 우수성을 입증하였다.

참 고 문 헌

[1] P. Imbertson and N. Mohan, "Asymmetrical duty cycle permits zero switching loss in PWM circuits

with no conduction loss penalty", IEEE Trans. on Industry Applications, pp. 121~125, January/February 1993.

[2] J. Sebastian, J.A. Cobos, O. Garcia, and J. Uceda, "An overall study of the half bridge complementary-control DC-to-DC converter", IEEE Power Electron. Spec. Conf. Records, pp. 1229~1235, 1995.

[3] S. Korotkov and S. Fraidlin, "Calculation of the voltage transfer ratio of the asymmetrical half-bridge DC/DC converter using transformer's windings coupling coefficients", IEEE Power Electron. Spec. Conf. pp. 1979~1984, 1998.

[4] T. Tolle and T. Duerbaum, "Modelling of ZVS transitions in asymmetrical half-bridge PWM converters", IEEE Power Electron. Spec. Conf. pp. 308~313, 2001.

[5] R.B. Ridley, "A new, continuous-time model for current-mode control", IEEE Trans. on Power Electron., vol. 6, no. 2, pp. 271~280, 1991.

[6] T.D. Tan and R.D. Middlebrook, "A Unified Model for Current-Programmed Converters", IEEE Trans. on Power Electron., vol. 10, no. 4, pp. 397~408, 1995.

[7] Y.S. Jung, I.H. Oh, H.C. Choi, and M.J. Youn, "Mathematical interpretation of practical sampler in current mode control", International Journal of Electronics, vol. 86, no. 4, pp. 391~404, 1999.

저 자 소 개



정영석(丁永錫)

1970년 3월 15일생. 1992년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 1999년~2002년 현대오토넷 선임연구원. 2002년~현재 부경대학교 기계공학부(메카트로닉스 자동화정보전공) 전임강사.



권순재(權純在)

1951년생. 1982년 부산대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 부경대학교 기계공학부(메카트로닉스 자동화정보전공) 교수.