
3상 PWM Buck AC-AC 컨버터의 특성해석과 제어

최남섭*

Characteristic Analysis and Control of Three Phase PWM Buck AC-AC Converter

Nam-sup Choi*

이 논문은 산업자원부 지원에 의하여 기초전력공학공동연구소(과제번호:01-036)주관으로 수행된 과제임

요 약

PWM Buck AC-AC 컨버터는 최근 들어 전압 또는 전력 레귤레이터, 전자식 변압기, 위상 천이기와 같은 산업현장의 다양한 응용분야에 폭넓게 사용되고 있다. 본 논문에서는 이러한 PWM Buck AC-AC 컨버터의 정적 및 동적 모델링과 완전한 특성 해석을 제시한다. 먼저, 3상의 컨버터 시스템은 DQ 변환 기법에 의하여 모델링 되고 그에 따라 전압이득과 역률과 같은 기본적인 특성식을 구하고 제어를 위한 시스템의 상태 방정식과 전달함수를 구한다. 다음으로, 이러한 해석에 기초하여 매우 빠른 동적 응답을 갖도록 순시적인 듀티 변동이 가능한 feedforward-feedback 제어기법을 제안한다. 끝으로, 실험결과를 통하여 이러한 모델링과 해석 및 제어가 유효함을 확인할 수 있다.

ABSTRACT

Recently, PWM Buck AC-AC Converter is widely employed in various industrial applications such as voltage and power regulator, electronic transformer, phase shifter and so on. This paper presents static and dynamic modeling and complete characteristic analysis of a PWM Buck AC-AC converter. Firstly, the three phase converter system is modelled by using DQ transformation whereby we can obtain basic characteristic equations such as voltage gain and power factor as well as state equation and transfer function for control. Secondly, based on the analysis, the feedforward-feedback control technique is also proposed to obtain instantaneous duty level change whereby very fast dynamic response is achieved. Finally, the experimental results show the validity of the modeling, analysis and control.

키워드

PWM Buck AC-AC 컨버터, DQ 변환, Feedforward-feedback 제어, 전압 레귤레이터

1. 서 론

최근 산업 현장에 양질의 전력을 공급하기 위한 전력품질 개선에 대한 논의가 활발해지면서, DVR(Dynamic Voltage Restorer), 위상천이기,

전자식 변압기와 같이 주파수가 고정된 계통이나 수용가측에 설치되어 동작하는 전력변환기에 대한 관심이 증대되고 있다^{[1]-[4]}. 이와 같이 주파수가 정해진 AC-AC 전력변환 응용에, 기존

* 여수대학교 전자통신전기공학부

접수일자 : 2003. 8. 4.

의 SCR을 사용한 AC 초퍼보다 성능이 우수한 PWM AC-AC 컨버터에 대한 연구가 중요하며, EPRI에서 제안된 Custom Power의 개념을 구현하는데 훨씬 효과적임이 알려져 있다^[2].

특히, 최근 상용 IGBT 모듈이 활용 가능한 PWM AC-AC 컨버터 회로구성이 제안되는 등, 실용적인 연구들이 뒤따르면서 기타 타 분야에 비하여 비교적 연구가 미진하였던 PWM AC-AC 컨버터에 대한 관심이 증대되고 있다.^[3] 본 논문에서는 가장 활발히 응용이 되고 있는 PWM Buck AC-AC 컨버터에 대하여 다루며, 회로 구성과 정적 및 동적 동작 특성을 밝힌다.

이제까지 PWM Buck AC-AC 컨버터에 대한 연구는 정상상태 해석과 고조파 해석 등이 대부분이고 이것이 시스템의 거동 파악 및 설계에 제한적으로 적용되어 왔다^[3]. 본 논문에서는 DQ 변환기법을 적용하여 전압이득, 입력측 역률과 같은 정상상태 특성은 물론, 제어의 목적을 위한 상태방정식, 전달함수와 같은 동적 특성을 구한다. 또한, 이들을 일정하게 유지하는 새로운 Feedforward-feedback 제어기법을 제안한다. 이러한 동작특성의 해석 및한 정적 및 동적 모델링과 해석의 결과로부터 교류 입력전압의 변동에도 불구하고 안정되게 출력전압 제어기법은 실험을 통하여 그 타당성을 확인할 것이다.

II. 시스템 해석

2.1 시스템 구성

그림 1은 본 논문에서 모델링 및 해석하려는 PWM Buck AC-AC 컨버터의 회로를 나타낸다. 그림 1에서 보듯이 Q_1 과 Q_2 는 상용 IGBT 모듈로 대체되므로, 단지 3개의 IGBT 모듈을 사용하여 구성되며 기존의 구성과 달리 별도의 양방향 스위치가 요구되지 않는 장점을 갖는다^[3].

그림 1에서 저항 r 은 IGBT와 인덕터 L 의 손실을 나타내고, 저항 R 은 부하저항이다. 부하저항 R 에는 커패시터 C 의 손실이 포함되어 있다고 가정한다. 또, d 는 스위치 Q_1, Q_3, Q_5 의 duty ratio이다. 즉 Q_1, Q_3, Q_5 는 동시에 온, 오프 스위

칭하고, 마찬가지로 동시에 온, 오프 스위칭하는 Q_2, Q_4, Q_6 과는 상보적인 스위칭 동작을 한다. 즉, d 는 그림 1의 컨버터의 유일한 제어변수이다^[4].

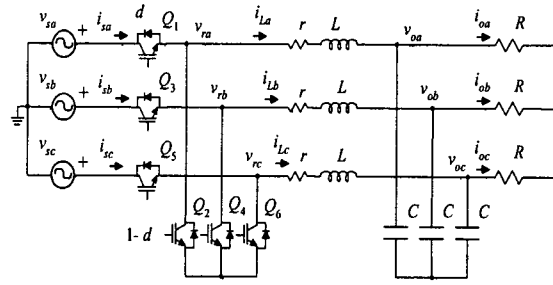


그림 1. 3상 PWM Buck AC-AC 컨버터
Fig. 1 Three phase PWM Buck AC-AC converter

2.2 DQ 변환

그림 1의 3상 전원전압은 다음과 같다.

$$v_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_s \sin(\omega t) \quad (1)$$

$$v_{sb} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_s \sin(\omega t - \frac{2}{3} \pi) \quad (2)$$

$$v_{sc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_s \sin(\omega t + \frac{2}{3} \pi) \quad (3)$$

여기서 v_s 는 전원 선간전압의 실효치를, ω 는 전원의 각주파수를 나타낸다.

그림 1의 3상 인덕터-저항(r) 세트에 대하여 다음의 방정식을 얻을 수 있다.

$$v_{ra} - v_{oa} = r i_{La} + L \frac{d}{dt} i_{La} \quad (4)$$

$$v_{rb} - v_{ob} = r i_{Lb} + L \frac{d}{dt} i_{Lb} \quad (5)$$

$$v_{rc} - v_{oc} = r i_{Lc} + L \frac{d}{dt} i_{Lc} \quad (6)$$

마찬가지로, 그림 1의 3상 커패시터-부하저항 세트는 다음의 식으로 표현된다.

$$i_{La} = C \frac{d}{dt} v_{oa} + \frac{v_{oa}}{R} \quad (7)$$

$$i_{Lb} = C \frac{d}{dt} v_{ob} + \frac{v_{ob}}{R} \quad (8)$$

$$i_{Lc} = C \frac{d}{dt} v_{oc} + \frac{v_{oc}}{R} \quad (9)$$

3상 인덕터 세트에 인가되는 전압 v_{ra} , v_{rb} , v_{rc} 는 스위치 Q_1 , Q_3 , Q_5 가 온 되었을 때 전원전압과 같다. 따라서,

$$v_{ra} = d \cdot v_{sa} \quad (10)$$

$$v_{rb} = d \cdot v_{sb} \quad (11)$$

$$v_{rc} = d \cdot v_{sc} \quad (12)$$

또, 스위치 Q_1 , Q_3 , Q_5 에 흐르는 각 전류는 Q_1 , Q_3 , Q_5 가 온 상태일 때 각각의 인덕터에 흐르는 전류와 같다. 즉,

$$i_{sa} = d \cdot i_{La} \quad (13)$$

$$i_{sb} = d \cdot i_{Lb} \quad (14)$$

$$i_{sc} = d \cdot i_{Lc} \quad (15)$$

스위칭 주파수가 매우 높다고 가정하면 스위칭 주기가 거의 0에 가깝다고 볼 수 있으므로, 식 (10)~(15)에 사용된 d 는 순시적인 값을 의미하는 것으로 볼 수 있다.

한편, 식 (1)~(15)는 그림 1을 나타내는 비선형시변(nonlinear-time varying)방정식 세트이나, 대칭 3상회로의 특성을 이용하여 전원 주파수에 동기된 DQ 변환을 적용하면 시불변(time invariant)시스템으로 표현이 가능하다^[4].

abc 축상의 3상 변수 x_{abc} 를 qdo 축상의 변수 x_{qdo} 로 변환시키기 위해 전원의 위상에 동기되어 회전하는 다음과 같은 변환행렬 K 를 정의한다.

$$x_{qdo} = K x_{abc}, \quad K^{-1} = K^T \quad (16)$$

여기서,

$$K = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (17)$$

입력전원 전압의 식 (1)~(3)에 식 (16)의 관계를 적용하여 DQ 변환하면 다음의 식을 얻는다.

$$v_{sq} = 0 \quad (18)$$

$$v_{sd} = v_s \quad (19)$$

또, $L-r$ 세트에 관한 식 (4)~(6)을 DQ 변환하면,

$$v_{rq} - v_{oq} = r i_{Lq} + L \frac{d}{dt} i_{Lq} + \omega L i_{Ld} \quad (20)$$

$$v_{rd} - v_{od} = r i_{Ld} + L \frac{d}{dt} i_{Ld} - \omega L i_{Lq} \quad (21)$$

이고, $C-R$ 세트에 관한 (7)~(9)를 DQ 변환하여

$$i_{Lq} = C \frac{d}{dt} v_{oq} + \omega C v_{od} + \frac{v_{oq}}{R} \quad (22)$$

$$i_{Ld} = C \frac{d}{dt} v_{od} - \omega C v_{oq} + \frac{v_{od}}{R} \quad (23)$$

을 얻을 수 있다. 끝으로, 인덕터 세트에 인가되는 3상 전압의 d-q 성분은 식 (10)~(12)에 식 (16)을 적용하여,

$$v_{rq} = d \cdot v_{sq} \quad (24)$$

$$v_{rd} = d \cdot v_{sd} \quad (25)$$

이 되고, 스위치 Q_1 , Q_3 , Q_5 에 흐르는 3상 전류의 d-q 성분은 다음과 같이 구해진다.

$$i_{sq} = d \cdot i_{Lq} \quad (26)$$

$$i_{sd} = d \cdot i_{Ld} \quad (27)$$

2.3 정상상태 특성

해석과 설계의 편의를 위하여 무차원의 단위를 갖는 다음의 파라미터들을 정의한다.

$$Q_L \equiv \omega L / r \quad (28)$$

$$Q_C \equiv \omega CR \quad (29)$$

$$\eta \equiv r/R \quad (30)$$

정상상태에서 모든 전압, 전류의 변수는 직류값을 가지므로 대문자를 사용하여 표기하도록 한다. 식 (18)~(27)로부터,

$$I_{Lq} = -\eta[\eta Q_L(1 + Q_C^2) - Q_C] \cdot DV_s / (r\lambda) \quad (31)$$

$$I_{Ld} = \eta[\eta(1 + Q_C^2) + 1] \cdot DV_s / (r\lambda) \quad (32)$$

$$V_{oq} = -\eta(Q_L + Q_C) \cdot DV_s / \lambda \quad (33)$$

$$V_{od} = [\eta(1 - Q_L Q_C) + 1] \cdot DV_s / \lambda \quad (34)$$

여기서,

$$\lambda = 1 + 2\eta(1 - Q_L Q_C) + \eta^2(1 + Q_L^2)(1 + Q_C^2). \quad (35)$$

그러므로, 전압이득은 다음과 같이 정리된다.

$$G \equiv \frac{V_o}{V_s} = \frac{\sqrt{V_{oq}^2 + V_{od}^2}}{\sqrt{V_{sq}^2 + V_{sd}^2}} = D \cdot \frac{1}{\sqrt{\lambda}} \quad (36)$$

식 (35)로부터, 그림 1의 컨버터의 전압이득이 D에 비례하며 비례상수는 $1/\sqrt{\lambda}$ 임을 알 수 있다.

한편, 전원측 3상 전압원에서 PWM Buck AC-AC 컨버터로 공급되는 유효전력 P_s 와 무효전력 Q_s 는 다음과 같다.

$$P_s = V_{sq} I_{sq} + V_{sd} I_{sd} \quad (37)$$

$$Q_s = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \quad (38)$$

식 (18)에서 보듯이 $V_{sq}=0$ 이므로

$$P_s = V_{sd} I_{sd} \quad (39)$$

$$Q_s = -V_{sd} I_{sq} \quad (40)$$

따라서, 그림 1의 컨버터의 입력측의 역률 PF는

$$PF = \frac{P_s^2}{\sqrt{P_s^2 + Q_s^2}} = \frac{I_{sd}}{\sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2}} \quad (41)$$

이고, 식 (26), (27)과 (31), (32)를 사용하여 정리하면,

$$PF = \frac{\eta(1 + Q_C^2) + 1}{\sqrt{(1 + Q_C^2)\lambda}} \quad (42)$$

와 같다.

식 (42)를 보면, 컨버터 입력측의 역률은 제어변수인 D와 무관하며, 오직 회로상수에 의하여 정해짐을 알 수 있다.

2.4 동적 모델링

PWM Buck AC-AC 컨버터의 다른 동작점에서의 상태 천이 특성은 AC 해석, 즉 주어진 동작점에 대한 소신호 해석으로 살펴 볼 수 있다.

먼저, 상태변수가 되는 전압, 전류와 제어변수 d 및 외란에 해당하는 입력측 선간전압의 실효값 v_s 를 동작점과 섭동(perturbation)의 양으로 나타내면 다음과 같다. 즉,

$$\begin{aligned} i_{Lq} &= I_{Lq} + \hat{i}_{Lq}, & i_{Ld} &= I_{Ld} + \hat{i}_{Ld} \\ v_{oq} &= V_{oq} + \hat{v}_{oq}, & v_{od} &= V_{od} + \hat{v}_{od} \\ d &= D + \hat{d}, & v_s &= V_s + \hat{v}_s \end{aligned}$$

여기서, 동작점에 인가되는 섭동은 ‘^’의 기호로 구분하였다

식 (18)~(27)에 섭동을 가하여 얻어진 PWM Buck AC-AC 컨버터의 소신호 모델을 행렬식의 형태로 정리하면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u}, \quad \mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{x} \quad (43)$$

여기서,

$$\mathbf{x} = [\hat{i}_{Lq} \quad \hat{i}_{Ld} \quad \hat{v}_{oq} \quad \hat{v}_{od}]^T \quad (44)$$

$$\mathbf{u} = [\hat{d} \quad \hat{v}_s]^T, \quad \mathbf{y} = \hat{v}_o \quad (45)$$

이고,

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\omega & \frac{1}{L} & 0 \\ \omega & -\frac{r}{L} & 0 & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} & -\omega \\ 0 & \frac{1}{C} & \omega & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (46)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & D & 0 & 0 \\ 0 & V_s & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (47)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{V_{oa}}{\sqrt{V_{oa}^2 + V_{od}^2}} & \frac{V_{od}}{\sqrt{V_{oa}^2 + V_{od}^2}} \end{bmatrix} \quad (48)$$

식 (43)은 정해진 동작점 주위의 소신호 입력에 대하여 그림 1의 컨버터가 선형시불변시스템이 됨을 나타낸다. 이 경우, 듀티 d 뿐만아니라, 입력전원의 변동도 시스템에 대하여 제어변수 d 와 동일한 효과를 가짐을 알 수 있다.

2.5 특성방정식과 전달함수

식 (43)의 상태방정식으로부터 컨버터의 특성방정식을 구하면 다음과 같다.

$$C_h(s) = [(s+a)^2 + \beta^2] \cdot [(s+a)^2 + \gamma^2] \quad (49)$$

여기서,

$$\alpha = \frac{\omega_R + \omega_r}{2} \quad (50)$$

$$\beta = \frac{\omega_\delta}{2} - \omega \quad (51)$$

$$\gamma = \frac{\omega_\delta}{2} + \omega \quad (52)$$

$$\omega_r = \frac{r}{L}, \quad \omega_R = \frac{1}{RC}, \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (53)$$

$$\omega_\delta = \sqrt{4\omega_o^2 - (\omega_R - \omega_r)^2} \quad (54)$$

식 (49)의 특성방정식의 근은 항상 좌반면에 위치하므로 시스템의 open loop 특성이 항상 안정함을 알 수 있다. 또한, 식 (43)~(48)에 주어진 선형 상태방정식과 출력방정식으로부터 어렵지 않게 출력전압에 대한 전달함수를 구할 수

있다. 즉,

$$\hat{v}_o(s) = G_d(s) \hat{d}(s) + G_v(s) \hat{v}_s(s) \quad (55)$$

여기서,

$$G_d(s) = V_s \cdot \frac{\omega_o^2 N(s)}{V_o C_h(s)} \quad (56)$$

$$G_v(s) = D \cdot \frac{\omega_o^2 N(s)}{V_o C_h(s)} \quad (57)$$

$$N(s) = V_{od}(s+a)^2 - 2\omega V_{oa}(s+a) + \beta\gamma V_{od} \quad (58)$$

III. Feedforward-Feedback 제어

그림 1에 주어진 PWM Buck AC-AC 컨버터의 제어목적은 외란으로 인식되는 입력전압이나 부하의 변동에도 불구하고 출력전압이 출력전압 기준값을 추종하도록 하는 것이다. 그림 2는 이러한 제어 목적을 달성하기 위한 기존의 제어기의 구성을 나타낸다. 그림 2의 방법의 단점은 입력전압 v_s 가 갑자기 변할 때, 출력전압을 feedback 받아 d 를 제어하기 때문에, 일단 출력전압의 변동을 겪은 후에 제어 루프가 작동한다는 점이다. 그러므로 그림 2는 순간적인 입력전압 변동에 대하여 출력전압의 과도적 섭동이 동반된다.

본 논문에서는 그림 3과 같이 기존의 feedback 방식에 입력전압의 변동을 센싱하여 직접 듀티비 d 의 보정값을 계산하는 순방향(feedforward) 제어 루프를 삽입하여 동적 특성을 개선한 feedforward-feedback 제어방안을 제안한다.

즉, 식 (55)에 나타낸 출력전압에 대한 전달함수로부터 입력전압의 변동에 의한 출력전압의 변동을 상쇄하여 $\hat{v}_o = 0$ 가 되도록 하는 다음의 제어조건을 얻을 수 있다. 즉,

$$\hat{d}(s) = -\frac{D}{V_s} \cdot \hat{v}_s(s) \quad (59)$$

그림 3에서 입력전압이 변하면 비례적분(PI) 제어기가 동작하기 전에 먼저 순차적으로 d 가 변화되어 출력전압이 안정화될 것이다.

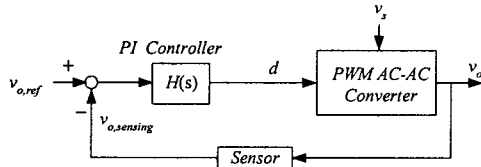


그림 2. 기존의 Feedback 제어
Fig. 2 Conventional Feedback control

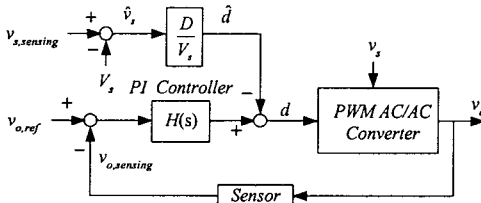


그림 3. 제안된 Feedforward-Feedback 제어.
Fig. 3 Proposed Feedforward-Feedback control

IV. 실험 결과 및 검토

PWM Buck AC-AC 컨버터의 동작과 제어특성을 확인하기 위하여 10 kVA용량의 컨버터를 구성하고 실험을 수행하였다. 그림 4는 실험에 사용된 전체 시스템의 블록도를 보인다. 그림 4에서 전력부는 PWM Buck AC-AC 컨버터로 구성되며, 제어부는 20 MIPS의 TMS320F240 DSP를 중심으로 구성된다. TMS320F240 제어보드는 센서부에서 센싱된 전압을 A/D 변환하여 읽어들이며, 제어 알고리즘에 따라 IGBT 스위치를 동작시키거나 혹은 과전압으로부터 컨버터를 보호하기 위한 gate driver 신호를 발생한다.

본 논문의 실험에 사용된 시스템 파라미터는 전원전압 $V_s = 220\text{ V}$, 전원주파수 $f = 60\text{ Hz}$, $L = 1\text{ mH}$, $C = 45\text{ }\mu\text{F}$, $r = 0.01\text{ }\Omega$, $R = 5\text{ }\Omega$ 이다. 또, IGBT의 스위칭 주파수는 10 kHz, dead time은 3.2 μsec 를 주었다.

그림 5는 입력전압이 일정할 때 듀티 d 를 0.8에서 0.5로, 다시 0.5에서 0.3으로 순차적으로 감소시킬 때의 컨버터의 open-loop 특성을 나타낸다.

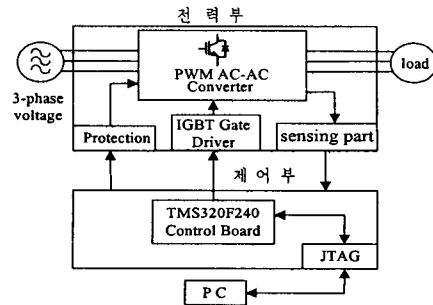


그림4. 전체 실험 구성도
Fig. 4 Block diagram of experimental Setup

그림 5에서 보듯이, 출력전압의 피크값은 d 가 0.8일 때 240 V, 0.5일 때 150 V, 0.3일 때 92 V가 됨을 알 수 있고, d 에 따라 거의 선형적으로 변함을 확인할 수 있으며 이것은 해석적으로 구한 결과와 일치한다. 또, 그림 5에서 d 의 변화에 대하여 시스템이 매우 빠른 open-loop 동작응답 특성을 가짐을 볼 수 있다.

그림 6과 그림 7은 입력전압이 220V에서 280 V로 증가한 후 다시 220 V로 복귀하는 변동을 보일 때, 110V의 일정한 출력전압을 얻도록 구성된 시스템의 closed-loop 특성을 나타낸다.

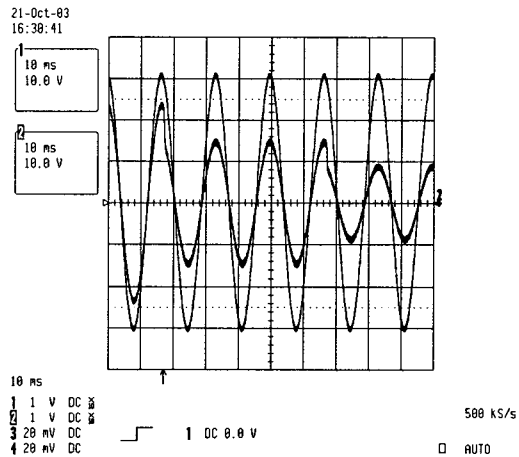


그림 5. Open-loop 특성 (일정한 크기의 파형: 입력 선간전압, 변동하는 크기의 파형: 출력 선간전압, 100 V/div, 10m sec/div)

Fig. 5 Open-loop characteristics (constant amplitude waveform: input line-to-line voltage, changed amplitude waveform: output line-to-line voltage, 100 V/div, 10m sec/div)

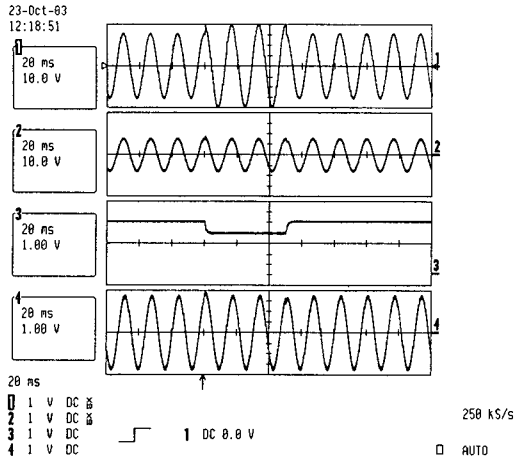


그림 6. 기존의 Feedback 제어: 1-입력 선간전압 [100V/div], 2-출력 선간전압 [100V/div], 3-듀티 신호[0.1/div], 4-부하전류[5A/div], 공통 time base: 20msec/div

Fig. 6 Conventional feedback control: 1-input line-to-line voltage [100V/div], 2-output line-to-line voltage [100V/div], 3-duty signal [0.1/div], 4-load current [5A/div], common time base: 20msec/div

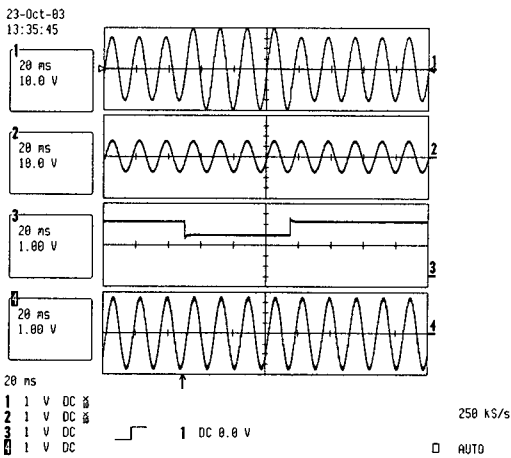


그림 7. Feedforward-feedback 제어: 1-입력 선간전압 [100V/div], 2-출력 선간전압 [100V/div], 3-듀티 신호 [0.1/div], 4-부하전류 [5A/div], 공통 time base: 20msec/div

Fig. 7 Feedforward-feedback control: 1-input line-to-line voltage [100V/div], 2-output line-to-line voltage [100V/div], 3-duty signal [0.1/div], 4-load current [5A/div], common time base: 20msec/div

그림 6은 기존의 Feedback 방식에 의한 제어의 결과를 나타낸다. 그림 6에서 입력전압의 크기가 변동하는 순간 출력전압에도 수 msec 정도 perturbation이 발생한다. 이러한 출력전압의 변동의 영향을 더 명확히 볼 수 있는 파형이 부하전류(그림 6의 최하단 파형)의 파형인데, 입력전압이 증가하면 부하전류도 순간적으로 증가하며, 감소시에는 반대로 수 A 감소하는 것을 확인할 수 있다.

그림 7은 제안된 Feedforward-feedback 제어를 적용한 경우의 실험 파형을 나타낸다. 그림 7에서 입력전압이 순간적으로 변동하여도 출력전압의 perturbation이 존재하지 않으며, 출력전압(2번 파형)과 출력전류(4번 파형)는 일정하게 regulation 제어 동작함을 확인할 수 있다. 이것은 그림 7의 위로부터 3번째 파형에서 보듯이, 입력전압이 순간적으로 변동하면 feedforward loop가 동작하여 듀티 d 가 순간적으로 변동하기 때문이다. 즉, feedforward-feedback 제어가 입력전압의 변동에도 불구하고 출력전압을 일정하게 유지하는데 매우 효과적임을 이와 같은 비교실험을 통하여 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 DQ 변환 기법을 사용하여 PWM Buck AC-AC 컨버터의 전압이득, 역률과 같은 정적 특성은 물론 상대방정식, 전달함수와 같은 동적 특성을 완전히 해석해 내었다. 또한, 시스템 전달함수로부터 입력전압의 변동에도 불구하고 최종 출력전압이 빠르게 안정화되는 feedforward-feedback 제어를 제안하였다. 끝으로, 실험을 통하여 동적 및 정적 모델링과 시스템 설계가 타당함을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] N.G. Hingorani, "Power Electronics in Electric Utilities : Role of Power Electronics in Future Power System," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 76, No. 4, pp. 481-482, 1988,

April.

- [2] H. Mehta, "Recent Development: EPRI's CUSTOM POWER Concept", *Proceedings of Power Quality '93 Conference*, Interec International Inc., Ventura, CA, pp 794-795, October 1993.
- [3] Vekataramanan, et al., "An AC-AC power converter for custom power applications", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 11, No. 3, pp. 1666-1671, 1996.
- [4] 최남섭, "정전압 출력 특성을 갖는 다기능 3상 전자식 강압형 변압기", 한국해양정보통신학회 논문지, 제 5권, 제 2호, pp. 309-313, 2001.

저자 소개



최남섭(Nam-Sup Choi)

1987년 고려대학교 전기공학과(공학사)

1989년 한국과학기술원 전기및전자공학과(공학석사)

1994년 한국과학기술원 전기및전자공학과(공학박사)

1995년~현재 여수대학교 전기및반도체공학과 교수

1999년 3월~2000년 2월 Wisconsin-Madison 주립대학 방문교수

※ 관심분야 : 전력전자회로 모델링 및 해석, 멀티레벨 컨버터 설계 및 응용, PWM AC-AC 컨버터, 전력품질 개선