

Flyback 컨버터를 이용한 PID제어기의 자동동조

서기영 · 이수흠 · 이현우 · 문상필 · 이내일*
(경남대학교 전기공학과)

Auto-tuning of PID controller using Flyback converter

Ki-Young Suh, Soo-Heum Lee, Hyun-Woo Lee, Sang-Pil Mun, Nae-Il Lee*
Dept. of Electrical Eng. Kyungnam University

Abstract - This paper presents auto-tuning to compensate the integrator windup of the current and the speed PID controller of DC motor, which suppress the overshoot of transient response without delay of rising time.

The simulation results using Matlab show the validity of auto-tuning methods.

1. 서 론

최근 반도체 제조기술의 발달은 전력용 스위치의 고속 스위칭을 가능케 하였다. 이에 의해 스위치 모드 전력변환기(SMPC: Switch Mode Power Converter)는 스위칭 주파수를 높임으로써 변환기의 소형화, 경량화 그리고 저잡음화 등을 성취하였다. 본 논문에서는 컨버터의 지속적인 공진으로 인하여 공진용 소자들의 손실과 스트레스가 증가되는 등의 문제점들을 해결하기 위해서 부분공진의 기법을 전력변환기에 적용시킨 부분공진 플라이백 컨버터를 제안하고, 직류측 맥동을 감소시키기 위하여 여러 시스템의 프로세서에 사용되는 PID제어기를 사용하였다. 이 방법은 제어대상의 계단응답으로부터 모델링된 1차 지연계를 Padé 근사화하고 Ziegler-Nichols의 한계감도법으로 출력 및 초기값을 정한 후 최대 오버슈트, 감쇠비, 상승시간, 정정시간에 대한 퍼지 평가함수를 최대로 하는 최적의 PID 제어기 계수들을 통하여 출력 및 저장한 것을 사용한 것으로 이를 통하여 삼상 전압형 인버터를 구성하여, 스너버에 축적된 에너지를 전원으로 회생시켜 고효율화를 실현하며, 또한 입력 전류를 불연속적으로 동작하게 함으로써 입력 전류를 정현파로 만들어 고역률화를 시도하여, 전압형 인버터의 출력 기본파 성분을 증가시키고, 또 출력 필터를 이용하여 출력 선간전압 파형을 정현파화하여 고조파를 제거하여, 이를 분석하고 시뮬레이션을 통하여 그 타당성을 입증하고자 한다.

2. 본 론

2.1 부분공진 컨버터

2.1.1 주 부분 공진 소프트 스위칭 기법

부분공진 소프트 스위칭 회로를 그림 1에 나타낸다. 스위칭 소자 S₁, S₂와 병렬로 공진용 콘덴서 C_r이 연결되어 있으며, 직렬로 공진용 인덕터 L_r이 접속된다. 스위치의 턴-온, 턴-오프시에 대한 각 파라미터의 전압 및 전류파형은 그림 2와 같으며, 스위치 동작을 살펴보면 다음과 같다.

· SW-ON시 : 초기조건으로 인덕터 L_r의 전류 I_L는 제로이며 콘덴서 C_r에는 전압 V_c로 충전되어 있다고 가정하면, 스위치 온 직전의 인덕터에 흐르는 전류 I_L는

제로이므로, 스위치 S₁, S₂의 온 동작은 영전류 스위칭(ZCS)을 이룬다.

스위치의 온 동작에 의해서 LC 직렬공진 회로가 형성되어 인덕터 전류 i_L는 식 (1)과 같이 증가하고, 콘덴서 C_r의 전압 V_c는 식 (2)로 되어 영으로 감소한다.

$$i_L = \frac{2V + V_c}{X} \sin \omega t \tag{1}$$

$$V_c = (2V + V_c) \cos \omega t - 2V \tag{2}$$

여기서

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad X = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

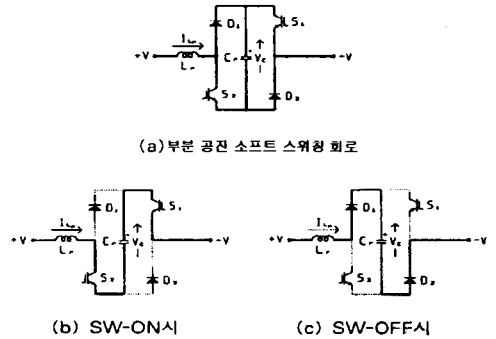


Fig. 1 Partial resonant soft switching circuit topology

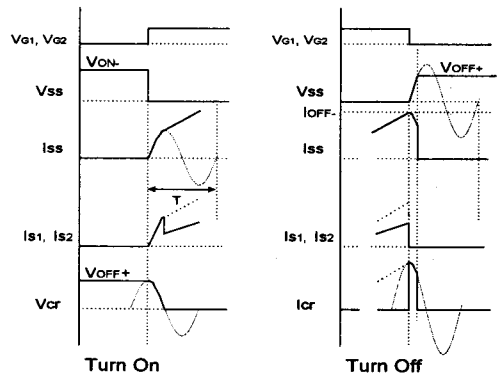


Fig. 2 Operating waveforms of Partial resonant soft switching circuit topology

· SW-OFF시 : 스위치 오프 직전의 조건으로 콘덴서 C_r 의 전압 V_c 는 영이며 인덕터 L_r 에는 전류 I_a 가 흐르다고 가정하면, 스위치 오프 직전의 콘덴서 전압은 영이므로 스위치 S_1 , S_2 의 오프 동작은 영전압 스위칭 (ZVS)을 이룬다.

스위치의 오프 동작에 의해서 다이오드 D_1 , D_2 가 도통되고 LC 직렬공진 회로가 다시 형성되어 콘덴서 C_r 의 전압 V_c 는 식 (3)과 같이 증가하고, 인덕터 전류 i_{L_r} 는 식 (4)로 되어 에너지를 방출한다.

$$V_c = 2V + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_a \sin(\omega t + \theta) \quad (3)$$

$$i_{L_r} = I_a \cos(\omega t + \theta) \quad (4)$$

여기서

$$\theta = \sin^{-1}\left(-\frac{2V}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_a}\right)$$

이상에서와 같이 공진회로는 공진 한 주기 동안 지속적으로 이루어지지 않고 스위치 턴-온과 턴-오프 시에 공진 주기 일부분에서 부분적으로 형성되므로 "부분공진 소프트 스위칭 기법 (PRS²M : Partial Resonant Soft Switching Method)"이라 한다. 이것은 공진 소자들의 용량분담과 스트레스를 줄이고 출력전류가 증가할 경우 공진 손실을 감소 시켜준다. 그리고 부분공진의 기법에 의해 사용된 스위치들은 소프트 스위칭으로 되므로 시스템의 효율을 증대시키고 dv/dt , di/dt 에 의한 전자유도 잡음 등을 줄일 수 있다.

2.1.2 부분공진 기법을 적용한 3상 Flyback 컨버터

그림 3은 무손실 스너버를 활용한 3상 소프트 스위칭 컨버터이다. 그림에서 스위치가 1조의 무손실 스너버로 치환되어진 3상 소프트 스위칭 AC-DC 컨버터로서 턴-오프시에는 스위치 양단에 영전압의 상태에서 C_r 를 충전하면서 S_1 , S_2 의 전압이 서서히 상승하기 때문에, ZVS로 동작되어 스위치의 전압 스트레스가 경감된다. 또한 스위치 온 구간에서 스위치에 흐르는 전류는 S_1 - D_2 와 D_1 - S_2 로 분할되어 흐르기 때문에 전류 부담을 반으로 줄였다. 하지만 스너버 콘덴서 C_r 에 충전된 에너지는 스위치 턴-온시에 S_1 , S_2 와 6개의 정류 다이오드를 통하여 단락 되어 방전하므로 손실을 발생시킨다. 이 손실을 줄이기 위하여 S_1 , S_2 의 턴-온시에 스너버 콘덴서 C_r 의 에너지를 회생시키기 위하여 리액터 L_d 를 삽입하여 그림과 같이 배치하였다. 이러한 회로는 스위치 턴-온시에 C_r 에 축적된 에너지를 리액터 L_d 로 전송시켜 스너버 콘덴서 C_r 를 무손실로 동작되게 한다.

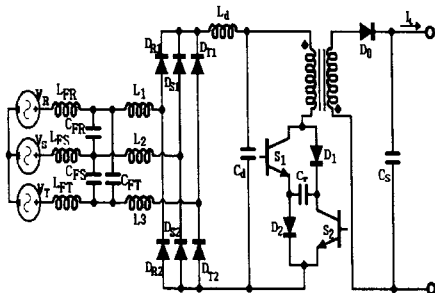


Fig. 3 Three-phase converter using Partial resonant method

2.2 PID제어기

이 장에서는 기본적인 Ziegler-Nichols의 PID제어기와 이것을 이용한 퍼지 평가함수값이 최대가 되는 퍼지 제어기를 사용한 PID제어기에 대하여 서술한다.

2.2.1 PID제어기의 구성

우선 설비 시스템에 사용되는 제어기를 구성하기 위하여 PID제어기의 전달함수($G_c(s)$)와 1차 지연계($G_p(s)$)로 모델링된 제어대상의 정수(부동작시간, 시정수, 비례정수)들을 이용하여 제어기의 폐루프전달함수를 정식화하고, 이로부터 제어대상의 계단응답을 역라플라스변환에 의하여 계산할 수 있도록 한다. 아래그림은 플랜트 PID 제어의 개략도를 나타낸 것이다.

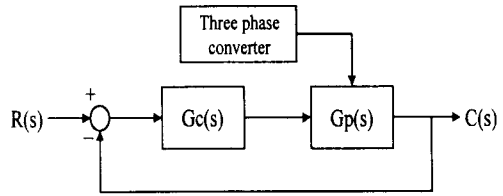


Fig. 4. PID control of plant

다음으로 설비시스템에 사용되는 Fuzzy추론 부가 PID제어기의 블록선도를 그림 5에서 나타내었다.

이 블록선도에서 나타낸 바와 같이 목표치로 계단입력을 가하면, 동정부에서 제어대상을 동정한 후 계산된 K, L, T의 값은 초기 PID값을 설정하기 위하여 PID 설정부로 입력된다. 이 때, Ziegler-Nichols의 한계 감도법으로 초기 PID계수가 설정된 후 PID제어기의 출력은 제어대상에 입력되고, 이것의 계단입력 응답을 feedback시켜서 퍼지 추론부의 파형인식부를 거쳐서 4가지의 평가지수 값을 계산하고, 또한 퍼지 평가함수를 구하며, 이것은 다시 퍼지 추론부를 통하여 조금전의 퍼지 평가함수의 값과 비교하며, 대소에 따라 현재의 PID값의 저장 유무를 가리게 된다. 만일 지금의 값이 조금전의 값보다 크게되면, 지금의 PID값과 평가함수의 값을 기억장치에 기억시키고, 다른 PID값을 설정하여 다시 앞의 과정을 반복한다. 이렇게 하여 퍼지 평가함수의 값이 최대가 되는 PID값을 얻을 수가 있다.

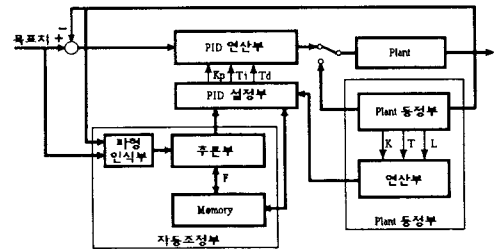


Fig. 5. Block diagram of PID control system using fuzzy inference

2.2.2 제어기 및 제어대상의 정식화

제어대상을 수학적 모델로 유도할 수 있는 경우, 폐루프 시스템의 과도 및 정상 상태의 조건을 만족하는 제어기의 파라미터를 결정하는데 여러 가지 설계방식의 적용이 가능하지만 제어 대상이 너무 복잡하여 수학적 모델을 쉽게 얻을 수 없을 때에는 PID제어기 설계의 해석적 접근이 불가능하므로 제어기 설계에 실험적 접근이 필요하다.

따라서, 시뮬레이션에 사용한 PID제어기의 전달함수는 다음과 같이 정의한다.

$$G_C(S) = K_P(1 + \frac{1}{T_I S} + T_D S) \quad (5)$$

여기서 K_P 는 제어기의 비례이득, T_I 는 적분시간, T_D 는 미분시간이다.

그리고 Ziegler-Nichols의 한계감도법에 의해 식(5)에서 초기 PID 제어계수를 $T_D=0$, $T_I=\infty$ 로 설정함으로써 전달함수는 다음과 같다.

$$G_C(S) = K_P \quad (6)$$

제어대상은 가장 일반적인 모델인, K pfm ller의 방법을 사용한 1차 지연계를 채택하기로 한다. 이렇게 하여 모델링된 제어대상의 전달함수는

$$G_P(S) = \frac{K e^{-LS}}{1 + TS} \quad (7)$$

와 같고 e^{-LS} 를 2차까지 Pad  근사화한 식은 다음과 같다.

$$e^{-LS} = \frac{1 - \frac{L}{2} S + \frac{1}{12} L^2 S^2}{1 + \frac{L}{2} S + \frac{1}{12} L^2 S^2} \quad (8)$$

식(8)을 식(7)에 대입하여 얻은 제어대상의 전달함수는 다음과 같다.

$$G_P(S) = K \frac{(L^2 S^2 - 6LS + 12)}{TL^2 S^3 + (6TL + L^2)S^2 + (12T + 6L)S + 12} \quad (9)$$

식(9)와 식(6)에 의해서 전방경로 전달함수 $G(s)$ 를 계산하면, 다음과 같다.

$$G(S) = KK_P \frac{(L^2 S^2 - 6LS + 12)}{TL^2 S^3 + (6TL + L^2)S^2 + (12T + 6L)S + 12} \quad (10)$$

제어대상의 폐루프 전달함수를 계산하면,

$$M(S) = \frac{G(S)}{1 + G(S)} = \frac{KK_P(L^2 S^2 - 6LS + 12)}{TL^2 S^3 + (6TL + L^2 + KK_P L^2)S^2 + (12T + 6L - 6KK_P L)S + 12KK_P + 12} \quad (11)$$

가 된다.

이제 제어대상만 결정되면 (K , L , T 값의 결정), Ziegler-Nichols의 한계감도법 및 Routh-Hurwitz의 안정도 판별법을 이용하여 PID 제어계수 (K_P , T_I , T_D)를 결정한다.

다음은 퍼지 평가함수에 대한 정식화로서 제어대상에 대한 계단응답의 패턴을 분석하기 위한 평가지수로서 최대 오버슈트(OV), 감쇠비(DP), 상승시간(RT), 정정시간(ST)을 채택하였다. 이는 초기 응답특성을 나타내는 것으로 응답의 변화에 대한 평가지수가 될 수 있다. 이것들은 그림 6과 같이 정의한다.

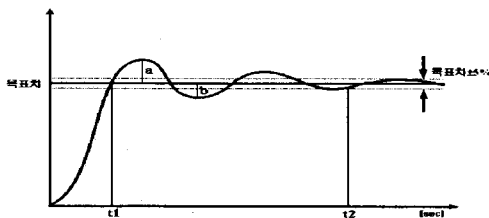


Fig. 6. An criterion index of step response

그림 6에서 정의한 평가지수들은 다음과 같다.

$$a = \text{최대오버슈트} \quad \frac{b}{a} = \text{감쇠비}$$

$$t_1 = \text{상승시간} \quad t_2 = \text{정정시간}$$

그리고 그림 6에서 정의한 평가지수들의 퍼지 소속수를 그림 7과 같이 정의하였다.

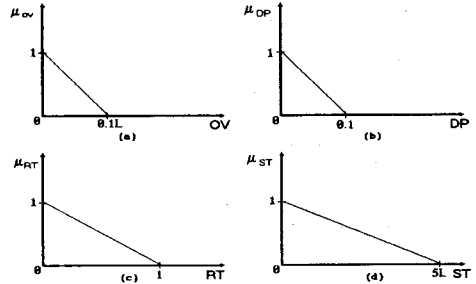


Fig. 7. Fuzzy membership function

그림 7에서 OV, DP, RT, ST의 멤버쉽함수는 각각 μ_{OV} , μ_{DP} , μ_{RT} 및 μ_{ST} 이다. 실험에 의한 결과 오버슈트와 상승시간은 제어대상의 부동자시간(L)값에 따라 변화가 심하여 때로는 소속함수의 값이 1과 0사이의 값이 아니라 항상 0이 되어 퍼지 평가지수가 제대로 구할 수 없게 되는 경우가 있었기 때문에 L 값에 따라 소속함수의 폭을 가변할 수 있도록 퍼지 소속함수를 정의하였다. 그리고 각각의 소속함수의 최대치를 제어대상의 특징에 따라 특정한 지수에 비중에 더 줄 수 있도록 하였다. 따라서 본 장에서 제안한 퍼지 평가함수를 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$F = W_{OV} \times \mu_{OV} + W_{DP} \times \mu_{DP} + W_{RT} \times \mu_{RT} + W_{ST} \times \mu_{ST} \quad (12)$$

여기서 W_{OV} , W_{DP} , W_{RT} , W_{ST} 는 최대 오버슈트, 감쇠비, 상승시간 및 정정시간의 하중이다.

다음은 제안한 Ziegler-Nichols방법과 퍼지제어기의 제어알고리즘을 순서대로 나타낸 것이다.

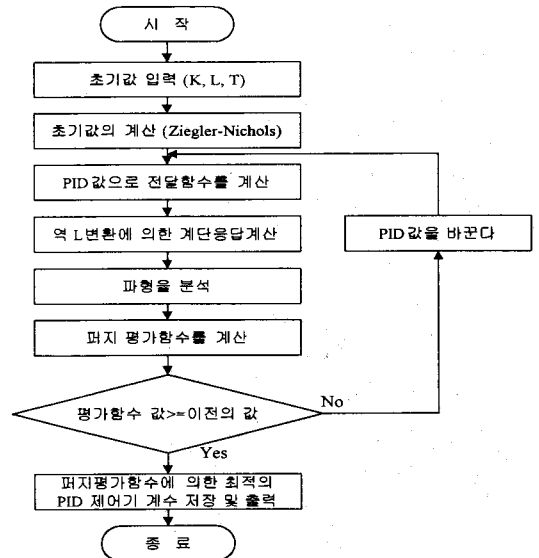


Fig. 8. Flow chart of the proposed control system

2.3 시뮬레이션 결과 및 검토

시뮬레이션에서 제어 스위치는 가변저항 스위치로 가정하고 그 외 소자는 이상적인 소자로 하였으며 PID제어를 하기 위하여 수치계산 프로그램언어인 MATLAB을 이용하여 자동 동조 프로그램을 제작 사용하였다

표1은 시뮬레이션에 사용된 회로정수이며, 표 2는 DC모터의 파라미터정수를 나타낸 것이다.

Table 1 Parameters of simulated circuit

입력 전압 V_i	50[V]
필터 LFR, LFS, LFT	100[μ H]
필터 CFR, CFS, CFT	10[μ F]
인덕터 L1, L2, L3	50[μ H]
공진 인덕터 L_r	120[μ H]
공진 콘덴서 C_r	0.1[μ F]
평활용 콘덴서 CL	1000[μ F]
스위칭 주파수 f_s	20[kHz]
류터율 D	50[%]

Table 2 Parameters of DC motor

정격 용량	2.0 [Kw]
정격 전압	220 [V]
정격 전류	20 [A]
정격 토크	1.083 [Nm]
정격 속도	1800 [rpm]
전기자 저항	2.5 [Ω]
전기자 인덕턴스	0.017 [H]
관성moment of inertia	$J = [N \cdot m \cdot sec^2 / rad]$
마찰계수	0.012[N · m · sec/rad]

제안한 회로의 입력 선간전압, 상전압과 상전류 및 L1, L2, L3의 불연속 전류의 시뮬레이션 파형을 그림 9에 나타낸다.

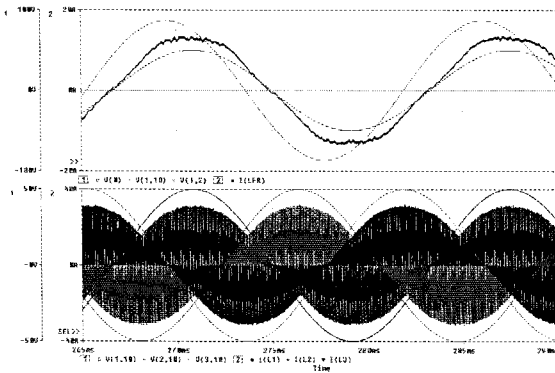


Fig. 9 Input line voltage, phase voltage, phase current and discontinuous current waveforms of proposed circuit

그림10은 제안한 회로의 각부 시뮬레이션 파형을 나타낸 것이다. 그림 11은 제안된 컨버터와 부분공진의 기법이 적용되지 않은 기존의 하드 스위칭 컨버터의 역률 측정을 비교하여 나타내며, 그림 12는 효율을 측정하여 비교하여 나타내었다.

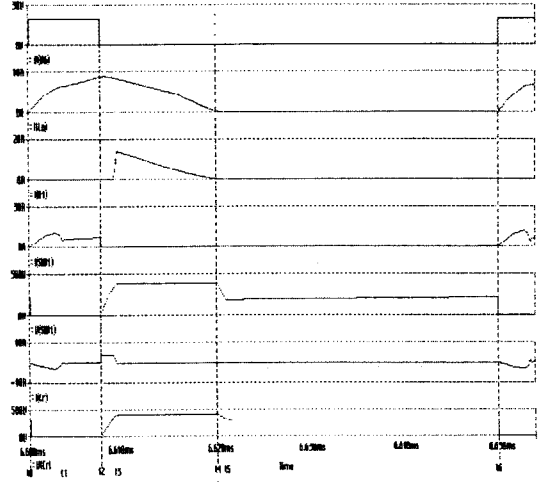


Fig. 10 Operating waveforms of Partial resonant converter

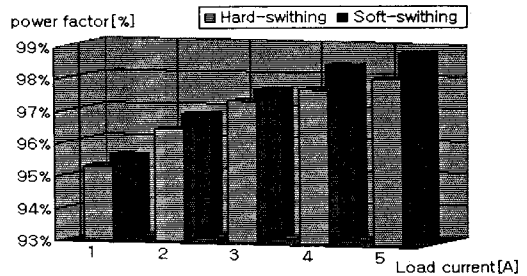


Fig. 11 Power factor comparison of proposed soft switching converter and conventional hard switching converter

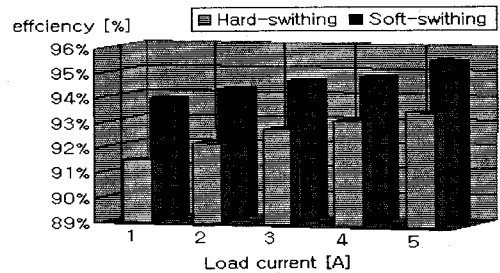


Fig. 12 Efficiency comparison of proposed soft switching converter and conventional hard switching converter

그림 13은 제안된 제어기의 계단응답그래프를 Ziegler-Nichols 한계감도법에 의하여 구한 그래프이다.

또한 Ziegler-Nichols 한계감도법에 의한 PID 계수를 피지평가함수의 입력부에 입력시켜 검색 범위를 안정한계값의 $\pm 20\%$ 범위 내에서 5%씩, 각각 10단계로 파라미터를 변화시킨 Fuzzy제어방식의 그래프를 그림 14에 나타내었다.

그림 13과 그림 14의 시뮬레이션 결과를 비교하여보면 기존의 Ziegler-Nichols한계감도법보다 Fuzzy제어 방법이 더욱 좋은 출력응답을 보였다.

(참 고 문 헌)

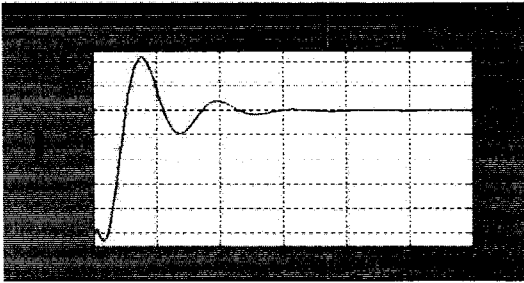


Fig. 13. Step-response by Ziegler-Nichols method

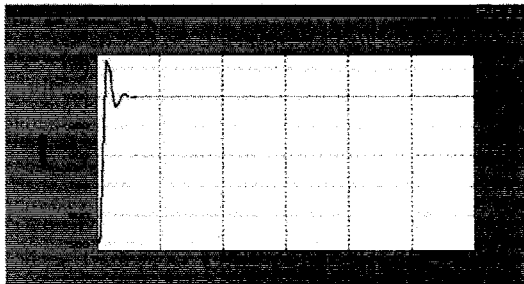


Fig. 14. Step-response by fuzzy inference

3. 결 론

본 연구에서 사용된 스위치들의 동작은 스위치 동작시에만 공진 회로를 형성시키는 부분 공진의 기법이 적용되어 스위치들의 스위칭 손실을 저감시키며, 부분 공진으로 인하여 공진 회로의 손실 및 공진용 소자들의 스트레스를 감소시켜 주었다. 그리고 본 회로의 부분 공진 컨버터는 구조적으로 일반적인 부스트 컨버터에 사용되는 승압용 인덕터와 스위칭 모드 전력변환기에 이용되는 스너버 회로의 스너버 콘덴서를 이용하여 실현되었다. 그러므로 제안 회로에서 인덕터는 승압과 공진용으로 이용되고 스너버 콘덴서가 공진용 소자로 이용됨으로써 회로 구조가 간단하다. 또한 스너버 콘덴서는 공진 회로의 동작에 의해 콘덴서에 축적된 에너지를 전원측으로 회생시켜 무손실 스너버 콘덴서로 되고, 회생된 에너지는 승압용 소자에 부여되어 같은 전력 용량하에서 하드 스위칭 동작과 비교하여 스위칭의 듀티율이 적게 되어 변환기의 효율을 더욱 증대시키는 장점이 부여되었다. 또한 컨버터를 이용함으로써 출력전압을 증대시킬수 있으며, 한편 스위칭 주파수를 증가시키고, 출력측에 필터를 연결하여 저차 고조파를 제거할 수 있었다.

그리고 Ziegler-Nichols 한계감도법과 퍼지평가함수를 사용한 자동동조 PID제어기를 사용하여 다음과 같은 특징을 얻을 수 있다.

- 1) Fuzzy 제어는 제어대상의 부동작 시간 변화 및 시정수의 변화에도 적응성이 좋다.
- 2) Fuzzy 평가함수의 하중변화에 의해 응답특성의 조절이 가능하다.
- 3) 제어규칙을 찾기 힘든 비선형성이 강한 시스템에서 적용이 가능하다.

[1] P. D. Garcia and I. Barbi, "A Family of Resonant DC-link Voltage Source Inverters", IEEE IECON, Rec., pp. 844-849, 1990.

[2] K.J Astrom et al. , "Automatic tuning and adaptation for PID Controllers - A survey", Control Eng. Practice Vol.1 No.4, pp. 699-714, 1993.

[3] D. K. Kwak and H. W. Lee, "Single-Phase converter with partial resonant circuit" KIEE Autumn Conf. Rec. pp. 129-131, 1993.

[4] H. Oishi, H. Okada, K. Ishizaka & R. Itoh: "Single-Phase Switch-Mode Rectifier Employing Voltage-Reversal Circuit Switched with a Fixed Frequency", IEE Electr. Power Appl., 142-154, 1995.

[5] 李壽欽 外, "퍼지 평가함수를 사용한 PID제어기의 자동동조" 照明·電氣設備學會誌 第8卷 第3號, pp. 64-70, 1994.

[6] 李壽欽, 朴賢泰, 李來一, "전력설비시스템을 위한 퍼지 평가함수와 신경회로망을 사용한 PID제어기의 자동동조" 照明·電氣設備學會誌 第13卷 第2號, pp. 63-70, 1999.