

직렬 공진형 컨버터의 새로운 상태궤환 제어

New State Feedback Control for Series Resonant Converter

曹 一 權* · 金 萬 高* · 李 大 植* · 尹 明 重***
 (Il-Kwon Cho · Marn-Go Kim · Dae-Sik Lee · Myung-Joong Yoon)

요 약

본 논문에서는 직렬 공진형 컨버터의 안정성과 과도응답 특성을 개선하기 위하여 새로운 상태궤환 제어 방법을 제안한다. 제안된 제어 방법은 아날로그호로써 매우 간단하게 구현될 수 있다. 실제 변수가 상태궤환 이득들의 비율로 주어지기 때문에 한 차수 줄어드는 효과가 있다. 제안된 제어 방법을 사용한 직렬 공진형 컨버터의 페루프 다이내믹 모델링이 유도 되고, 적절한 궤환 이득을 선택 할 수 있는 이득 곡선이 주어진다. 실험을 통해서 제안된 제어 방법의 타당성을 확인 하고 주파수 제어 방법과의 성능 비교를 한다.

Abstract- A new state feedback control scheme is proposed to improve the stability and dynamic performances of the series resonant converter(SRC). The proposed scheme can be easily implemented without speed limitation. Design parameter of the proposed control is the ratio of the state feedback gains. A closed loop dynamic modeling for the SRC with the proposed control law is derived. Parametric curves which can be used to select the design parameter in the control system are presented. The experimental results show that the excellent dynamic performance of the converter can be obtained by properly selecting the design parameter. The results are further compared with both the theoretical analysis and the frequency control.

1. 서 론

최근 수십년동안 공진형 컨버터에 대한 많은 연구가 진행되고있다. PWM 컨버터(pulse width

modulated converter)에 비해 공진형 컨버터(resonant converter)의 장점으로는 첫째 높은 주파수에서의 스위칭 손실이 적은점, 둘째 EMI필터링(electromagnetic interference filtering)이 쉬운점, 셋째로는 콤포넌트 스트레스(component stress)가 감소 된다는 점을 들 수 있다.

공진형 컨버터의 제어는 높은 주파수의 LC공진 탱크의 존재로 인하여 PWM컨버터에 비해 매우 어렵다. 지금까지 공진형 컨버터에 응용된 제어방

*正 會 員 : KAIST 電氣및 電子工學科 博士課程
 **正 會 員 : KAIST 電氣및 電子工學科 教授 · 工博
 接受日字 : 1990年 2月 20日
 1次修正 : 1990年 7月 13日

법을 보면

- (1) Analog-signal-to-discrete-time-interval conveter (ASDTIC) control
- (2) Diode-conduction-angle control
- (3) Frequency control
- (4) Capacitor-voltage control
- (5) Optimal-trajectory control

등이 있다[2]. 이들 중에서, 방법(1)은 [1]과 [2]에서 지적된 바와 같이 어떤 동작 상태에서는 불안정한 면을 보인다. 그리고 방법(2)와 (3)은 공진 탱크 내의 파라미터를 제어의 정보로 이용하지 않기 때문에 다이내믹 성능(dynamic performance)이 동작 조건에 크게 영향을 받는다[3]. 방법(4)는 공진 탱크 내의 한 파라미터를 제어 정보로 이용하지만 다이내믹 성능 개선에는 불충분하다. 방법(5)는 비교적 좋은 응답특성을 제공하지만 실현하기에 복잡하다[4]. 최근들어 마이크로 프로세서를 이용한 디지털 상태제환 제어 방법이 제시되었는데, 이 방법은 프로그램 할 수 있는 융통성을 갖지만 높은 주파수의 시스템을 제어 하기에는 속도적인 면에서 제어기 상의 심각한 한계를 갖는다 [5].

본 논문에서는, 직렬 공진형 컨버터의 안정도와 다이내믹 성능을 개선하기 위한 새로운 상태제환 제어 방법을 제안한다. 제안된 제어 방법은 간단한 아날로그회로로 구현될 수 있기 때문에 제어기에 있어서 속도상의 제약이 거의 없다. 제안된 제어 방법에 의한 시스템의 설계는 가변구조체 제어 방법에서 사용하는 그것과 유사하기 때문에 설계 변수가 일반적인 상태제환 제어방법에 비해 한 차수 줄어드는 효과가 있다[6, 7]. 직렬 공진형 컨버터 (Series Resonant Converter: SRC)의 상태제환 이득곡선이 유도되고 실험을 통해 제안된 제어 방법의 타당성을 확인한다. 또한, 주파수 제어 (frequency control) 방법과의 성능 비교를 통해 제안된 제어 방법의 우수성을 보인다.

2. SRC의 모델링

1) 풀브릿지 SRC의 해석

풀브릿지 SRC의 회로가 그림 1에서 보여주며 정상상태 연속도통모드(mode)의 전류와 전압 파형은 그림 2에 도시되어 있다. 그림 2에서, i_L 은 t_k 에서 다이오드 $D1-D3$ 를 통해 $t_{k,1}$ 까지 흐르고, $t_{k,1}$ 에서 i_L 은 영으로 되고 MOSFETs $Q1-Q3$ 가 ON되어 첫번째 반주기가 이루어진다. 이 반주기

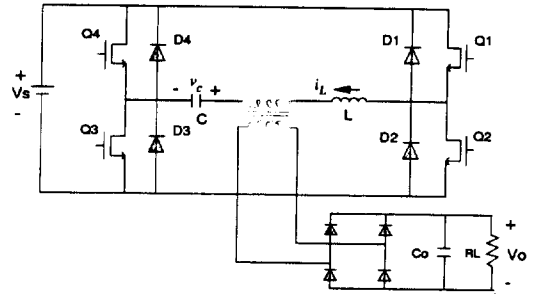


그림 1 풀브릿지 직렬 공진형 컨버터 회로
Fig. 1 Full-bridge series resonant converter circuit

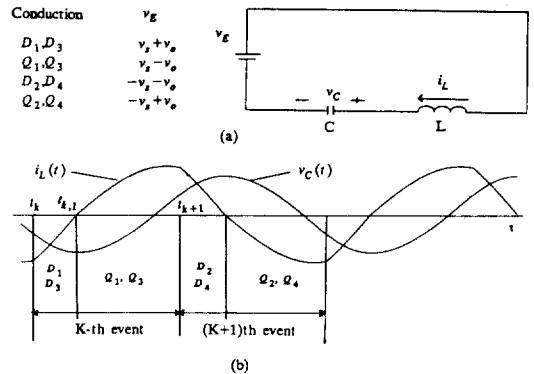


그림 2 각각의 도통 구간에 대한 공통 등가 회로 (a) 및 파형 (b)
Fig. 2 Common equivalent circuit (a) and waveforms (b) for different conduction intervals.

를 K-th event라 정의하고, 대칭성을 갖는 다른 반주기를 (K+1)th event라 정의 한다. [8, 9]

SRC의 동작특성에 관한 해석은 다음과 같은 가정하에서 수행되었다.

- 입력 전압 v_s , 출력전압 v_o , 제어입력 V_{cont} 는 상수이다.
- 회로내의 모든 스위치는 이상적이다.
- 피이드백에 의한 loading effects는 무시한다.
- 출력 변압기의 권선비는 1:1이다.

그리고 논문에서 사용될 몇가지 기호를 다음과 같이 정의 한다.

$\omega_0 = 1/(L \cdot C)^{1/2}$: 공진 각 주파수
 $Z_0 = (L/C)^{1/2}$: 특성 임피던스

$q = \nu_0 / \nu_s$: 정규화된 출력 전압

그림 2로부터 K-th event의 각 모드에 대한 인덕터 전류와 캐패시터 전압은 다음과 같이 표현된다.

D1-D3모드에 대해

$$i_L(t) = i_L(t_k) \cos \omega_0(t - t_k) - (\nu_c(t_k) - \nu_o - \nu_s) \cdot \sin \omega_0(t - t_k) / Z_0 \quad (1a)$$

$$\nu_c(t) = Z_0 i_L(t) \sin \omega_0(t - t_k) + (\nu_c(t_k) - \nu_o - \nu_s) \cos \omega_0(t - t_k) + \nu_s + \nu_o \quad (1b)$$

$; t_k < t < t_{k,1}$

Q1-Q3모드에 대해,

$$i_L(t) = -(\nu_c(t_{k,1}) + \nu_o - \nu_s) \cdot \sin \omega_0(t - t_{k,1}) / Z_0 \quad (2a)$$

$$\nu_c(t) = (\nu_c(t_{k,1}) + \nu_o - \nu_s) \cdot \cos \omega_0(t - t_{k,1}) + \nu_s - \nu_o \quad (2b)$$

$; t_{k,1} < t < t_{k+1}$

(2a)와 (2b)로부터, $t = t_{k+1}$ 에서의 인덕터 전류와 캐패시터 전압은

$$i_L(t_{k+1}) = -(\nu_c(t_{k,1}) + \nu_o - \nu_s) \cdot \sin \omega_0(t_{k+1} - t_{k,1}) / Z_0 \quad (3a)$$

$$\nu_c(t_{k+1}) = (\nu_c(t_{k,1}) + \nu_o - \nu_s) \cdot \cos \omega_0(t_{k+1} - t_{k,1}) + \nu_s - \nu_o \quad (3b)$$

여기서

$$\nu_c(t_{k,1}) = Z_0 i_L(t_k) \sin \omega_0(t_{k+1} - t_k) + (\nu_c(t_k) - \nu_o - \nu_s) \cdot \cos \omega_0(t_{k,1} - t_k) + \nu_s + \nu_o \quad (3c)$$

로 주어진다. (3c)를 (3a)와 (3b)에 대입하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$i_L(t_{k+1}) = -i_L(t_k) \sin \alpha_k \cdot \sin \beta_k - (\nu_c(t_k) - \nu_s) \cdot \cos \alpha_k \cdot \sin \beta_k / Z_0 - (2\nu_o) \cdot \sin \beta_k / Z_0 \quad (4a)$$

$$\nu_c(t_{k+1}) = Z_0 i_L(t_k) \sin \alpha_k \cdot \cos \beta_k + (\nu_c(t_k) - \nu_o - \nu_s) \cdot \cos \alpha_k \cdot \sin \beta_k + 2\nu_o \cos \beta_k + \nu_s - \nu_o \quad (4b)$$

여기서,

$$\beta_k = \omega_0(t_{k+1} - t_{k,1}), \quad \alpha_k = \omega_0(t_{k,1} - t_k).$$

이어지는 (K+1)th event에 대한 인덕터 전류와 캐패시터 전압에 대해서도 같은 방법으로 구할 수 있다. 각 반주기에 대한 인덕터 전류와 캐패시터 전압의 시작점과 끝점의 값은 부호만이 반대이므로 반주기의 해석만으로도 SRC의 특성을 해석하는 데 충분하다[10].

2) 이산 상태 방정식

반주기만의 해석으로 SRC의 특성을 나타내기 위해 아래와 같이 스위칭 순간의 상태의 크기를 이산 상태 변수로 선택하였다.

$$x_1(t_k) = -i_L(t_k), \quad x_2(t_k) = -\nu_c(t_k) \quad (5a)$$

$$x_1(t_{k+1}) = i_L(t_{k+1}), \quad x_2(t_{k+1}) = \nu_c(t_{k+1}) \quad (5b)$$

(5a)와 (5b)를 (4a)와 (4b)에 대입하면 다음과 같은 이산 상태 방정식을 얻을 수 있다.

$$x_1(t_{k+1}) = \sin \alpha_k \cdot \sin \beta_k \cdot x_1(t_k) + \left(\frac{\cos \alpha_k \cdot \sin \beta_k}{Z_0} \right) \cdot x_2(t_k) + \left(\frac{\cos \alpha_k \cdot \sin \beta_k - 2 \sin \beta_k}{Z_0} \right) \cdot \nu_o + \frac{\cos \alpha_k \cdot \sin \beta_k}{Z_0} \cdot \nu_s \quad (6a)$$

$$x_2(t_{k+1}) = -Z_0 \sin \alpha_k \cdot \cos \beta_k \cdot x_1(t_k) - \cos \alpha_k \cdot \cos \beta_k \cdot x_2(t_k) - (1 + \cos \alpha_k \cdot \cos \beta_k - 2 \cos \beta_k) \cdot \nu_o + (1 - \cos \alpha_k \cdot \cos \beta_k) \cdot \nu_s \quad (6b)$$

여기서

$$\alpha_k = \tan^{-1} \left(\frac{Z_0 x_1(t_k)}{x_2(t_k) + \nu_o + \nu_s} \right) \quad (6c)$$

3) 정상 상태의 해

시스템이 정상 상태에서 동작할 때 (6a)와 (6b)는 다음을 만족 해야 한다.

$$x_1(t_{k+1}) = x_1(t_k) \quad (7)$$

$$x_2(t_{k+1}) = x_2(t_k) \quad (8)$$

(7)과 (8)를 (6a)와 (6b)에 대입하고 부표(k, k+1)를 제거하면 다음과 같은 식이 얻어진다.

$$x_1 = \frac{-2 \cdot \sin \beta}{z_0 \cdot (1 + \cos \gamma)} \cdot \nu_o + \frac{2 \cdot \cos \alpha \cdot \sin \beta}{z_0 \cdot (1 + \cos \gamma)} \cdot \nu_s \quad (9)$$

그리고

$$x_2 = \left(-1 + \frac{2 \cdot \cos \beta}{1 + \cos \gamma} \right) \cdot \nu_o + \left(1 - \frac{2 \cdot \cos \alpha \cdot \cos \beta}{1 + \cos \gamma} \right) \cdot \nu_s. \quad (10)$$

(9)과 (10) 그리고 (6c)를 연립하여 풀이하면 다음과 같은 정상상태 해를 얻을 수 있다.

$$x_{1ss} = \frac{\nu_s}{z_0} \left(\frac{2 \cdot \sin \alpha \cdot \sin \beta}{\sin \gamma} \right) \quad (11)$$

$$x_{2ss} = -x_{3ss} + x_{3ss} \cdot \left(\frac{\cos \alpha + \cos \beta}{1 + \cos \gamma} \right) \quad (12)$$

$$x_{3ss} = \left(\frac{\sin \beta - \sin \alpha}{\sin \gamma} \right) \cdot \nu_s \quad (13)$$

$$\alpha = \tan^{-1}(A/B) - \cos^{-1}\{C/(B^2 + A^2)^{1/2}\} \quad (14)$$

여기서

$$A = \frac{x_{3ss} \cdot \cos\beta}{\nu_s} + 1$$

$$B = \frac{x_{3ss} \cdot \sin\beta}{\nu_s}$$

$$C = \sin\beta$$

4) 소신호 모델

상태 변수의 순시 값은 그것의 동작점 값과 섭동 값의 합으로 나타낼 수 있다. 즉, $x_i(t_k) = x_{iss} + \hat{x}_i(t_k)$ 이다. (6a)와 (6b)을 어떤 동작점에 대해 멱급수(Taylor series)를 써서 전개하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x_i(t_{k+1}) &= x_{iss} + \hat{x}_i(t_{k+1}) \\ &= f_i(x_{1ss}, x_{2ss}, x_{3ss}, \beta_{ss}, \nu_s, \beta_{ss} + \hat{\beta}_k, \nu_s) \\ &= f_i(x_{1ss}, x_{2ss}, x_{3ss}, \beta_{ss}, \nu_s) + \frac{\partial f_i}{\partial x_1} |_{ss} \cdot \hat{x}_1(t_k) \\ &\quad + \frac{\partial f_i}{\partial x_2} |_{ss} \cdot \hat{x}_2(t_k) + \frac{\partial f_i}{\partial \beta} |_{ss} \cdot \hat{\beta}_k \\ &\quad + \frac{1}{2!} \cdot \frac{\partial^2 f_i}{\partial x_1^2} |_{ss} \cdot \hat{x}_1^2 + \dots, i=1, 2. \end{aligned} \quad (15)$$

여기서, $|_{ss}$ 는 평면의 정상 상태의 상태 값에 대해 평가된다는 것을 의미한다. 정상상태 값에 비해 섭동 값이 작다는 가정하에 (15)의 2차 이상의 항을 무시하면 다음과 같은 SRC의 선형화된 모델을 얻을 수 있다.

$$\hat{X}(t_{k+1}) = \Phi \cdot \hat{X}(t_k) + \Theta \cdot \beta_k \quad (16)$$

여기서

$$\begin{aligned} \hat{X}(t_k) &= [\hat{x}_1(t_k) \ \hat{x}_2(t_k)]^T \\ \phi_{11} &= \sin\alpha \cdot \sin\beta, \quad \phi_{12} = \cos\alpha \cdot \sin\beta / Z_o, \\ \phi_{21} &= -Z_o \cdot \sin\alpha \cdot \cos\beta, \quad \phi_{22} = -\cos\alpha \cdot \cos\beta, \\ \theta_{11} &= (\nu_s - x_{2ss} - \nu_o) / Z_o, \quad \theta_{21} = x_{1ss} \cdot Z_o. \end{aligned}$$

3. 제어 방법과 설계 지침

본 제어 방법에서는 LC 공진 탱크내의 전류와 전압의 순시 반응을 개선시키고자 한다. 제안된 제어기를 사용한 SRC의 블럭 선도를 그림 3에 표시하였다. 그리고 제안된 제어 법칙은 다음과 같이 표시된다.

$$l_1 Z_o x_1(t_{k+1}) + l_2 x_2(t_{k+1}) = V_{cont} \quad (17)$$

(17)은 트랜지스터의 스위칭 순간을 결정하고 간단한 아날로그 회로로 실현될 수 있다. 그림 4는 (17)의 제어 회로와 파형을 나타낸다. 이 그림에서 보는 것 처럼 공진 전류와 전압의 합이 V_{cont}

와 만나는 순간 트랜지스터는 번갈아가며 스위칭이 일어난다.

그림 5는 (17)을 상태 평면(state plane)에서 표현한 그림이다. 이 그림에서 보면, (17)은 스위칭 라인(switching line)을 결정하고 그 스위칭 라인의 기울기는 케환 이득들의 비와 밀접한 관계가 있음을 알 수 있다.

상태 변수의 섭동 값에 대해서, 그림 5의 스위칭 라인은 다음 식으로 표시된다.

$$l_1 Z_o \hat{x}_1(t_{k+1}) + l_2 \hat{x}_2(t_{k+1}) = 0$$

위의 식을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$L \hat{X}(t_{k+1}) = 0 \quad (18)$$

여기서, $L = [l_n \ 1]$, $l_n = l_1 Z_o / l_2$.

식(18)로부터 제어된 시스템의 다이내믹 특성이 이득비 l_n 에 의존한다. 따라서, 이득비 l_n 이 설계

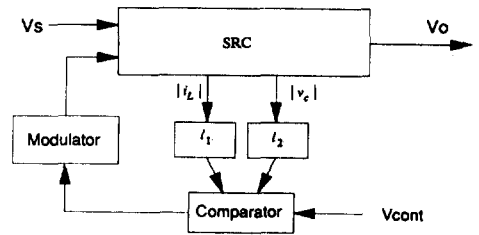


그림 3 제안된 제어기를 사용한 SRC의 블럭선도
Fig. 3 Block diagram of SRC with proposed control

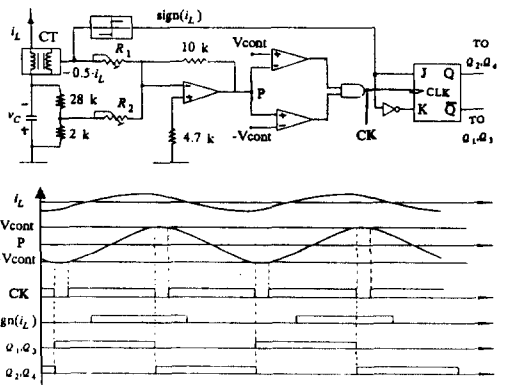


그림 4 제안된 제어기의 회로도와 파형
Fig. 4 Proposed controller circuit and waveforms

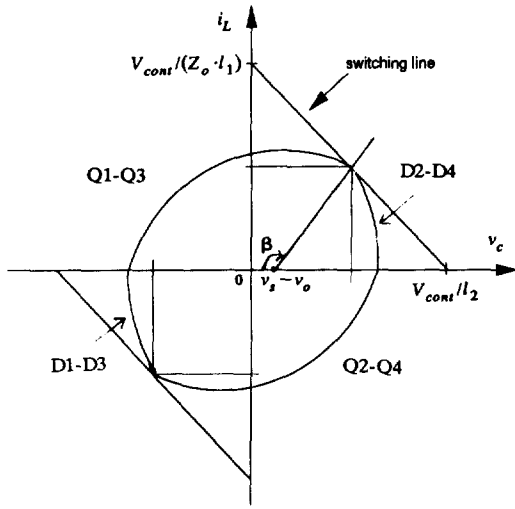


그림 5 상태 평면상의 제어법칙
Fig. 5 Control law on the state plane

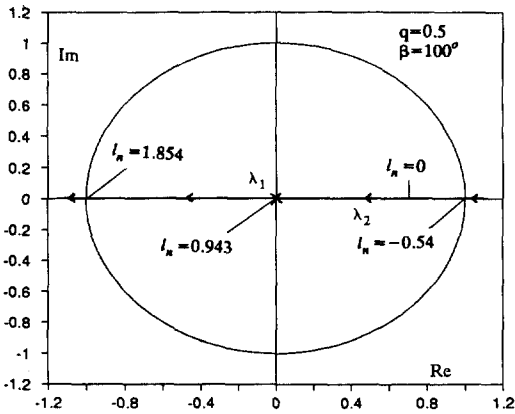


그림 6 상태 제환에 의해 제어된 SRC의 근계적
Fig. 6 Root locus of the state feedback controlled SRC

변수가 되며 이것을 정규화된 이득(normalized gain)이라 정의한다.

(16)을 (18)에 대입 하므로서 β_k 는 다음과 같이 구해진다.

$$\beta_k = -(L \cdot \Theta)^{-1} L \cdot \Theta \cdot \bar{X}(t_k) \quad (19)$$

결국, (19)를 (16)에 대입하면 다음과 같은 페루프 시스템의 선형화된 소신호모델을 얻을 수 있다.

$$\bar{X}(t_{k+1}) = \Phi_c \cdot \bar{X}(t_k) \quad (20)$$

여기서,

$$\Phi_c = \Phi - \Theta \cdot (L \cdot \Theta)^{-1} \cdot L \cdot \Phi, \quad (21)$$

시스템의 다이내믹스는 다음과 같은 특성 방정식의 근에 의해 지배된다.

$$|zI - \Phi_c| = 0$$

위 방정식의 근이 z-plane에서 단위 원 안에 있으면 시스템은 안정하고 원안의 근의 위치가 컨버터의 과도 상태 응답특성을 결정한다. 그림 6은 한 동작점에서의 상태 제환 제어된 SRC의 근 제적을 나타낸다. 이 그림에서 볼 수 있듯이, i_n 이 -0.54와 0.943사이 값일때 시스템은 overdamped 응답을 나타내며 i_n 이 0.943과 1.854 사이일때 underdamped 응답을 보인다. i_n 이 0.943일때, 시스템의 pole이 원점에 존재하여 순시치 응답은 가

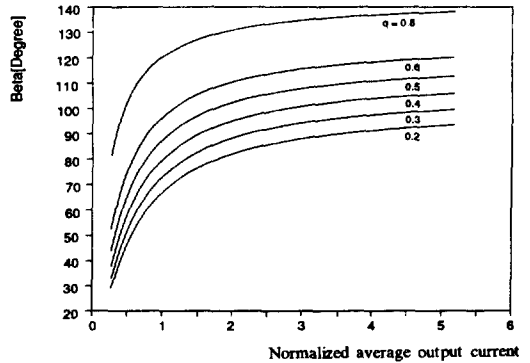


그림 7 정규화 출력 전류에 대한 β 곡선
Fig. 7 Beta versus normalized average output current

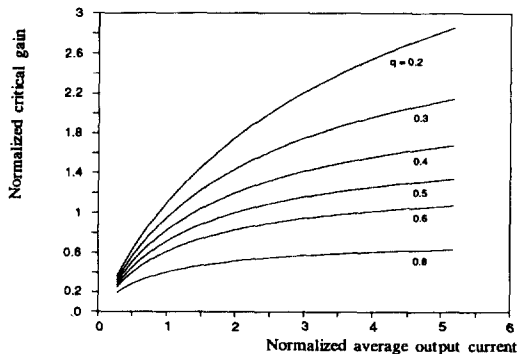


그림 8 정규화 절대 이득 곡선
Fig. 8 Normalized critical gain curves

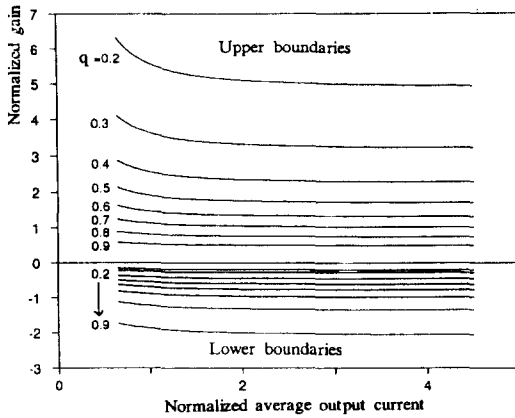


그림 9 안정도 경계치의 이득곡선
Fig. 9 Normalized stability-boundary gain curves.

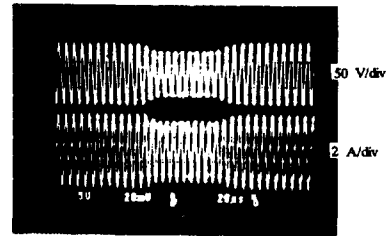
장 빠르고 안정성도 가장 우수하다. 또한, 이 이득은 underdamped 응답과 overdamped 응답의 경계인 critical-damped 응답을 주므로 절대 이득 (critical gain) 으로 정의한다. l_n 이 안정도 경계치인 -0.54 와 1.854 의 밖의 값일때는 시스템이 불안정하게 된다. 따라서, 제어기 설계시 필요한 정보를 줄 수 있는 것은 안정도 경계치와 절대 이득이 된다.

그림 7는 제어 입력 β 에 대한 정규화 평균 출력 전류(normalized average output current)를 나타낸다. 그림 8은 각 동작 점에서의 정규화된 평균 출력 전류에 대한 절대 이득을 나타내고 표시된 절대 이득은 시스템의 pole을 영점에 두는 값이다. 이 절대이득보다 큰 이득에서는 제어된 SRC는 주어진 동작점에 대해 underdamped 응답을 절대 이득보다 작은 이득에서는 overdamped 응답을 보이게 된다. 그림 9는 정규화 평균 출력 전류에 대한 시스템의 안정도 경계(stability boundary)에서의 정규화 된 이득을 나타낸다. 안정한 시스템을 위해 케환 이득은 이 경계치보다 안쪽의 값이 선택 되어야 한다.

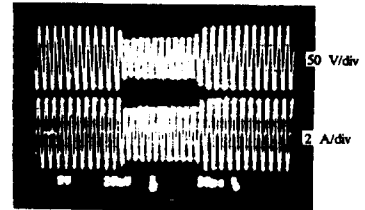
4. 실험 결과

제안된 제어기를 응용한 SRC는 공진 주파수보다 높은 주파수로 동작 시켰다. 시뮬레이션과 실험에 사용된 SRC의 파라메타는

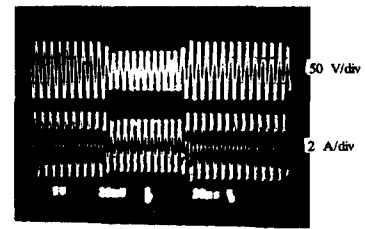
$$v_s = 34V \quad : \text{압력 전압}$$



(a)



(b)



(c) 20 μ s/div

그림 10 제안된 제어기에 의한 SRC의 과도응답 특성

Fig. 10 Transient resonant tank responses of proposed control

(a) $l_n = 0.193$ (b) $l_n = 0.617$ (c) $l_n = 1.2$

- $C = 0.047\mu F$: 공진 캐패시턴스
- $L = 0.037mH$: 공진 인덕턴스
- $C_o = 100\mu F$: 출력 필터 캐패시턴스
- $Z_o = (L/C)^{1/2} = 28.06\Omega$: 특성 임피던스
- $f_o = 120.7kHz$: 공진 주파수

등 이다.

그림 10은 제안된 제어기에 의한 SRC의 인덕터 전류와 캐패시터 전압의 응답을 보여주고 있고 이 그림으로부터 시스템의 다이내믹 응답 특성이 케환 이득에 영향을 받음을 알 수 있다. 이 실험에서 정규화 평균 출력 전류를 1.1에서 1.5로 변화 시켰고, 이때의 $q (=v_o/v_s)$ 는 0.45이었다. 이 경우에, 그림 8에서 알 수 있는 것 처럼, 높은 동작 점에서의 절대 이득은 1.05이고 낮은 동작 점에서의 절대 이득은 0.9이다. 그림 10(a)는 l_n 이

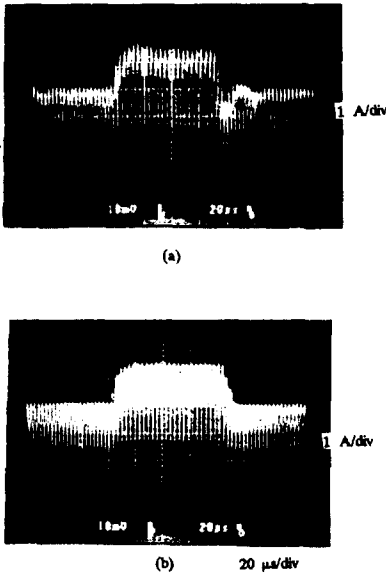


그림 11 SRC의 출력 전류 파형
 (a) 주파수 제어방법 (b) 제안된 제어 방법
Fig. 11 Experimental output current responses
 (a) Frequency control (b) Proposed control

0.193일때의 응답으로서 overdamped 특성을 보인다. I_n 이 0.617로 증가 되었을때의 개선된 응답이 그림 10(b)에 나타나 있다. 이것은 시스템의 근이 z-plane의 원점에 가까이 존재하여 응답 특성이 빨라졌음을 의미한다. I_n 이 1.2일때의 underdamped 응답특성이 그림 10(c)와 같이 나타났다. 따라서, 그림 10은 I_n 의 변화에 따른 시스템의 응답특성이 Root Locus 해석에 의해 예측된 바와 같이 거의 일치함을 볼 수 있다. 이 근소한 차이는 (1) 공진 탱크의 직렬 저항, (2) 제어기의 시간지연, (3) 측정오차 등에 기인하였다고 볼 수 있다.

그림 11는 q 가 0.3일때 주파수 제어에 의한 응답과 제안된 방법에 의한 출력 전류의 응답을 실험을 통해 비교하였다. 이 실험 결과는 제안된 제어 방법에 의한 SRC의 다이내믹 특성이 주파수 제어 방법에 의한 특성보다 매우 우수함을 보여 주고 있다.

5. 결 론

직렬 공진형 컨버터의 안정성과 과도 응답 성능

을 개선하기 위하여 새로운 상태 궤환 제어 방법을 제안하였다. 직렬 공진형 컨버터는 비 선형적인 시스템이므로 각 동작점에 대해 동작점에 시스템에 대한 분석과 제어기의 설계가 이루어졌다. 제안된 제어 방법은 아날로그 회로로써 매우 간단하게 실현될 수 있다. 그리고 설계 변수가 상태 궤환 이득들의 비율로 주어지기 때문에 한 차수 줄어드는 효과가 있다. 제안된 제어 방법을 기초로 직렬 공진형 컨버터의 페루프 다이내믹 모델링이 유도 되었고 제어 시스템 설계시 적절한 궤환 이득을 선택할 수 있는 이득 곡선이 주어졌다. 실험을 통해서 제안된 제어 방법의 타당성을 확인하였고 주파수 제어 방법과의 성능 비교를 통해 제안된 방법의 우수성을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] S.W.H. De Haan, "A new integral pulse module for the series resonant converter," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. IE-31, no. 3, August 1984.
- [2] R. Orugahli and F.C. Lee, "Resonant power processors: Part II -Methods of control," IEEE-IAS 1984 Annual Meeting, Conf. Rec., pp. 868~878, 1984.
- [3] M.G. Kim, D.S. Lee, and M.J. Youn, "A discrete time domain modeling and analysis of inner-feedback-controlled series resonant converter," Conf. Rec. IPEC-Tokyo'90, pp. 220~227, 1990.
- [4] R. Oruganti, J.J. Yang and F.C. Lee, "Implementation of optimal trajectory control of series resonant converter," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 451~459, 1987.
- [5] M.E. Elbuluk, G.C. Verghese and J.G. Kassakian, "Sampled-data modeling and digital control of resonant converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 3, pp. 344~354, July 1988.
- [6] B. Drazenovic, "The invariance conditions in variable structure systems," Automatica, pp. 287~295, May 1969.
- [7] V.I. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes," IEEE Trans. Automatic control, vol. AC-22, April 1977.
- [8] R.J. King and T.A. Start, "A large-signal

- dynamic simulation for the series resonant converter," IEEE Trans. Aerospace electron. Syst., vol. AES-19, No. 6, Nov. 1983.
- [9] ____ "Small-signal model for the series resonant converter," IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst., vol. AES-21, No. 3, May 1985.
- [10] G.C. Verghese, M.E. Elbuluk and J.G. Kassakian, "A general approach to sampled-data modeling for power electronic circuits," IEEE Trans. Power Electron, vol. 1, pp. 76~89, April 1986.