

## 출력 전압 맥동 감소를 위한 직렬 공진형 변환기의 제어기 설계

### Controller Design of the Series Resonant Converter for Reducing Output Voltage Ripple

金 萬 高\* · 韓 宰 元\* · 尹 明 重\*\*

(Marn-Go Kim · Jae-Won Han · Myung-Joong Youn)

#### 요 약

입력 전압의 저주파수 맥동에 의해 직렬 공진형 변환기의 출력 전압이 영향을 받는데, 이 영향을 감소시키기 위하여 출력 피드백 비례적분 제어기가 사용되었다. 직렬 공진형 변환기의 페루프 시스템을 기술하기 위하여 선형화된 소신호 모델을 도입하였고, 페루프 선형 모델로부터 안정도 및 퍼센트 맥동조건을 만족시키는 비례적분 제어기의 설계 방정식을 유도하였다. 유도된 수식을 이용하여 설계된 제어기의 이득의 유용성을 실험을 통해 확인 할 수 있었다.

**Abstract**—A small-signal low-frequency disturbance of the input line affects the regulated-output voltage of the series resonant converter. To mitigate the detrimental effect, the output feedback PI-controller is employed. Small-signal linear models are represented to characterize the closed-loop series resonant converter system. Design equations for the PI-controller which satisfy stability and percent ripple conditions are derived from the closed-loop linear model. Experimental results are presented which show excellent correlation with theory.

#### 1. 서 론

직렬 공진형 변환기(SRC)는 높은 효율, 신뢰성, 경제성, 낮은 방사잡음 등의 장점을 갖추고 있을 뿐 아니라 대전력에 사용이 가능하여 항공산업에 널리 이용되고 있다.<sup>1~2)</sup>

일반적으로 직류 변환기(DC-to-DC converter)의 입력 직류 전압을 얻기 위하여 전력선의 교류 전압을 정류하여 이용한다. 정류된 전압은 직류 전압 이외에 전력선 주파수의 고조파 성분을 포함하고 있는데, 고조파 성분은 직렬 공진형 변환기에 영향을 주어 출력 전압에 맥동이 생기게한다. 이러한 고조파 성분을 줄이기 위해 큰 입력단 LPF(low pass filter)를 사용할 경우 직류 변환기의 무게, 부피, 가격 등이 커지게된다.<sup>3)~5)</sup>

본 논문에서는 고조파 성분을 줄이기 위해 큰 입력단 LPF를 사용하지 않고 대신에 출력 전압 맥동을 감소시키기 위한 비례적분 제어기를 설계하는 방법을 제안하였다. 제어기를 설계하기 위하여 직렬 공

\*正 會 員 : 韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科 博  
士過程

\*\*正 會 員 : 韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科 副  
教授 · 工博

接受日字 : 1988年 3月 28日

1次修正 : 1988年 5月 3日

진행 변환기에 관한 기존의 선형화된 모델을 도입 하였으며, 이 모델을 이용하여 베투프 시스템에 대한 전달함수를 구한 후 전체 시스템이 안정하기 위한 비례 적분 제어기의 이득의 범위를 Routh-Hurwitz criterion을 이용하여 수식적으로 유도하였다. 시스템이 안정하기 위한 이득의 범위 내에서 입력전압의 저주파수 백동에 대해 출력전압의 저주파수 백동이 원하는 범위 이하로 감소시키기 위한 상수 이득 사이의 관계를 구하였으며, 유도된 수식을 이용하여 설계된 비례적분 제어기의 이득의 유용성을 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다.

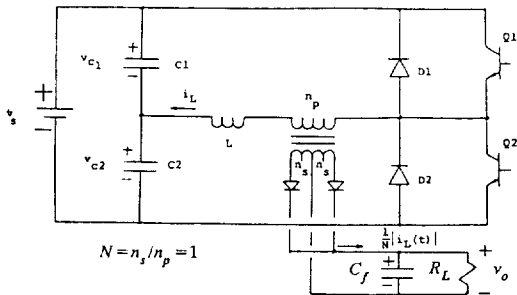


그림1 반브릿지 SRC의 기본 회로  
Fig.1 Basic half-bridge SRC circuit

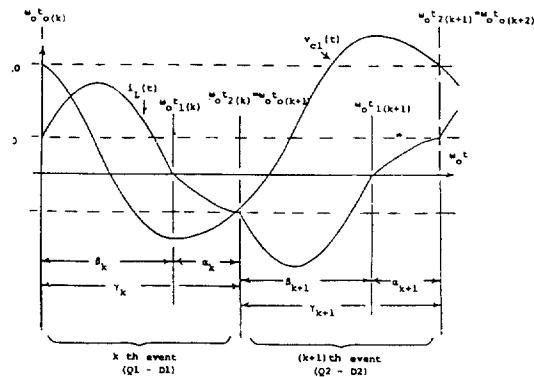


그림2 정상 상태의 공진 인덕터 전류 및 커패시터 전압 파형  
Fig.2 Steady state resonant inductor current and capacitor voltage waveforms

## 2. 기존 회로 모델의 고찰

### 2.1 비선형 이산 상태 방정식

그림 1과 같은 반브릿지 SRC의 기본 회로에서 알파 제어기를 사용했을 경우 스위칭 소자의 도통 sequence는 Q1-D1-Q2-D2로 반복 되는데, 그때 그림 2에서 보인 것과 같은 정상상태의 공진 인덕터 전

류 및 커패시터 전압파형으로부터 다음과 같은 상태 변수를 선정할 수 있다.<sup>1)</sup>

Q1-D1 event에 대해,

$$x_{1(k)} = I_{0(k)} \text{ (initial inductor current)} \quad (1)$$

$$x_{2(k)} = V_{10(k)} \text{ (initial capacitor C1 voltage)} \quad (2)$$

Q2-D2 event에 대해,

$$x_{1(k+1)} = -I_{0(k+1)} \text{ (negative of initial inductor current)} \quad (3)$$

$$x_{2(k+1)} = V_{20(k+1)} \text{ (initial capacitor C2 voltage)} \quad (4)$$

위의 상태 변수를 이용한 비선형 이산 방정식을 세우면 다음과 같다.

$$x_{1(k+1)} = \sin\beta_k \cdot \sin\alpha_k \cdot x_{1(k)} - \frac{1}{Z_0} \cos\beta_k \cdot \sin\alpha_k \cdot x_{2(k)} - \frac{1}{Z_0} (2 - \cos\beta_k) \cdot \sin\alpha_k \cdot V_{0(k)} \quad (5)$$

$$x_{2(k+1)} = Z_0 \sin\beta_k \cdot \cos\alpha_k \cdot x_{1(k)} - \cos\beta_k \cdot \cos\alpha_k \cdot x_{2(k)} + [1 - (2 - \cos\beta_k) \cdot \cos\alpha_k] \cdot V_{0(k)} + V_s(k) \quad (6)$$

여기서,

$$\tan\beta_k = \frac{x_{1(k)} \cdot Z_0}{V_{0(k)} - x_{2(k)}}, \quad 0 < \beta_k < \pi \quad (7a)$$

$$\alpha_k: k \text{ event 동안의 Diode 도통각} \quad (7b)$$

$$\beta_k: k \text{ event 동안의 Transistor 도통각} \quad (7c)$$

k번째의 event 동안에 출력 필터에 공급 되는 전하량은

$$Q_{0(k)} = \int_{t_{0(k)}}^{t_{0(k+1)}} i_L(\tau) d\tau \quad (8)$$

즉,

$$Q_{0(k)} = \frac{1}{\omega_0} \{ \sin\beta_k (2 - \cos\alpha_k) x_{1(k)} + \frac{1}{Z_0} [1 - \cos\beta_k (2 - \cos\alpha_k)] x_{2(k)} + \frac{1}{Z_0} [1 - (2 - \cos\beta_k) \cdot (2 - \cos\alpha_k)] \cdot V_{0(k)} \} \quad (9)$$

이다.

### 2.2 소신호 상태 방정식

앞에서 설명한 이산적 상태 방정식을 연속적 상태 방정식으로 근사화 시키면 다음과 같다.<sup>6)</sup>

$$\dot{x}_i(t_k) \cong \frac{x_i(t_{k+1}) - x_i(t_k)}{t_{0(k+1)} - t_{0(k)}} \quad (10)$$

위와 같은 근사화는 소신호 모델의 주파수 범위가 SRC의 스위칭 주파수의 반보다 낮을때 적용된

다. 식 (5), (6), (10)으로부터 연속적 상태 방정식의 결과는 다음과 같다.

$$\dot{x}_1 = \frac{w_0}{\gamma} \left\{ -(1 - \sin\beta \cdot \sin\alpha) \cdot x_1 - \frac{1}{Z_0} \cos\beta \cdot \sin\alpha \cdot x_2 - \frac{1}{Z_0} (2 - \cos\beta) \cdot \sin\alpha \cdot v_0 \right\} \quad (11)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{w_0}{\gamma} \left\{ Z_0 \sin\beta \cdot \cos\alpha \cdot x_1 - (1 + \cos\beta \cdot \cos\alpha) \cdot x_2 + [1 - (2 - \cos\beta) \cdot \cos\alpha] \cdot v_0 + v_s \right\} \quad (12)$$

여기서,

$$\tan\beta = \frac{x_1 \cdot Z_0}{v_0 - x_2}, \quad 0 < \beta < \pi \quad (13)$$

$$\gamma = w_0 (t_{0(k+1)} - t_{0(k)})$$

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (14)$$

식 (9), (10)으로부터 전하의 평균 변화율은 다음과 같다.

$$i_0 = \frac{w_0}{\gamma} Q_0 = \frac{1}{\gamma} \left\{ \sin\beta \cdot (2 - \cos\alpha) \cdot x_1 + \frac{1}{Z_0} [1 - \cos\beta \cdot (2 - \cos\alpha)] \cdot x_2 + \frac{1}{Z_0} [1 - (2 - \cos\beta) \cdot (2 - \cos\alpha)] v_0 \right\} \quad (15)$$

식 (11), (12), (15)를 간략히 표현하면 다음과 같다.

$$\dot{x}_1 = f_1 [x_1, x_2, \alpha, v_s, v_0] \quad (16a)$$

$$\dot{x}_2 = f_2 [x_1, x_2, \alpha, v_s, v_0] \quad (16b)$$

$$i_0 = f_{0u} [x_1, x_2, \alpha, v_s, v_0] \quad (16c)$$

식 (16)에서 각 변수를 동작점 값과 섭동 값으로 표시하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$[\dot{\bar{x}}_1 + \hat{x}_1] = f_1 [\bar{x}_1 + \hat{x}_1, \bar{x}_2 + \hat{x}_2, \bar{\alpha} + \hat{\alpha}, \bar{v}_s + \hat{v}_s, \bar{v}_0 + \hat{v}_0] \quad (17a)$$

$$[\dot{\bar{x}}_2 + \hat{x}_2] = f_2 [\bar{x}_1 + \hat{x}_1, \bar{x}_2 + \hat{x}_2, \bar{\alpha} + \hat{\alpha}, \bar{v}_s + \hat{v}_s, \bar{v}_0 + \hat{v}_0] \quad (17b)$$

$$[\dot{\bar{i}}_0 + \hat{i}_0] = f_{0u} [\bar{x}_1 + \hat{x}_1, \bar{x}_2 + \hat{x}_2, \bar{\alpha} + \hat{\alpha}, \bar{v}_s + \hat{v}_s, \bar{v}_0 + \hat{v}_0] \quad (17c)$$

식 (17)을 Taylor series로 전개한 후 2차 이상의 항을 제거하면 선형화된 식이 구해지며, 식 (17a), (17b)로부터 상태 변수  $x_1, x_2$ 에 관한 식을 직접 구할 수 있다. 출력의 선형화된 식은 (17c)와 출력단의 미분방정식으로부터 구해지는데 출력단의 미분방정식은 다음과 같다.

$$\dot{\bar{v}}_0 = -\frac{1}{R_L C_f} \bar{v}_0 + \frac{1}{C_f} \hat{i}_0 \quad (18)$$

따라서 앞에서 유도한 소신호 모델의 상태 방정식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \\ \bar{x}_3 \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} \hat{\alpha} \\ \hat{v}_s \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\bar{v}_0 = \bar{x}_3$$

행렬 A, B의 구성 요소들은 부록 1에 제시되어 있다.

### 3. 알파변조기의 전달함수

알파 변조기는 아날로그 신호를 이산적 시간격 신호(discrete time interval signal)로 바꾸는 역할을 한다.

그림 3에 그려진 알파 변조기의 파형으로부터 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$v_e = A_0 t_a \quad (20)$$

식 (20)의 양변에 공진 주파수  $w_0$ 를 곱하면 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$F_M = \frac{w_0 t_a}{v_e} = -\frac{\alpha}{v_e} = \frac{w_0}{A_0} \quad (21)$$

$A_0$ 는 알파 변조기에서 전류가 zero-crossing하는 순간부터 발생하는 타이밍 신호의 기울기를 나타낸다.

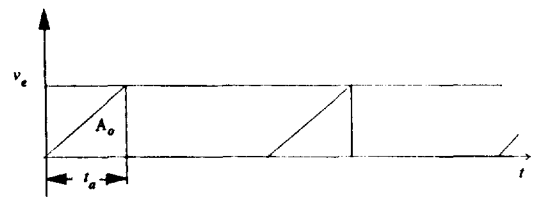


그림3 알파 변조기의 파형  
Fig.3 Waveform of  $\alpha$ -modulator

### 4. 비례적분제어기 설계

앞에서 구해진 소신호 모델을 이용하면 전달함수 매트릭스  $G(s)$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$\bar{v}_0(s) = G(s) \begin{bmatrix} \hat{\alpha}(s) \\ \hat{v}_s(s) \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$G(s) = [g_1(s) \quad g_2(s)]$$

여기서,

$$g_1(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{a}(s)} \Big|_{\hat{v}_s=0} \quad (23)$$

$$g_2(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{v}_s(s)} \Big|_{\hat{a}=0}$$

$G(s)$ 를 다른 형태로 정리하면 다음과 같이 표현된다.

$$G(s) = [0 \ 0 \ 1](sI - A)^{-1} \begin{bmatrix} b_{11} & 0 \\ b_{21} & b_{22} \\ b_{31} & 0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

위의 식으로부터 임의의 동작점에 대한  $g_1(s)$ ,  $g_2(s)$ 는 다음과 같은 형태로 쓸 수 있다.

$$g_1(s) = \frac{-k_1[s^2 + d_{11}s + d_{12}]}{s^3 + c_1s^2 + c_2s + c_3} \quad (25)$$

$$g_2(s) = \frac{k_2[s + d_{21}]}{s^3 + c_1s^2 + c_2s + c_3} \quad (26)$$

위의 식에서  $s$ 는 공진 주파수에 대해 표준화된 주파수로  $jw/w_0$ 로 쓰였으며, 상수  $c_1, c_2, c_3, k_1, d_{11}, d_{12}, k_2, d_{21}$  등은 부록 2에 제시하였다.

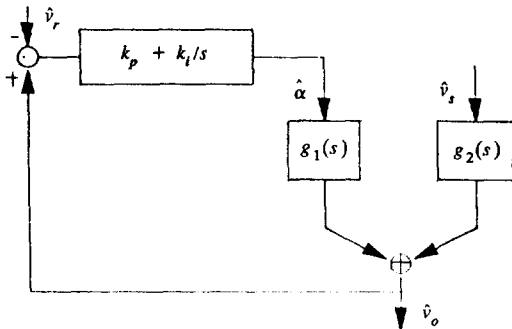


그림4 페루프 시스템의 블록 선도  
Fig.4 Closed-loop system block diagram

그림 4로부터 비례 적분 제어를 포함한 페루프 시스템의 '입력 전압 맥동에 대한 출력 전압 맥동의 전달 함수는 다음과 같다.

$$H_c(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_s} = \frac{g_2(s)}{1 - (k_p + \frac{k_i}{s}) \cdot g_1(s)} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (27)$$

여기서,

$$\begin{aligned} N(s) &= k_2 \cdot s \cdot (s + d_{21}) \\ D(s) &= s^4 + (c_1 + k_1 \cdot k_p) \cdot s^3 + [c^2 + k_1 \cdot (k_i + d_{11} \cdot k_p)] \cdot s^2 + [c_3 + k_1 \cdot (d_{11} \cdot k_i + d_{12} \cdot k_p)] \cdot s + k_1 \cdot d_{12} \cdot k_i \end{aligned} \quad (28)$$

위의 식에서  $k_i$ 는  $w_0$ 에 대해 표준화된 값이다. 페루프 시스템이 안정하기 위해서는  $D(s)$ 의 모든 해가  $s$ -plane에서 Negative half-plane에 존재해야 하는데, Routh-Hurwitz 판정법에 적용시키면 안정하기 위한 조건은 다음과 같다.

$$c_1 + k_1 k_p > 0 \quad (29a)$$

$$k_i > 0 \quad (29b)$$

$$k_1^2 \cdot d_{11} \cdot k_p^2 + [k_1 \cdot c_1 \cdot d_{11} + k_1 \cdot c_2 + k_1^2 \cdot k_i - k_i \cdot d_{12}] k_p + [c_1 \cdot c_2 + k_1 \cdot c_1 \cdot k_i - c_3 - k_1 \cdot d_{11} \cdot k_i] > 0 \quad (29c)$$

$$\begin{aligned} &k_1^3 \cdot d_{11} \cdot d_{12} \cdot k_p^3 + k_1^2 \cdot [d_{11} \cdot (c_1 + k_1 \cdot d_{11} \cdot k_i) + d_{12} \cdot (c_1 \cdot d_{11} + c_2 - d_{12})] k_p^2 \\ &+ k_1 \cdot [(c_1 \cdot d_{11} + c_2 + k_1 \cdot k_i - d_{12}) \cdot (c_3 + k_1 \cdot d_{11} \cdot k_i) + (c_1 \cdot c_2 - c_3 - k_1 \cdot d_{11} \cdot k_i) \cdot d_{12} - k_1 \cdot c_1 \cdot d_{12} \cdot k_i] k_p \\ &+ (c_1 \cdot c_2 + k_1 \cdot c_1 \cdot k_i - c_3 - k_1 \cdot d_{11} \cdot k_i) \cdot (c_3 + k_1 \cdot d_{11} \cdot k_i) - k_1 \cdot d_{12} \cdot k_i \cdot c_1^2 > 0 \end{aligned} \quad (29d)$$

식 (27)을 이용하여 입력 전압 맥동에 대한 출력 전압 맥동의 비가 원하는 퍼센트 이하가 되기 위한 조건은 다음과 같다.

$$\left| H_c \left( \frac{jw}{w_0} \right) \right| \leq \frac{\% \text{ripple}}{100} \quad (30)$$

입력단 전압 맥동의 주파수가 공진 주파수에 비해 훨씬 작다고 하면, 즉  $w/w_0 \ll 1$ 인 주파수에 대해,  $(w/w_0)^2 \rightarrow 0$ 으로 가정함으로써 4차 시스템을 1차 시스템으로 근사화시켜 해석할 수 있다.

위의 가정하에서 식 (30)을 이용하여  $k_p$ 의 범위를  $k_1$ 의 함수로 표시하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} &[c_3 + k_1 \cdot (d_{11} \cdot k_i + d_{12} \cdot k_p)]^2 \cdot \left( \frac{w}{w_0} \right)^2 \\ &\geq \left[ \left( \frac{w}{w_0} \right) \cdot k_2 \cdot d_{21} \cdot \left( \frac{100}{\% \text{ripple}} \right) \right]^2 \\ &- (k_1 \cdot d_{21} \cdot k_i)^2 \end{aligned} \quad (31)$$

### 5. 시뮬레이션 및 실험 결과

그림 1의 직렬 공진형 변환기에 사용된 파라메타 값은 다음과 같다.

Supply voltage ( $\bar{v}_s$ )	64V
Resonant frequency ( $f_o$ )	19kHz
Characteristic impedance ( $Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$ )	41.83Ω
Resonant tank capacitance, total ( $C = C_1 + C_2$ )	0.2 μF
Output filter capacitor ( $C_f$ )	200 μF
Load resistance ( $R_L$ )	20Ω

부록 1에 제시된 식 (A20), (A21)을 이용하면 출력전압 18[V]가 되는 동작점은  $\bar{\alpha}=96.94^\circ$ ,  $\bar{\beta}=152.12^\circ$ ,  $\bar{\gamma}=249.06^\circ$ 이다. 또한 주어진 동작점에서 안정도를 만족시키기 위한 이득의 범위는 식 (2)를 이용하면  $k_i=1000/\omega_o$ 에 대해  $k_p > -0.039$ 이다.

%ripple이 0.5이고  $k_i=1000/\omega_o$ 에 대해, 입력 주파수는 정류된 맥동파형의 기본 주파수인 120Hz의 3 차까지만 고려하였으며  $\omega=120, 240, 360$ [Hz]일 때 식 (31)에서 각각의  $\omega$ 에 대한  $k_p$ 의 평균치 5.45를 비례이득으로 잡았다. 비교를 하기위해 %ripple이 0.25일때  $k_i=1000/\omega_o$ 로 고정시키고 같은 방법으로  $k_p$ 를 구하면 11.15가 된다.

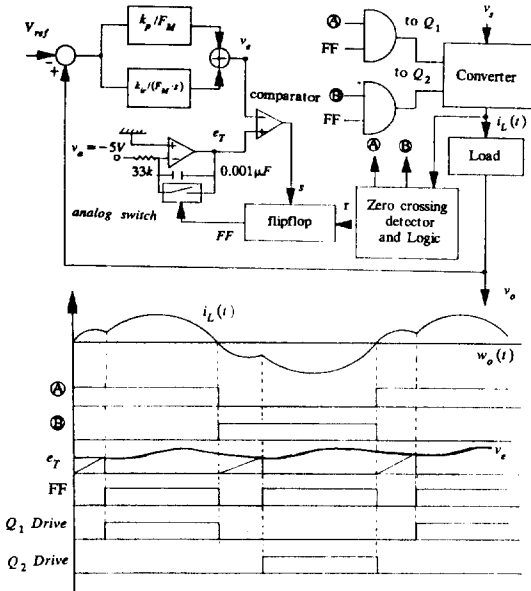


그림5 알파 제어기 블록 선도 및 파형

Fig.5 Alpha controller block diagram and waveforms

%ripple이 0.5, 0.25일때 각각에 대해 실제로 구현한 제어기는  $k_{ir}(=k_i \times \omega_o=1000)$ 로 고정시키고  $k_p$ 의 값만 변화시켰다. 그림 5에 나타낸 바와 같이 설계된 제어기를 구현하였으며, 알파 변조기의 전달함수는  $F_M=0.788$ 이다. 시뮬레이션 및 실험에 사용된 입력 전압 파형은 그림 6과 같이 직류 전압의 약 20% 맥동 크기를 갖는 파형으로 주어졌으며 설계된 비례적분 이득을 사용한 시스템의 시뮬레이션은 비선형계를 구분적 선형계로 분해하여 하였다.<sup>7)</sup> 시뮬레이션에서는 동선에 존재하는 등가 직렬 저항 0.5Ω, 출력 커패시터의 등가 직렬 저항 0.07Ω, 스위칭 소자의 전압 강하 0.7V 등을 고려

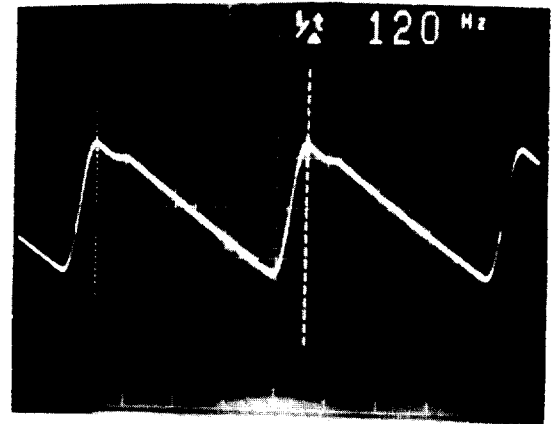
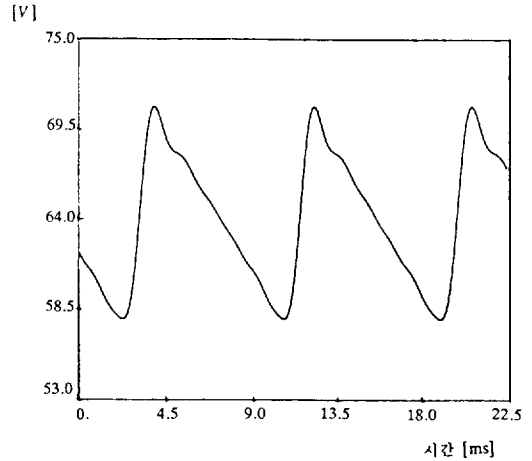


그림6 입력 전압 파형 a) 시뮬레이션 파형 b) 실험 파형 (5V/div, 2msec/div)

Fig.6 Input voltage waveforms a) Simulation waveform b) Experimental waveform (5V/div, 2msec/div)

하였다. 시뮬레이션 및 실험 결과를 그림 7에 나타내었고 그림 6의 입력 전압 맥동에 대한 그림 7의 출력 전압 맥동의 비는 이론치와 거의 일치하고 있음을 볼 수 있다. 이 결과에서 본 바와 같이 %ripple이 작은 경우 출력 전압 맥동의 크기는 비례이득에 거의 반비례 관계가 있으며 적분기 이득에는 다소 둔감함을 알 수 있다.

## 6. 결론

직렬 공진형 변환기의 입력 전압에 존재하는 저주파수 맥동을 출력 전압에서 감소시키기 위한 제어기 설계 방법에 대해 제안하였다. 설계된 회로모델을 이용하여 전체 시스템의 전달함수를 유도한 후 안정하기 위한 이득의 범위를 구하였으며, 입력 맥

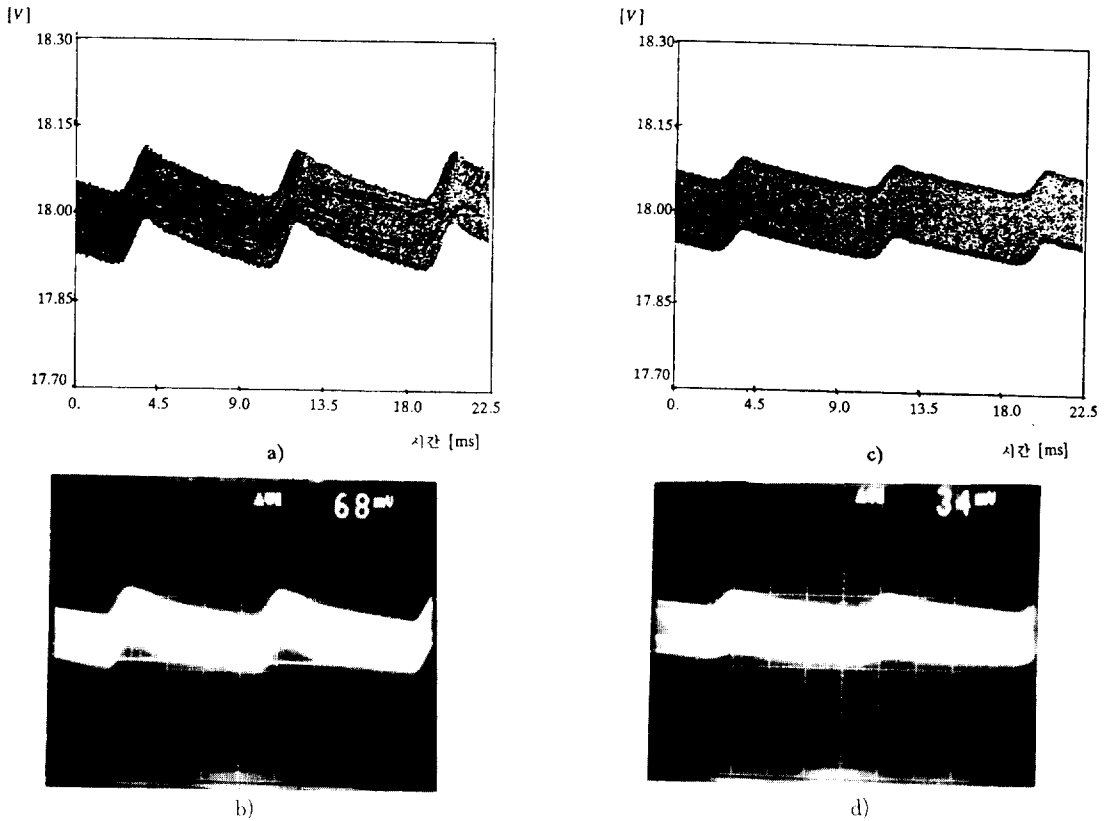


그림7 출력 전압 맥동 파형 a) 시뮬레이션 파형( $k_p=5.45$ ) b) 실험 파형( $k_p=5.45$ , 100mV/div 2msec/div) c) 시뮬레이션 파형( $k_p=11.15$ ) d) 실험 파형( $k_p=11.15$ , 100mV/div, 2msec/div)

Fig. 7 Output voltage ripple waveforms a) Simulation waveform( $k_p=5.45$ ) b) Experimental waveform( $k_p=5.45$ , 100mV/div, 2msec/div) c) Simulation waveform( $k_p=11.15$ ) d) Experimental waveform( $k_p=11.15$ , 100mV/div, 2msec/div)

동 주파수가 공진 주파수에 비해 아주작다는 가정 하에 4 차인 전체 베투프 시스템을 1 차로 근사화 시키 설계한 제어기는 실제와 오차가 거의 없었다. %ripple이 작은 경우 출력 전압 맥동의 크기는 비례 이득에 거의 반비례 관계가 있으며 적분기 이득에는 다소 민감함을 보였다. 제어기 설계에 사용된 회로 모델은 정상상태에서 유도된 식이어서 설계된 제어기는 정상상태에 대해서는 원하는 성능을 나타내나 과도 상태 응답 특성은 앞으로 더 검토해야 할 과제이다

### 참 고 문 헌

1) R.J. King and T.A. Stuart, "A large signal dynamic simulation for the series resonant

converter," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. AES-19, pp. 859-870, 1983.

2) R.J. King and T.A. Stuart, "Inherent overload protection for the series resonant converter," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol AES-19, pp. 820-830, 1983.

3) R.D. Middlebrook, "Input filter considerations for switching regulators," IEEE IAS, Chicago, Oct. 11-14, 1976.

4) F.C.Lee and Y. Yu, "Input filter design for switching regulators," IEEE Trans. Electron. Aerosp. Syst., vol. AES-15, pp. 627-634, 1979.

5) S.S. Kelkar and F.C. Lee, "A novel input filter compensation scheme for switching regulator," IEEE PESO Record, pp. 260-270, 1982.

6) R.J. King and T.A. Stuart, "Small-signal model for the series resonant converter," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. AES-21, pp 301-309, 1985.

7) M.G. Kim, J.W. Han and M.J. Youn, "A fast time domain digital simulation for the series resonant converter," KIEE Conference, Seoul, pp. 534-538, 1987.

부 록 1

행렬 A, B의 구성 요소는 다음과 같다<sup>6)</sup>

$$a_{11} = \frac{w_o}{\gamma} [-1 + \sin\bar{\beta} \cdot \sin\bar{\alpha}] \quad (A1)$$

$$a_{12} = \frac{w_o}{\gamma} [-\frac{w}{Z_o} \cos\bar{\beta} \cdot \sin\bar{\alpha}] \quad (A2)$$

$$a_{13} = \frac{w_o}{\gamma} [-\frac{1}{Z_o} (2 - \cos\bar{\beta}) \cdot \sin\bar{\alpha}] \quad (A3)$$

$$a_{21} = \frac{w_o}{\gamma} [Z_o \sin\bar{\beta} \cdot \cos\bar{\alpha}] \quad (A4)$$

$$a_{22} = \frac{w_o}{\gamma} [-1 - \cos\bar{\beta} \cdot \cos\bar{\alpha}] \quad (A5)$$

$$a_{23} = \frac{w_o}{\gamma} [1 - (2 - \cos\bar{\beta}) \cdot \cos\bar{\alpha}] \quad (A6)$$

$$a_{31} = \frac{C}{C_f} \frac{w_o}{\gamma} [Z_o \sin\bar{\beta} \cdot (2 - \cos\bar{\alpha}) - Z_o \frac{\bar{I}_o}{\bar{I}_p} \cos\bar{\beta}] \quad (A7)$$

$$a_{32} = \frac{C}{C_f} \frac{w_o}{\gamma} [1 - \cos\bar{\beta} (2 - \cos\bar{\alpha}) - \frac{\bar{I}_o}{\bar{I}_p} \sin\bar{\beta}] \quad (A8)$$

$$a_{33} = \frac{C}{C_f} \frac{w_o}{\gamma} [1 - (2 - \cos\bar{\beta})(2 - \cos\bar{\alpha}) + \frac{\bar{I}_o}{\bar{I}_p} \sin\bar{\beta} - \frac{Z_o}{R_L} \bar{\gamma}] \quad (A9)$$

$$b_{11} = \frac{w_o}{\gamma} [-\frac{1}{Z_o} (\bar{x}_2 - \bar{x}_3 - \bar{v}_s)] \quad (A10)$$

$$b_{21} = \frac{w_o}{\gamma} [-\bar{x}_1 Z_o] \quad (A11)$$

$$b_{12} = 0 \quad (A12)$$

$$b_{22} = \frac{w_o}{\gamma} \quad (A13)$$

$$b_{31} = \frac{C}{C_f} \frac{w_o}{\gamma} [Z_o (\bar{x}_1 - \bar{I}_o)] \quad (A14)$$

$$b_{32} = 0 \quad (A15)$$

위의 식에서 bar로 표시한 값은 정상 상태 값을 의미하며 A, B의 구성요소에 사용된 정상 상태 값을 구하는 식은 다음과 같이 표시된다.

$$\bar{x}_1 = \frac{\bar{v}_s (1 - \bar{q}^2) \sin\bar{\alpha}}{2Z_o (\bar{q} - \cos\bar{\alpha})} \quad (A16)$$

$$\bar{x}_2 = \frac{\bar{v}_s}{2} \left[ 1 + \frac{\bar{q} (1 + \bar{q}) (1 - \cos\bar{\alpha})}{(\bar{q} - \cos\bar{\alpha})} \right] \quad (A17)$$

$$\bar{I}_p = \frac{\bar{v}_s}{2Z_o} \left[ \frac{1 + \bar{q}^2 - 2\bar{q}\cos\bar{\alpha}}{(\bar{q} - \cos\bar{\alpha})} \right] \quad (A18)$$

$$\bar{V}_p = \frac{\bar{v}_s}{2} \left[ 1 + \frac{(1 + \bar{q}) (1 - \cos\bar{\alpha})}{(\bar{q} - \cos\bar{\alpha})} \right] \quad (A19)$$

$$\bar{I}_o = \frac{\bar{v}_s}{2Z_o} \frac{2(1 + \bar{q}) (1 - \cos\bar{\alpha})}{\bar{\gamma} (\bar{q} - \cos\bar{\alpha})} \quad (A20)$$

여기서,

$$\bar{q} = \frac{2\bar{v}_o}{\bar{v}_s} \quad (A21)$$

$$\cos^{-1} \left( \frac{2\bar{v}_o}{\bar{v}_s} \right) < \bar{\alpha} < \pi \quad (A22)$$

$$\frac{\pi}{2} < \bar{\beta} < \pi \quad (A23)$$

부 록 2

전달함수에 사용된 상수 항들은 다음과 같은 식으로 표시된다.

$$c_1 = [-a_{11} - a_{22} - a_{33}] / w_o \quad (A24)$$

$$c_2 = [a_{11} a_{22} + a_{11} a_{33} + a_{22} a_{33} - a_{13} a_{31} - a_{12} a_{21} - a_{23} a_{32}] / w_o^2 \quad (A25)$$

$$c_3 = [-a_{11} a_{22} a_{33} - a_{12} a_{23} a_{31} - a_{13} a_{21} a_{32} + a_{13} a_{22} a_{31} + a_{12} a_{21} a_{33} + a_{11} a_{23} a_{32}] / w_o^3 \quad (A26)$$

$$k_1 = -b_{31} / w_o$$

$$d_{11} = [b_{11} a_{31} + b_{21} a_{32} - b_{31} a_{11} - b_{31} a_{22}] / (b_{31} w_o) \quad (A28)$$

$$d_{12} = [b_{11} (a_{21} a_{32} - a_{22} a_{31}) + b_{21} (a_{12} a_{31} - a_{11} a_{32}) + b_{31} (a_{11} a_{22} - a_{12} a_{21})] / (b_{31} w_o^2) \quad (A29)$$

$$k_2 = (b_{22} a_{32}) / w_o^2 \quad (A30)$$

$$d_{21} = b_{22} (-a_{11} a_{32} + a_{12} a_{31}) / (b_{22} a_{32} w_o) \quad (A31)$$