

論文94-31B-3-15

## QSRC의 출력전압맥동해석

## (Output Voltage Ripple Analysis of Quantum Series Resonant Converter)

任成雲\*, 權宇鉉\*, 曹圭亨\*\*

(Sung Woon Im, Woo Hyen Kwon and Gyu Hyeong Cho)

## 要約

본 논문에서는 QSRC의 출력맥동전압을 최소화하는 최적시퀀스를 찾았다. 최적시퀀스에 의해서 QSRC가 연속도통모드내에서 동작할 경우 출력맥동전압은 전압이득의 변화에 거의 무관하며, 또한 QSRC의 동작영역은 더 넓어진다. 그리고 시간영역해석을 통하여 정상상태에서의 해 및 연속도통모드와 불연속도통모드사이의 경계조건을 구하였다. 시뮬레이션과 실험을 통해 다당성을 확인하였다.

## Abstract

In this paper, we could find optimum quantum sequence(OQS) to minimize the output ripple voltage of the quantum series resonant converter(QSRC). This sequence control is so general that it is irrelevant to the voltage gain so far as it is operating in the continuous conduction mode(CCM). Further more the dynamic range of QSRC is much extended by the optimum quantum sequence control(OQSC). Througuout the time-domain analysis, the solution of steady state and the boundary condition between continuous and discontinuous mode in QSRC is obtained. This feature is verified by simulations and experiments with good agreements.

## 1. 서론

직류-직류 컨버터에서 PWM(pulse width modulation) 컨버터는 구조가 단순하고 제어가 쉬우므로 일반산업용 전원장치에 널리 사용되어 왔다. 전원장치의 고집적화 및 고성능화를 위해서는 제어주

파수를 증가시켜야 하나, PWM 컨버터에서는 스위칭 소자의 스위칭 스트레스(switching stress) 및 손실로 인하여 제어주파수를 높이는데 제약을 받아왔다. 이러한 제약을 해결하기 위하여 높은 주파수에서 동작이 가능한 공진형 컨버터(resonant converter)가 개발되었다.

일반적으로 공진형 컨버터는 제어방식에 따라 주파수제어방식<sup>1)</sup>과 위상제어방식<sup>2)</sup>으로 나누어진다. 주파수제어방식은 제어주파수와 컨버터의 L·C 공진회로 공진주파수의 비로 출력전압을 제어하며, 이 경우 컨버터의 출력전압은 부하조건과 동작주파수에 종속되므로 출력전압 전범위에 걸쳐서 효율적인 제어가

\* 正會員, 慶北大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec. Comm. Eng., Kyungpook Univ.)

\*\* 正會員, 韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科  
(Dept. of Electrical Eng., KAIST.)

接受日字 : 1993年 5月 26日

불가능하다. 한편, 위상제어방식에서는 각 컨버터의 제어주파수를 컨버터의 공진주파수에 고정시키고 두 인버터간의 위상차로 출력전압을 제어하는 방식으로는 주파수제어방식보다 부하에 대한 종속성은 적으나 컨버터간의 위상차가 커짐에 따라 스위치의 스위칭 스트레스는 매우 커진다.

최근들어 스위칭 스트레스나 스위칭 손실이 거의 없는 영진류 스위칭조건을 만족하는 QSRC(quantum series resonant converter)가 제안되었다. QSRC의 출력전압은 전력전달모드 수에 의해 제어되므로 연속적으로 제어할 수 없는 단점을 갖는다. 그러나 전체제어주기가 무한대가 일 경우 이론적으로는 연속적인 출력전압을 얻을 수 있으나 낮은 제어주파수로 인하여 출력에서의 맥동전압이 증가하게 되며 큰 맥동전압은 실제 응용을 하는데 큰 장애요소가 된다. 그러므로 출력에서의 맥동전압을 최소로 하는 방법은 주기적분제어방식(integral cycle mode control:ICMC) [1, 2]에서 연속적으로 사용한 전력전달모드를 분산시키면 된다.

본 논문에서는 시간영역해석을 통하여 정상상태에서의 해를 구하였고, 연속도통모드(continuous conduction mode:CCM)와 불연속도통모드(discontinuous conduction mode:DCM) 사이의 경계조건을 구하였다. 또한 맥동해석을 통하여 출력맥동전압을 최소로 하는 최적시퀀스(optimum quantum sequence:OQS)를 찾았으며, QSRC가 CCM내에서 동작할 경우 최적시퀀스제어(optimum quantum sequence control:OQSC)에 의한 출력맥동전압은 주기적분제어방식에 비해 크게 감소됨을 알 수 있다(약 1/2 ~ 1/5). 마지막으로 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통해 그 타당성을 확인하였다.

II. QSRC의 해석

1. 동작모드 및 제어방법

QSRC는 SRC와 동일한 회로구성을 가지나, 스위치를 도통 및 차단시키는 제어주파수를 전력회로의 공진주파수의 2배로 동작시킬 때이며, 따라서 임 출력 사이의 에너지 흐름은 공진주기의 반주기 단위로 일어난다.

QSRC는 전력의 이동방향에 따라 전력전달모드, 자유공진모드, 전력회생모드 및 정지모드로 구분된다. 각각의 모드에서 스위치 S1 S4의 ON OFF는 공진 인덕터전류의 영진류 교차점과 동기되며, 출력전압은 전력전달모드와 그외 다른 모드들의 적당한 조합에 의해 제어할 수 있다. 그러나 본 논문에서는

높은 입력 역률과 효율적인 제어를 위해 전력전달모드와 자유공진모드만을 사용하였다.

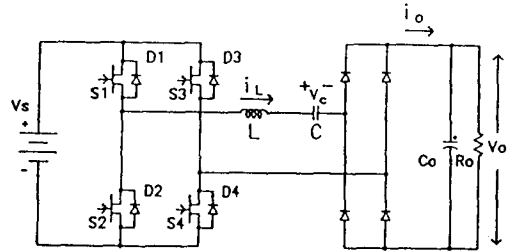


그림 1. 강압형 QSRC의 전력회로  
Fig. 1. Power circuit of buck type QSRC.

2. 시간영역해석

그림 2는 QSRC가 CCM내에서 동작하며, 출력 커패시터 Co는 한 구간동안 출력전압 변동을 거의 무시할 수 있도록 충분히 크다고 가정하였을때 (a)는 등가직렬저항 Rg가 있는 k번째 구간에 대한 등가회로이고, (b)는 공진전류, 전압 및 출력전압 파형이다. vd(k), vd(k), iL(k) 및 io(k)는 공진 커패시터전압, 출력전압, 공진 인덕터전류 및 출력전류이다. 그리고 Mk는 k번째 구간의 제어모드로서 1일때는 전력전달모드이고 0일때는 자유공진모드를 나타낸다.

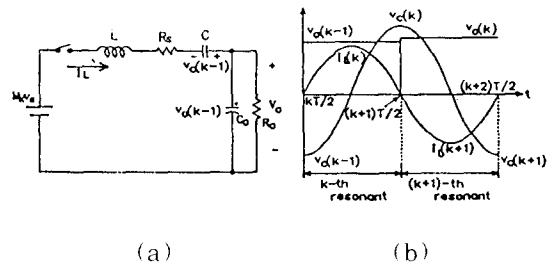


그림 2. QSRC의 등가회로 및 파형  
(a) 등가회로 (b) 파형  
Fig. 2. Equivalent circuit and waveforms of QSRC. (a) equivalent circuit. (b) waveforms.

등가회로로부터 k번째 구간에서의 공진 인덕터전류  $i_L(t)$ 는 다음과 같다.

$$i_L(t) = \frac{v_c(k-1) + M_k V_c - v_c(k-1)}{Z} e^{\left\{ \frac{R_g}{2L} t \right\}} \sin(\omega_r t - k\pi) \quad (1)$$

여기서,  $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ,  $Z = \sqrt{L/C}$ .

그리고  $(\pi R_s)/(2Z) \ll 1$  이라 가정하면

$$e^{-\frac{\pi R_s}{2Z}} \cong 1 - \frac{\pi R_s}{2Z},$$

$$\sin \left[ \pi \sqrt{1 - \left( \frac{R_s}{2Z} \right)^2} \right] \cong \sin \pi = 0, \cos \left[ \pi \sqrt{1 - \left( \frac{R_s}{2Z} \right)^2} \right] \cong \cos \pi = -1$$

이므로 식 (1)로 부터 공진 인덕터 침두전류  $i_L(k)$ , 공진 커패시터 침두전압  $v_c(k)$ 와 출력전압  $v_o(k)$ 는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$i_L(k) = \frac{1}{Z} \left( 1 - \frac{\pi R_s}{4Z} \right) [M_1 V_s - v_c(k-1) + v_c(k-1)] \quad (2)$$

$$v_c(k) = \frac{1}{C} \int_{t_{k-1T}}^{t_{kT}} i_L(t) dt - v_c(k-1)$$

$$= \left( 2 - \frac{\pi R_s}{2Z} \right) [M_1 V_s - v_c(k-1) + v_c(k-1)] - v_c(k-1) \quad (3)$$

$$v_o(k) = \frac{1}{C_o} \int_{t_{k-1T}}^{t_{kT}} i_L(t) dt - v_o(k-1) - \frac{1}{C_o R_s} \int_{t_{k-1T}}^{t_{kT}} v_o(k-1) dt$$

$$= \gamma v_c(k-1) + (1 - \gamma - \gamma') v_o(k-1) + \gamma M_1 V_s - \frac{\pi R_s}{4Z} \gamma (M_1 V_s - v_o(k-1)) \quad (4)$$

여기서,

$$T = \frac{2\pi}{\omega_c}, \quad \gamma = 2 \left( \frac{C}{C_o} \right), \quad \gamma' = \gamma Q, \quad Q = \left( \frac{\pi}{2} \right) \left( \frac{Z}{R_s} \right)$$

### 3. 정상상태해석

식 (1) (4)는  $k$ 번째 제어모드에 대한 함수관계이므로 이를 이용하여 전체제어주기가  $n$ 인 주기적분모드에 대한 정상상태의 평균값들을 구할 수 있다.

식 (3)에서  $k+1$ 번째 구간에서 부터  $k+n$ 번째 구간까지의 정상상태 공진 커패시터 침두전압은 아래와 같이 표현된다.

$$v_c(k+1) = \left( 2 - \frac{\pi R_s}{2Z} \right) [M_1 V_s - v_c(k) + v_c(k)] - v_c(k)$$

$$\vdots$$

$$v_c(k+n) = \left( 2 - \frac{\pi R_s}{2Z} \right) [M_n V_s - v_c(k+n-1) + v_c(k+n-1)] - v_c(k+n-1)$$

$$= v_c(k)$$

식 (5)에서 각각의 공진 커패시터 침두전압을 더하면 식 (6)과 같다.

$$\sum_{i=0}^{n-1} v_c(k+i) = \left( 2 - \frac{\pi R_s}{2Z} \right) \left( \sum_{i=1}^n M_i V_s - \sum_{i=0}^{n-1} v_c(k+i) + \sum_{i=0}^{n-1} v_c(k+i) \right) - \sum_{i=0}^{n-1} v_c(k+i) \quad (6)$$

여기서  $M_i$ 는  $i$ 번째 제어시퀀스모드이며, 양변을  $n$ 으로 나눈 후 정리하면 정상상태에서의 평균 출력전압은 아래와 같다.

$$V_{c,avg} = \frac{V_s}{n} [M_1 + M_2 + \dots + M_n] - \frac{\pi R_s}{4Z - \pi R_s} V_{c,avg}$$

$$= \frac{m}{n} V_s - \frac{\pi R_s}{4Z - \pi R_s} V_{c,avg} \quad (7)$$

여기서,  $V_{c,avg}$ 는  $v_c(\ )$ 의 평균이다.

식 (4)에서  $k+1$ 번째 구간에서 부터  $k+n$ 번째 구간까지의 정상상태 출력전압 아래와 같이 표현된다.

$$v_o(k+1) = \gamma v_c(k) + (1 - \gamma - \gamma') v_o(k) + \gamma M_1 V_s - \frac{\pi R_s}{4Z} \gamma [M_1 V_s - v_o(k) + v_c(k)]$$

$$v_o(k+n) = \gamma v_c(k+n-1) + (1 - \gamma - \gamma') v_o(k+n-1) + \gamma M_n V_s - \frac{\pi R_s}{4Z} \gamma [M_n V_s - v_o(k+n-1) + v_c(k+n-1)] \quad (8)$$

식 (8)에서 각각의 출력전압을 더하면 다음과 같이 표현된다.

$$\sum_{i=1}^n v_o(k+i) = \gamma \sum_{i=0}^{n-1} v_c(k+i) + (1 - \gamma - \gamma') \sum_{i=0}^{n-1} v_o(k+i) + \gamma \sum_{i=1}^n M_i V_s - \frac{\pi R_s}{4Z} \gamma \left( \sum_{i=1}^n M_i V_s - \sum_{i=0}^{n-1} v_o(k+i) + \sum_{i=0}^{n-1} v_c(k+i) \right) \quad (9)$$

양변을  $n$ 으로 나누고 식 (7)을 식 (9)에 대입하여 정리하면 평균 공진 커패시터 침두전압  $V_{c,avg}$ 는 식 (10)과 같다.

$$V_{c,avg} = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} v_c(k+i)$$

$$= Q V_{c,avg} \quad (10)$$

식 (7), (10)에서 정상상태에서의 평균 출력전압은 다음과 같다.

$$V_{o,avg} = \frac{1}{1 + \frac{\pi R_s}{4Z - \pi R_s} Q} \left( \frac{m}{n} V_s \right)$$

$$= \frac{m}{n} V_s, \quad \text{if } R_s \ll R_o \quad (11)$$

식 (10)의 평균 공진 커패시터 침두전압  $V_{c,avg}$ 는 평균 출력전압  $V_{o,avg}$ 에 일치하며, 식 (11)의  $V_{o,avg}$

는 전력전달모드 m과 전체주기 n이 일정하다면 제어 시퀀스에 관계없으며,  $R_s \ll R_o$ 일때 평균 출력전압  $V_{avr}$ 는 m/n에 일차비례하고 회로변수( $R_o, C_o, C, L$ )와는 무관하다. 그러므로 평균 공진 커패시터 충전 전압은 전력전달모드 시퀀스  $\{M_k\}$ 만 주어지면 구할 수 있다. 그리고  $i_i(\cdot)$ 와  $i_o(\cdot)$ 의 평균을 구하면 다음과 같다.

식 (2)에서 k+1번째 구간에서 부터 k+n번째 구간까지의 정상상태 공진 인덕터 충전전압은 아래와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} i_i(k+1) &= \frac{1}{Z} \left( 1 - \frac{\pi R_s}{4Z} \right) [M_1 V_s - v_o(k) + v_c(k)] \\ &\vdots \\ i_i(k+n) &= \frac{1}{Z} \left( 1 - \frac{\pi R_s}{4Z} \right) [M_n V_s - v_o(k+n-1) + v_c(k+n-1)] \\ &= i_i(k) \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)에서 각각의 공진 인덕터 충전전압을 더하면

$$\sum_{i=0}^{n-1} i_i(k+i) = \frac{1}{Z} \left( 1 - \frac{\pi R_s}{4Z} \right) \left( \sum_{i=1}^n M_i V_s - \sum_{i=0}^{n-1} v_o(k+i) + \sum_{i=0}^{n-1} v_c(k+i) \right) \quad (13)$$

이고, 양변을 n으로 나누고 식 (11)을 식 (13)에 대입하여 정리하면 정상상태에서의 평균 공진 인덕터 충전전류  $I_{L,avr}$ 는 다음과 같다.

$$I_{L,avr} = \frac{V_{c,avr}}{Z} \quad (14)$$

그리고 출력전류  $i_o(t)$ 는 공진전류  $i_i(t)$ 의 전파정류 파형이므로 평균 출력전류  $I_{o,avr}$ 는 다음과 같다.

$$I_{o,avr} = \frac{2}{\pi} I_{L,avr} = \frac{V_{c,avr}}{R_o} \quad (15)$$

### III. CCM과 DCM 사이의 경계 조건

QSRC는 CCM내에서 동작하고 출력 커패시터  $C_o$ 는 한 구간동안 출력전압의 변동을 거의 무시할 수 있을 정도로 큰 용량이라고 가정했을 경우 식 (3)에서 공진 커패시터 충전전압  $v_c(\cdot)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_c(k+1) &= \alpha(M_1 V_s - V_{avr}) + \beta v_{c,min}(\cdot) \\ v_c(k+2) &= \alpha[(\beta M_1 + M_2) V_s + (1+\beta) v_{avr}] + \beta^2 v_{c,min}(\cdot) \\ v_c(k+n) &= \alpha[(\beta^{n-1} M_1 + \beta^{n-2} M_2 + \dots + M_n) V_s \\ &\quad + (1+\beta + \dots + \beta^{n-1}) v_{avr}] + \beta^n v_{c,min}(\cdot) \end{aligned} \quad (16)$$

여기서,  $\alpha=2-(\pi R_s)/(2Z)$ ,  $\beta=\alpha-1$ ,  $v_{c,min}(\cdot)=v_c(k)$ . 식 (16)의 공진 커패시터 충전전압을 더하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^n v_c(k+i) &= \alpha[(1+\beta + \dots + \beta^{n-1}) M_1 + (1+\beta + \dots + \beta^{n-2}) M_2 + \dots \\ &\quad + (1+\beta) M_{n-1} + M_n] V_s - \alpha[1 + (1+\beta) + \dots + (1+\dots + \beta^{n-1})] V_{avr} \\ &\quad + (\beta + \beta^2 + \dots + \beta^n) v_{c,min}(\cdot) \end{aligned} \quad (17)$$

첫째,  $R_s \neq 0 (\beta \neq 1)$ 인 경우 식 (17)은 아래와 같이 계산될 수 있다.

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^n v_c(k+i) &= \frac{\alpha}{n(1-\beta)} [m - (\beta^n M_1 + \beta^{n-1} M_2 + \beta M_n)] V_s \\ &= \frac{\alpha}{n(1-\beta)} \left[ n - \frac{\beta(1-\beta^n)}{1-\beta} \right] V_{avr} + \frac{\beta(1-\beta^n)}{1-\beta} v_{c,min}(\cdot) \end{aligned} \quad (18)$$

식 (18)에서 양변을 n으로 나눈 후  $v_c(\cdot)$ 의 평균을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{c,p} &= \frac{\alpha}{n(1-\beta)} [m - (\beta^n M_1 + \beta^{n-1} M_2 + \beta M_n)] V_s \\ &= \frac{\alpha}{n(1-\beta)} \left[ n - \frac{\beta(1-\beta^n)}{1-\beta} \right] V_{avr} + \frac{\beta(1-\beta^n)}{1-\beta} v_{c,min}(\cdot) \end{aligned} \quad (19)$$

그림 3은 시퀀스가 1000일 경우  $v_c(\cdot)$ 의 파형이며,  $v_c(\cdot)$ 의 최소 크기는 식 (19)로 부터 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{c,min}(\cdot) &= \frac{n(1-\beta)}{n(1-\beta^n)} Q V_{avr} + \frac{\alpha n}{\beta(1-\beta^n)} V_{avr} - \frac{\alpha}{1-\beta} V_{avr} - \frac{\alpha m}{\beta(1-\beta^n)} V_s \\ &\quad + \frac{\alpha}{\beta(1-\beta^n)} [\beta^n M_1 + \beta^{n-1} M_2 + \dots + \beta M_n] V_s \end{aligned} \quad (20)$$

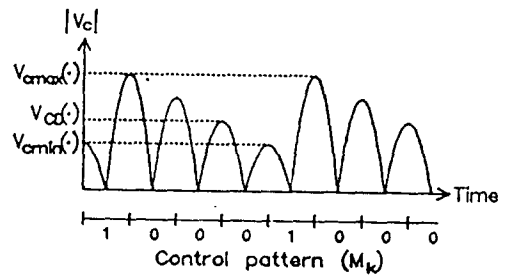


그림 3. 공진 커패시터전압 파형  
Fig. 3. Tank capacitor voltage waveform.

CCM과 DCM 사이의 경계조건은 마지막 시퀀스인 자유공진모드에 의해 결정되며, 마지막 시퀀스가 자유 공진모드로 동작하기 위한 조건은 다음과 같다. 마지막 시퀀스 바로 앞에서 결정되는 공진 커패시터전압  $V_{c,y}(\cdot)$ 는 평균 출력전압  $V_{avr}$ 보다 더 커야 되므로 식 (5), (10) 및 (20)에 의해  $V_{c,y}(\cdot)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 V_{Cr} &= \frac{1}{\beta} V_{r, min} - \frac{\alpha}{\beta} (M_n V_r - V_{r, min}) \\
 &= \frac{n(1-\beta)}{\beta^2(1-\beta^n)} Q V_{r, min} + \frac{\alpha n}{\beta^2(1-\beta^n)} V_{r, min} - \frac{\alpha}{1-\beta} V_{r, min} - \frac{\alpha m}{\beta^2(1-\beta^n)} V_r \\
 &\quad + \frac{\alpha}{\beta^2(1-\beta^n)} [\beta^n M_1 + \beta^{n-1} M_2 + \dots + \beta M_n] V_r - \frac{\alpha}{\beta} M_n V_r
 \end{aligned}$$

여기서,  $n > 2$ . (21)

만약 QSRC가 CCM에서 동작할 경우  $V_{Cr}(\cdot) \geq V_{\omega r}$  이므로 식 (11)과 (21)로 부터 부하저항  $R_o$ 를 구하면 다음과 같다.

$$R_o \leq \frac{\frac{n \pi^2 R_s}{m^4} [(\beta^n M_1 + \beta^{n-1} M_2 + \dots + \beta M_n) - \beta(1-\beta^n) M_n]}{2\beta^2(1-\beta^n) \frac{\alpha n}{1-\beta} [(\beta^n M_1 + \beta^{n-1} M_2 + \dots + \beta M_n) - \beta(1-\beta^n) M_n]} \quad (22)$$

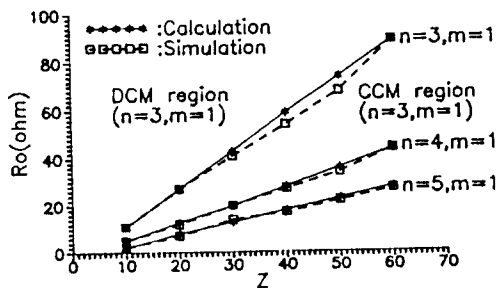
식 (22)에서 QSRC가 CCM에서 동작할 경우  $R_o$ 의 크기는 전력전달모드와 전체주기의 비인  $m/n$ , 등가직렬저항  $R_s$ , 특성임피던스  $Z$  및 시퀀스에 관계된다. 예를 들면 시퀀스가 1000,  $Z=60(L=80\mu H, C=22nF)$  그리고  $R_s=2.5\Omega$ 인 경우, 부하저항  $R_o$ 의 크기는 식 (22)를 이용한 계산과 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 결과는 모두  $44\Omega$ 으로 같다.

둘째,  $R_s, Z(\alpha \cong 2, \beta \cong 1)$ 인 일반적인 경우에는 QSRC가 CCM에서 동작시 부하저항  $R_o$ 의 크기는 식 (5), (10), (11) 그리고 (19)에 의해 구하면 다음과 같다.

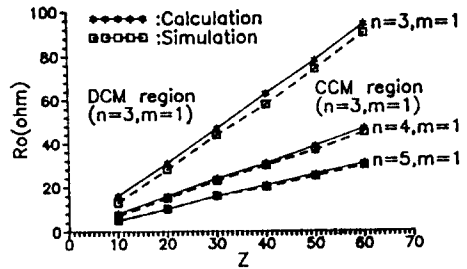
$$R_o \leq \frac{\frac{\pi Z}{2} \left[ n(nM_1 + (n-1)M_2 + \dots + M_n) + \frac{2n}{m} M_n - (n+2) \right]}{2} \quad (23)$$

여기서,  $n > 2$ .

그림 4에서는 특성임피던스  $Z$ 가 변할때 CCM과 DCM사이의 경계가 되는 부하저항  $R_o$ 의 크기를 나타내었으며, 이론적으로 구한 값과 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 구한 결과가 거의 일치한다는 것을 볼 수 있다.



(a)



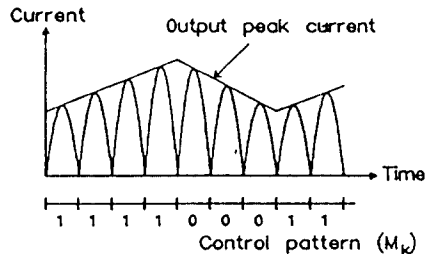
(b)

그림 4. CCM과 DCM 사이의 경계조건 (a)  $R_s=2.5\Omega$  (b)  $R_s=0\Omega$

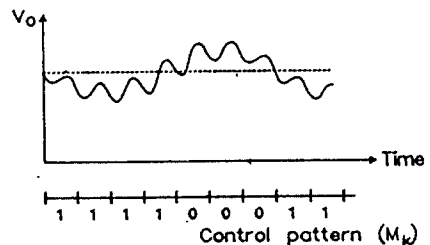
Fig. 4. Boundary condition between CCM and DCM (a)  $R_s=2.5\Omega$  (b)  $R_s=0\Omega$ .

#### IV. 출력맥동전압의 해석

출력맥동전압은 정상상태 평균전류와 순시치전류의 차에 의해서 생기며, 공진전류에 의한 정현파 맥동과 통유율(duty ratio)제어에 따르는 포락선(envelope) 맥동성분으로 구분할 수 있다. 그러므로 출력맥동전압은 이 두 맥동성분의 합으로 표현된다. 시퀀스가 1111000인 경우 그림 5(a)는 출력전류와 그 자체의 포락선 성분이고, 그림 5(b)는 출력전압과 그 맥동전압이다.



(a)



(b)

그림 5. (a) 출력전류 (b) 출력전압파형

Fig. 5. (a) Output current and (b) voltage waveforms.

1. 정현파 출력맥동전압 :  $v_{srip}$

정현파 맥동성분은 정류된 정현파전류의 순시치와 정류된 정현파전류의 평균치의 차로써 구할 수 있으며, 그림 6은 출력전류 파형과 출력전류의 평균사이의 관계이다

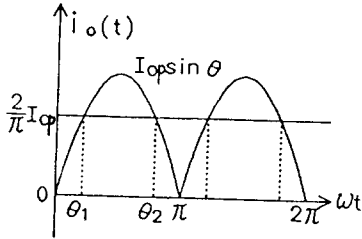


그림 6. 출력전류파형

Fig. 6. Output current waveform.

출력전류는 정류된 정현파전류이므로  $I_{op}\sin(\omega t)$ 의 형태이고, 평균 출력전류는 다음과 같다.

$$I_{avn} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_{op} \sin \theta \, d\theta = \frac{2}{\pi} I_{op} \tag{24}$$

출력 커패시터  $C_o$ 가 충분히 커서 고조파전류는 출력 커패시터로만 흐른다고 가정했을 때 정현파 맥동전압은 다음과 같다.

$$v_{srip} \cong \frac{I_{op}}{C_o \omega_r} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left( \sin \theta - \frac{2}{\pi} \right) d\theta \tag{25}$$

$$= 0.66130 \frac{I_{op}}{C_o \omega_r}$$

따라서 정현파 출력맥동전압은 출력전류  $I_{op}$ 에 비해 하고 출력 커패시터  $C_o$ 와 공진주파수  $\omega_r$ 에 반비례함을 알 수 있다.  $i_o$ 의 변동이 거의 없다고 가정하면 고조파맥동은  $m$ 과  $n$ 이 일정할 경우  $I_{avn}$ 가 모든 시퀀스에 대해 거의 일정하기 때문에 시퀀스에 영향을 받지 않는다.

2. 포락선 출력맥동전압 :  $v_{erip}$

출력전압을 제어하기 위하여 주기적분모드제어를 사용하는 경우 전력전달모드와 자유공진모드에 따른 포락선 맥동이 발생하며, 이때의 맥동성분은 출력에 흐르는 전류의 포락선 평균값과 한 제어주기 동안의 평균치전류의 차로 부터 구해진다. 그러므로 포락선 맥동은 전력전달모드와 자유공진모드에 따라 다르게 발생되며, 제어시퀀스에 의해 결정된다.  $k\pi \leq x < (k+1)\pi$  구간에서 제어시퀀스가  $n$ 인 경우  $\Delta i_o(x)$ 의

포락선은 다음과 같다.

$$\Delta i_o(x) = \left[ \frac{i_o(k+1) - i_o(k)}{\pi} (x - k\pi) + i_o(k) \right] - I_{avn} \tag{26}$$

식 (26)에서  $i_o(k)$ 와  $I_{oav}$ 는 제어시퀀스가  $\{M_k\}$ 로 주어졌을 때 식 (1)과 (15)로부터 구할 수 있다. 따라서 출력에서의 포락선 맥동전압은 맥동전류를 적분하므로써 얻을 수 있다.

$$v_{erip} = \frac{1}{C_o \omega_r} \left[ \text{Max} \left\{ \int_0^\theta \Delta i_o(x) dx \right\} - \text{Min} \left\{ \int_0^\theta \Delta i_o(x) dx \right\} \right] \tag{27}$$

여기서,  $0 \leq \theta < n\pi$ .

식 (27)로 주어지는 포락선 출력맥동전압은 정현파 출력맥동전압과는 달리 제어시퀀스에 따라서 변하게 되므로 모든 제어시퀀스에 대한 해석적인 식은 얻을 수 없으나, 제어시퀀스  $\{M_k\}$ 가 주어지면 이론적으로 계산가능하며, 출력맥동전압은 정현파 출력맥동전압과 같이 출력 커패시터  $C_o$ 와 공진주파수  $\omega_r$ 에 반비례하는 크기를 갖는다.

표 1. ICMC와 OQSC의 출력맥동전압(L=80μH, C=0.2μF, C<sub>o</sub>=150μF and R=3Ω)  
Table 1. Output voltage ripple of ICMC and OQSC(L=80μH, C=0.2μF, C<sub>o</sub>=150μF and R=3Ω).

n	m	Integral Cycle Mode Control		Optimum Quantum Sequence Control	
		sequence	ripple(%)	sequence	ripple(%)
5	1	1 0 0 0 0	1.587	1 0 0 0 0	1.587
	2	1 1 0 0 0	1.420	1 0 1 0 0	0.920
	3	1 1 1 0 0	1.143	1 1 0 1 0	0.809
	4	1 1 1 1 0	0.837	1 1 1 1 0	0.837
6	1	1 0 0 0 0 0	2.187	1 0 0 0 0 0	2.187
	2	1 1 0 0 0 0	1.987	1 0 0 1 0 0	0.787
	3	1 1 1 0 0 0	1.654	1 0 1 0 1 0	0.587
	4	1 1 1 1 0 0	1.287	1 1 0 1 1 0	0.687
	5	1 1 1 1 1 0	0.907	1 1 1 1 1 0	0.907
7	1	1 0 0 0 0 0 0	2.920	1 0 0 0 0 0 0	2.920
	2	1 1 0 0 0 0 0	2.687	1 0 0 1 0 0 0	1.209
	3	1 1 1 0 0 0 0	2.238	1 0 1 0 1 0 0	1.054
	4	1 1 1 1 0 0 0	1.870	1 1 0 1 0 1 0	0.937
	5	1 1 1 1 1 0 0	1.427	1 1 1 0 1 1 0	0.836
	6	1 1 1 1 1 1 0	0.976	1 1 1 1 1 1 0	0.976
8	1	1 0 0 0 0 0 0 0	3.787	1 0 0 0 0 0 0 0	3.787
	2	1 1 0 0 0 0 0 0	3.520	1 0 0 0 1 0 0 0	1.120
	3	1 1 1 0 0 0 0 0	3.076	1 0 1 0 0 1 0 0	1.061
	4	1 1 1 1 0 0 0 0	2.587	1 0 1 0 1 0 1 0	0.587
	5	1 1 1 1 1 0 0 0	2.080	1 1 0 1 1 0 1 0	0.871
	6	1 1 1 1 1 1 0 0	1.565	1 1 1 0 1 1 1 0	0.765
	7	1 1 1 1 1 1 1 0	1.044	1 1 1 1 1 1 1 0	1.044
9	1	1 0 0 0 0 0 0 0 0	4.787	1 0 0 0 0 0 0 0 0	4.787
	2	1 1 0 0 0 0 0 0 0	4.487	1 0 0 0 1 0 0 0 0	1.667
	3	1 1 1 0 0 0 0 0 0	3.987	1 0 0 1 0 0 1 0 0	0.787
	4	1 1 1 1 0 0 0 0 0	3.437	1 0 1 0 1 0 1 0 0	1.187
	5	1 1 1 1 1 0 0 0 0	2.867	1 1 0 1 0 1 0 1 0	1.057
	6	1 1 1 1 1 1 0 0 0	2.287	1 1 0 1 1 0 1 1 0	0.687
	7	1 1 1 1 1 1 1 0 0	1.701	1 1 1 1 0 1 1 1 0	0.896
	8	1 1 1 1 1 1 1 1 0	1.112	1 1 1 1 1 1 1 1 0	1.112

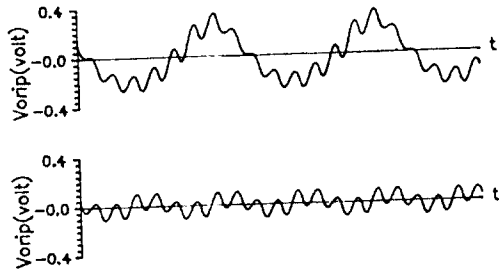
3. 전체 출력맥동전압 :  $v_{orip}$

QSRC의 출력에서의 맥동전압은 정현파 맥동전압

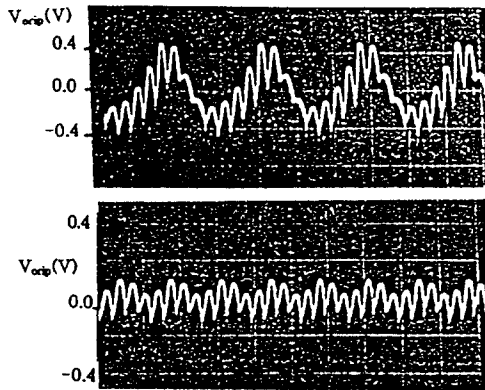
과 포락선 맥동전압의 합으로 표현된다.

$$v_{orip} = v_{strip} + v_{crip} \quad (28)$$

식 (28)에서 출력맥동전압  $v_{orip}$ 는 일반적인 PWM 컨버터와 같이  $C_o$ 와  $\omega_c$ 에 반비례한다. 그러므로  $v_{orip}$ 를 최소로 하는 최적시퀀스는 주어진  $m$ 과  $n$ 에 대해 모든 가능한  $\{M_k\}$ 를 적용하여 식 (25), (27) 그리고 (28)로 부터 구할 수 있으며, 표 1은 ICMC와 OQSC의 출력맥동전압을 다른 제어시퀀스에 대해 구한 후 비교하였다. 표 1에서 볼 수 있듯이 OQSC가 ICMC에 비해 출력맥동전압이 훨씬 적다는 것을 알 수 있다. 그리고 최적시퀀스는 전력전달모드를 가능한 고르게 분포되었을때 일어난다는 것을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 7. 정상상태 출력맥동전압 (a) 시뮬레이션 파형 (b) 실험 파형 ( $L=50\mu$  H,  $C=0.47\mu$  F,  $C_o=30\mu$  F,  $R_o=3\Omega$ )

Fig. 7. Output ripple voltage of steady state. (a) simulation waveforms, (b) experimental waveforms ( $L=50\mu$  H,  $C=0.47\mu$  F,  $C_o=30\mu$  F,  $R_o=3\Omega$ ).

### V. 시뮬레이션 및 실험결과

그림 7은 제어시퀀스가 11111100와 11101110인 경우 정상상태 출력맥동전압으로 (a)는 컴퓨터 시뮬레이션 파형이고 (b)는 실험 파형이다. OQSC방식이 ICMC방식보다 정상상태에서의 출력맥동이 줄어든다는 것을 알 수 있다.

그림 8은 출력전압 이득 변화에 따른 출력맥동전압의 변화이며, ICMC인 경우 낮은 전압 이득에서는 QSRC가 DCM로 동작하므로 시뮬레이션과 이론적인 계산은 약간의 차이가 존재한다. OQSC가 ICMC보다 더 우수한 특성을 가지며, OQS에 대한 출력맥동전압은 QSRC가 CCM에서 동작하는 한 출력전압 범위에 거의 무관하다. 그리고 CCM에서의 QSRC의 동작범위는 그림 8에서 알 수 있듯이 OQSC에 의해 더욱 확장된다.

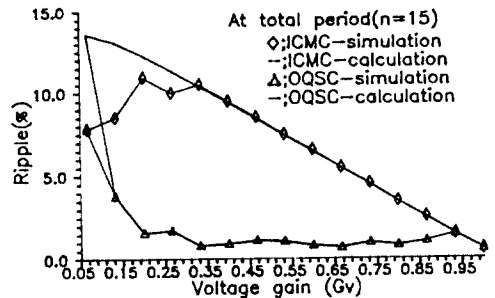


그림 8. 전압 이득에 따른 출력맥동전압 ( $n=15$ ,  $L=80\mu$  H,  $C=0.2\mu$  F,  $C_o=150\mu$  F,  $R_o=3\Omega$ )

Fig. 8. Output voltage ripple vs voltage gain at  $n=15$  for  $L=80\mu$  H,  $C=0.2\mu$  F,  $C_o=150\mu$  F,  $R_o=3\Omega$ .

그림 9는 부하저항의 변화에 대한 출력맥동전압의 크기를 시뮬레이션을 통하여 구한 결과이고, OQSC가 ICMC보다 부하저항의 변화에 대해 CCM에서의 동작범위가 더 넓기 때문에 출력전압 제어범위는 더 증가되며, OQSC는 부하저항이 변하더라도 항상 최소 출력맥동전압을 가진다는 것을 알 수 있다.

그림 10은 제어시퀀스가 각각 11111100와 11101110 일때의 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 얻은 과도상태응답이고, 그림 11은 실험을 통해 얻은 결과이다.  $m$ 과  $n$ 이 일정하고 시퀀스가 변할 경우 과도응답에는 별 영향이 없으며, 정상상태에서의 출력맥동전압에만 영향을 미친다는 것을 알 수 있다.

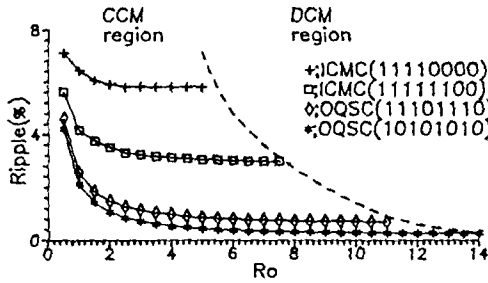
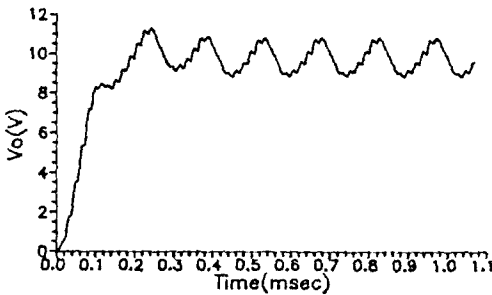
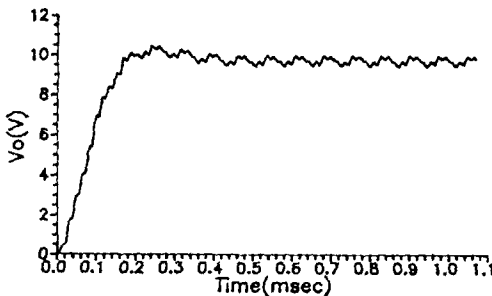


그림 9.  $n=8, m=6, 4$ 일때 ICMC와 OQSC에 대해 부하저항의 변화에 따른 출력맥동전압 ( $L=80\mu H, C=0.2\mu F, C_o=30\mu F$ )

Fig. 9. Output voltage ripple when varying load resistor for ICMC and OQSC at  $n=8, m=6, 4$ . ( $L=80\mu H, C=0.2\mu F, C_o=30\mu F$ )



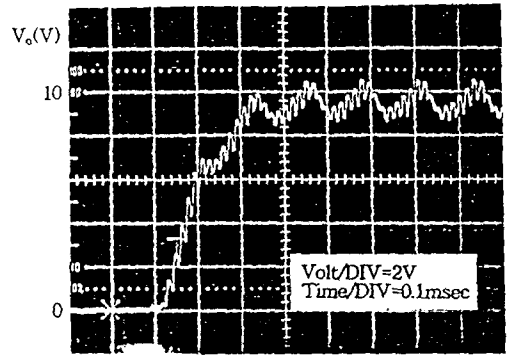
(a)



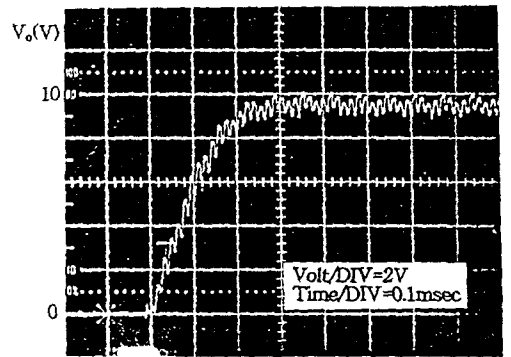
(b)

그림 10.  $L=50\mu H, C=0.47\mu F, C_o=30\mu F, R_o=5\Omega, R_s=2.5\Omega$ 일때 과도상태응답 시뮬레이션 파형 (a) {11111100} (b) {11101110}

Fig. 10. Simulated transient response. (a) {11111100}. (b) {11101110} at  $L=50\mu H, C=0.47\mu F, C_o=30\mu F, R_o=5\Omega, R_s=2.5\Omega$ .



(a)



(b)

그림 11.  $L=50\mu H, C=0.47\mu F, C_o=30\mu F, R_o=5\Omega$  일때 실험 파형 (a) {11111100} (b) {11101110}

Fig. 11. Experimental waveforms (a) {11111100}. (b) {11101110} at  $L=50\mu H, C=0.47\mu F, C_o=30\mu F, R_o=5\Omega$ .

VI. 결론

본 논문에서는 시간영역 해석을 통하여 QSRC에 대한 정상상태에서의 해와 CCM과 DCM사이의 경계 조건을 구하였으며, 또한 출력맥동전압을 구하였다. 이를 이용하여 출력맥동전압이 최소가 되는 OQSC방법을 찾았으며 기존의 제어방식인 ICMC방법과 비교하였다.

OQSC방법은 전체제어주기  $n$ 안에서 전력전달모드 주기  $m$ 이 주기성을 갖도록 분산 분포되며, QSRC가 CCM내에서 동작할 경우 출력전압은 제어시퀀스에 무관하게 일정하고 부하저항의 크기에도 둔감하다.



또한 출력맥동전압은  $C_o$ 와  $\omega$ 에 반비례하고 전압이득의 변화에는 거의 무관하며, ICMC방법에 비해 출력맥동전압이 크게 감소되고, 출력전압과 부하저항의 동작영역이 더 넓다는 것을 알 수 있었다.

參考文獻

[1] O.V. Vorperian, and S. Cuk, "Small signal analysis of resonant converters," *IEEE PESC Record*, pp. 265-278, 1983.

[2] R.L. Steigerwald, "High frequency resonant transistor dc-dc converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. IE-31, no. 2, pp. 181-191, 1984.

[3] I.J. Pitel, "Phase-modulated resonant power conversion techniques for high-frequency link inverters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 6, pp. 1044-1051, Nov. 1986.

[4] G.B. Joung, C.T. Rim, and G.H. Cho, "Integral cycle mode control of the series resonant converter," *IEEE Trans. on power electronics*, vol. PE-4, no. 1, pp. 83-91, 1989.

[5] C.T. Rim, and G.H. Cho, "Phasor transformation and its application to the dc/ac analyses of frequency phase-controlled series resonant converters (SRC)," *IEEE Trans. on power electronics*, vol. PE-5, no. 2, pp. 201-211, 1990.

[6] C.T. Rim and G.H. Cho, "New approach to analysis of quantum rectifier-inverter," *IEE-Electronics Letters*, vol. 25, no. 25, pp. 1744-1745, 1989.

著者紹介



權宇鉉(正會員)

1953年 6月 22日生. 1977年 서강대학교 전자공학과 공학사 학위 취득. 1979년 한국과학기술원 공학석사 학위 취득. 1993년 한국과학기술원 공학박사 학위 취득. 1993년 10월 ~ 현재 경북대학교 공과대학 교수. 주관심 분야는 공진형컨버터, 모델링, 최적제어 등임.



任成雲(正會員)

1964年 10月 24日生. 1987年 경북대학교 전자공학과 졸업. 1991年 경북대학교 대학원 전자공학과 공학석사 학위 취득. 1993년 ~ 현재 동대학원 박사과정 재학중. 주관심 분야는 공진형컨버터, 모델링, 최적제어 등임.



曹圭亨(正會員)

1953年 4月 19日生. 1975年 한양대학교 전자공학과 학사. 1977년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사. 1981년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사. 1982년 ~ 1983년 Westinghouse R & D Center연구원. 1984년 ~ 현재 한국과학기술원 조교수, 부교수 및 교수. 주관심 분야는 전력 전자와 Analog IC회로 설계 등임.