

출력전압 범위가 넓은 새로운 푸시풀 퀀텀 직렬공진형 정류기를 위한 이산시간 동적 모델링과 기동 돌입전류 제거기법

(Discrete-Time Dynamic Modeling and Start-Up Inrush Current Elimination Technique for New Push-Pull Quantum Series Resonant Rectifier with Wide Output Voltage Range)

문건우* · 윤석호** · 김 용***
(Gun-Woo Moon · Suk-Ho Yoon · Yong Kim)

요 약

기동 돌입전류가 없는 역률개선을 위한 강압형과 승압형이 결합된 형태의 새로운 푸시풀 퀀텀 직렬공진형 정류기를 제안한다. 제안된 정류기의 동적모델링을 개발하여 기동 돌입전류를 제거하는 제어기법을 제안하였으며 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안된 정류기와 제어기법의 유용성을 보였다. 제안된 방식으로 고역률과 넓은 출력전압 범위를 얻었다.

Abstract

A combined buck and boost push-pull quantum series resonant rectifier(PPQSRR) is newly proposed to achieve a power factor correction without start-up inrush current. Based on the developed dynamic modeling of the proposed rectifier, an inrush current elimination control technique is proposed and the usefulness of the proposed rectifier and control method are verified by computer simulation and experimental results. With the proposed control method, a high power factor and wide range of output voltage can be obtained.

1. 서 론

최근 전원전류의 고조파 문제에 대처하기 위한 역률개선 방안에 대해 학계와 산업계를 중심으로 많은

연구가 이루어지고 있다. 역률개선과 출력전압 조정을 위한 토포로지 중 승압형이 가장 일반적인 형태이다.^{3~4)} 승압형컨버터는 일정한 역률을 얻을 수 있도록 AC단을 제어함으로써 연속적인 인덕터전류

*정회원 : 한전전력연구원 선임연구원
**정회원 : 한전전력연구원 연구원

***정회원 : 동국대 전기공학과 조교수
접수일자 : 1997. 4. 18

를 갖는 장점을 가지고 있다. 그러나 이 방법은 출력 전압이 전원전압의 침두치 이하일 때 제어할 수 없는 영역이 존재하는 단점이 있으며, 이로 인하여 과부하 전류뿐만 아니라 기동 돌입전류가 발생된다. 그결과 인덕터와 절연변압기는 포화상태로 되어 소자에 악영향을 줄뿐만 아니라 높은 정격의 스위칭 소자, 인덕터, 절연변압기가 요구되기 때문에 이런 단점을 극복하고 기동 돌입전류와 과부하 상태동안의 과전류를 방지하기 위하여 강압형 동작이 필요하다. 비록 강압형컨버터는 불연속적인 입력전류에 의하여 낮은 입력역률을 갖는 특성이 있을지라도 기동 돌입전류와 과전류를 제한할 수 있으므로 시스템 정격을 최적으로 설계할 수 있다⁵⁾. 본 논문에서는 강압형과 승압형이 결합된 형태의 푸시풀 쿼텀 직렬공진형 정류기(PPQSRR)를 제안하여 기동 돌입전류 없이 높은 역률을 얻고자한다. 또한 제안된 정류기는 모든 소자를 영전류 스위칭 하므로 스위칭손실을 감소시키며 기동 돌입전류제거(ICE, Inrush Current Elimination)기법을 개발하여 넓은 출력전압 범위와 고역률을 얻고자한다.

2. 제안된 회로의 동작원리

강압형과 승압형이 결합된 형태의 PPQSRR 기본 회로는 그림 1에서 보듯이 고주파 입력필터, 푸시풀 스위치 P1 과 P2, 다이오드 브리지 정류기, 환류 다이오드 Df₁와 Df₂를 갖는 절연된 공진 전력단과 출력필터단을 갖는다.

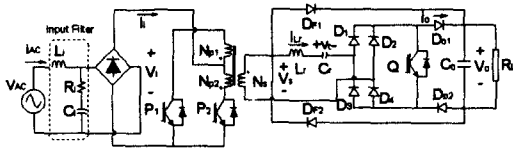


그림 1. 제안된 푸시풀 쿼텀 직렬공진형 정류기 회로
Fig. 1. Circuit diagram of proposed push-pull quantum series resonant rectifier.

2.1 강압형 동작

$V_i > V_o$ 인 경우 기동 돌입전류를 제거하기 위해 강압형 동작이 필요로된다. 강압형 동작의 특성을

얻기 위하여 승압형스위치 Q는 항상 오프되어야 한다. 이 강압형의 동작모드에서 공진전력단에는 두가지 유용한 동작모드가 있는데 그것은 파워링모드(Powering mode)와 프리휠링 모드(Freewheeling mode)이다⁶⁾. 각 모드의 상세한 동작원리를 그림 2와 3에 나타내었다. 공진전류 i_{Lr} 을 증가시키기 위하여 스위치 P₁과 P₂는 변압기 2차전압 V_s 를 공진전류와 동위상이 되도록 공진전류가 영이 되는 점에서 교대로 온 시킨다. 그결과 공진전류는 파워링모드를 사용함으로 증가하고 이때의 입력전류 i_i 는 공진전류와 같다. 그림3은 프리휠링모드의 상세한 동작원리를 나타낸다. 공진전류 i_{Lr} 를 감소시키기 위하여 푸시풀 스위치 P₁과 P₂를 모두 오프 시킨다.

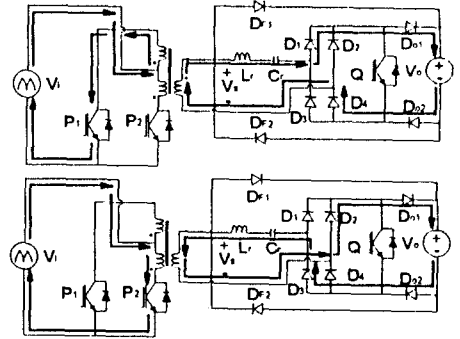


그림 2. 강압형 동작원리(파워링모드, $M(k)=1; i_{Lr} > 0$ P₁ ON, $i_{Lr} < 0$ P₂ ON)
Fig. 2. Detailed operational principles for buck operation (powering mode, $M(k)=1; i_{Lr} > 0$ P₁ ON, $i_{Lr} < 0$ P₂ ON)

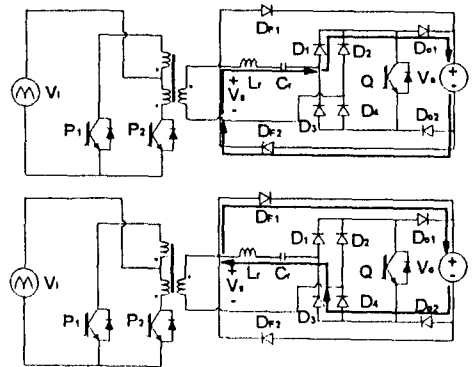


그림 3. 강압형 동작원리(프리휠링 모드, $M(k)=0; i_{Lr} > 0$ P₁와 P₂ OFF, $i_{Lr} < 0$ P₁와 P₂ OFF)
Fig. 3. Detailed operational principles for buck operation (powering mode, $M(k)=1; i_{Lr} > 0$ P₁ ON, $i_{Lr} < 0$ P₂ ON)

그결과 공진전류는 극성에 따라 프리휠링다이오드 D_{F1} 나 D_{F2} 를 통하여 출력쪽으로 환류한다. 만일 $i_{Lr} > 0$ 이면 공진전류는 $L_r \rightarrow C_r \rightarrow D_1 \rightarrow D_{01} \rightarrow C_0 // R_L \rightarrow D_{F1}$ 의 경로로 환류하며 $i_{Lr} < 0$ 이면 $L_r \rightarrow D_{F1} \rightarrow C_0 // R_L \rightarrow D_{02} \rightarrow D_3 \rightarrow C_r$ 의 경로로 환류한다. 프리휠링 동작 기간동안 공진탱크의 에너지는 부하에 전달되고 결국 공진전류는 감소된다. 반면에 입력전류 i_i 는 흐르지 않으므로 입력전류의 왜곡이 발생한다. 강압형컨버터의 동작특성을 표 1에 정리하였다.

표 1. 강압형 동작특성

Table 1. Characteristics of buck operation

기본동작 모드		공진회로에 인가된 전압 V_s	공진전력 단위의 스위칭 상태	초퍼스위치 Q의 스위칭상태
모드	변수 $M(k)$			
파워링	1	$\text{sgn}(i_{Lr}(t))V_i$	$i_{Lr} > 0$: P ₁ on $i_{Lr} < 0$: P ₂ on	항상 OFF $B(k) = 0$
프리휠링	0	0	$i_{Lr} > 0$: P ₁ an $i_{Lr} < 0$: P ₂ an	

2.2 승압형 동작

$V_i < V_o$ 일 때 승압형의 동작이 필요하다. 승압형의 동작에서 기동스위치 P₁과 P₂는 항상 공진전류의 영점에 동기되어 교대로 온, 오프를 반복한다. 이와 같이 함에 따라 변압기의 2차 전압 V_s 를 공진전류와 동상이 되도록한다. 그래서 공진전력단은 연속적으로 입력전압에 의하여 에너지를 공급 받으므로 연속적인 선전류를 가져오며 PFC측면에서 상당히 바람직하다. 공진전류 진폭은 승압형스위치 Q를 이용하여 제어한다. 물론 승압형스위치 Q 또한 공진전류의 영점에서 스위칭을 시킨다. 그림 4에서 공진전류의 크기는 승압형스위치 Q를 온시켰을 때 증가되고 그림 5에서 보는바와 같이 스위치 Q를 오프시키면 공진전력단에 저장된 에너지를 출력단에 전달하므로 전류의 진폭은 감소한다. 공진전력단은 푸시풀스위치에 의하여 연속적으로 에너지를 전원으로부터 받기 때문에 제안된 정류기는 승압형 특성을 갖는다.

P₁, P₂의 스위칭 상태에 관한 전형적인 파형을 그림 6에 나타내었다. 이 그림에서 강압형으로 동작시 공진전류는 푸시풀 스위치가 온될 때 증가되고 P₁,

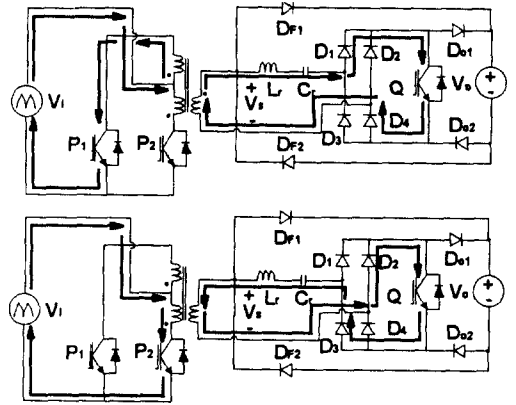


그림 4. 승압형 동작원리(스위칭상태, $B(k) = 1$, $Q = \text{ON}$ 상태)

Fig. 4. Detailed operational principles for boost operation (switching status $B(k) = 1$, $Q = \text{ON}$)

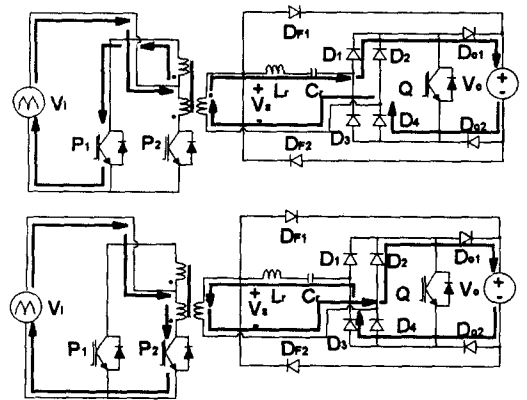


그림 5. 승압형 동작원리(스위칭상태, $B(k) = 0$, $Q = \text{OFF}$ 상태)

Fig. 5. Detailed operational principles for boost operation (switching status $B(k) = 0$, $Q = \text{OFF}$)

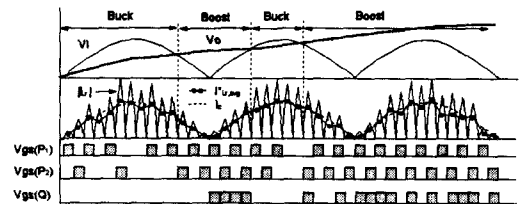


그림 6. P₁, P₂, Q의 스위칭 상태에 따른 특성파형

Fig. 6. Characteristics waveforms with respect to the switching status of P₁, P₂, and Q

P_2 두 스위치가 모두 오프 될 때 감소함을 알 수 있다. 승압형으로 동작시킬 경우 일반적인 PWM 승압형과 같이 공진전류는 승압형스위치 Q가 온될 때 증가하고 스위치 Q가 오프될 때 감소한다. 이러한 승압형 동작특성을 표 2에 나타내었다.

표 2. 승압형 동작특성
Table 2. Characteristics of boost operation

초퍼스위치Q의 동작상태		공진회로에 인가된 출력전압 V_s	공진전력단의 스위칭 상태
상태	기호 $B(k)$		
On	1	0	항상파워링모드
Off	0	$\text{sgn}(i_{Lr}(t))V_o(t)$	$i_{Lr} > 0 : P_1$ on $i_{Lr} < 0 : P_2$ on

3. 이산시간 영역의 동적 모델링

효과적인 해석을 위하여 이산시간 영역에서의 동적모델링을 제시한다. 이산시간 영역에서의 상태변수를 그림 7과 같이 정의한다. 제안한 정류기의 등가회로를 그림 8에 나타내었다. 푸시풀스위치와 초퍼스위치 Q의 k번째의 제어입력으로 표현되는 제어변수는 각각 $M(k)$, $B(k)$ 로 정의한다. 제어변수 $M(k)$ 는 k번째 푸시풀스위치에 의한 파워링 모드와 프리휠링 모드를 표현하며 각각 1과 0의 값을 가진다. 즉 $M(k)=1$ 은 파워링 모드로 푸시풀스위치 P_1 과 P_2 가 항상 교번으로 공진전류의 영점에서 스위칭을 시키며 $M(k)=0$ 은 프리휠링 모드로 푸시풀스위치 P_1 과 P_2 를 모두 오프시킨다. 또한 $B(k)$ 는 스위치 Q의 k번째 온, 오프 상태를 각각 1과 0으로 표현될 수 있다. 동작원리를 기본으로 하여 $N_{p1}=N_{p2}=N_s$ 로 가정하면 제안한 정류기는 다음과 같은 수식으로 표현되어 진다.

$$\text{sgn}(i_{Lr}(t))M(k)V_s(t) = L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} + v_c(t) + (1-B)\text{sgn}(i_{Lr}(t))V_o(t) \dots\dots\dots(1)$$

$$C_r \frac{dv_c(t)}{dt} = i_{Lr}(t) \dots\dots\dots(2)$$

$$(1-B(k)) |i_{Lr}(t)| = C \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{1}{R_t} V_o(t) \dots\dots(3)$$

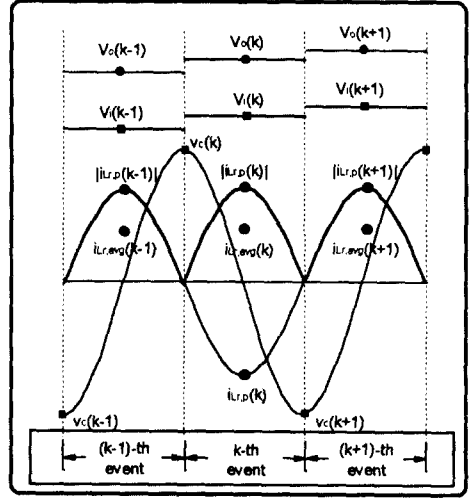


그림 7. 이산 상태변수 정의
Fig. 7. Definitions of the discrete state variables

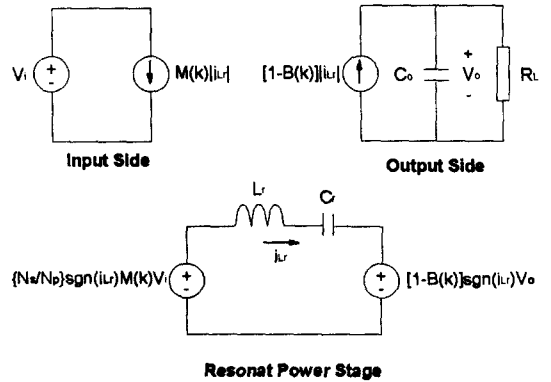


그림 8. 푸시풀 쿼텀 직렬공진형 정류기의 등가회로
Fig. 8. Equivalent circuits of the push-pull quantum series resonant rectifier.

식(1)의 좌변은 동작모드에 의해 공진전력단에 인가되는 전압을 의미하며 우변의 3번째항은 공진전력단에 인가되는 출력전압을 의미한다. 식(2)는 공진 캐패시터 전압과 공진 인덕터 전류 사이의 동적특성을 나타낸다. 스위치Q의 스위칭 상태에 관한 출력방정식은 식(3)으로 표현된다. 식을 사용하여 강압형과 승압형이 결합된 쿼텀 직렬공진형 정류기의 이산상태방정식이 식(4)과 같이 유도된다.

$$[i_{Lr,sgn}(k+1)]$$

$$= \begin{bmatrix} 1 - \gamma(1-B(k))(1-B(k+1)) - \frac{2}{\pi Z} (1-B(k)) + (1-\gamma^*)(1-B(k+1)) \\ \frac{\pi Z \gamma}{2} (1-B(k)) & 1-\gamma^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lr,avg}(k) \\ V_o(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{4V(k)}{\pi Z} \\ 0 \end{bmatrix} \frac{M(k)+M(k+1)}{2} \dots\dots\dots(4)$$

C는 C₀보다 상당히 작은 값이므로 γ 와 γ^* 는 1보다 작은값이 된다. 따라서 식(4)는 다음과 같이 간략히 된다.

$$\begin{bmatrix} i_{Lr,avg}(k+1) \\ V_o(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{4}{\pi Z} (1-B^*(k+1)) \\ \frac{\pi Z \gamma}{2} (1-B(k)) & 1-\gamma^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lr,avg}(k) \\ V_o(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{4V(k)}{\pi Z} \\ 0 \end{bmatrix} M^*(k+1) \dots\dots\dots(5)$$

여기서 B*(k+1)와 M*(k+1)는 다음과 같이 각각 정의된다.

$$B^*(k+1) = [B(k) + B(k+1)]/2 \dots\dots\dots(6)$$

$$M^*(k+1) = [M(k) + M(k+1)]/2 \dots\dots\dots(7)$$

만일 승압형 스위치 Q를 항상 오프시켜 B(k)=0으로 고정한다면 이 방정식은 강압형 쿼터 직렬공진형 정류기의 동적모델이 되며, 이 경우 M(k)가 유일한 제어변수가 된다. 반대로 푸시풀스위치를 공진전류의 영점에서 항상 교대로 온시키면 M(k)=1로 고정되어 공진전력단은 항상 파워링 모드로 동작하고, 이때 제안한 정류기는 승압형 정류기로 모델링될 수 있다. 이 경우 B(k)가 유일한 제어변수가 된다. 공진전류 절대치의 평균값 $i_{Lr,avg}(k+1)$ 은 승압형으로 동작시킬 경우 변수 B*(k+1)에 의해 직접적으로 제어되고 강압형으로 동작시킬 경우 변수 M*(k+1)에 의해 직접 제어된다. 강압형과 승압형 쿼터 직렬공진정류기의 동적모델은 식 (5)에 의해 아래와 같이 쉽게 유도된다.

1) 강압형 쿼터 직렬공진정류기

$$\begin{bmatrix} i_{Lr,avg}(k+1) \\ V_o(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{4}{\pi Z} \\ \frac{\pi Z \gamma}{2} & 1-\gamma^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lr,avg}(k) \\ V_o(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{4V(k)}{\pi Z} \\ 0 \end{bmatrix} M^*(k+1) \dots\dots\dots(8)$$

2) 승압형 쿼터 직렬공진정류기

$$\begin{bmatrix} i_{Lr,avg}(k+1) \\ V_o(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{4}{\pi Z} (1-B^*(k+1)) \\ \frac{\pi Z \gamma}{2} (1-B(k)) & 1-\gamma^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lr,avg}(k) \\ V_o(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{4V(k)}{\pi Z} \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots(9)$$

여기서 승압형과 강압형이 결합된 제안된 정류기의 $i_{Lr,avg}(k+1)$ 은 변수 M*(k+1)과 B*(k+1)에 의하여 제어된다. 1, 0.5, 0의 세가지의 값이 M*(k+1)과 B*(k+1)에서 가능하기 때문에 3종류의 전류기울기가 발생한다.

4. 돌입전류 제거 제어기술

이 장에서는 돌입전류 제거 제어(ICEC)기법을 개발하고 다른 형태의 전류제어 기술과 비교하기로 한다. 정류기의 제어 목적은 큰 전류의 오버슈트 없이 선전압과 동상으로 선전류를 사인파로 유지하도록 하고 출력전압 조정에 만족할만한 제어특성을 얻는 것이다. 승압형 컨버터가 연속적인 선전류 특성 때문에 이러한 제어목적에 만족하도록 흔히 사용된다. 그러나 승압형 컨버터는 기동기간 동안과 과부하 상태에서 제어되지 않는 영역을 갖는 단점이 있다.

그림 9는 승압형과 제안된 방법의 전형적인 기동 응답을 나타낸다. 승압형인 경우 제어되지 않는 범위는 V_o(k)가 V_i(k)보다 작은 경우에 존재한다. V_o(k)가 V_i(k)보다 작은 범위의 경우 승압형 쿼터 직렬공진정류기에서는 M*(k+1)=1이므로 B*(k+1)의 어떤 값에도 전류의 기울기는 항상 양의 값을 갖는다. 그래서 공진전류는 V_o(k)가 V_i(k)보다 더

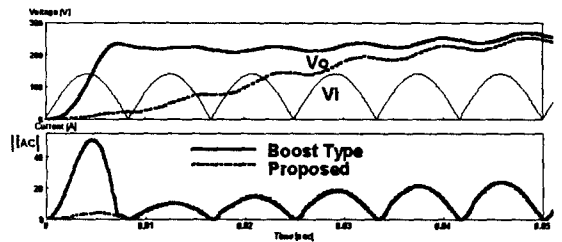


그림 9. 승압형과 제안된형의 기동응답
Fig. 9. Start-up transient responses for boost and proposed types

크게 될 때까지는 제어가 불가능하므로 기동시에 기동 돌입전류가 발생한다. 이런 문제를 다루기 위하여 강압형 방식을 이용함으로써 $V_o(k)$ 가 $V_i(k)$ 보다 작은 범위에서 과도전류의 흐름을 방지할 수 있다. 이러한 제어되지 않는 범위를 제거하기 위한 기본적인 방법이 그림 6에 보여진다. 여기에서 전류제어기는 강압형 방식과 승압형 방식 모두 현재의 전류 오차로부터 제어변수를 결정하는 방식을 이용한다. k 번째 순간의 입력전류 오차는 다음과 같이 정의한다.

$$i_c(k) = I_c(k) - i_{Lr,avg} \dots\dots\dots(10)$$

여기서 $I_c(k)$ 는 정류기의 입력전류 명령값이고 출력전압 제어기에서 얻을 수 있다. 강압형 동작($V_i(k) > V_o(k)$)인 경우에 스위칭 방법은 다음과 같이 표현된다.

$$M(k+1) = 1 \text{ for } i_c(k) > 0 \dots\dots\dots(11)$$

$$M(k+1) = 1 \text{ for } i_c(k) < 0 \dots\dots\dots(12)$$

여기서 스위치 Q의 제어변수 $B(k)$ 는 항상 0으로 고정되어 있다. 승압형 동작($V_i(k) < V_o(k)$)인 경우 스위칭 방법은 다음과 같이 표현된다.

$$B(k+1) = 1 \text{ for } i_c(k) > 0 \dots\dots\dots(13)$$

$$B(k+1) = 1 \text{ for } i_c(k) < 0 \dots\dots\dots(14)$$

표 3. 스위칭 논리
Table 3. Switching logic

$V_i - V_o$	$I_c - i_{Lr,avg}$	i_{Lr}	P_1	P_2	Q	프리휠링 다이오드
+	+	+	ON	OFF		NONE
강압형 동작	파워링	-	OFF	ON		D_{F2}
		프리휠링	-	OFF		D_{F1}
승압형 동작	Q'ON' 상태	+	ON	OFF		NONE
		-	OFF	ON		ON
	Q'OFF' 상태	+	ON	OFF		
		-	OFF	ON		OFF

여기서 푸시풀 스위치 P_1 과 P_2 의 스위칭 상태를 나타내는 $M(k)$ 은 항상 1로 고정되어 있다. 강압형과 승압형의 동작을 이용하는 기동 돌입전류 제거기법의 동작원리를 그림 10과 표 3에 나타내었다.

5. 컴퓨터 시뮬레이션과 실험결과

그림 12~16은 컴퓨터 시뮬레이션 결과로 제안된 제어기법을 일반적인 승압형 역률개선 기법과 비교하기 위하여 나타낸다. 시뮬레이션에 사용한 변수는 다음과 같다.

$$V_{AC} = 100V_{rms}, C_o = 800\mu F, R_L = 50[\Omega]$$

$$L_r = 500\mu H, f_r = 100kHz, N_{p1} = N_{p2} = N_s$$

출력전압 제어기는 일반적인 PI제어기를 사용하였다. 뱅뱅 승압형의 전류제어기법의 블럭도를 그림 11에 나타내었다. 여기서 일반적인 승압형 역률개선 기법의 장점은 빠른 특성과 간단한 구조로 구성되는 것이다. 그러나 제어특성은 기동시와 과부하상태에서는 바람직하지 않은 과전류를 유발한다. 그러므로

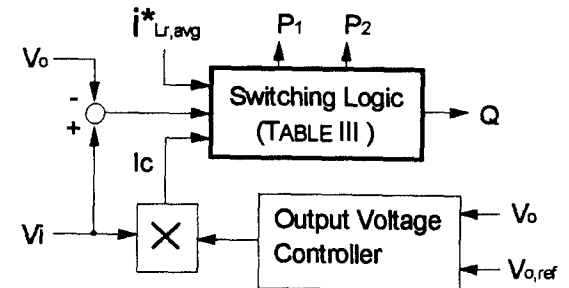


그림 10. 표 3의 스위칭 로직을 사용한 제안된 제어기 블럭도
Fig. 10. Block diagram of proposed controller with switching logic for switching logic see Table 3

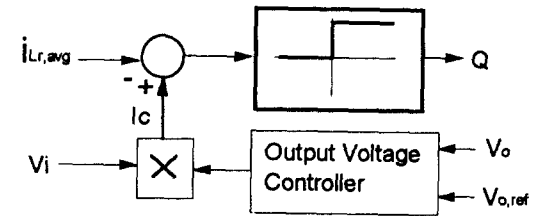


그림 11. 뱅뱅승압형 제어기법의 블럭도
Fig. 11. Block diagram of bang-bang boost type control technique

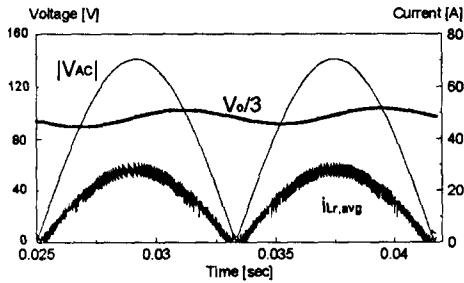


그림 12. 승압형과 ICEC기법의 정상상태 응답
Fig. 12. Steady-state response for boost and ICEC techniques

그림 10의 제안된 제어기법은 과전류를 억제하며 제어특성을 향상시키기 위하여 강압형 과 승압형 스위칭 동작기술을 사용한다. 이런 방법으로 임의의 전류명령값에 대한 정상상태 응답을 컴퓨터 시뮬레이션하였다. 이 경우 정상상태에서는 제안된 방식과 일반적인 승압형 방식 모두 승압동작을 하므로 그 응답특성은 두 종류 제어기법 모두 같은 응답을 보인다. 그림 12는 정류된 선전압과 정류된 선전류의 평균값, 출력전압의 시뮬레이션 파형을 보여준다. 선전류는 선전압과 동위상을 갖는 정현적인 파형을 유지한다. 그래서 일정한 역률이 양쪽 제어기술에서 모두 얻어진다. 뱅뱅형 전류 제어기술을 사용한 승압형 킨텀 직렬공진 정류기의 정류된 선전압, 선전류, 출력전압을 그림 13에 나타내었다. 여기서 첫번째의 반사이클에서 50[A]이상의 과도전류가 나타나고 출력전압의 응답은 급속히 증가한다. 그림 14에서 제시된 ICEC을 사용하여 이러한 문제를 효과적으로 극복할수 있었다. 이와같이 제안된 정류기와

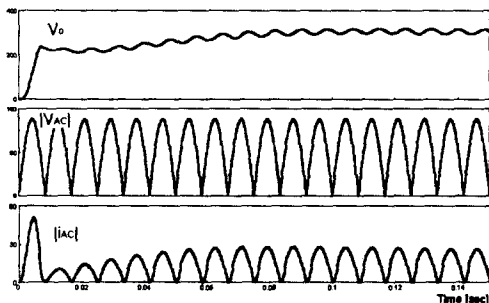


그림 13. $V_{0.ref}=300V$ 의 기동응답 : 뱅뱅승압형
Fig. 13. Start-up transient response for $V_{0.ref}=300V$: bang-bang boost type

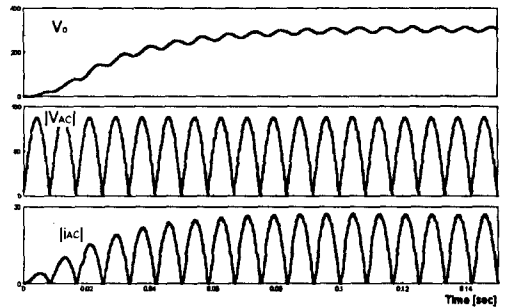


그림 14. $V_{0.ref}=300V$ 의 기동응답 : ICEC기법
Fig. 14. Start-up transient response for $V_{0.ref}=300V$: ICEC type

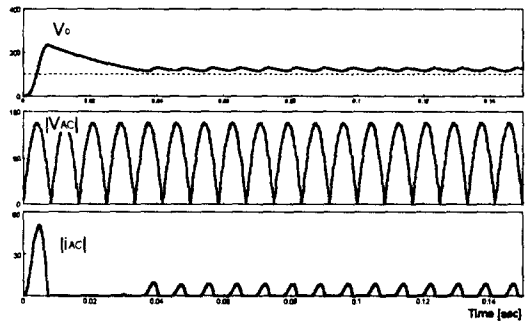


그림 15. $V_{0.ref}=100V$ 의 기동응답 : 뱅뱅승압형
Fig. 15. Start-up transient response for $V_{0.ref}=100V$: bang-bang boost type

제어기법을 사용하여 기동시에 과도전류를 제거하므로 스위칭 소자의 정격에 관한 시스템 설계의 최적화가 가능하다. ICEC기술로 인한 또다른 장점은 제어할수 있는 출력전압 범위가 일반적인 승압형 보다 넓다는 것이다.

그림 15와 16은 출력전압의 기준값이 정류된 선전압의 침투치 보다 작은 100VDC일때의 시뮬레이션

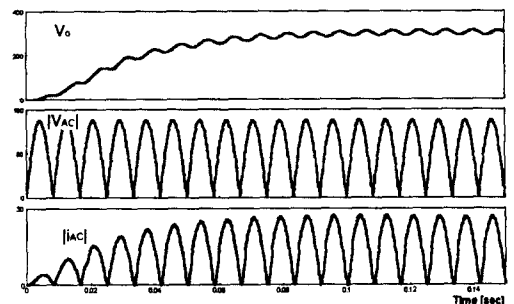


그림 16. $V_{0.ref}=100V$ 의 기동응답 : ICEC기술
Fig. 16. Start-up transient response for $V_{0.ref}=100V$: ICEC techniques

파형이다. 그림 15에 보듯이 기동시에 기동 돌입전류가 나타나며 정상상태에서도 제어 불가능 영역에서 과전류가 나타남을 알 수 있다. 이로인하여 0.7 이하의 낮은 역률을 보이며 출력전압 또한 전압명령치를 추종하지 못하고 있다. 그러나 그림 16에서 보듯이 제안된 ICEC기법 정류된 선전압의 침투치 보다 작은 전압명령을 추종하며 0.96이상의 높은 역률을 보인다. 그림 17~19에서 나타내었다. 실험에 사용한 파라미터값은 다음과 같다.

$$V_{AC} = 100V_{rms}, V_{o,ref} = 170VDC, C_o = 2200\mu F, R_i = 200\Omega, C_r = 200nF, L_r = 175\mu H, f_r = 85kHz$$

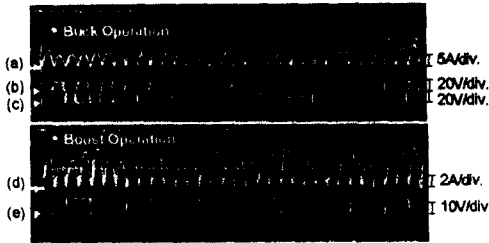


그림 17. 임의의 전류명령에 대한 강압형과 승압형의 정상상태 응답 실험파형

Fig. 17. Experimental Steady-state response for buck and boost operation in case of arbitrary current command

- 강압형동작
 - (a) 정류공진전류승압형동작 $|i_L|$, 5A/div
 - (b) 스위치 P_1 제어신호 10V/div, ON=15V
 - (c) 스위치 P_2 제어신호 10V/div, ON=15V
(전력모드 : P_1 또는 P_2 =ON, 프리윙링모드 : P_1 와 P_2 =OFF)
- 승압형동작
 - (d) 정류공진전류 $|i_L|$, 2A/div
 - (e) 스위치Q 제어신호 10V/div, ON=15V

그림 17은 쿼텀 직렬공진형 정류기의 정상상태에서의 스위칭 제어신호에 따른 승압형과 강압형의 공

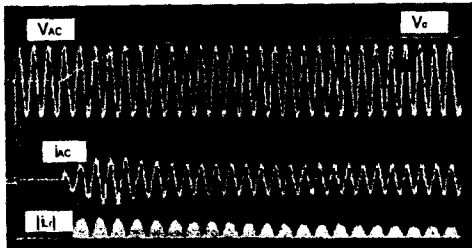


그림 18. 제안된 제어기를 사용한 기동응답 실험파형 (전압 : 100V/div, 전류 : 10A/div)

Fig. 18. Experimental start-up transient responses using proposed controller (Voltage : 100V/div, current : 10A/div)

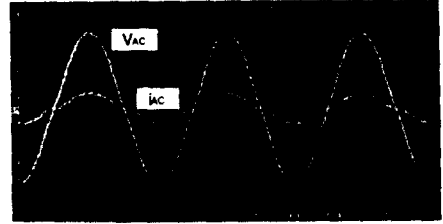


그림 19. 제안된 제어기를 사용한 정상상태 응답실험파형 (전압 : 100V/div, 전류 : 5A/div)

Fig. 19. Experimental steady-state response using proposed controller (Voltage : 100V/div, current : 5A/div)

진전류를 나타내었다. 스위칭 순간은 항상 공진전류의 영점에서 발생하므로 스위칭 손실의 감소됨을 알 수 있다. 제안된 컨버터의 기동시의 응답과 정상상태 응답의 실험파형이 그림 18~19에서 나타내었다. 제안된 제어기법에 의하여 제어되지 않는 범위가 제거되므로 기동시의 돌입전류가 현저히 감소되었다. 또한, 선전류 i_{Ac} 는 거의 정현적으로 나타나고 정상상태 뿐만 아니라 기동상태 동안 선전압과 동상을 가진다. 그 결과 단위 역률에 가까운 역률(약 0.975)을 얻었다.

6. 결 론

높은 입력 역률과 넓은 출력전압 범위를 갖는 강압형과 승압형이 결합된 푸시풀 쿼텀 직렬공진형 정류기(PPQSRR)를 새로이 제안하였고, 제안한 단상 정류기는 회로소자에 높은 스위칭 주파수와 높은전력을 허용할 수 있도록 모든 전력소자가 영전류 스위칭 동작을 한다. 이러한 정류기의 이산시간 동적 모델을 개발하고 동작특성이 해석되었으며 돌입전류 제거제어(ICEC)기법을 개발하여 다른 전류제어기법과 비교분석 하였다. 새로운 PPQSRR는 돌입전류 없이 높은 역률과 넓은 범위의 출력전압 조절을 할 수 있으며 많은 역률개선 회로에 적용이 기대된다.

참 고 문 헌

- 1) S. Manias, and P. D. Ziogas, "An SMR topology with suppressed DC link components and predictive line

current wave shaping," IEEE Industry Application Society Annual Meeting, pp. 630-639, 1986.

- 2) L. Dixon, "High power factor switching preregulator design optimization," Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual, pp. 13-1-13-12, 1991.
- 3) G. W. Moon, B. R. Jo, H. W. Ahn, and M. J. Youn, "Dynamic modeling and predictive current control technique for ZCS power factor preregulator" IEEE International Symposium of Industry Electronics, pp. 498-

502, 1993.

- 4) M. H. Kherluwala, R. L. Steigerwald, and R. Gurumoorthy, "Performance characterization of a high power factor power supply with a single power stage," IEEE Industry Application Society Annual Meeting, pp. 659-665, 1992.
- 5) H. Endo, T. Yamashita, and T. Sugiura, "A high-power-factor buck converter," IEEE Power Electronics Specialist Conference, pp. 1071-1076, 1992.

◇ 著者紹介 ◇



문 건 우(文建又)

1966年 10月 3日生. '90年 2月 한양대학교 공과대학 전자공학과(공학사). '92年 2月 KAIST 전기및전자공학과(공학석사). '96年 2月 KAIST 전기및전자공학과(공학박사). '96年~현재 한전전력연구원 선임연구원.



김 용(金龍)

1957年 3月 20日生. '81年 2月 동국대학교 공과대학 전기공학과(공학사). '83年 2月 동국대 대학원 전기공학과(공학석사). '94年 2月 동국대 대학원 전기공학과(공학박사). '95年~현재 동국대 전기공학과 조교수.



윤 석 호(尹錫好)

1961年 7月 13日生. '84年 2月 광운대학교 공과대학 전기공학과(공학사). '86年 2月 동국대 대학원 전기공학과(공학석사). '96年~현재 동국대 대학원 전기공학과 박사과정. '86年~현재 한전전력연구원 연구원