
Z-원 승압인버터를 이용한 변압기 없는 DGS제어

박 영 산*

Transformerless DGS Control using a Z-source Boost Inverter

Young-San Park*

이 논문은 2005년도 학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음(KRF-2005-214-D00076)

요 약

본 논문은 분산전원시스템(DGS)을 위한 시스템 모델링, 수정된 SVPWM 적용 그리고 수동소자인 L과 C로 구성된 Z-원 인버터의 제어기에 대하여 기술하였다. 기존의 DC/DC 승압 컨버터나 변압기를 사용하지 않고 낮은 DC 입력력을 상용 AC로 만들기 위해서 SVPWM의 영벡터 구간을 이용해 DC-링크단 전압을 승압하는데 이용하였다. 한 스위칭주기에 3개조의 스위칭소자 중에 2개조 만 동시 도통되도록 하여 유효벡터의 손실 없이 승압이 가능하도록 하였다. 빠르고 오버슈트가 없는 전류응답과 낮은 정상상태 전압오차를 얻기 위해서 이산시간 슬라이딩모드 전류제어기와 강인한 서보기구 전압제어기를 설계하였다. 시뮬레이션을 통하여 제안된 알고리즘의 유용성을 확인하였다.

ABSTRACT

This paper presents system modeling, modified space vector PWM implementation and design of a closed loop controller of the Z-source inverter which consists of L and C components and shoot-through zero vectors for DGS. Zero vector periods of SVPWM utilized to boost DC-link voltage instead of conventional DC/DC converter and transformer. Only two shoot-through vectors are used for DC link voltage control during one switching period without loss of non-zero vectors. Discrete time sliding mode controller, robust servomechanism controller are designed to realize fast and no-overshoot current response and a steady state voltage error. Simulation results are shows the effectiveness of the proposed algorithm.

키워드

Distributed Generation System, Z-원 인버터, SVPWM, DSMC, RSC

I. 서 론

고유가 시대가 도래 하면서 대체에너지에 대한 관심이 점차 증가하고 있다. 화석에너지의 유한성과 공해문제 그리고 원자력에너지의 사회적인 문제 등으로 인하여 선진국을 중심으로 친환경 대체에너지의 개발과 사용을 장려

하고 있으며 그 사용율이 점점 증가하고 있다[1]. 따라서 기존의 대단위 중앙집중식 발전시스템보다는 중, 소단위의 지역발전 시스템이 일반화 될 것으로 기대되며 풍력발전, 마이크로터빈, 하이드로터빈, 태양전지 그리고 연료전지와 같은 새로운 발전기술의 진보로 인하여 이들을 이용한 DGS가 전력증가와 환경문제를 동시에 해결할 수 있

는 좋은 예가 될 것이다. 기존의 DGS는 디젤발전기를 이용한 예비전원의 성격이 강하였으며 소음과 진동 그리고 공해의 문제를 가지고 있을 뿐 만 아니라 경제적으로 효과적이지 못하다. 따라서 일부지역과 대형건물에서는 대체에너지를 이용한 독립형, 계통연계형 DGS가 그 자리를 대신하고 있으며 앞으로 수요가 점차 증가할 것으로 기대된다.

본 논문에서는 태양전지나 연료전지와 같이 직접 교류(AC)의 생산이 어려운 직류 대체에너지를 이용하여 변압기 없이 직접 상용 교류(AC)를 생산할 수 있는 Z-원 DGS의 제어를 설계하고자 하였다. Z-형 변환기는 Dr. Peng[2]에 의해 처음 제안되어 전력변환기 분야의 여러 곳에서 응용하기 위해 연구되고 있다[3]. 처음에는 반송과 비교방식에 의한 PWM 방식에서 상하 스위칭 소자가 동시에 도통되도록 하여 DC단 전압을 승압시키는 연구부터 시작하여[2, 4~5] 공간전압벡터 PWM 기법의 영벡터를 이용하는 방법으로 발전하였으며[8], 요즘에는 연료전지, 태양전지 그리고 풍력발전과 같은 대체에너지에 이용하기 위한 연구들이 진행되고 있다. 기존 인버터 PWM 제어방식에서는 상·하 스위칭 소자가 동시에 도통될 경우 인버터가 파괴에 이르나 Z-원 인버터의 경우 승압을 위한 인덕터로 인하여 그런 걱정을 할 필요가 없게 되었다. 따라서 영벡터 구간에서 상·하 스위칭 소자가 동시에 도통되는 시간을 조절하여 DC단 전압을 제어하게 된다. 즉 승압에 필요한 시간을 3등분 하여 3개조의 상·하 스위칭 소자의 동시도통시간을 제어한다[2~8]. 이렇게 되면 제어가 복잡하게 될 뿐만 아니라 유효벡터 구간이 감소하게 된다. 본 논문에서는 유효벡터 구간의 감소없이 영벡터 구간을 이용해 3개의 상·하 스위칭소자 조 중에 2개 조만을 이용하여 유효벡터 감소없이 제어가 가능하도록 하였다.

제어기로는 강인한 서보기구제어기, 이산시간 슬라이딩모드제어기 그리고 비례적분제어기를 이용하였다. 전압제어기로는 특정 전압고조파 제거가 가능하고 낮은 정상상태 오차를 얻을 수 있는 RSC를 사용하였고 전류제어기로는 파라미터 변동과 외란에 대한 민감도가 약하면서 과도상태에서 전류추종능력이 뛰어난 DSMC를 사용하였다[6][7].

II. Z-원 인버터

그림 1.은 기존의 DC/DC 승압컨버터와 DC/AC 인버터 기능을 동시에 할 수 있도록 설계된 Z-원 인버터로서 인버터 스위칭에 의해서 낮은 DC전압이 높은 DC로 승압됨과 동시에 AC로 출력되도록 설계되었다. Z형 DC/DC 승압기는 Dr. Peng[2]에 의해서 처음 제안되었으며 L과 C의 수동소자만을 이용, 자체 내에 승압용 변압기나 스위칭 소자를 갖고 있지 않아 중량 및 부피 면에서도 유리하다.

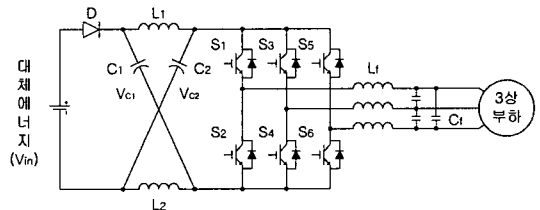


그림 1. 전체 DGS 구성도
Fig. 1. Total DGS configuration

기존의 DC/AC 인버터 스위칭에서는 상하 두 스위칭 소자가 동시에 턴-온 되는 구간이 존재하는 경우 스위칭 소자가 파괴되어 인버터 자체가 망가지게 된다. 그러나 위의 구조에서는 이러한 스위칭 시간을 이용하여 승압할 수 있도록 스위칭 시간을 고려함으로써 승압과 회로가 손상될 위험을 동시에 해결할 수 있다.

2.1 시스템 모델링

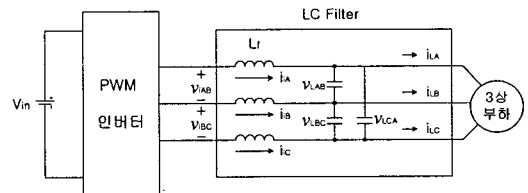


그림 2. 모델링을 위한 간략화 된 시스템 회로
Fig. 2. Simplified system circuit for modeling

인버터 출력측의 LC필터로부터 행렬형태의 전류식 (1)과 전압식 (2)을 얻을 수 있다[5].

$$\frac{dv_L}{dt} = \frac{1}{3C_f} i_i - \frac{1}{3C_f} T_i i_L \quad (1)$$

단, $T_i = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$

$$\frac{di_i}{dt} = \frac{1}{L_f} v_i - \frac{1}{L_f} v_L \quad (2)$$

단, $\begin{pmatrix} i_i = [i_{iAB}, i_{iBC}, i_{iCA}]^T \\ v_i = [v_{iAB}, v_{iBC}, v_{iCA}]^T \\ i_L = [i_{LAB}, i_{LBC}, i_{LCA}]^T \\ v_L = [v_{LAB}, v_{LBC}, v_{LCA}]^T \end{pmatrix}$

식 (1)과 식 (2)는 인버터 회로 모델의 두 상태방정식이 된다. ABC 좌표축을 dq 고정좌표축으로 변환하면 식 (3)과 같이 된다.

$$f_{dq0} = k_s f_{ABC} \quad (3)$$

단, $k_s = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}$, $f_{dq0} = [f_d, f_q, f_0]^T$,

$$f_{abc} = [f_A, f_B, f_C]^T$$

f는 전압이나 전류의 변수를 나타낸다.

식(1)과 식 (2)를 dq 고정좌표축 식으로 바꾸면 식 (4), (5)가 된다.

$$\frac{dV_{Ldq}}{dt} = \frac{1}{3C_f} I_{idq} - \frac{1}{3C_f} T_{idq} I_{Ldq} \quad (4)$$

$$\frac{dI_{idq}}{dt} = \frac{1}{L_f} V_{idq} - \frac{1}{L_f} V_{Ldq} \quad (5)$$

여기서

$$T_{idq} = [k_s T_i k^{-1}] = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} 1 & -\sqrt{3} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & 1 \end{pmatrix}$$

V_{Ldq} , I_{idq} 를 시스템 상태변수(X), 인버터 출력전압 (V_{idq})을 제어입력(U), 그리고 부하전류 I_{Ldq} 를 외란(d)라 하면 식 (4), (5)는 다음과 같은 상태공간 방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) + Ed(t) \quad (6)$$

단,

$$X = \begin{bmatrix} V_{Ldq} \\ I_{idq} \end{bmatrix}_{4 \times 1}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{3C_f} I_{2 \times 2} \\ -\frac{1}{L_f} I_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} \end{bmatrix}_{4 \times 4}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 2} \\ \frac{1}{L_f} I_{2 \times 2} \end{bmatrix}_{4 \times 2}, \quad U = [V_{idq}]_{2 \times 1}$$

$$E = \begin{bmatrix} -\frac{1}{3C_f} T_{idq} \\ 0_{2 \times 2} \end{bmatrix}_{4 \times 2}, \quad d = [I_{Ldq}]_{2 \times 1}$$

2.2 Z원 인버터의 수정된 공간벡터 PWM

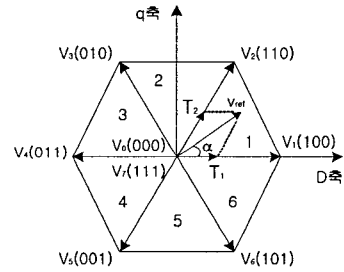


그림 3. 6개의 기본벡터와 스위칭 패턴
Fig. 3. 6 basic vectors and switching patterns

인접한 두 기본벡터로부터 시분할에 의해 기본벡터 (v_{ref})를 구하면 식 (7)과 같다.

$$\int_0^{T_s} v_{ref} dt = \int_0^{T_a} V_a dt + \int_{T_a}^{T_a+T_b} V_b dt + \int_{T_a+T_b}^{T_s} V_0 dt$$

$$v_{ref} \cdot T_s = V_a \cdot T_a + V_b \cdot T_b \quad (7)$$

V_a, V_b : 인접한 두 기본벡터, V_0 : 0벡터

$$T_s = T_a + T_b + T$$

v_{ref} 를 dq축 값(V_d, V_q)으로 분리하고 T_a, T_b 값을 구하면 식(8)과 같다.

$$T_a = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} \left[V_d \sin\left(\frac{n}{3}\pi\right) + V_q \cos\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) \right]$$

$$T_b = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} \left[V_a \sin\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) + V_q \cos\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) \right] \quad (8)$$

(단, $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$, $n=1-6$ 각 섹터를 나타냄)

위 식 (7), (8)으로부터 SVPWM의 T_a, T_b, T 값을 구할 수 있으나 인버터 스위칭에 의해서 출력을 승압시키려면 별도의 상하스위칭 소자가 동시에 도통되도록 하는 스위칭 시간이 삽입되어야 한다. 그렇게 되면 연산이 복잡해질 뿐만 아니라 전체적인 효율이 떨어지게 되므로 기존의 0백터시간(T)을 이용해 Z형 컨버터에서 승압이 이루어지도록 스위칭시간을 조절한다.

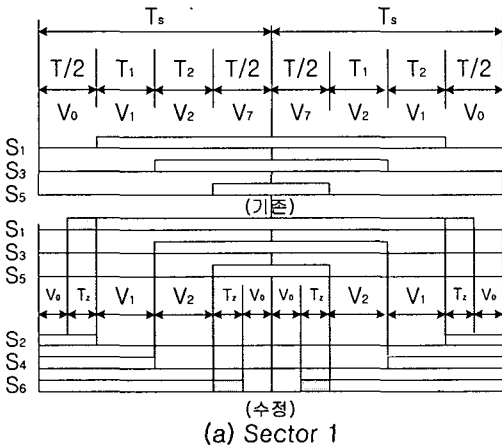


그림 4. 수정된 SVPWM 스위칭 입력(섹터1)
Fig. 4. Modified SVPWM switching input

그림 1. 인버터에서 S_1S_2, S_3S_4, S_5S_6 가 각각 상하스위칭 소자로 짝을 이루어 각 상전압을 만들어 내게 되며 0백터는 S_1, S_3, S_5 가 동시에 온이거나 오프인 경우에 생기게 된다. Z형 컨버터에서 승압이 이루어지는 경우는 상하 짝을 이루는 S_1S_2, S_3S_4, S_5S_6 가 동시에 도통되는 구간에서 이루어지게 된다. 따라서 기존의 SVPWM에서 0백터구간을 이용해 승압을 시킬 수 있으며 승압의 정도는 상하스위칭 소자의 동시 도통시간에 비례하여 증가하게 된다. 그림 4는 Z-원 인버터의 수정된 스위칭 패턴을 보여주고 있다. 스위칭은 여전히 1주기(T_s)에 1번만 이루어지고 있으며 스위칭 패턴에 따라 동시 도통 스위칭 시간(T_a)을 적절하게 배치하였다. 그림 4와 같은 방식으로 섹터 1에서는 S_1S_2, S_5S_6 의 스위칭으로, 섹터 2에서는 S_3S_4, S_5S_6

의 스위칭에 의해서 승압이 이루어지므로 한 스위칭주기에 3번의 승압 스위칭 대신에 2번의 스위칭만으로 승압이 이루어지도록 하여 실제 유효백터의 크기를 감소시키지 않고 0백터 구간을 이용해 Z-형 컨버터 출력을 승압할 수 있도록 하였다. 따라서 승압을 위한 스위칭 시간은 0백터 구간(T_0)에 의해서 제약을 받게 된다.

III. 제어 시스템

그림 5.에서 RSC는 강인한 서보기구제어기, DSMC는 이산시간 슬라이딩모드제어기 그리고 PIC는 비례적분제어기를 나타낸다. u_1 은 제한된 전류지령치, u 는 전압지령치 그리고 V_i 는 인버터 출력전압이다. 전압제어기로는 특정전압고조파 제거가 가능하고 낮은 정상상태 오차를 얻을 수 있는 RSC를 사용하였고 전류제어기로는 과도상태에서 전류추종능력이 뛰어난 DSMC를 사용하였다.

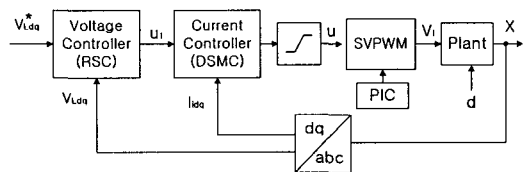


그림 5. 제어시스템 개략도
Fig. 5. Block diagram of the control system

3.1 이산시간 슬라이딩모드제어

연속시간 모델식 (6)로부터 전류제어기는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= AX(t) + Bu(t) + Ed(t) \\ y(t) &= CX(t) \\ e(t) &= y(t) - y_{ref}(t) \end{aligned} \quad (9)$$

$$y = \begin{bmatrix} I_{id} \\ I_{iq} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} V_{id} \\ V_{iq} \end{bmatrix}, d = \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix}$$

식 (9)을 이산시간 형태로 표현하면 식 (10)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} X(k+1) &= \bar{A}X(k) + \bar{B}u(k) + \bar{E}d(k) \\ y(k) &= CX(k) \\ e(k) &= y(k) - y_{ref}(k) \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 $\bar{A} = e^{A\tau}$, $\bar{B} = \int_0^\tau e^{A(\tau-\tau')}Bd\tau$, $\bar{E} = \int_0^\tau e^{A(\tau-\tau')}Ed\tau$
출력 $y(k)$ 가 $y_{ref}(k+1)$ 값을 추종하게 하기 위해서 다
음과 같은 슬라이딩모드 매니폴드를 선택할 수 있다.

$$S(k) = y(k) - y_{ref}(k) = CX(k) - y_{ref}(k) \quad (11)$$

$$S(k+1) = y(k+1) - y_{ref}(k+1) \quad (12)$$

$$= C\bar{A}X(k) + C\bar{B}u(k) + C\bar{E}d(k) - y_{ref}(k+1) = 0$$

식 (12)의 해로써 제어입력 $u(k)$ 가 설계된다면 이산시
간 슬라이딩모드제어가 가능하게 된다[6]. 식 (12)을 만족
하는 제어법칙을 등가제어라 하고 다음식과 같이 주어진다.

$$u_{eq}(k) = (C\bar{B})^{-1}(I_{idq}(k) - C\bar{A}X(k) - C\bar{E}d(k)) \quad (13)$$

$u(k)$ 가 다음과 같이 제한된다면

$$\|u(k)\| \leq u_0$$

식 (14)의 수정된 제어법칙을 적용할 수 있다.

$$u(k) \begin{cases} u_{eq} & , \|u_{eq}(k)\| \leq u_0 \text{일때} \\ \frac{u_0}{\|u_{eq}(k)\|} u_{eq}(k) & , \|u_{eq}(k)\| > u_0 \text{일때} \end{cases} \quad (14)$$

식(14)의 이산시간 슬라이딩모드 제어법칙은 유한스
텝 후에 도달될 수 있으며 u_0 는 SVPWM 인버터에 의해서
결정된다.

3.2 이산시간 전압제어기(RSC)

RSP(Robust Servomechanism Problem)의 이론과 그의
해는 Davison's work[7]에서 수학의 관점에서 설명되었
다. 강인한 서보기구 문제를 해결하기 위한 실제적인 다
변수 제어기 설계의 목표는 빠른 응답특성, 강인성과 같
은 장점뿐만 아니라 폐루프 안정성과 점근적인 변동물을
얻는 것이다[6][7]. 본 논문에서는 미지부하에 대하여 정
상상태 오차를 최소화하고 안정된 시스템의 특정주파수
에서 고조파의 제거가 가능하도록 내부모델 원리와 최적
제어를 결합한 RSC(Robust Servomechanism Controller)를
전압제어기로 사용하였다.

그림 6.에서 보인바와 같이 이산시간 RSC는 서보 보상

기와 안정화 보상기로 이루어져 있다. 전류리밍신호
(I_{cdq})는 과전류 하에서 시스템 보호를 위해서 최대치가
제한된다.

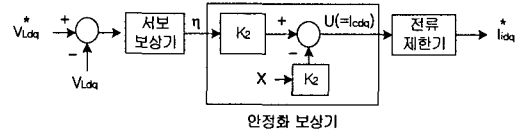


그림 6. RSC를 이용한 이산시간 전압제어기
Fig. 6. Voltage controller using RSC

DSMC가 내부루프(전류제어기)에 포함되어 있기 때
문에 RSC를 위한 제어기 구성시 DSMC를 원래 플랜트에
포함시켜야 한다. 식 (14)의 DSMC를 포함한 전체 플랜트
의 RSC는 식 (15)로 표현된다.

$$\begin{cases} X(k+1) = A_d X(k) + B_d u_1(k) + E_d d(k) \\ y_d = C_d X(k) \end{cases} \quad (15)$$

여기서 $A_d = \bar{A} - \bar{B}(C_1\bar{B})^{-1}C_1\bar{A}$, $B_d = \bar{B}(C_1\bar{B})^{-1}$,
 $E_d = \bar{E} - \bar{B}(C_1\bar{B}C_1\bar{E})$

$$C_d = [I_{2 \times 2} \quad 0_{2 \times 2}], \quad u_1(k) = I_{cdq}(k), \quad y_d = [V_{Ldq}] = \begin{bmatrix} V_{Ld} \\ V_{Lq} \end{bmatrix}$$

식 (15)을 위해서 참고문헌[7]의 조건에 따른 RSP의 해
가 검증되기만 하면 RSC는 다음과 같이 설계될 수 있다.

트래킹, 외란의 극을 $\pm j\omega_1, \pm j\omega_2$, 그리고 $\pm j\omega_3$ 라 하
면 연속시간 서보보상기는 다음과 같이 정의 된다.

$$\dot{\eta} = A_\eta \eta + B_\eta e_{vdq} \quad (16)$$

$$\text{여기서 } e_{vdq} = V^*_{Ldq} - V_{Ldq}, \quad A_c = \begin{bmatrix} A_{c1} & 0_{4 \times 4} & 0_{4 \times 4} \\ 0_{4 \times 4} & A_{c2} & 0_{4 \times 4} \\ 0_{4 \times 4} & 0_{4 \times 4} & A_{c3} \end{bmatrix}_{12 \times 12},$$

$$B_c = \begin{bmatrix} B_{c1} \\ B_{c2} \\ B_{c3} \end{bmatrix}_{12 \times 12}$$

$$A_{ci} = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 2} & I_{2 \times 2} \\ -\omega_i^2 I_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} \end{bmatrix}, \quad B_{ci} = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 2} \\ I_{2 \times 2} \end{bmatrix}_{4 \times 2}, \quad \omega_i \quad (i = 1, 2, 3),$$

$$\omega_1 = \omega, \quad \omega_2 = 5\omega, \quad \omega_3 = 7\omega$$

3배수 홀수 고조파와 짝수고조파는 3상 인버터에서 억
제되므로 제5, 제7 고조파가 주 외란의 극으로 선택되었
다.

식 (16)의 이산시간 형태는 식 (17) 형태로 나타낼 수 있다.

$$\eta(k+1) = \bar{A}\eta(k) + \bar{B}e_{cdq}(k) \quad (17)$$

여기서 $\bar{A}_c = e^{A_c T_s}$, $\bar{B}_c = \int_0^{T_s} e^{A_c(T_s-\tau)} B_c d\tau$

그러므로 식 (15)과 식 (17)의 서보보상기를 결합한 시스템 모델은 다음식과 같다.

$$\hat{X}(k+1) = \hat{A}\hat{X}(k) + \hat{B}u_1(k) + \hat{E}_1\hat{d}(k) + \hat{E}_2y_{dref}(k) \quad (18)$$

단, $\hat{X}(k) = \begin{bmatrix} X(k) \\ \eta(k) \end{bmatrix}$, $\hat{A} = \begin{bmatrix} A_d & 0 \\ -\bar{B}C_d & \bar{A}_c \end{bmatrix}$, $\hat{B} = \begin{bmatrix} B_d \\ 0 \end{bmatrix}$,
 $\hat{E}_1 = \begin{bmatrix} E_d \\ 0 \end{bmatrix}$, $\hat{E}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{B}_c \end{bmatrix}$, $u_1(k) = I_{cdq}(k)$, $\hat{d}(k) = I_{Ldq}(k)$,
 $y_{dref}(k) = V_{Ldq}(k)$

식 (18)의 제어신호 u_1 을 만드는 안정화 보상기는 다음식과 같은 이산 선형2차 성능지수를 최소로 하는 귀환 게인 K 를 통해 전체시스템의 안정성과 성능을 보장한다.

$$J_c = \sum_{k=0}^{\infty} \hat{X}^T(k) Q \hat{X}(k) + cu_1^T(k)u_1(k) \quad (19)$$

여기서 Q 는 양의 값을 갖는 대칭행렬이고 ϵ 는 작은 값으로 설계자에 의해서 결정된다. 피드백 게인 K 는 식 (18)를 위한 대수적 리카티 방정식을 푸는 Matlab함수 `dlqr()`를 이용해서 얻을 수 있다. 선형 LTI시스템이라 할때 K 는 Matlab함수에 의해 미리 계산된 상수이다. 그러므로 제어 입력(u_1)은 이득 K 와 상태변수(X, η)로부터 다음과 같이 얻어질 수 있다.

$$u_1(k) = -K\hat{X}(k) = -[K_1, K_2] \begin{bmatrix} X(k) \\ \eta(k) \end{bmatrix} = -K_1X(k) - K_2\eta(k) \quad (20)$$

결과적으로 과부하로부터 시스템을 보호하기 위하여 전류지령신호가 제한될 필요가 있기 때문에 전류 제한기 알고리즘이 주 프로그램에 포함된다.

$$I_{idq} = \begin{cases} I_{cdq}(k), & \|I_{cdq}(k)\| \leq I_{max} \text{ 일때} \\ \frac{I_{max}}{\|I_{cdq}(k)\|}, & \|I_{cdq}(k)\| < I_{max} \text{ 일때} \end{cases} \quad (21)$$

IV. 시뮬레이션 결과 및 고찰

제안된 수정된 SVPWM Z-원 인버터를 이용한 DGS 회로와 제어기법의 유용성을 확인하기 위하여 AC208V (L-L)/60Hz/10kVA의 시뮬레이션 테스트 베드를 Matlab/simulink를 이용해 구성하였다. 사용된 파라미터들은 표 1과 같다.

선형/비선형 부하 그리고 과도부하에 대해서 시뮬레이션을 행하였다. 선형부하는 저항을 이용하였으며, 비선형부하는 3상 인덕터(2mH), 3상 브리지 다이오드, DC 링크 커패시터(800uF) 그리고 저항(7Ω)으로 구성하였다.

표 1. Z-원 DGS 파라미터
Table 1. Z-source DGS parameters

DC 입력전압	$V_{in}=130\sim 300V$
DC 링크전압	$V_{c1}=V_{c2}=340V$
정격출력	$P_{out}=10kVA$
임피던스 구성요소	$L_1=L_2=200\mu H$, $C_1=C_2=1000\mu F$
인버터 출력 필터	$L_f=1000\mu H, C_f=200\mu F$
AC 출력전압	$V_{Lrms}=208V(L-L)$
스위칭/샘플링 주기	$T_s=1/(5.4)kHz$

그림 7.은 인버터 출력전압 뿐 만아니라 DC 링크단의 전압(V_{C2})을 조절하기 위한 6개 스위칭소자의 PWM 파형을 보여준다. 파형에서 승압을 위한 상하 두 스위칭소자의 동시 도통구간을 확인할 수 있다.

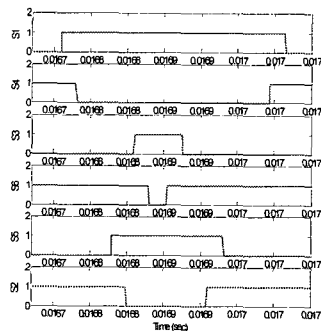


그림 7. 6 PWM 게이트 신호
Fig. 7. Six PWM gating signals

그림 8.은 10kW 비선형 부하에서의 전압, 전류파형을 보여주고 있다. DC입력(V_{in})은 130V이고, 208V의 3상 AC가 출력됨을 확인할 수 있다. 그림 9, 10.은 부하의 스텝상승, 스텝하강시 파형으로 부하가 5kW에서 10kW로 증가할 때 대체에너지의 DC입력 V_{in} 은 250V에서 130V로, 반대로 10kW에서 5kW로 감소할 때 130V에서 250V로 변한다. 부하의 갑작스런 변화에도 DC링크단 전압과 출력전압이 잘 제어되고 있음을 확인할 수 있다.

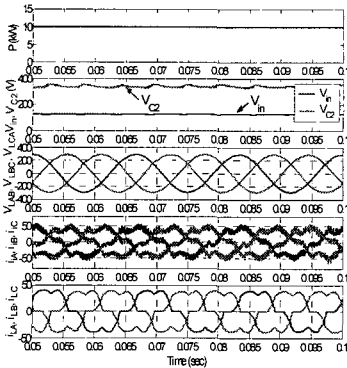


그림 8. 시뮬레이션 결과(비선형 부하시)
Fig. 8 Simulation results(nonlinear load)

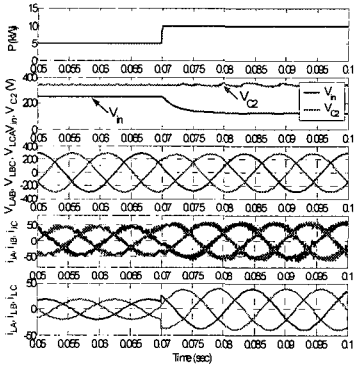


그림 9. 시뮬레이션 결과(부하 증가시)
Fig. 9 Simulation results(load increases)

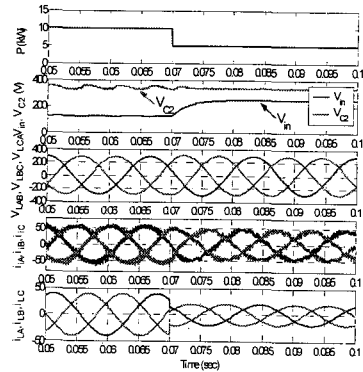


그림 10. 시뮬레이션 결과(부하 감소시)
Fig. 10 Simulation results(load decreases)

V. 결 론

수동소자(L, C)만을 이용해 Z-형 승압 컨버터를 구성하였고 기존 인버터 제어의 SVPWM 기법을 수정 이용함으로써 변압기 없는 DGS를 구성할 수 있었다. DC링크단 승압을 위해서 변압기나 전력용 반도체 소자, 전압/전류 센서 그리고 DSP와 같은 것들이 필요없게 됨으로써 신뢰성, 효율, 경제성면에서 장점을 갖는다.

빠르고 오버슈트가 존재하지 않는 응답특성, 미지부하에 대한 적은 정상상태오차 그리고 낮은 THD를 갖는 RSC, DSMC와 같은 제어 알고리즘을 적용하였다. 승압을 위한 Z-형 컨버터 제어에 기존의 SVPWM기법을 수정 이용함으로써 승압과 인버터 제어를 동시에 행할 수 있는 잇점을 갖는다.

본 연구는 대체에너지를 이용해 3상 AC 전압출력을 원하는 많은 곳에 응용할 수 있을 것이며 대규모 중앙집중식 발전시스템에서 소규모 지역발전시스템으로의 변화에 유용하게 이용될 수 있을 것이다.

참고문헌

저자소개

[1] 박영산, “태양광 및 소단위 풍력발전용 변압기 없는 인버터”, 한국해양정보통신학회지 제8권 제2호, pp. 407-412, 2004. 4월.

[2] Fang Zheng Peng, “Z-source inverter”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 2, pp. 504-510, Mar/Apr., 2003.

[3] Miaosen Shen, Alan Koseph, Jin Wang, Fang Z. Peng, and Donald J. Adans, “Comparison of Traditional Inverters and Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles”, IEEE Transactions on Powerelectronics, pp. 125-132, 2004.

[4] T. Q. Vinh, T. W. Chun, J. R. Ahn, H. H. Lee, “Algorithms for Controlling Both the DC Boost and AC Output Voltage of the Z-source Inverter” IEEE Annual conference on Industrial Electronics Society, pp. 970-974, Nov. 2005.

[5] P.C. Loh, D. M. Vilathgamuwa, C. J. Gajanayake, Y. R. Lim and D. W. Tao, “Transient Modeling and Analysis of Pulse-Width Modulated Z-Source Inverter”, IEEE 40th, IAS Annual meeting, Conference on Industry Applications. pp. 2782-2789, Oct., 2005.

[6] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, “Sliding Mode Control in Electromechanical System”, Tayler & Franci, Philadelphia, PA, 1999.

[7] E.J Davison and B. Scherzinger, “Perfect control of the robust servomechanism problem”, IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 32, no. 8, pp. 689-702, 1987.

[8] Jingbo Liu, Jingang Hu, Longya Xu, “A Modified Space Vector PWM for Z-source Inverter-Modeling and Design”, IEEE International Conference on Electrical Machine and Systems, vol. 2, pp. 1242-1247, Sep., 2005.

박 영 산(Young-san Park)

1991. 한국해양대학교 기관공학과 공학사
1997. 한국해양대학교 기관공학과 공학석사
2000. 한국해양대학교 기관공학과 공학박사
2005. 미국 OSU 포닥
2000.3~현재 목포해양대학교 기관시스템공학부 부교수
※관심분야: 반도체 전력변환, DGS, DSP 응용