

Quasi Z-소스 인버터의 임피던스 네트워크 설계방법

양종호*, 전태원*, 이흥희*, 김흥근**, 노의철***
 울산대학교*, 경북대학교**, 부경대학교***

Method for Designing Impedance Network at Quasi Z-Source Inverter

J.H.Yang*, T.W.Chun*, H.H.Lee*, H.G.Kim**, E.C.Nho***
 Ulsan University*, Kyungpook University**, Pukyong University***

ABSTRACT

This paper presents the method to design the inductor and capacitor value considering the ripple component that may be generated by three operating states of the Quasi Z source inverter at the impedance network. Based on the analysis of each operation mode, the equations of the capacitor voltage and inductor current are derived. In order to simplify the design processing, design equations of the impedance network are derived where the capacitor voltage and inductor current are lineared. The validity of the design method is verified with the simulation result using PSIM.

1. 서 론

Z Source Inverter(ZSI)의 변형된 형태인 Quasi Z Source Inverter(QZSI)는 ZSI와 비슷한 특성을 가지면서 입력전압과 출력전압이 공통접지이고, 입력전류가 연속인 장점이 있다. 이러한 QZSI에서 임피던스 네트워크의 설계방법은 상당히 중요하다.^{[1] [3]}

본 논문에서는 QZSI의 3개의 동작모드에서 발생하는 리플을 고려하여 임피던스 네트워크를 설계하는 방법을 제시하였다. 각 동작모드별 등가회로 해석을 통해 커패시터 전압식과 인덕터 전류식을 유도하여 동작특성을 분석하고, PSIM을 이용한 시뮬레이션을 통해 그 설계방법의 타당성을 검증한다.

2. 임피던스 네트워크의 동작특성

QZSI의 동작모드는 활성 및 제로 상태모드, 암단락 모드 등 3개의 모드로 구성된다. 이 절에서는 각 동작모드별 등가회로를 해석하고 두 커패시터 전압과 인덕터 전류식을 유도한다.

2.1 활성 및 제로 상태모드

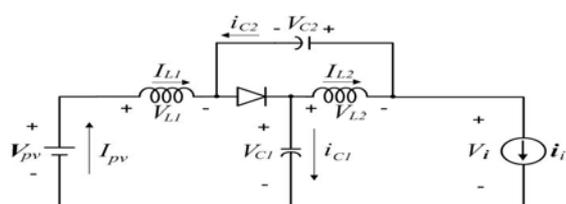


그림 1 QZSI의 활성상태모드 등가회로
 Fig. 1 Equivalent circuit at Active state mode

그림 1은 활성 상태모드에서의 QZSI 등가회로이다. 이때 임피던스 네트워크 내의 다이오드는 도통되고, 인버터 입력전류 i_i I_i 로 일정하다고 가정하면, 커패시터 C1의 전압식과 인덕터 L1의 전류식은 다음과 같이 유도된다.

$$V_{C1} = V_{PV} + X_{1A} \sin(\omega_{1A}t + \theta_{1A}) \quad (1)$$

$$i_{L1} = i_{C1} + I_i = I_i + X_{1A} \omega_{1A} C_1 \cos(\omega_{1A}t + \theta_{1A}) \quad (2)$$

여기서, $\omega_{1A} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$,

$$X_{1A} = \sqrt{(V_{C1A}(0) - V_{PV})^2 + [(i_{L1A}(0) - I_i) / (C_1 \omega_{1A})]^2},$$

$$\theta_{1A} = \tan^{-1}[(V_{C1A}(0) - V_{PV}) \omega_{1A} C_1 / (i_{L1A}(0) - I_i)]$$

이고, V_{PV} 는 입력 직류전압이고, I_i 는 인버터 입력전류이다. 또한 커패시터 C2의 V_{C2} 전압식과 인덕터 L2의 i_{L2} 전류식은 다음과 같이 유도된다.

$$V_{C2} = X_{2A} \sin(\omega_{2A}t + \theta_{2A}) \quad (3)$$

$$i_{L2} = i_{C2} + I_i = I_i + X_{2A} \omega_{2A} C_2 \cos(\omega_{2A}t + \theta_{2A}) \quad (4)$$

여기서, $\omega_{2A} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$,

$$X_{2A} = \sqrt{(V_{C2A}(0))^2 + [(i_{L2A}(0) - I_i) / (C_2 \omega_{2A})]^2},$$

$$\theta_{2A} = \tan^{-1}[V_{C2A}(0) \omega_{2A} C_2 / (i_{L2A}(0) - I_i)]$$

이 된다.

제로 상태모드는 활성 상태모드에서 유도된 식들에서 I_i 0이 되었을 때 동일한 식으로 유도되므로 제로상태 모드를 활성상태 모드의 일부로 보고 모두 활성상태 모드라고 정의한다.

2.2 암단락 상태모드

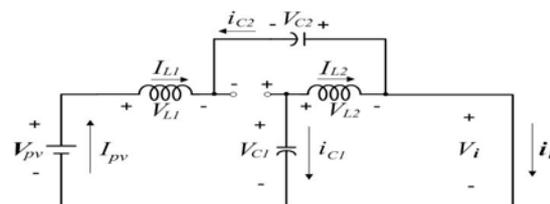


그림 2 QZSI의 암단락상태 모드 등가회로
 Fig. 2 Equivalent circuit at shoot-through state mode

암단락상태 모드는 임피던스 네트워크내의 다이오드가 오프되고, 인버터의 스위치가 암단락되어 $V_i = 0$ 이 된다. 이때의 커

패시터 C1, C2의 전압식과 인덕터 L1, L2의 전류식은 다음과 같이 유도된다.

$$V_{C1} = X_{1S} \sin(\omega_{1S}t + \theta_{1S}) \quad (5)$$

$$i_{L2} = -i_{C1} = -X_{1S} \omega_{1S} C_1 \cos(\omega_{1S}t + \theta_{1S}) \quad (6)$$

$$V_{C2} = -V_{PV} + X_{2S} \sin(\omega_{2S}t + \theta_{2S}) \quad (7)$$

$$i_{L1} = -i_{C2} = -X_{2S} \omega_{2S} C_2 \cos(\omega_{2S}t + \theta_{2S}) \quad (8)$$

$$\text{여기서, } \omega_{1S} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_1}}, \quad \omega_{2S} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_2}},$$

$$X_{1S} = \sqrt{(V_{C1S}(0))^2 + [-i_{L2S}(0)/(C_1 \omega_{1S})]^2},$$

$$X_{2S} = \sqrt{(V_{C2S}(0) + V_{PV})^2 + [-i_{L1S}(0)/(C_2 \omega_{2S})]^2},$$

$$\theta_{1S} = \tan^{-1}[-V_{C1S}(0) \omega_{1S} C_1 / i_{L2S}(0)],$$

$$\theta_{2S} = \tan^{-1}[-(V_{C2S}(0) + V_{PV}) \omega_{2S} C_2 / i_{L1S}(0)]$$

가 된다. $\pi/2 < \theta_s < \pi$ 의 범위가 된다.

2.3 임피던스 네트워크 설계

커패시터 전압과 인덕터 전류파형이 비선형이므로 커패시터 및 인덕터 값을 설계하기가 상당히 복잡하므로 두 파형을 선형화하면 그림 3과 같이 나타낼 수 있다.

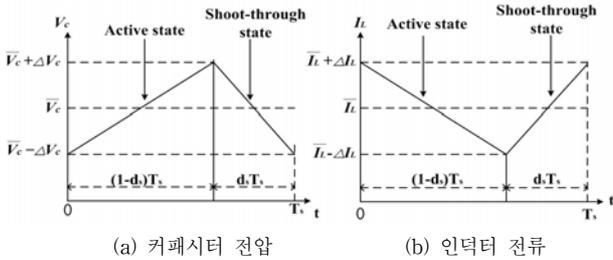


그림 3 선형화된 QZSI의 커패시터 전압과 인덕터 전류파형
Fig. 3 Linearized waveforms of capacitor voltage and inductor current of QZSI

그림 3에서 한주기(T_s)동안 각 동작모드별 커패시터 평균전압 \bar{V}_C 과 인덕터 평균전류 \bar{I}_L 를 기준으로 커패시터 전압과 인덕터 전류의 변화량 ΔV_C , ΔI_L 로부터 다음과 같이 유도된다.

$$C_1 = \frac{M_{sh} T_S I_i}{2R_v V_{PV}}, \quad C_2 = \frac{(1 - M_{sh}) T_S I_i}{2R_v V_{PV}} \quad (9)$$

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{PV} M_{sh} T_S}{2R_c I_i} \quad (10)$$

이때, $M_{sh}(T_{sh}/T_S)$ 는 암단락비이고, 평균 전압 및 전류에 대한 리플성분비 R_v 와 R_c 는 다음과 같이 정의한다.

$$R_v = \frac{V_C - \bar{V}_C}{\bar{V}_C}, \quad R_c = \frac{I_L - \bar{I}_L}{\bar{I}_L}$$

그리고 계통연계형 인버터에서 계통 피크상전압 V_m 을 적용하기 위해 M_{sh} 와의 관계식을 유도하면 다음과 같다.

$$M_{sh} = \frac{2V_m - V_{PV}}{4V_m - V_{PV}} \quad (11)$$

식 (9), (10)에 식 (11)를 대입하면 다음과 같이 설계식을 유도할 수 있다.

$$C_1 = \frac{T_S I_i (2V_m - V_{PV})}{2R_{v1} V_{PV} (4V_m - V_{PV})} \quad (12)$$

$$C_2 = \frac{T_S I_i (2V_m)}{2R_{v2} V_{PV} (4V_m - V_{PV})} \quad (13)$$

$$L_1 = L_2 = \frac{T_S V_{PV} (2V_m - V_{PV})}{2R_{c1} I_i (4V_m - V_{PV})} \quad (14)$$

이 커패시터 및 인덕터 용량은 허용 리플성분비만 결정되면 입력 직류전압 V_{PV} 와 인버터 입력전류 I_i 의 변화범위를 고려하여 결정할 수 있다.

3. 시뮬레이션 결과

그림 4는 단상 계통연계형 QZSI를 PSIM으로 구성하여 한주기동안의 두 커패시터 전압과 인덕터 전류를 나타낸 시뮬레이션 결과이다. 설계 파라미터를 T_S 200us, I_i 10A, V_m 180V, V_{PV} 120V, R_{v1} 0.001, R_{v2} 0.01, R_c 0.1로 결정했을 경우, 설계식으로부터 C_1 1667uF, C_2 250uF, L_1 L_2 2.4mH가 된다. 시뮬레이션 결과를 보면 리플비 R_{v1} 0.0012, R_{v2} 0.0096, R_{c1} 0.071, R_{c1} 0.087가 된다. L_1 전류의 리플성분비 R_{c1} 에서 29%의 오차가 발생했지만 다른 리플들은 비슷하게 나타남을 알 수 있다.

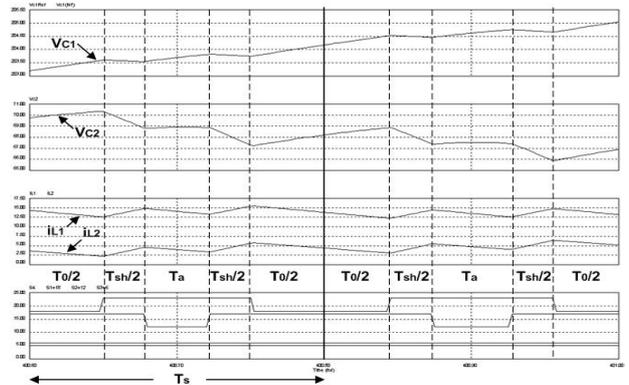


그림 4 단상 계통연계형 QZSI의 시뮬레이션 결과
Fig. 4 Simulation result of grid-connected QZSI

4. 결론

본 논문에서는 QZSI의 각 동작모드별 리플을 고려하여 임피던스 네트워크를 설계하기 위한 방법을 제시하였다. 각 동작모드별 해석을 통해 커패시터 전압식과 인덕터 전류식을 유도하고, 임피던스 네트워크의 두 커패시터와 인덕터 설계식을 유도하였다. 그리고 PSIM을 이용한 시뮬레이션을 통하여 그 설계 방법의 타당성을 확인하였다.

이 논문은 2010년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지기술연구원 (KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구과제입니다. (No.2010T100100465)

참고 문헌

- [1] Fang Zheng Peng, "Z Source Inverter", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 39, no.2, pp.504 510 March/April 2003.
- [2] S. Rajakaruna, and Y.R.L. Jayawickrama, "Designing Impedance Network of Z Source Inverters", IPEC 2005, pp.962 967, 2005.
- [3] 전태원, 트란관빈, 김홍근, "Z 소스 인버터를 사용한 단상 계통 연계형 태양광 시스템 제어", 전력전자학회논문지, 제 13권 제5호 2008년.10월, pp. 369 375.