

循序式 게이트 구동방식에 의한 직렬共振形 高周波 인버터 特性 解析

(Analysis of Series Resonant High Frequency Inverter
using Sequential Gate Control Strategy)

裴英鎬* · 徐基永** · 權純杰 · **李鉉雨**

(Young-Ho Bae · Ki-Young Suh · Soon-Kurl Kwon · Hyun-Woo Lee)

요 약

본 연구에서는 순차식 게이트구동방식을 사용하여 L, C공진회로로 링크된 2조의 full-bridge 인버터회로를 병렬제어하는 기법을 제안하고 있다.

MOSFET로 구성된 각 인버터는 한개의 등가스위치 모델로 되어 직렬공진형 등가 half-bridge 인버터 회로를 구성하고 있다. 게이트 제어기법으로 각 소자의 구동 주기를 분할 제어함으로써 소자의 직병렬 운전이 가능한 순차식 게이트 구동방식을 사용하고 이에따른 인버터의 회로동작 모드를 분석하고 해석하였다.

시뮬레이션을 통한 회로 해석 결과 각 인버터단과 소자의 전압 및 전류분담이 적절히 이루어 지고 있음을 알 수 있었고 안정된 회로동작이 이루어지고 있음을 확인하였다.

Abstract

This research proposes a high frequency series resonant inverter consisting of equivalent half-bridge model in combination with two L-C linked full-bridge inverter circuits using MOSFET.

As a output power control strategy, the sequential gate control method is applied. Also, analysis of operating MODE and state equation is described. From the computer simulation results, the inverters and devices can be shared properly voltage and current rating of the system in accordance with series and parallel operations.

And it is confirmed that the proposed system has very stable performance.

1. 서 론

최근 전력변환장치의 고주파화 경향에 따라 전력용반도체 소자를 사용한 전력변환기의 고주파

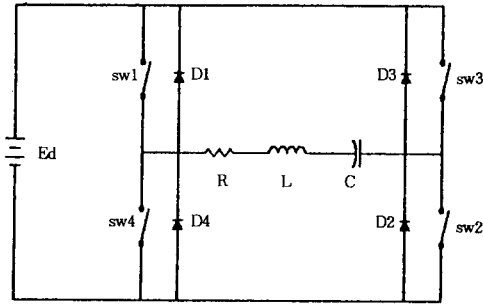
대용량화에 대응하기위해 많은 연구가 진행되고 있다.

고주파 스위칭전원은 변환장치의 고효율및 소형경량화에 적합한 전원이며 스위칭 주파수를 보다 높게하여 변압기나 필터의 크기를 줄이는데 목적이있으며 따라서 펄스폭 변조제어(Pulse Width Modulation)를 사용한 교류무정전 전원

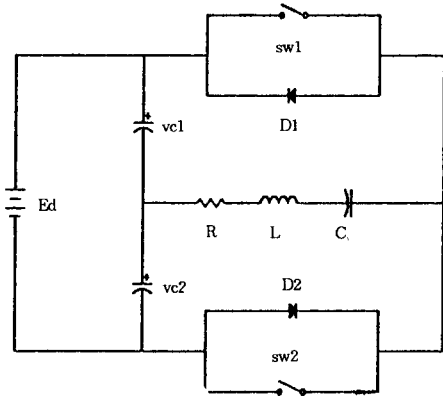
*正會員: 慶南大 大學院 電氣工學科 博士課程

**正會員: 慶南大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字: 1993年 4月 19日



(a) Half-bridge 회로



(b) Full-bridge 회로

그림 1. 기본 인버터회로

Fig. 1. Conventional inverter circuits

(Uninterruptible Power Supplies)에서도 스위칭 주파수를 높게하여 출력파형의 개선과 동시에 필터의 소형화를 실현시키고 있고 더우기 변환장치의 경량화에 부담을 주는 변압기의 소형화를 위해서 회로내에 고주파 공진을 이용한 고주파 링크방식도 이용되고 있다.^{1) 2) 3)}

그러나 고주파화에는 소자의 고유 스위칭 속도에 한계가 있으며 스위칭소자를 고속구동 할 때 스위칭 주파수에 비례하여 발생하는 스위칭 전력손실과 이에 따른 소자의 발열에 의한 구동용량 감소등이 고속 스위칭 구동에 수반되는 문제점으로 되고 있으며 전원장치의 고속화에 제약이 되고 있다.⁴⁾

이것을 해결하기 위해 회로의 공진현상을 이용하여 소자의 전압이나 전류가 제로로 되는 시점을 이용하는 공진방식을 사용하면 소자나 부하의

전압, 전류가 정현파에 근사하게 되어 발생잡음도 적게 되는 이점이 있고 아울러 소자의 스위칭손실이 경감 되므로 상대적으로 소자의 구동용량이 증가한다.⁵⁾⁶⁾

그러나 공진시 공급전압의 수 배에 달하는 공진용 콘덴서의 과도한 전압상승으로 인해 스위칭소자나 회로요소의 적절한 선정에 경제적 부담을 주게 된다.

대용량 전력변환장치인 경우 단위소자의 인가되는 전압이나 부하전류의 부담이 크므로 고내압 대전류 소자를 사용해야 하지만 현실적으로 요구에 적합한 소자를 임의로 선정 할 수 없기 때문에 주로 직병렬 접속을 사용하여 소자의 내압 및 전류용량을 분담시키 방법을 이용하지만 소자특성의 차이로 인하여 발생하는 소자간 전력의 불균형을 보완하기위한 고려가 필요하게 된다.⁷⁾ 아울러 부하주파수에 따라 각 소자를 스위칭 해야하므로 단위소자당 스위칭 주파수의 구동주기가 일정하게 되고 이로 인해 누적되는 소자의 스위칭손실에 의한 열적 스트레스로 인하여 소자의 구동용량이 감소하게 되며 특히 스위치 절환시 발생할 수 있는 회로의 단락을 방지하기위해 데드타임을 고려해야 하는 문제가 있다.

지금까지 논의된 바와 같이 일반적으로 전력변환에 사용되는 소자는 고내압 대전류이면서 저손실 고속스위칭 특성을 필요로 하고 있으며 이러한 조건을 만족시키기 위해서는 소자자체의 스위칭주파수 특성이 빠른 것이 요구되지만 개발된 기존 소자의 응용을 극대화 시킬수있는 회로방식을 구성함으로써 경제적이고 효율적으로 고주파를 공급 할 수 있다.

본 연구에서는 자기소호형 소자로서 주파수 특성이 우수한 POWER-MOSFET를 사용하여 구성한 등가 Half-bridge 모델 직렬공진형 고주파인버터 주회로를 제안하고 동작상태 및 특성을 해석함으로써 소자의 내압 및 부하전류를 효율적으로 분담하고 아울러 스위칭 손실을 경감시킬 수 있는 회로방식을 제안한다.

이 방식은 full-bridge 및 half-bridge방식 변환장치를 혼합하여 응용한 기법이며 L 및 C로 링크된 2개의 Full-bridge회로를 등가 스위치단

으로 구성하여 Half-bridge회로의 상하 스위치단으로 대체시킴으로써 회로적으로 등가인 Half-bridge형 인버터로 동작하게 된다.

게이트 제어기법으로는 통신회로에서 신호전송용으로 활용되고 있는 TDM(Time Devision Multiplexing)방식⁸⁾을 응용한 순차식 게이트 구동법을 사용하여 직병렬회로로, L, C링크된 각 소자그룹의 스위칭 구간을 순차적으로 제어한다.

따라서 각 소자가 동작하는 duty cycle이 적어지고 스위칭에 따라 누적되는 열적손실이 경감되는 효과를 가지며 공진회로요소가 분리되어 분할공진이 이루어져 부하단에서 합성되므로 소자나 콘덴서 내압 및 용량선정이 용이하게 된다.^{9) 10) 11)}

회로구동법은 소자의 스위칭 손실을 줄이고 부하전류를 정현파에 가깝게 하기위해 부하전류의 제로점을 선택하여 제어하는 ZCS방식을 사용하는 것을 전제로 하고 출력 부하단 주파수와 회로 공진주파수가 일치하는 임계동작상태에 대한 회로모드 및 상태방정식을 해석하였다.

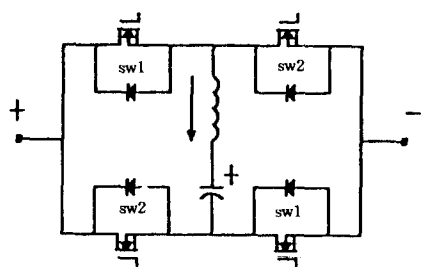
2. 인버터 회로 모델 구성

2.1 L, C 링크 직병렬 스위치 회로

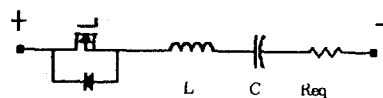
다음 그림 1의 (a), (b)는 각각 콘덴서 전압분할형 Half-bridge 회로 및 Full-bridge회로 인버터의 기본구성이다.

이 회로의 전원과 등가 스위치 SW1, SW2 또는 SW3, SW4 사이에 부하가 연결되어 있으며 부하전류 공급시 스위칭에 따른 소자의 전류 및 전압 그리고 이에 수반되는 전력공급 관계를 고려해 보면 일반적으로 소자의 스위칭 시간은 Turn-off시간이 크기 때문에 Turn-on 손실보다 Turn-off손실이 크게 된다.¹²⁾

또한 상하 압동작 Mode에서 어느 스위치단의 환류 다이오드를 통해 부하전류가 흐르고 있을때 반대편 스위칭소자가 Turn-on되면 다이오드의 역회복전류가 직류전원을 단락하는 형태로 흐르게 되며 이를 방지하기위해서는 회로의 休止시간을 소자의 Turn-off시간 이상으로 해야하므로 고주파 동작시 스위칭 주파수를 높일수 없는 원인이 된다.



(a)



(b)

그림 2. 부하공진 L, C 링크 등가 스위치

Fig. 2. Equivalent switch of L, C linked load side resonance

다음 그림 2.(a), (b)는 4개의 MOSFET소자로 구성된 직병렬 회로사이에 부하공진용 L, C를 링크하여 구성한 단위 스위치 회로이다. 이것은 그림 1(b)와 같은 Full-bridge 회로로 구성되어 있으나 실제로는 전압 및 전류를 분담하고 있는 형태로서 그림 2(b)와 같이 1개의 등가 스위치로서의 역할을 한다.

상기 L, C 링크 등가 스위치단의 부하전류공급을 관계를 고찰하기위해 그림 2.(a) 회로의 직렬 스위치 소자 sw1이 on상태에서 등가저항이 존재하는 이상적인 R-L-C 공진회로가 구성된 경우 상태방정식은 다음과 같이 표현되며

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E_d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 회로의 초기전류 $i(o^+) = I_o$, 콘덴서 초기전압 $V_c(o^+) = V_c$ 이면 전류일반식 및 회로정수와의 관계는 다음과 같다.

$$i_1(t) = P \cdot \exp(-\zeta\omega t) \left\{ \frac{E_d - V_c}{XL} \sin(\beta\omega t) + I_o \cdot \cos(\beta\omega t + \phi) \right\} \quad (1-a)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1-b)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1-c)$$

$$\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (1-d)$$

$$\beta = \sqrt{1-\zeta^2} \quad (1-e)$$

$$\phi = \sin^{-1} \zeta \quad (1-f)$$

$$\omega r = \beta\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left[\frac{R}{2L}\right]^2} \quad (1-g)$$

$$P = \frac{\omega_0}{\omega r} \quad (1-h)$$

이때 콘덴서 양단의 전압은 다음과 같다.

$$V_c(t) = E_d - L \frac{di}{dt} - Ri \quad (2)$$

$$V_{c,1}(t) = E_d - P \cdot \exp(-\zeta\omega_0 t) \cdot \{ (E_d - V_c) \cdot \cos(\beta\omega_0 t - \phi) - \frac{I_0}{C\omega_0} \cdot \sin(\beta\omega_0 t) \} \quad (2-a)$$

이때 초기에 $i(0^+) = 0$, $V_c(0^+) = V_c$ 인 경우 전류 및 콘덴서 전압 일반식은 다음과 같다.

$$i(t) = \frac{E_d - V_c}{L} \cdot \frac{1}{\beta\omega_0} \exp(-\zeta\omega_0 t) \cdot \sin(\beta\omega_0 t) \quad (3)$$

$$V_c(t) = E_d - P \cdot (E_d - V_c) \cdot \exp(-\zeta\omega_0 t) \cdot \cos(\beta\omega_0 t - \phi) \quad (4)$$

여기서 $R < 0.4\sqrt{L/C}$ 이면 $\zeta < 0.2$ 가 되므로 $\beta \cong 1$, $\omega_r \cong \omega_0$, $P \cong 1$, $\phi \cong 0$ 이 되고 전류 및 전압은 공진주파수 ω_0 에 따라 변하는 것으로 근사화 할 수 있다.

따라서 $T = 2\pi/\omega_0$ 인 시점에서 한주기의 공진이 완료되며 $t = T$ 에서 콘덴서의 전압 V_c 는 회로 정수에 의해 결정되는 값으로 충전된다.

sw1이 off되고 다음 수주기의 휴지기간후 그림 2.(a)의 스위치 sw2가 on되는 경우 상태방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{E_d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

이 상태에서 전류 $i_2(t) = -i_1(t)$ 이 되고 이때 초기조건은 $V_c(0^+) = -V_{c,1}(T)$ 가 된다. 수 주기의 과도상태기간이 지난후 정상상태에서의 콘덴서 종료전압을 고찰하기 위해 (4)식에서 콘덴서

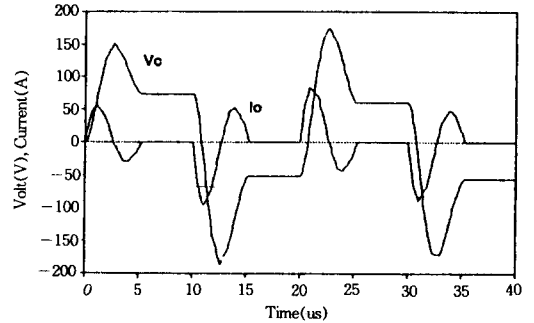


그림 3. 등가 스위치 회로의 콘덴서 전압 전류 파형
Fig. 3. voltage and current waveforms of equivalent switch

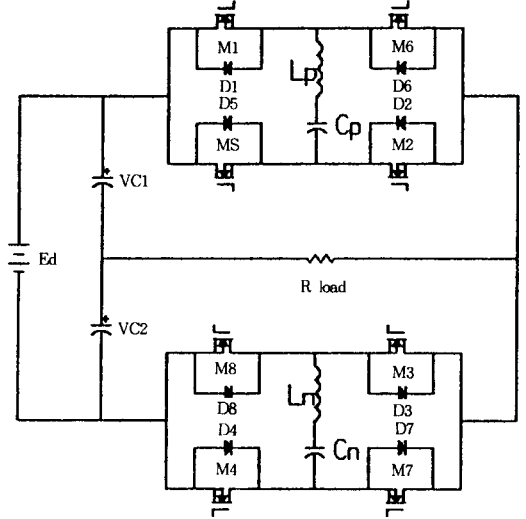


그림 4. 주회로 구성
Fig. 4. Configuration of main circuit

전압은 매 주기 T 에 의해 일정값으로 충전되므로 $V_c(0) = V_s(T)^*$ 가 되고 따라서

$$V_s(T) = E_d - P \cdot [E_d - V_s(T)^*] \cdot \exp(-\zeta\omega_0 T) \cdot \cos(\omega_0 T - \phi) \quad (6)$$

가 된다. 다음 sw2(on) 구간에서는 $V_c(0) = -V_s(T)$ 가 되므로 (4)식에 (6)식을 대입하고 간략화를 위해 $\zeta < 0.2$, $P = 1$, $\phi = 0$, $\beta = 1$, $T = 2\pi/\omega_0$ 의 조건으로 풀면 다음식으로 표현되며 이때 $V_s(T)^* = V_s(T)/E_d$ 이다.

$$V_s(T)^* = \frac{[1 - \exp(-2\pi\zeta)] \cdot \{2 - \exp(-2\pi\zeta)\}}{\exp(-4\pi\zeta) - 1} \quad (7)$$

(7)식에서 $\zeta = 0.2$ 인 경우 $V_s(T)^* = \pm 0.557$ 이

되며 공급전압 E_d 가 100[V]이면 정상상태에서 각 주기마다 $V_c(0^+) = \pm 55.7[V]$ 로 설정됨을 알 수 있다.

다음 그림 3은 $E_d = 100[V]$, $\zeta = 0.2$ 인 회로에서 sw1 및 sw2가 1사이클의 간격으로 on되는 경우 콘덴서 전압 V_c 및 전류파형을 나타내고 있다.

2.2 주회로 구성 및 회로해석

다음 그림 4에 도시한 회로는 4개의 MOSFET로 구성된 2조의 등가스위칭 인버터그룹을 Half-bridge회로의 각 스위치단에 대응시킨 회로이며 정(+)¹의 전류를 공급하는 INV(P)와 부의 전류를 공급하는 INV(N)회로의 조합으로 구성되어 있다.

이와같이 2조의 독립된 인버터로 구성된 등가 half-bridge 모델은 주회로 소자 그룹간의 게이트 신호를 순차적으로 인가하여 소자출력의 구동 주기를 제어 할 수 있는 회로구성이며 부하단에서 각 소자 그룹간의 독립된 출력을 합성하는 순차게이트제어(sequential gate control)방식 고주파 공진형 인버터 회로 구성이 된다.

이 회로의 특징을 살펴보면 각각 상하 두개의 인버터 사이에 부하가 있으며 각 인버터의 구동시 회로가 구성되는 소자 사이에는 콘덴서 C 및 L로 2조의 인버터 그룹간에 링크 되어 부하회로와 공진회로를 형성하여 부하전류를 공급하므로 부하측에서 보면 두개의 인버터를 부터 전력을 공급 받는 효과를 가지게 된다.

따라서 소자간에 부하분담이 이루어져 소자가 공급 할 수 있는 평균전류용량이 증가하게 되고 공진시 이루어지는 두개의 소자가 직렬 구성이므로 전압분담 효과를 가진다.

각 인버터어군이 동작할 때 이루어지는 공진회로는 다음과 같이 구성되며

正 Loop 1 $M1 \rightarrow L_p \rightarrow C_p \rightarrow M2 \rightarrow \text{load}(P1)$

負 Loop 1 $M3 \rightarrow L_n \rightarrow C_n \rightarrow M4 \rightarrow \text{load}(N1)$

正 Loop 2 $M5 \rightarrow C_p \rightarrow L_p \rightarrow M6 \rightarrow \text{load}(P2)$

負 Loop 2 $M7 \rightarrow C_n \rightarrow L_n \rightarrow M8 \rightarrow \text{load}(N2)$

이때 각 소자에 인가되는 게이트 구동 순서는 그림 5와 같다.

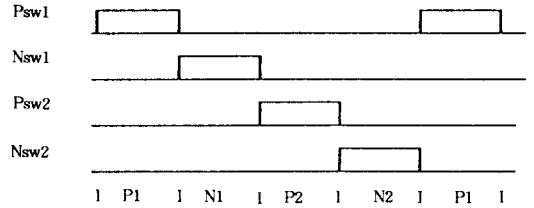


그림 5. 게이트 구동신호 순서도

Fig. 5. Driving sequence of gate signals

그림 5의 게이트 구동신호는 소자의 스위칭손실을 줄이고 부하전류를 정현파에 가깝게 제어하기 위해 부하의 공진전류 제로점을 선택하여 제어하는 ZCS방식을 사용하는 것으로 한다. 이 회로의 기본적인 동작상태는 두 그룹간의 출력이 부하단에서 합성되므로 부하 회로에 나타나는 출력 주파수 f_r 이 소자의 스위칭 주파수 f_{sw} 의 2배가 된다. 인버터 상단 스위칭 회로 INV(P)에 있는 소자 $M1-M2(P1)$ 이 on되면 $M1-L_p-C_p-M2-RLOAD$ 간에 $E_d/2$ 의 전압이 인가되어 첫번째 정방향 공진루프가 형성되고 따라서 전류 i_p 가 정방향으로 증가하여 $i_p(+)$ 전류를 흘리며 공진 1/2주기후에는 전류의 흐름이 반전되어 소자에 역병렬 접속된 다이오드를 통해 흐르면서 전류 $i_p(-)$ 의 흐름이 $D1-L_p-C_p-D2-LOAD$ 로 전환되어 $i_p(-)$ 의 전류를 흘리게 된다.

또한 i_p 가 흐름이 반전된 시점에서 소자그룹 $M3-M4$ 의 게이트 단자에 on신호를 인가 하면 인버터 하단 스위칭회로 Inv(N)의 負루프(N1) 그룹이 on된다.

이 때문에 $LOAD-M3-L_n-C_n-M4$ 로 형성되는 공진 링크에 $E_d/2$ 의 전압이 가해지고 INV(N)단의 전류 i_n 이 정방향으로 증가 한다.

이로인해 기간 N1에는 부의 값을 가지는 i_p- 와 정의 값을 가지는 i_n+ 가 동시에 흐르게 된다. 따라서 4조의 게이트 구동순서에 따른 일순 환동작에 의해 인버터스위칭 1주기가 이루어진다.

이동작상태를 임의의 한기간 P1에 대해 고려하면 이 기간동안에 $i_p > 0, i_n < 0$ 이 되고 부하 전류 $i_o = i_p - i_n$ 이 된다.

따라서 $|i_o| = |i_p| + |i_n|$ 이 되므로 전류

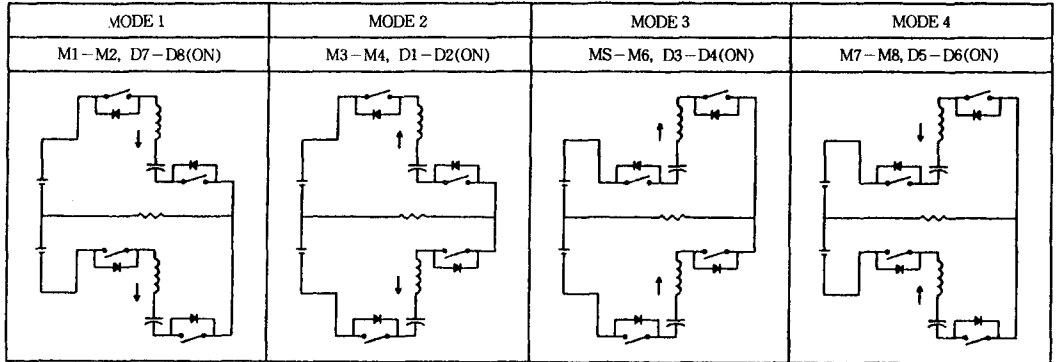


그림 6. 동작 모드 구성

Fig. 6. Configurations of operating mode

평균치는 다음 (8)식으로 결정된다.

$$I_{O_{ave}} = \frac{2K}{T} \left[\int_0^{\frac{T}{2}} i(t)dt - \int_{\frac{T}{2}}^T i(t)dt \right] \quad (8)$$

여기서 $T = \frac{2\pi}{\beta\omega\omega}$, $K = \frac{E - V_c(\sigma^+)}{L}$ 로 두고

(3)식의 전류 $i(t)$ 을 대입하여 풀면 다음 식과 같다.

$$I_{O_{ave}} = \frac{2K}{\pi R} \left\{ \zeta \sqrt{1-\zeta^2} \{ 2\exp(-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}) + \exp(-\frac{2\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}) + 1 \} \right. \quad (9)$$

이것은 부하평균출력 $P_o = I_{O_{ave}}^2 \cdot R$ 에서 입력전압이 일정한 경우 부하에 전달되는 전력은 부하저항 R 과 부하저항의 변동에 따른 ζ 의 변화량에 따라 전력이 변화함을 알 수 있다.

그림 4.에서 제안한 주회로의 회로해석을 위해 그림 5.의 게이트 구동순서에 따라 상하 인버터 스위치단이 일순환 한경우의 회로 동작 모드는 다음 그림 6과 같다.

이에 따른 각 모드의 회로정수에 대한 상태변수 $X(t)$ 를 i_{Lp} , V_{cp} , i_{Ln} , V_{cn} 로 정하고 $U = Ed/2$ 를 입력전압으로 두면 회로 상태방정식은 $[X(t)^*] = [A][X(t)] + [B][U]$ 의 형태로 주어지며 이때 동작 모드별 상태계수행렬은 다음과 같다.

MODE 1

$$A1 = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L & R/L & 0 \\ 1/C & 0 & 0 & 0 \\ -R/L & 0 & -R/L & Ed/2L \\ 0 & 0 & 1/C & 0 \end{bmatrix}$$

$$B1 = \begin{bmatrix} Ed/2L \\ 0 \\ Ed/2L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

MODE 2

$$A2 = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L & R/L & 0 \\ 1/C & 0 & 0 & 0 \\ -R/L & 0 & -R/L & -1/L \\ 0 & 0 & 1/C & 0 \end{bmatrix}$$

$$B2 = \begin{bmatrix} Ed/2L \\ 0 \\ Ed/2L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

MODE 3

$$A3 = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L & R/L & 0 \\ 1/C & 0 & 0 & 0 \\ -R/L & 0 & -R/L & -1/L \\ 0 & 0 & 1/C & 0 \end{bmatrix}$$

$$B3 = \begin{bmatrix} Ed/2L \\ 0 \\ Ed/2L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

MODE 4

$$A4 = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L & R/L & 0 \\ 1/C & 0 & 0 & 0 \\ -R/L & 0 & -R/L & -1/L \\ 0 & 0 & 1/C & 0 \end{bmatrix}$$

$$B4 = \begin{bmatrix} Ed/2L \\ 0 \\ -Ed/2L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

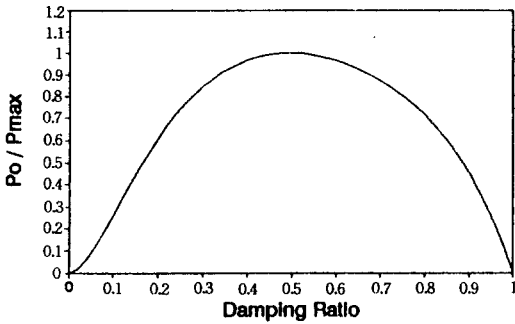


그림 7. ζ 값에 따른 전력변화 곡선
Fig. 7. Normalized power as a function of ζ

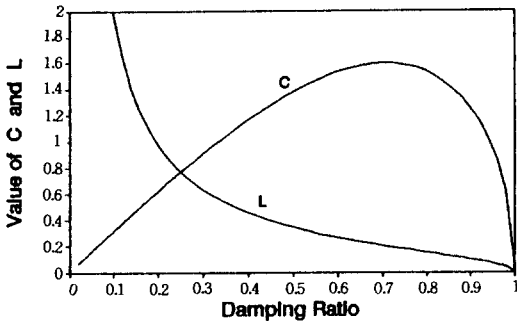


그림 8. ζ 에 따른 L, C 관계곡선 ($R=0.5(\text{ohm})$, $T=5(\mu\text{s})$ 인 경우)

Fig. 8. L, C as a function of ζ ($R=0.5(\text{ohm})$, $T=5(\mu\text{s})$)

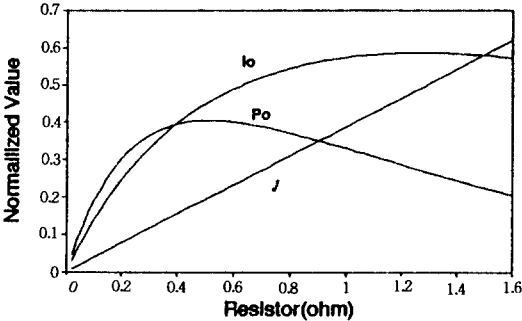


그림 9. 부하저항 변화에 따른 ζ , I_o , P_o 관계곡선

Fig. 9. ζ , I_o , P_o as a function of R

상기 모드 및 상태방정식은 스위칭 소자그룹이 일주기 순환되어 회로 각 요소의 상태가 일정값으로 설정되어 이루어지는 정상상태 동작인 경우이다.

최초 인버터 기동시 회로의 모든 초기치가 제로상태인 초기 과도상태는 식(1)의 상태방정식에 의해 기동된 후 상기의 모드로 진입하게 되며

만약 회로상태가 임의의 값으로 설정되어 있는 경우에도 수 사이클정도 경과 후에는 정상상태로 운전된다.

3. 회로 설계 및 분석

이제까지 논의된 이론을 바탕으로 회로정수를 결정하고 계산된 값에 대한 회로 해석을 하기 위해 다음과 같은 조건을 둔다.

부하단 출력 주파수 f_r : 200(khz)

부하저항 R_{LOAD} : 0.5(ohm)

입력전압 E_d : 140(V)

분압용 콘덴서: 2200(μF)

상기 조건을 만족하고 부하에 적절한 전력 P_o 를 공급 하기위해 식(9)을 사용하여 ζ 값에 따른 부하평균전력비를 구해보면 다음 그림 7과 같다.

여기서 $\zeta=0.5$ 인 경우 부하평균전력비 $P^*=P_o/P_{max}$ 가 최대로 되며 여기서 $\zeta>0.5$ 이면 정상적인 공진이 이루어 지지 않는다. 일반적으로 부하저항은 가열에 의한 온도상승에 따라 증가하고 따라서 ζ 가 증가하게 되므로 부하변동을 고려하여 $0.2<\zeta<0.5$ 범위로 하면 출력단의 평균전력비는 $0.6<P^*<1$ 이 된다.

다음 그림 8은 (2-c) 및 (2-f)식을 사용하여 $R=0.5(\text{ohm})$ 공진주기 $T=5(\mu\text{s})$ 로 하고 $0<\zeta<1$ 로 변화시킨 경우 선정할 수 있는 L 및 C의 값을 나타내고 있다.

그림 8.에서 $\zeta=0.2$ 로 하고 공진링크용 L, C값을 구하면 $L=1(\mu\text{H})$, $C=0.6(\mu\text{F})$ 가 되고 공진주기는 약 5[μs]가 된다.

다음 그림 9는 선정된 L, C의 값에서 부하저항을 $0<R<1.5$ 으로 변화시킨 경우 ζ 및 부하평균전류와 부하전력 관계곡선을 나타내고 있다.

그림에서 R 및 ζ 가 설정값인 0.5(ohm)과 0.2에서 최대전력이 공급되고 있음을 나타내고 있고 아울러 부하저항이 증가함에 따라 공급전력이 감소함을 알 수 있다.

이는 고주파 유도가열등과 같은 장치에서 誘道爐내의 부하가 가열됨에 따라 공급전력이 스스로 감소되는 자기調節기능으로 볼 수 있다.

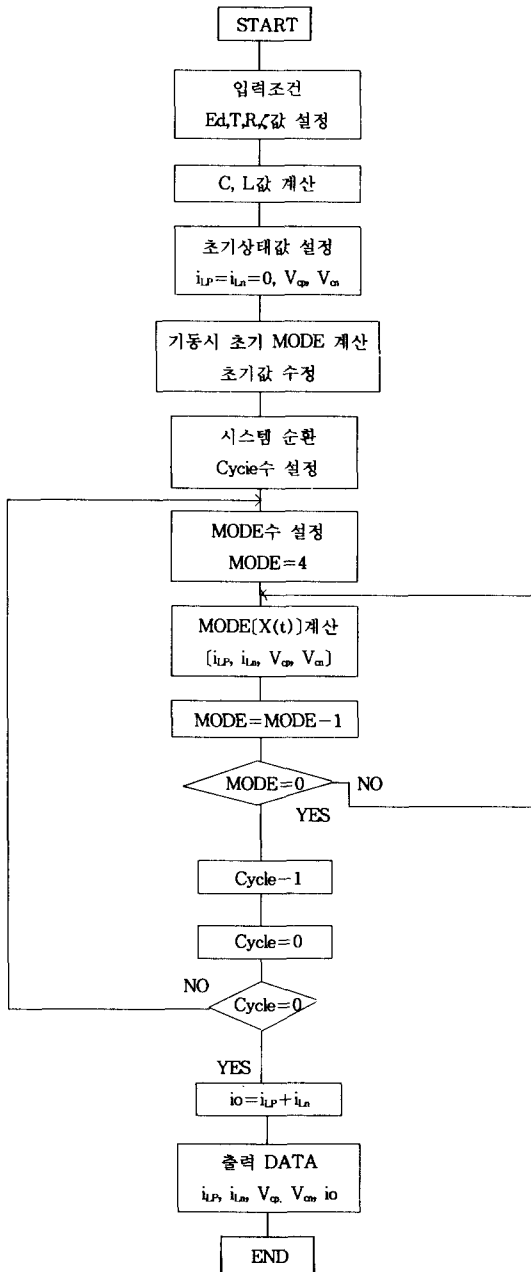
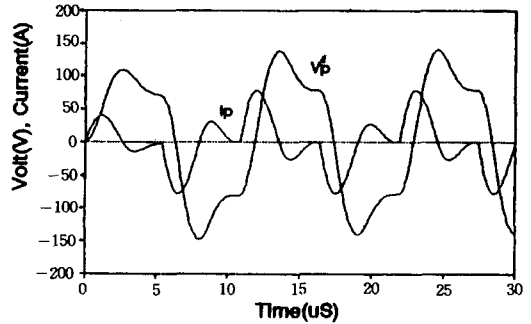
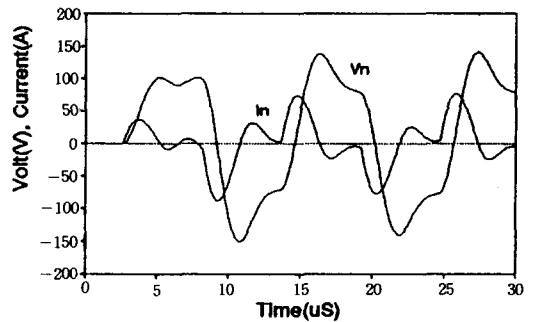


그림 10. 인버터 회로해석 순서도
 Fig. 10. Flow-chart for analysis of the inverter circuit

지금까지 언급한 내용을 토대로 하여 제안된 인버터의 동작상태를 고찰하기 위해 각 모드별 상태방정식에 대하여 수치해석기법을 적용한 시



(a) 상단 인버터 i_p, v_p



(b) 하단 인버터 i_n, v_n

그림 11. 인버터단 부하전류 및 콘덴서 전압

Fig. 11. Load Current and Capacitor Voltage of the inverter

물레이션을 수행하며 이를 위한 순서도를 나타내면 다음 그림 10과 같다.

다음 그림 11(a), (b)는 각 모드별 상태방정식을 3주기 동안 해석한 결과이며 상하 인버터 스위치단 내부 공진회로 L_p, C_p, L_n, C_n 가 부하 저항을 통해 공진회로를 형성하여 흐르는 전류 및 전압파형이다.

이 해석결과와 회로 상태모드 및 상태방정식을 종합하여 보면 상측 인버터단 스위치 회로에 흐르는 전류 i_p 및 콘덴서 전압 v_p 와 하측 인버터단 스위치 회로에 흐르는 전류 i_n 및 콘덴서 전압 v_n 는 상호 종속적인 관계를 유지하면서 서로 간에 1/2주기의 위상차로 동작하고 있음을 알 수 있다. 이는 각 인버터회로가 부하공급전력을 각각 1/2씩 분담 하고 있는 것을 의미하며 따라서 두그룹의 독립된 인버터가 병렬운전되는 효과를 가진다. 또한 full-bridge로 구성되어 있는 각 스위치간(M1-M2↔M5-M6 및 M3-M4↔M7-M8)에는 부하주파수에 대해 한주기 동안의 휴지

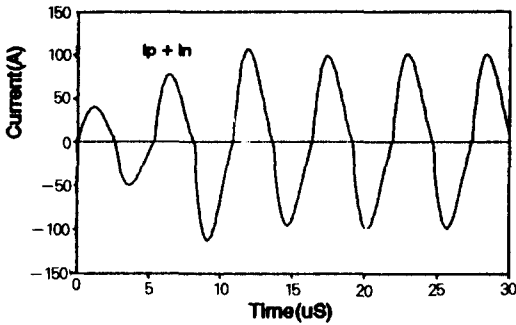


그림 12. 출력단 합성부하전류
Fig. 12. Synthesized load current waveform of the inverter output

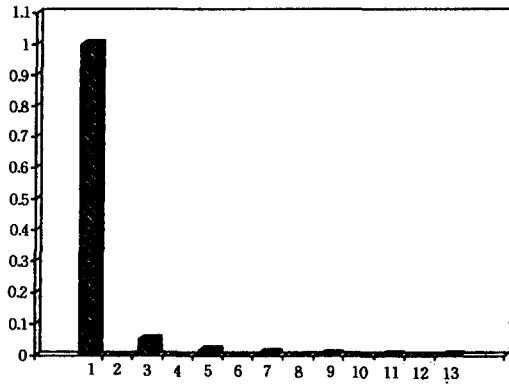


그림 13. 출력전류의 고조파 스펙트럼
Fig. 13. Harmonic spectrum of output current

기간을 가지고 순차적으로 구동되고 있으므로 소자당 구동주기는 전체적으로 1/4주기가 된다. 이는 소자의 빈번한 스위칭동작시 발생하는 누적열을 방출함과 아울러 이에 수반되는 열적스트레스에 의한 소자의 파손 및 수명감소를 해소하는데 충분한 휴지기간을 확보할 수 있음을 알 수 있으며 상대적으로 소자의 구동용량이 증대되어 소자 효율의 상승을 기대 할 수 있다.

그림 12.은 상하 인버터에서 구동되어 흐르는 전류 I_p 및 I_n 이 부하단에서 합성되어 흐르는 부하전류 $|I_o| = |I_p| + |I_n|$ 을 나타내고 있다.

이 그림에서 최초의 1주기는 기동시의 모든 초기조건이 $[X(t^+)] = 0$ 인 경우이며 3주기 정도의 과도기간이 경과후에는 정상상태로 진행되고 있음을 알 수 있다.

그림 11.에서 상단 인버터에 흐르는 전류의 정규화값은 (3)식에서

$K_n = E - V_c / \beta \omega L$ 로 두면 다음 (14)식과 같다.

$$i_p^*(t) = \frac{i(t)}{K_n} = \exp(-\zeta \omega t) \cdot \sin(\beta \omega t) \quad (14)$$

또한 하단 인버터에 흐르는 전류 $i_n^*(t) = -i_p^*(t + T/2)$ 로 두면

$$i_n^*(t) = -\exp(-\zeta \omega(t + \frac{T}{2})) \cdot \sin(\beta \omega(t + \frac{T}{2})) \quad (15)$$

가 된다. 따라서 정상상태후 임의의 시점을 기준으로한 $0 < t < \frac{T}{2}$ 에서 합성전류는 $i_p^*(t) + i_n(t)$ 가 되며 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$i_p^*(t) = \exp(-\zeta \omega t) \cdot \sin(\beta \omega t) \cdot (\exp(-\frac{\pi}{\beta}) + 1) \quad (16)$$

다음 $\frac{T}{2} < t < T$ 구간의 전류 $i_n^*(t) = i_p^*(t - \frac{T}{2})$ 가 되므로

전체 파형은 그림 12.와 같이 정현파에 근사한 반파대칭파로 나타내며 이에 대한 푸리에 해석 조건에서 다음식을 정의 할 수 있다.

$$A_n = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i_p^*(t) \cdot \cos(n \omega t) dt \quad (17)$$

$$B_n = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i_p^*(t) \cdot \sin(n \omega t) dt \quad (18)$$

여기서 $M_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$, $\phi = \tan^{-1} \frac{A_n}{B_n}$ 이다.

$$i(t) = \sum_n^{\infty} M_n \cdot \sin(n \omega t + \phi) \quad (19)$$

($n=1, 3, 5, \dots$)

상기식에서 기본파 성분 M_1 및 3조파 성분 M_3 은 각각 1.212와 0.057로 계산 되었다. 다음 그림 13.는 기본파성분을 기준으로한 고조파 스펙트럼을 나타낸다.

시뮬레이션을 통한 분석 결과 그림 13에서 보는바와 같이 5조파 이상의 고조파 성분은 무시할 수 있을 정도로 아주 적음을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 L, C공진회로로 링크된 인버터 회로를 한개의 등가스위치 소자로 하여 전원분할

형 half-bridge회로의 상하 스위치요소로 구성하고 각 인버터단의 게이트를 순차적으로 구동함으로써 소자의 직병렬구동효과를 가지는 회로 구성을 제안하고 해석하였다.

이에 제안된 인버터회로의 동작 및 제어기법에 대한 고찰과 부하회로해석을 통한 분석 결과에 따른 회로의 특징을 살펴보면 다음과 같다.

(1) 부하에 흐르는 전류는 2조의 full-bridge 내부의 L, C링크 회로로 부터 분할 공진되어 흐르는 전류의 합성으로 나타난다.

(2) 공진 반주기 마다 2개의 소자가 직렬로 형성되므로 각 소자의 순방향 전압은 전원전압의 1/2정도로 억제되고 역방향전압도 역병렬 다이오드의 전압강하분으로 제한된다.

(3) 공진용 콘덴서의 최대값이 공급전압정도로 제한되어 과도한 전압상승이 없고 따라서 콘덴서나 소자의 내압이 낮은 정격을 사용할 수 있으므로 경제적이다.

(4) 스펙트럼 분석 결과 출력파형은 정현파에 가까운 반파 대칭파로서 이상적인 경우 직류성분은 없으며 정현파로 근사 해석 할 수 있다.

제안된 인버터는 부하공급전력을 제어하기 위해 입력측 직류전압을 가변하는 것을 원칙으로 하지만 스위치단에 인가하는 게이트 신호의 구동비를 제어함으로써 평균 전력비를 제어 할 수 있다. 상기 결론은 시뮬레이션을 토대로 분석 되었으므로 실제 동작에서는 회로요소의 비선형적인 특성에 의한 영향이 다소 있을 것으로 사료되며 향후 과제로서 공진회로의 특성상 부하변동에 따라 공진주파수가 변화 하는것을 추종하여 게이트 신호를 제어할 필요성이 있다.

이와같은 결과를 바탕으로 실제회로구성 동작 시험 및 제어회로의 합리적 설계를 통한 효율향상등의 연구 고찰이 필요하다.

참 고 문 헌

1) Mustansir H.K, "Coaxially Wound Transformer for High-

Power High-Frequency Applications", IEEE TRANS on PE, VOL 7, pp 54-62, JANUARY, 1992.

2) Bimal K. Bose, "Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters". IEEE TRANS on IDD, APP, VOL 28, pp 403-413, APRIL, 1992.

3) Thomas A.Lipo, "High Frequency Series-Resonant dc Link Power Conversion", IEEE TRANS on IND APP VOL 28, NO.6, pp 1277-1285, NOV/DEC, 1992.

4) Rudy Severns, "MOSPOWER Applications Handbook", Siliconix, pp 6/139-6/142, 1984.

5) Alan H. Weinberg, "A New Zero Voltage and Zero Current Power-Switching Technique", IEEE TRANS ON PE, VOL 7, NO.4 pp 655-665, OCT, 1992.

6) Richard Redl, "A Novel Soft-Switching Full-Bridge DC/DC Converter: Experimental Results at 1.5KW 100KHZ", IEEE TRANS on PE, VOL 6, NO.3, pp 408-418, JULY, 1991.

7) Romeo Letor, "Static and Dynamic Behavior of Paralleled IGBT's", IEEE TRANS ON IND APP, VOL. 28, NO.2 pp 395-402, MAR/APR, 1992.

8) LOUIS E.FRENZEL, "Communication electronics", McGRAW-HILL, pp 172-185, 1989.

9) M.NAKAOKA, "LATEST Time-sharing High-Frequency Inverters using Reverse Conducting Thyristers for Induction-Heating Power Supplies and Their New System Control Techniques", IEEE of JAPAN, pp 173-184, 1980.

10) 裴英鎭, "Si-Thyristor를 이용한 時分割 高周波인버터", 대한전기학회 춘계전력전자연구회, pp 51-54, 1988.

11) Rudolf P. Sevens, "Topology for Three-Element Resonant Converters" IEEE TRANS ON PE, VOL. 7, NO. 1, pp 89-98, JAN, 1992.

12) 裴英鎭, "靜電 誘導形 素子の 스위칭 特性和 應用技術", 대한전기학회 하계학술대회, pp 527-530, 1991.