

# 분할 공진 Capacitor를 갖는 전류형 고주파 인버터의 특성해석에 관한 연구

이 봉섭 노채균 정원영 김동희

영남대학교 전기공학과

A study on analysis of characteristics of Current-fed type High-Frequency Inverter with separate resonance capacitor

Lee Bong Seop, Ro Chae Cyun, Jung Won Yeung, Kim Dong Hee  
Department of Electrical Engineering University of Yeungnam

## Abstract

This paper introduces a Current-fed type High-Frequency Inverter with self turning devices.

By replacing Thyrisors used for power source of heat treatment with high speed switching element, MOSFET in current type Inverter, the proposed Inverter makes high speed performance with several 100kHz.

This paper also depicts some operating principles of the proposed circuits and general operating characteristics.

Steady state solution on state variables in analysis of the proposed circuit is described generally by using normalized parameter and its characteristics depending on separate ratio(n) is also shown.

## 1. 서론

1948년 트랜지스터가 발명된 이래, 컴퓨터 관련 정보처리 그리고, 통신산업계등의 전자용 기술은 혁명적인 진보를 하여왔고, 또, 전력용 스위칭 반도체 소자들의 사용이 증대되어 이를 이용한 전원 장치 설비는 전기에너지의 합리적 제어를 실행하게 되었다. [1][2]

전력변환 기술중 고주파 인버터는 연료 전지나 태양광 발전 시스템등과 같은 새로운 에너지 분야에도 필수적인 요소로 거여하고 있을 뿐만 아니라, 금속(비금속)의 열처리, 강력 초음파 발진 응용장치등을 비롯하여 인버터 링크형 DC/DC변환기에 이르기까지 첨단 기술로서 주목받고 있다. [5][6]

특히, 고주파 인버터에 의한 유도가열은 피가열체에 유도된 고주파 전류에 의한 주로 히스테리시스손과 와전류손에 의해 발열된 열을 이용하므로 주파수 선택에 따라 극부토는 전열 가열이 가능하고 제어특성이 양호할 뿐만아니라, 가열조건의 재현의 우수성과 품질의 안정화를 기할 수 있는 등의 장점이 있다. [7][8]

전력용 반도체 스위칭 소자를 사용한 고주파 인버터는 타가열 방식에 비해 변환 효율이 높아 에너지의 절약효과가 크고 무공해, 자동화가 용이함과 동시에 내구 연한도 반 영구적이다. [9][10]

본 연구는 종래 열처리 전원장치로 사용되어 왔던 Thyristor방식의 전류형 인버터를 최근의 고속 스위칭 소자인 MOSFET로 교환 구성하여 수 100KHZ대의 고속동작을 실현시키고 동시에 병렬 공진 회로의 병렬 Capacitor를 분리설치 하였을 경우, 제한회로의 기본동작 원리 및 제어 특성 등에 관해 논하고 있다.

제한 회로해석은 무차원화 파라메타에 의해 각 상태변수의 정상주기해를 범용성 있게 정식화함과 동시에 병렬 Condenser의 분할비( $n=c/c_1$ , 이하  $n$ 이라칭함)에 따른 특성도 상세히 기술하였다.

## 2. 전류형 고주파 인버터

그림 2.1은 공진용 Capacitor를 분할 설치 한 Full-Bridge 전류형 고주파 인버터의 주회로 구성을 나타낸다.

부하는 유도 가열용 Work coil과 피가열 물체 저항, 그 역을 보상용(轉流用)을 겸비한 Condenser로서 구성되어 있으며, 등가 부하 R-L 직렬회로와 C와의 병렬회로 그리고, 등가부하 저항과 직렬로 연결한 콘덴서  $C_1$ 이 첨가되어 있다.

C와  $C_1$ 을 병렬로 분할 사용하였을 경우, 스위칭소자로 Thyristor인 경우 轉流시간이 길어지는 특징을 갖는다. 또, C와  $C_1$ 은 콘덴서 전압증폭기로서 동작한다.

회로의 동작은 그림에서 (SW1과 SW4), (SW2와 SW3)가 한조로 상호 대각으로 도통해서 부하에 고주파 전력을 공급한다.

$L_d$ 는 직류 전압원 (E)로 부터 리플이 적은 직류전류를 흘려주기 위한 직류 Reactor(DCL)이고 일반적으로 큰값이 요구되며, 고주파 인버터의 정전류를 근사적으로 실현하고 있다.

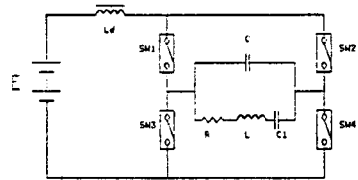


그림 2.1 전류형 고주파 인버터

그림 2.1의 인버터는 전류구동형이라 하고 轉流방식에서 보면 부하단에 발생한 전압에 의해서 Thyristor를 강제적으로 轉流시키기 때문에 부하전압 轉流방식으로 불리운다.

그림 2.2는 전원을 전류원으로 하였을 경우 제한회로의 등가회로를 나타내고 있으며, 콘덴서 C에 걸리는 전압을 e, 콘덴서  $C_1$ 에 걸리는 전압을  $e_1$ , 그리고 부하전압, 부하전류를 각각  $e_L$ ,  $i_L$ , 콘덴서 C에 흐르는 전류를  $i_C$ 라고 하고 부하 탱크회로에 흐르는 구형파 전류를  $i_o$ 라고 한다.

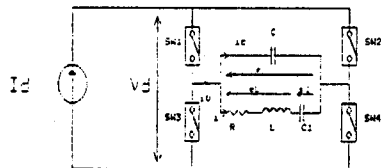


그림 2.2 제한회로의 등가회로

3. 회로의 동작양식 및 회로 방정식

공진용 콘덴서 분할비의 변화에 따른 그림 2.2의 회로 동작 상태는 즉, i)  $n = 0 : C1$  단락 ii)  $0 < n < \infty$  iii)  $n = \infty : C$  개방 상태인 3가지로 대별된다.

i)의 상태는 C1 단락상태로 되고

ii)의 상태는 n이 0 보다 크고 무한대 보다 작은 경우는 그림 2.1에서 보여주는 제한회로로 된다.

iii)의 상태는 특히, n이 무한대로 되면 C가 개방상태로 되어 R-L-C1 직렬공진회로 상태가 됨을 의미한다.

표 1은 그림 2.1의 제한회로에서의 스위칭 소자의 On/Off의 동작 상태를 보여주고 있다.

표 1. 회로의 동작모드

|     | MODE I |     | MODE II |     |
|-----|--------|-----|---------|-----|
|     | A      | B   | A       | B   |
| SW1 | ON     | OFF | OFF     | OFF |
| SW2 | OFF    | OFF | ON      | OFF |
| SW3 | OFF    | OFF | ON      | OFF |
| SW4 | ON     | OFF | OFF     | OFF |

회로 특성해석의 범용성을 부여하여 설계 자료의 기준을 만들기 위해 정상 해석에서 얻어진 값에 표 2에 나타난 무차원화 파라메타를 도입한다.

표 2. 무차원화 파라메타

|             | 기 준 량   | 무 차 원 화 량                 |
|-------------|---|---------------------------|
| 시 간         | $T = 1 / f_0$   | $Z = t / T$               |
| 주 파 수       | $f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C}{L C_1 C}}$ | $\mu = f_0 / f_s$         |
| 임 피 던 스     | $Z_s = 2 \sqrt{\frac{L(C_1 + C)}{C_1 C}}$             | $\lambda = \frac{R}{Z_s}$ |
| 전 압         | $E_s = E$   | $e^*(z) = e(t) / E_s$     |
| 전 류         | $I_s = I$   | $i^*(z) = i(t) / I_s$     |
| 전 력         | $P_s = E_s I_s$                                       | $P^*(z) = P(t) / P_s$     |
| Inductance  | $L_s = L$   | $an = Ld / L_s$           |
| Capacitance | $C_s = C_1$   | $n = C / C_1$             |

무차원화 파라메타를 도입한 각 MODE 별 무차원화를 도입한 정상 주기는 다음과 같다.

1) MODE I ( $0 \leq Z \leq 0.5$ ) [(SW(1,4):on, SW(2,3):off)]

$$\frac{d}{dz} \begin{pmatrix} e^*(Z) \\ E \\ i^*(Z) \\ I \\ e^*(Z) \\ E \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{\pi}{\mu} \frac{1}{n+1} & 0 \\ 4\pi & -\frac{4\pi\lambda}{\mu} & -4\pi \\ 0 & \frac{\pi}{\mu} \frac{n}{n+1} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^*(Z) \\ E \\ i^*(Z) \\ I \\ e^*(Z) \\ E \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{\pi}{\mu} \frac{Id^*}{n+1} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

2) Mode II ( $0.5 \leq Z \leq 1$ ) [(SW(1,4):off, SW(2,3):on)]

$$\frac{d}{dz} \begin{pmatrix} e^*(Z) \\ E \\ i^*(Z) \\ I \\ e^*(Z) \\ E \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{\pi}{\mu} \frac{1}{n+1} & 0 \\ 4\pi & -\frac{4\pi\lambda}{\mu} & -4\pi \\ 0 & \frac{\pi}{\mu} \frac{n}{n+1} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^*(Z) \\ E \\ i^*(Z) \\ I \\ e^*(Z) \\ E \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \frac{\pi}{\mu} \frac{Id^*}{n+1} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

그림 3.1 및 3.2, 3.3는 정상 주기 해석 결과로 부터 얻어진 각 부의 이론파형을 보여주고 있다.

이론파형에서 알 수 있듯이 어떤 n에 대해서도  $\mu \approx 1$  (출력 주파수 = 고유주파수) 부근에서는 SW의 역전압이 거의 발생하지 않으므로 제안 인버터를 출력주파수 자동 추종제어에 의해 운전한다면 역전압 분담용 직렬 Diode를 사용하지 않아도 됨을 알 수 있다.

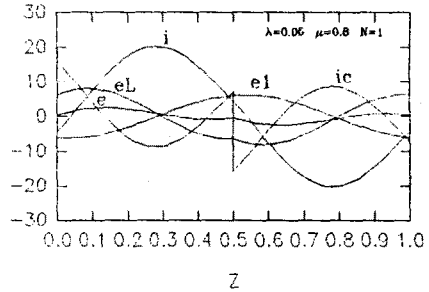


그림 3.1 각부이론파형

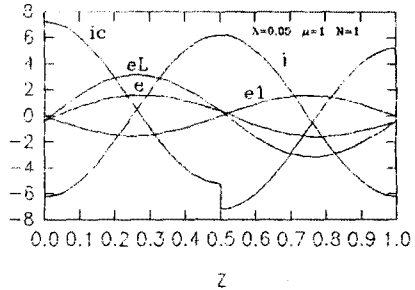


그림 3.2 각부이론파형

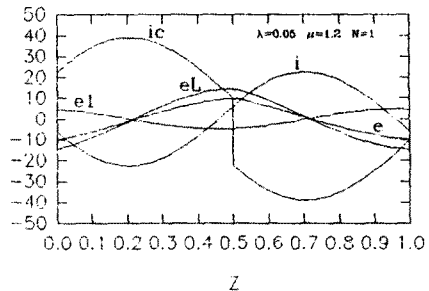


그림 3.3 각부이론파형

4. 회로의 동작상태 영역 및 Ld의 설계

그림 4.1은 제한회로의 운전 동작상태 영역의 변화를 나타내고 있다.

그림에서 알 수 있듯이 n=0의 경우는  $\mu \approx 1.0$ 을 중심으로 회로 동작상태가 구분되어지며, n=0.5 및 1의 경우는 회로 상태의 변화가  $\mu$ 에 따라 유도성을 경계로 좌우로 용량성 상태로 나타나고 있다.

이는 공진용 콘덴서를 분할 설치함에 따라 회로의 차단 주파수가 변화하는 것에 기인된다고 사료된다.

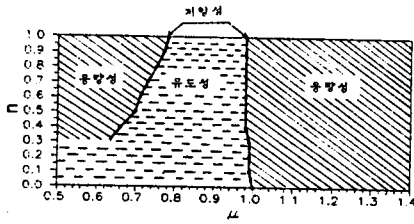


그림 4.1 제안회로의 운전동작 상태영역

인버터 입력측에 교류 회로론적 근사수법을 적용하여  $L_d$ 의 값을 설계하는 방법을 기술한다.

그림 4.2에서 인버터의 입력은 인버터의 탭크전압과 리액터의 전압( $V_{Ld}$ )의 합으로 볼 수 있다.

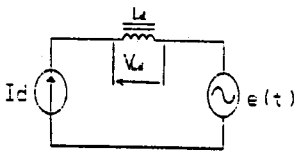


그림 4.2 등가회로

따라서,

$$\left. \begin{aligned} L_d \frac{did}{dt} &= \frac{\mu}{4\pi} an \frac{did}{dz} Z_s \\ \frac{did}{dz} &= \frac{4\pi}{\mu an} \frac{1}{Z_s} e(t) \end{aligned} \right\} \text{단 } an = \frac{L_d}{L}$$

로 표현된다.

윗식을 무차원화 하면  $\frac{did^*}{dz} = \frac{4\pi}{\mu an} e^*(z) \quad (0 \leq z \leq 0.5)$

로 된다.

윗식의 우변항  $e^*(Z)$ 를 푸리에 급수로 전개하면

$$e^*(Z) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega t \, dt + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos n\omega t \, dt \text{ 이므로}$$

$e^*(Z)$ 의 기본파 성분은  $e^*(Z) = a_1 \sin 2\pi Z + b_1 \cos 2\pi Z$  가 된다.

$$\frac{did^*}{dz} = \frac{4\pi}{\mu an} [ a_0 + \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \sin(2\pi Z + \phi) ]$$

단  $\tan\phi = b_1/a_1$

따라서, 리플율은  $\gamma = \frac{4\pi}{\mu an} \frac{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}}{a_0} \times 100$

로 표현할 수 있다.

그림 4.3 (a), (b)는 상기식에서 부터 무차원화 저항에 대한 직류 리액터 특성을 보여주고 있다.

그림에서 보면 리플율  $\gamma$ 이 적을수록  $a_n$ 가 작고 일정한  $\gamma$ 에 대해서  $n$ 이 클수록 적어진다.

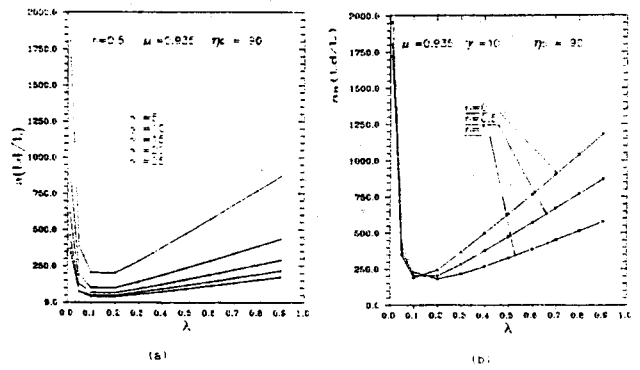


그림 4.3 무차원화 저항에 대한 직류 리액터의 값

### 5. 결론

본 연구를 통해서 얻은 결과를 요약하면 다음과 같다.

- 1) 자기 소호형 소자를 갖는 전류형 고주파 인버터의 한 형식을 소개함과 동시에 그 기본 원리에 대해 기술하였다.
- 2) n파라메타에 따른 운전영역 및 제특성을 정량적으로 기술하였다.
- 3) 제안 인버터의 설계 전단계에 필요한 제 특성을 무차원화 파라메타를 도입하여 범용성 있게 기술하였다.
- 4) 직류 리액터  $L_d$ 를 유한값으로 해석하여 전류 리플을 평가기준으로 산출하는 방법을 기술하고 회로 설계법의 일례를 제시하였다.

### 참 고 문 헌

- [1] B. Bedford and R. Hoft, "Principles of Inverter Circuits", New York: Wiley, 1964
- [2] W. E. Frank, "New Development in High-Frequency Power Sources", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IGA-6 p. 29-35 Jan/Feb, 1970.
- [3] G. N. Revankar and S. A. Gadag "Analysis of a high-frequency inverter circuit", IEEE Trans. I. E. C. I., 20, p. 178-182, Aug, 1973.
- [4] D. Wallstein, Medium Frequency inverter for induction heating and melting plan, "Brown Boveri Review", no. 11-12, 1969
- [5] K. W. Kanngieser, "Oscillator-circuit inverter for induction heating", "BBC Nachrichten", no. 12/1968 p. 637-647.
- [6] Tohn DAVICES, "Induction heating Handbook", McGraw-Hill, 1979
- [7] P. G. Oxner: "Induction Heating coil and system Design", McGraw-Hill, 1970
- [8] 高橋 勘次郎: "高周波の基礎と應用", 東京電氣大學出版社, 1990
- [9] Hiroaki Ikeda: "Development of a solid state Radio Transmitter with MOSFET", IEEE Vol. BC-26, No. 4 December 1980
- [10] E. S. Oxner, "Power FETS AND their Applications", Permittive-Hall, 1982