

E급 고주파 공진 DC-DC Converter 회로 해석에 관한 연구

김한성 마영호* 김용주 한석우 *김병주
건국대학교 공과대학 전기과, *한국 가스공사

A Study on the analysis of Resonant DC-DC Converter Using High Frequency Circuit

Han Sung, Kim Young ho, Ma* Yong Joo, Kim Seok Woo, Han Byung Joo, Kim
Department of Electrical University of Konkuk Korea Gas Corporation

Abstract

This paper discussed with a voltage - fed Type high frequency inverter with simple main circuit and high efficiency. The proposed inverter is proper as a high frequency inverter of home applications applied with induction heating principle of high frequency.

and also, this paper proposed an computer analysis for resonant L and C.

1. 서론

최근 OA기기, HA기기, FA기기에 마이크로 컴퓨터를 내장하고, 정보처리 관련장치, 전자통신응용장치, 산업용 전자기기 등 각종전자기기 시스템은 대규모화, 복잡, 고도화 되고 있다. 이들 기기의 중심부인 직류전원장치도 대용량화 (고내압, 대전류)하고 소형경량화, 고성능화, 제어성 향상, 고신뢰성등의 실제적인 요구가 높아지고 있다. 전력용 스위칭 디바이스는 현재 수 10KHZ - 수 100KZ 대에서의 고주파 전력 변환기술응용을 주제로 하는 고주파 인버터가 여러종류 있으나, 부품수가 적으면서 간단한 회로구성으로 되고, 고전력 밀도화가 가능한 E급 스위칭 모드 고주파 공진형이 주목을 받고 있다. (1)(2)(3). 고주파 인버터의 응용은 다양

한 분야에 걸쳐서 이용되고 있으며, 그중에서도 유도가열 응용으로서 가전용 전자조리기가 각광을 받고 있다. 전자조리기는 부하변동에 대해 안정하여야 하며, 전력 가변이 용이할것 그리고 저단가 등이 요구되므로 전압형 E급 스위칭 모드 고주파 인버터가 사용되고 있다. (4)(5)(6)

전력용 고주파 스위치는 공진형스위칭 DC-DC Converter를 이용해 노이즈저압, 스위칭손실 감감등의 실제적 욕구 때문에 적당한 방식은 아주 유효하다고 할수있다.

본논문은 회로공진현상을 이용해서 E급스위칭 고주파 인버터제어 DC-DC Converter를 소개하고 그동작원리등 회로의 특징을 서술하고 컴퓨터를 이용한 해석을 하였고 컴퓨터 해석을 이용해 실제회로설계법을 설명한다.

2. 주회로 구성과 동작

그림1에 E급 스위칭 고주파인버터의 원리를 나타낸다. 본 논문의 스위칭 기호 SW는 파워-트랜지스터와 POWER-MOSFET등의 자기소형소자를 표시한다. 그림2는 그림1에 나타난 회로의 동작파형을 나타낸다. 어느시점 t_0 에서 스위칭 소자에 오프신호가 주어지면 SW, D 둘다 오프상태로 되어 공진용 콘덴서 C와 누설자속에서 공진을 시작한다. 고주파변성기 즉 누설 인덕턴스가 있는 변성기에 의해 공진루프가 구성되어 부하에 공진전류가 흐른다. 콘덴서전압 v_c 는 전원전압 E로부터 서서히 하강을시작 최소로된후 재차 상승하여 t_1 에서 전원전압과 동일하게된다. 이시점에서 다이오드가 역바이어스에서 순바이어스로 되고 턴온된다. i는 E-D-L의 루프를 흐르고 직선적으로 상승한다. 또 이때 스위치에 온신호가 가해진다. i가 상승하여 0이되면 다이오드는 턴오프되고 온신호가 스위치날온시킨다.

이하 설명한 동작을 반복해 인버터동작을 한다. 여기에서 주의할 것은 모드I에서 v_c 가 재차 전원전압까지 상승하지 않는 경우가 발생할 수 있다는 것이다. 이때 다이오드가 온되지 않기 때문에 스위치에 온신호가 주어지지 않고 인버터가 정지되어 버린다. 이와같은 경우에 있어서도 인버터를 동작시키기 위해서는 모드I의 기간중 t_1 에서 스위치에 온신호를 주게하면된다.

그림 3에 E급 스위칭 고주파 인버터제어 DC-DC Converter의 주회로구성을 나타낸다. 회로적으로는 E급 스위칭 고주파 인버터의 부하측에 고주파 변성기, 고속브리지다이오드, 평활용콘덴서, OA기기등의 부하를 접속한 형태로 되어있다. 이 회로의 특징은 다음과 같다.

장점

- 1) E급 스위치에 의해 스위칭 손실이 저감된다. 또, 이 때문에 고주파파가 가능하고 평활콘덴서, 변성기가 소형화될수 있고, 장치는 소형, 경량화될수 있다.
- 2) 동작원리상 다이오드가 턴오프된 시점에서 스위치가 턴온되었기 때문에 D는 Fastrecovery 타입을 필요로 하지 않고 구조상 스위치와 역병렬로 다이오드가 내장되어있어 POWER-MOSFET가 적당하다.
- 3) 변성기의 누설자속에 의한 인덕턴스를 적극적으로 이용할수 있다.
- 4) 회로구성이 간단하고 외부접속의 인덕턴스가 없고 소부품화할수 있다.

단점으로는

- 1) 스위치 다이오드에 큰 공진전압이 걸리기 때문에 고내압 다이오드가 필요하다.
- 2) 문덴서전압이 전원전압보다 작을때에 스위치를 온시키면 스위치에 큰 충전전류가 흘러 소자의 위험성이 있다.

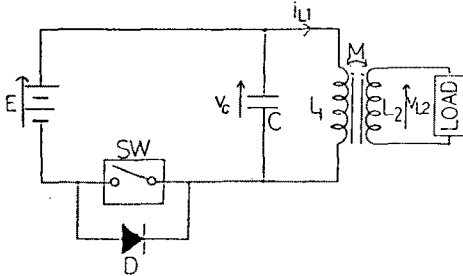


그림1 E급 스위치 제어 고주파 인버터

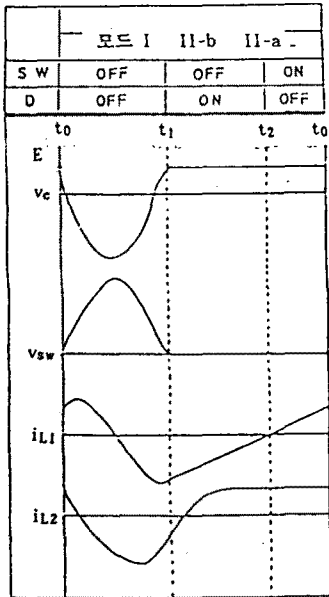


그림2 회로 동작 파형

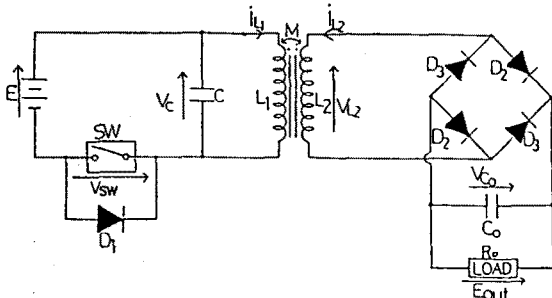


그림3 E급 스위치 고주파 인버터 제어 DC-DC Converter

3. 이론적 해석

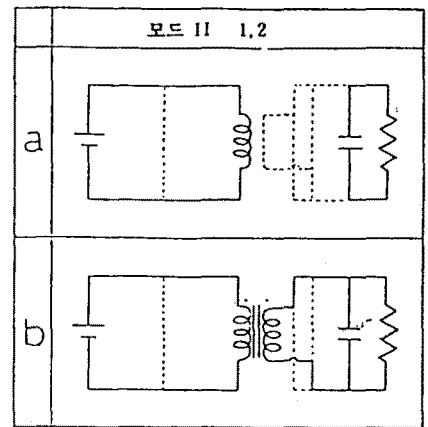
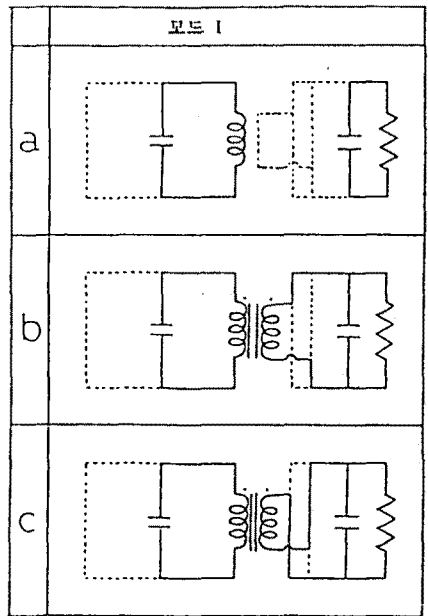
본론문을 해석함에 있어 아래와 같이 가정한다.

1. 회로구성소자는 전부 이상적인것으로 한다.
2. 변성기에는 여자자속이 존재하고 결합계수 k는 1이만으로 한다.
3. 매선중에 손실은 없는 것으로 한다.
4. 회로 상태방정식의 시간원점은 각모드의 시점으로 한다.

해석에 사용한 전압, 전류의 방향 및 기호를 그림3처럼 정한다. 또 해석에 편의성을 갖게하기 위하여 무차원화 파라메타를 도입한다.

| 회로 상태 | II 1.2 | | | | | | | | |
|-------|--------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| | a | b | c | a | b | c | a | b | c |
| SW | ON | ON | ON | OFF | OFF | OFF | OFF | OFF | OFF |
| D1 | OFF | OFF | OFF | OFF | OFF | OFF | ON | ON | ON |
| D2 | OFF | ON | OFF | OFF | ON | OFF | OFF | ON | OFF |
| D3 | OFF | OFF | ON | OFF | OFF | ON | OFF | OFF | ON |

표1 회로 동작상태



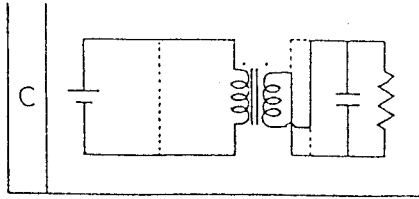


그림4 각 모드에 있어서 회로상태

각모드의 회로상태변수들 $i_{L1}^*, i_{L2}^*, v_c^*, v_{co}^*$ 로 하면 다음과 같은 상태방정식을 얻는다.

모드 I-(a)

$$d \begin{pmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ v_c^* \\ v_{co}^* \end{pmatrix} dz = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 4n/\mu & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -4n/\mu & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -n/\mu b_0 \lambda_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ v_c^* \\ v_{co}^* \end{pmatrix}$$

모드 I-(b)

$$d \begin{pmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ v_c^* \\ v_{co}^* \end{pmatrix} dz = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 4na_2/\mu(a_2-a_m^2) & -4na_2/\mu(a_2-a_m^2) \\ 0 & 0 & -4na_2/\mu(a_2-a_m^2) & 4n/\mu(a_2-a_m^2) \\ 4n/\mu & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -n/\mu b_0 & 0 & -n/\mu b_0 \lambda_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ v_c^* \\ v_{co}^* \end{pmatrix}$$

모드 I-(c)

$$d \begin{pmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ v_c^* \\ v_{co}^* \end{pmatrix} dz = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 4na_2/\mu(a_2-a_m^2) & 4na_m/\mu(a_2-a_m^2) \\ 0 & 0 & -4na_2/\mu(a_2-a_m^2) & -4n/\mu(a_2-a_m^2) \\ -n/\mu & 0 & 0 & 0 \\ 0 & n/\mu b_0 & 0 & -n/\mu b_0 \lambda_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ v_c^* \\ v_{co}^* \end{pmatrix}$$

모드 II-(a)

$$d \begin{pmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ v_c^* \\ v_{co}^* \end{pmatrix} dz = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -n/\mu b_0 \lambda_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ v_c^* \\ v_{co}^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 4n/\mu \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

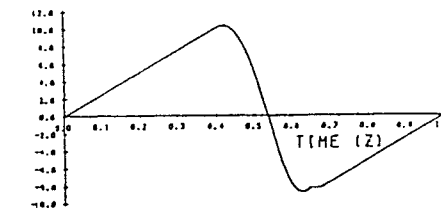
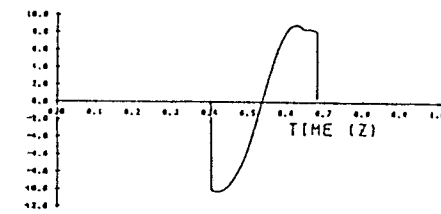
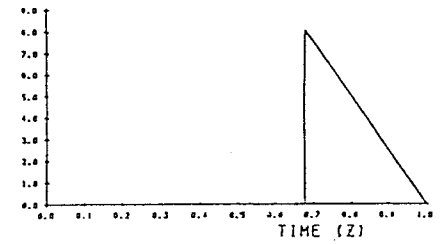
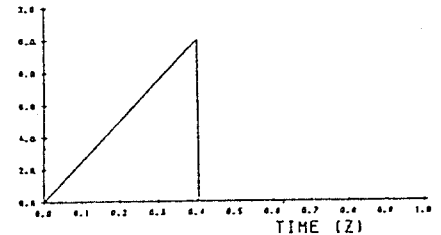
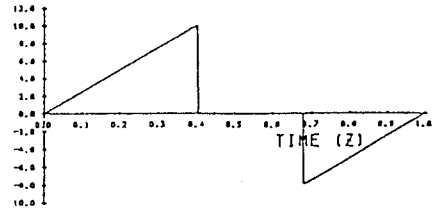
모드 II-(b)

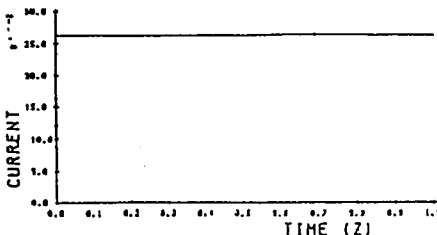
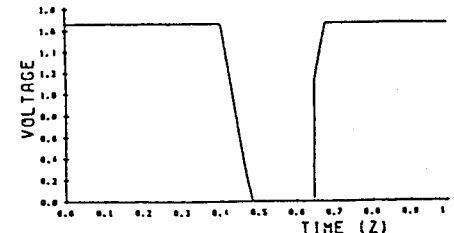
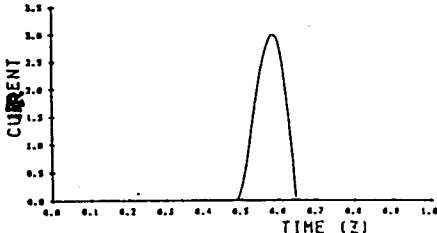
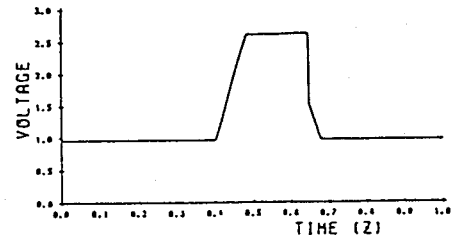
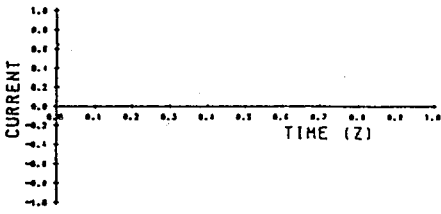
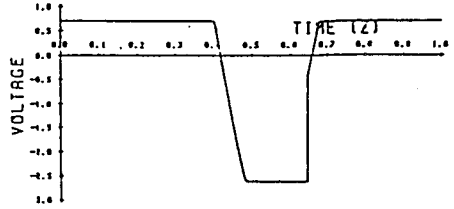
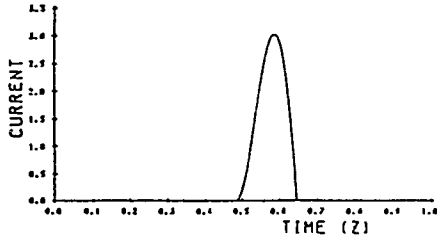
$$d \begin{pmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ v_c^* \\ v_{co}^* \end{pmatrix} dz = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & -4na_m/\mu(a_2-a_m^2) \\ 0 & 0 & 0 & 4n/\mu(a_2-a_m^2) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -n/\mu b_0 & 0 & -n/\mu b_0 \lambda_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ v_c^* \\ v_{co}^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 4na_2/\mu(a_2-a_m^2) \\ 4na_m/\mu(a_2-a_m^2) \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

모드 II-(c)

$$d \begin{pmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ v_c^* \\ v_{co}^* \end{pmatrix} dz = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 4na_m/\mu(a_2-a_m^2) \\ 0 & 0 & 0 & -4n/\mu(a_2-a_m^2) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & n/\mu b_0 & 0 & -n/\mu b_0 \lambda_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ v_c^* \\ v_{co}^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 4na_2/\mu(a_2-a_m^2) \\ 4na_m/\mu(a_2-a_m^2) \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} 4na_2/\mu(a_2-a_m^2) \\ 4na_m/\mu(a_2-a_m^2) \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

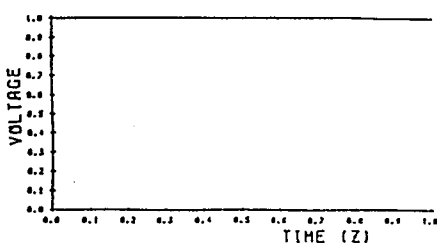




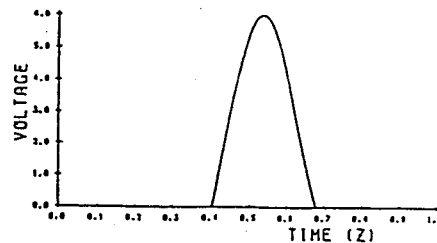
$a_2 = 1.0$ $k = 0.7$ $\lambda_0 = 10$ $\mu = 0.5$ $b_0 = 100$
그림 4 해석 파형

4. 결론

본논문의 내용 및 결과를 요약하면 다음과 같다.
1. 본논문에 제안된 E급 스위치 방식 고주파 인버터 제어 DC-DC Converter는 E급 스위치 동작을 이용하기 때문에 대폭적인 스위치 손실, 노이즈가 절감된다. 또 스위치와 역병렬로 삽입되어 있는 다이오드가 Fastrecovery 가 필요하지 않고 다이오드 내장의 POWER-MOSFET를 사용할수있고 고주파 변성기의 여자인덕턴스를 공진용으로서 이용할수있기 때문에 회로를 간단화 할수 있다.



2. 본 회로는 무자원화 파라메타를 도입하여 범용성이 있는 형태로 해석했다. 본스위치 DC-DC컴버터의 정상제특성을 그림으로 설명 특성평가를 실행했다.



3. 직류평균 출력전압이 POWER-MOSFET등의 자기 소호형 다이오드의 온시간 제어에 의해 거의 직선적으로 연속조정할 수 있다. 본 회로가 고효율로 동작하는 안정동작영역을 밝히었다.

참고문헌
1)G.Lutteke etc, "220V mains 500 KHZ Class-E Converter Using A Bmos", PISC'85, pp 64-67
2)N.O.Skal etc, "Class E-A New Class of High Efficiency Turned Single Ended Switching Power Amplifiers", IEEE, Vol, SC-10, NO. 3
3)United State Patent, "Solid State Induction Cooking Applications and circuits", DEC. 25, (1985)