

표준화 된 부하 저항을 이용한 유도 가열용 Inverter 비교 연구.

노세철, 김계환, 신동명
LG전자 리빙 시스템 연구소

A Comparative Study of Induction Heating Inverter By Using Normalized Resister Parameter

S.C.Roh, G.H.Kim, D.M.Shin
LG Electronics Co.Ltd. Living System Research Lab.

Abstract - 지금 까지 유도 가열용 인버터의 여러 가지 회로 방식이 소개 되었다. 그러나, 회로 방식을 선정 하는데 있어서 설계자의 취향, 또는 종래의 회로를 채택으로 인하여, 각기 다른 출력, 스위치 소자의 정격 전압, 전류, 및 수동 소자의 정격 전압, 전류를 만족하는 회로 선정이 될 수 있는 수식적 모델링, 비교 실험이 부족 하였다.

- Maximum 스위치(IGBT)전압
- Maximum 수동소자(공진 C)전압
- Maximum 스위치(IGBT)전류
- Maximum 수동소자(공진 C)전류

그러나, 유도 가열용 인버터들의 비교 대상에 중요 영향을 끼치는 부하인 저항은 Coil과 용기의 비선형 결합으로 Coil의 Turn수, 금속의 재질, 크기에 따라 틀러지므로, 등가적인 부하 저항을 설계할 수 없었다. 이에, 비교 실험, 모델링하기위해 측정된 저항(Rload)에 대해 최대 출력을 낼수 있는 저항(Rmax)으로 표준화 시켰다.

1. 서 론

지금까지는 경제적 가치를 고려한 유도 가열용 인버터의 회로를 선정하는 데 있어서 수식적 모델링, 비교 실험이 부족 하였다.

이에, 표준화 된 저항 Rnormal을 도입하여, 유도 가열용 인버터로 쓰이고 있는 Half-Bridge 인버터, 영전압 Class-E 인버터, 영전류 Class-E 인버터의 스위치와 수동소자의 Peak 전압, Peak 전류를 수식적으로 모델링, 비교 실험 검증함으로써 스위치 소자 정격, 수동 소자 정격을 만족 하는 유도 가열용 인버터를 선정 하는 근거를 마련 하고자 한다.

$$R_{normal} = R_{load} / R_{max}$$

표준화 된 저항은 3가지 Topology들의 다른 부하 조건들에 따른 스위치와 수동소자의 전압, 전류를 비교하기위해 도입 하였다.

2. 본 론

유도 가열 인버터는 종래의 가열 장치를 대체 한 것으로서, 금속 재질의 용기밀, 또는 옆면에 Coil을 감아, Coil의 고주파 전류가 용기에 유도되어 용기 를 가열 하는 원리이다.

2.1.1 Zero-Voltage-Switching Class-E인버터

영전압 Class-E 인버터 회로는 그림1과 같다.

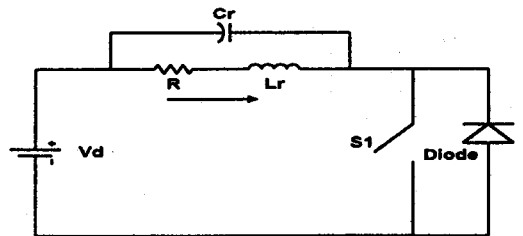


그림 1. Topology 1 회로

2.1 유도 가열용 인버터 Topology

유도 가열용 인버터의 Topology로 많이 쓰이고 있는 3가지 회로들을 비교 실험, Analytical 모델링을 하기위한 실험조건과 비교 대상들은 다음과 같다.

- 입력 전압 : 220Vrms, - Out Power : 1200W
- Switching Freq. : 25Khz

스위치 S1이 Turn-on될 때, 스위치와 공진Tank에 흐르는 전류는 Vd/R의 값까지 증가되고 공진 C의 전압은 입력 전압으로 충전된다.

S1이 Turn-off될 때, 공진 Tank가 전원으로 부터 분리되는 구간이다. Turn-on시, 충전된 에너지가 공진 Tank로 방전 되면서 공진이 되는 시점이다.

이때, 공진C의 전압이 입력 전압과 같은 시점에서, Turn-on 시키면 스위치 소자는 영전압 스위칭이 이루어진다. 스위치 전압, 전류식은 식1과 같다.

$$I_s = \begin{cases} I_I - I_m \sin(\omega t + \varphi) & 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad \text{식-1}$$

$$V_{sw} = \begin{cases} 0 & 0 \leq \omega t \leq \pi \\ \frac{1}{\omega \cdot C_r} [I_I (\omega t - \pi) + I_m \cos(\omega t + \varphi) - \cos(\pi + \varphi)] & \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

V_I, I_I : 입력 전압, 전류 I_m : 공진 Tank Max 전류
식1을 통해 스위치의 peak전류, 전압 및 수동소자 (공진 C)의 peak전류, 전압식은 식2와 식3과 같다

$$I_{SM} = \frac{2.862 \cdot 8}{\pi^2 + 4} \cdot \frac{V_I}{R_{normal}}$$

$$V_{SM} = 3.562 \cdot \sqrt{\frac{\pi^2 + 4}{8}} \cdot I_I \cdot R_{normal} \quad \text{식-2}$$

$$V_{\text{공진C}} = 1.2378 \cdot \sqrt{\frac{\pi^2 + 4}{8}} \cdot I_I \cdot R_{normal}$$

$$I_{\text{공진C}} = \frac{1.2378 \cdot 8}{\pi^2 + 4} \cdot \frac{V_I}{R_{normal}} \quad \text{식-3}$$

2.2 Zero-Current-Switching Class-E인버터

영전류 Class-E 인버터의 회로는 그림 2와 같다.

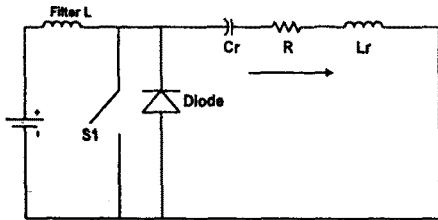


그림2. Topology 2 회로

스위치 S1이 Turn-off시, Filter L, 공진 Tank을 통해, 에너지가 충전 된다. 스위치 S1이 Turn-on 시, Filter L의 전류는 입력 전압에 비해 하여 증가 하면서, Turn-off시 충전된 에너지가 공진 Tank와 스위치로 방전된다. 이때 공진 Tank의 전류와 Filter L의 전류 차가 스위치를 통하여 흐르고, 공진 Tank의 전류와 Filter L의 전류가 같은 시점에서 Turn-off 시키면, 영전류 스위칭이 이루어진다. 스위치 전압, 전류식은 식4와 같다.

$$\frac{I_s}{I_I} = \begin{cases} 0 & 0 \leq \omega t \leq \pi \\ \pi (\omega t - \pi - \frac{\pi}{2} \cos \omega t - \sin \omega t) & \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

$$\frac{V_{sw}}{V_I} = \begin{cases} \frac{\pi}{2} \sin \omega t - \cos \omega t + 1 & 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad \text{식-4}$$

식4을 통해 스위치의 peak전류, 전압 및 수동소자

(공진 C)의 peak전류, 전압식은 5와 6과 같다

$$I_{SM} = \frac{3.5621}{5.4466 \cdot R_{normal}} \cdot \frac{V_I}{\pi}$$

$$V_{SM} = 2.8621 \cdot I_I \cdot \pi \cdot 5.4466 \cdot R_{normal} \quad \text{식-5}$$

$$V_{\text{공진C}} = 1.4681 \cdot I_I \cdot \pi \cdot 5.4466 \cdot R_{normal}$$

$$I_{\text{공진C}} = \frac{4}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \cdot \frac{V_I}{R_{normal}} \quad \text{식-6}$$

2.3 Class-D인버터

Class - D 인버터의 회로는 그림 3과 같다.

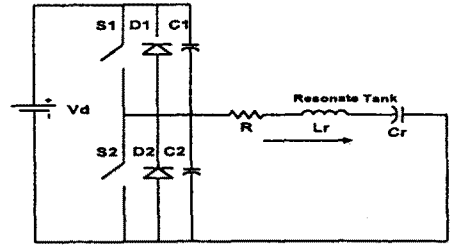


그림3. Topology 3 회로

스위칭 주파수가 공진 주파수 보다 높은 경우에, 스위치 S1이 Turn-on시, D2에 흘렀던 전류가 S1을 통해 Positive의 Sine형태로 공진 Tank로 충전 된다. 스위칭 주파수 반주기 동안, 스위치 S2를 Turn-on시키면, D1에 흘렀던 전류가 S2를 통해 Negative의 Sine형태로 공진 Tank로 방전된다. 스위치의 Turn-on직전, 내부 Diode도통 구간이 존재하기 때문에 Turn-on 스위칭 손실은 0이다. 스위치 전압, 전류식은 식7과 같다.

$$I_s = \begin{cases} I_m \sin(\omega t - \varphi) & 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

$$V_{sw} = \begin{cases} V_I & 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad \text{식-7}$$

식7을 통해 스위치의 peak전류, 전압 및 수동소자 (공진 C)의 peak전류, 전압식은 식8과 식9와 같다

$$I_{SM} = \frac{2 \cdot V_I}{\pi \cdot R_{normal}}, V_{SM} = V_I \quad \text{식-8}$$

$$V_{\text{공진C}} = \frac{2 \cdot V_I \cdot \omega L}{\pi \cdot R_{normal}}, I_{\text{공진C}} = \frac{2 \cdot V_I}{\pi \cdot R_{normal}} \quad \text{식-9}$$

2.4 실험 결과 및 분석

영전압 Class-E 인버터, 영전류 Class-E 인버터 및 Class-D 인버터의 스위치 전류, 전압은 그림 4, 5, 6과 같다. 동일한 출력(1200W)에 대해, Topology 1($R_{opt}=9.8 \Omega$) 및 Topology 2($R_{opt}=3.8 \Omega$)는 표준화 저항이 0.8일 때 스위치 전압, 전류가 높게 나왔다.

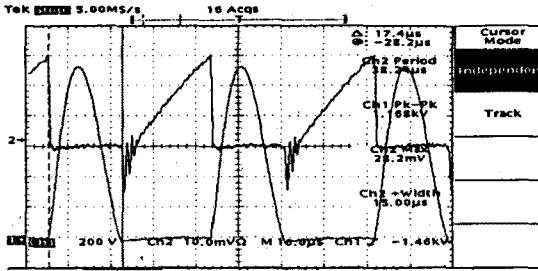


그림 4. Topology 1 회로의 스위치 전류, 전압 파형

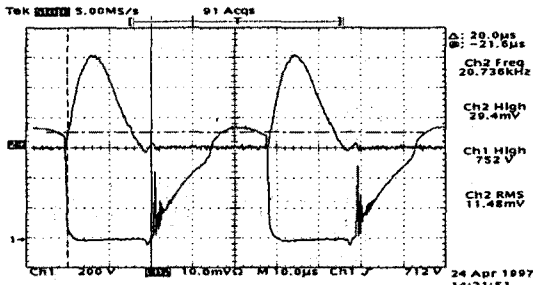


그림 5. Topology 2 회로의 스위치 전류, 전압 파형

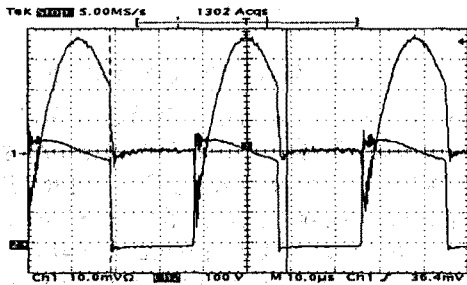


그림 6. Topology 3 회로의 스위치 전류, 전압 파형

표준화 된 저항이 1.5이상 일 때, 영전압, 영전류 Class-E 인버터는 Over-Damped 조건을 만족할 수 없기 때문에 영전압, 영전류 스위칭을 얻어질 수 없었다.

Class-D 인버터($R_{max}=11.2\Omega$)는 Class-E인버터에 비해, 부하 변동에 관계없이 스위치의 전압, 전류의 변동이 없었다. 표준화 된 저항에 대한 스위치 전압, 전류 및 공진Capacitor의 전압, 전류에 대한 3 가지 Topology에 대한 비교 값은 그림 7, 8, 9, 10 과 같다.

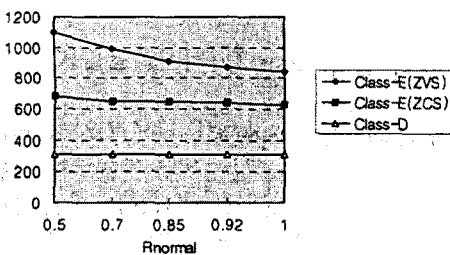


그림 7. 표준화 된 저항에 대한 스위치 전압

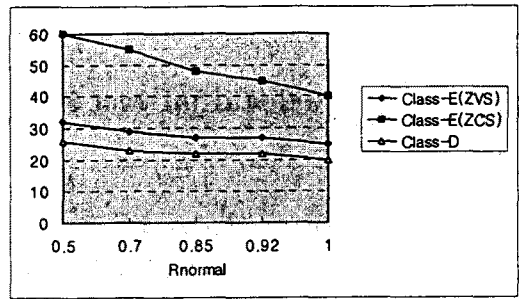


그림 8. 표준화 된 저항에 대한 스위치 전류

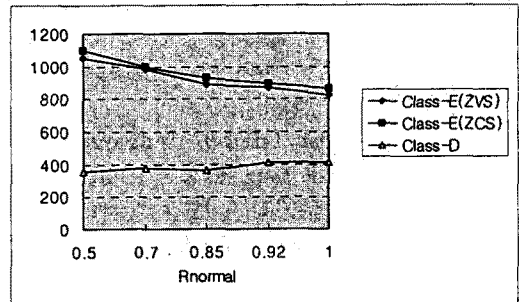


그림 9. 표준화 된 저항에 대한 공진 C의 전압

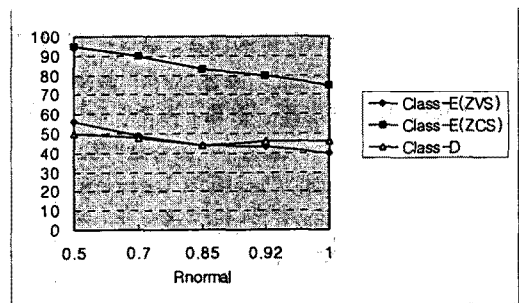


그림 10. 표준화 된 저항에 대한 공진 C의 전류

3. 결 론

부하의 변동, 출력 제어 범위, 경제적 가치를 고려한 유도 가열용 인버터의 Topology을 선정 조건인 스위치 소자의 정격 전압, 전류 및 수동 소자의 정격 전압, 전류의 수식적 모델링을 도출 하였고, 3가지 Topology들에 대한 비교 실험을 하였다.

(참 고 문 헌)

- [1] F.H. Raab, "Effects of circuit variations on the Class-E tuned power Amplifier", IEEE J. Solid-Sate Circuit Vol SC-13, pp239-247, 1978
- [2] M.K. Kazimierczuk, "Class-E tuned power Amplifier with shunt inductor", IEEE J. Solid-Sate Circuit Vol SC-16, pp2-7, 1981