

부하 환류모드를 갖는 새로운 반 브리지 공진형인버터

연재물
한양대학교 메카트로닉스공학과

조규민
유한대학 정보통신과

오원석
유한대학 전기과

김희준
한양대학교 전자컴퓨터 공학부

A New Resonant H/B Inverter Having Load Freewheeling Modes

Jae-Eul Yeon
Dept. of Mechatronics
Engineering Hanyang Univ.

Kyu-Min Cho
Dept. of Information and Com
munications,
Yuhan College

Won-Seok Oh
Dept. of Electrical Engineering
Yuhan College

Hee-Jun Kim
School of Electrical Engineering
& Computer Science
Hanyang Univ.

Abstract - This paper presents a new circuit topology of the half-bridge resonant inverter. As the proposed half-bridge inverter can be operated in the load freewheeling modes, pulse width modulation (PWM) control method can be used for the output power control. The proposed half-bridge inverter should keep unity output displacement factor under the load-impedance varying conditions, if a new PWM control scheme based on the resonant frequency tracking algorithm is adopted. In this paper, electrical characteristics, and losses analysis of the proposed half-bridge resonant inverter are described. Simulation and experimental results of the prototype experimental setup to verify the validity of the proposed half-bridge resonant inverter are presented and discussed.

1. 서 론

공진형인버터 시스템에서 인버터의 출력측은 공진 소자 및 부하의 변동으로 인해 등가 고유 공진 주파수가 변동하게 된다. 공진형인버터에서 부하의 고유 공진 주파수가 변동하게 될 경우 공진 부하의 변위율(DPF)이 낮아지게 되어 부하측 역률을 감소시키는 원인으로 작용하게 된다. 따라서 부하 공진형인버터 시스템에 있어서 고정 역률 운전을 유지하기 위해서는 공진주파수를 추종하는 제어의 적용과 펄스폭 변조방식을 이용한 부하 환류모드가 제공되어야 한다.

일반적인 반 브리지 공진형인버터의 경우 두 개의 스위치가 50%의 시비율로 교대로 온, 오프되기 때문에 풀 브리지 인버터와 비교할 때 절반의 스위치 손실만 발생한다. 그러나 펄스 주파수 변조방식을 통해 출력전력을 제어하고 주회로의 구성상 부하 환류모드를 제공할 수 없기 때문에 실제적으로 인버터 출력전압과 공진전류는 동 위상을 갖을 수 없다. 따라서 인버터 출력단은 항상 저역률로 운전되며 이에 따른 손실의 증가를 감수하여야만 한다.

본 연구에서는 부하 환류모드를 제공하는 반 브리지 공진형인버터를 제안하였다. 제안된 반 브리지 공진형인버터는 두 개의 전압원을 필요로 하는 반 브리지 형태이면서도 네 개의 스위칭 소자가 필요하게 된다. 그러나 기존의 풀 브리지 공진형인버터와 같이 부하 환류모드를 제공함으로써 PWM제어가 가능하며 부하 공진 주파수를 추종하는 경우, 출력단의 기본파 역률을 항시 1로 운전시킬 수 있다.

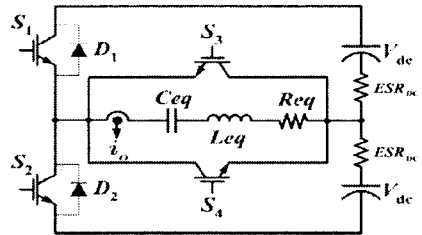


그림 1. 제안된 인버터의 주회로

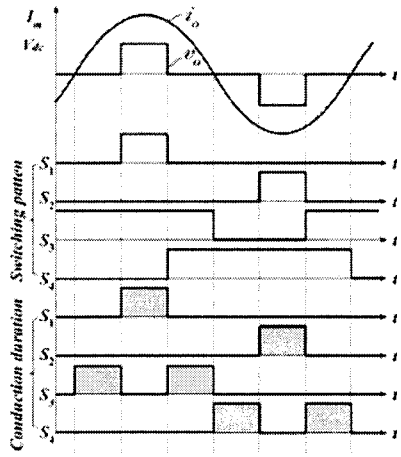


그림 2. 제안된 인버터의 스위칭 신호패턴

2. 새로운 반 브리지 공진형인버터

그림 1은 제안된 형태의 반 브리지 공진형인버터의 주회로를 보여준다. 이는 통상의 반 브리지 인버터에 부하 환류모드를 제공할 수 있도록 하기 위하여 공진 요소를 포함한 부하단에 환류 모드용 스위치 소자 S_3 와 S_4 를 부가하고, 부하 고유 공진주파수를 추종하며 공진전류와 동위상의 전압을 출력할 수 있도록 하기 위하여 부하 공진 전류검출기를 추가한 형태이다.

제안된 인버터의 스위칭 신호 패턴을 그림 2에 나타내었다. 주 스위치 S_1 , S_2 는 통상의 반 브리지 인버터와 마찬가지로 부하에 전력을 공급하는 파워링 모드를 제공하지만, 주 스위치가 오프된 구간동안은 공진전류의 극성에 따라서 스위치 S_3 또는 S_4 를 동동시킴으로써 부하 환류모드가 제공되고 이 구간동안 출력전압은 영이 된다. 따라서 PWM제어가 가능하다.

2.1 기존방식 인버터의 출력특성

기존의 반 브리지 공진형인버터는 주파수 변조법을 통해 출력을 제어하므로 공진전류의 불연속모드를 방지하고 영전압 스위칭을 구현하기 위하여 스위칭 주파수를 항상 고유 부하 공진주파수 보다 높거나 같게 유지해야 한다. 이 경우 스위치의 턴 온 시 영전압 스위칭을 확보할 수 있으나, 스위칭 주파수가 공진 주파수에 비해 지나치게 높을 경우 공진전류의 왜곡이 증가할 뿐만 아니라 출력전압과 공진전류간의 위상차가 커지게 되므로 전체적인 시스템 효율은 낮아지게 된다.

기존의 반 브리지 공진형인버터의 출력전압을 푸리에 급수로 전개하면 출력전압의 기본파 성분인 실효값 $V_{o(1)}$ 은

$$V_{o(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} \quad (1)$$

가 되고 출력전력 P_o 및 역률 PF 는 다음과 같다.

$$P_o = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} I_o \cos \phi \quad (2)$$

$$PF = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \phi \quad (3)$$

2.2 기존의 반 브리지 공진형인버터의 스위치 손실특성

스위칭 시비율이 1이고 인버터 출력전압과 공진전류의 위상차가 없다고 가정하면 기존의 반 브리지 공진형인버터의 출력은 최대가 되고 이때의 공진전류는 제안된 방식의 공진형인버터의 공진전류 값과 같게 된다. 따라서, 제안된 인버터의 최대출력 시의 공진 전류값을 대입하면 반 브리지 공진형인버터의 출력에 따른 스위치 손실을 계산할 수 있다.

그림 3(a)는 기존의 반 브리지 공진형인버터에 대해 공진전류의 반주기 동안의 스위치 손실특성을 보여준다. 기존 방식에 있어서 스위치 소자는 이론적으로 턴 온 및 턴 오프시 모두 영전압 스위칭이 이루어지므로 전도손실만 존재하게 된다. 따라서 전체 스위치 손실은

$$P_{ic2} = P_{is} = \frac{I_m}{\pi} [V_{CE}(1 - \cos(\pi - \phi)) + V_F(1 + \cos(\pi - \phi))] \quad (4)$$

가 된다.

2.3 제안된 인버터의 출력특성

제안된 공진형인버터 출력전류의 반주기를 샘플링 구간 T_s 라 하고, 시비율 D 에 해당하는 반주기 동안의 전압 출력구간을 T_a 라고 하면, 시비율 D 는 다음과 같다.

$$D = \frac{T_a}{T_s} \quad (5)$$

출력전압을 푸리에 급수로 전개하여 출력전압의 실효치 V_o 와 기본파분의 크기 $V_{o(1)}$ 을 구하면 다음과 같다.

$$V_o = V_{DC} \sqrt{D} \quad (6)$$

$$V_{o(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} \sin \frac{D}{2} \pi \quad (7)$$

또한, 공진부하의 출력전류 i_o 를 완전한 정현파라고 가정할 경우 PWM 시비율에 따른 출력전류의 실효치 I_o 및 출력 전력 P_o 는 각각 식 (8)과 식 (9)와 같다.

$$I_o = \frac{2\sqrt{2}}{\pi R_{eq}} V_{DC} \sin \frac{D}{2} \pi \quad (8)$$

$$P_o = \frac{8}{\pi^2 R_{eq}} V_{DC}^2 \sin^2 \frac{D}{2} \pi \quad (9)$$

제안된 인버터는 출력의 기본파 역률을 1로 제어할 수

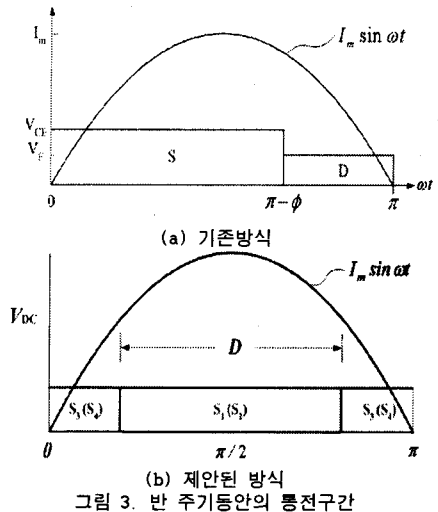


그림 3. 반 주기동안의 통전구간

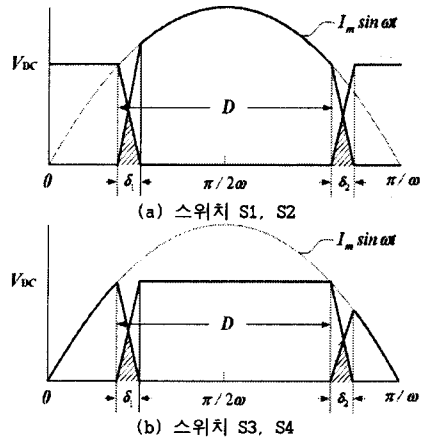


그림 4. 제안된 인버터의 스위치의 양단전압 및 스위치 전류

있지만, 전압파형이 구형파이므로 이를 고려한 종합역률은 1보다 작을 수밖에 없다. 식 (7) 및 식 (8), (9)를 이용하여 인버터 출력단의 종합역률 PF 를 구하면

$$PF = \frac{P_o}{V_o I_o} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{D}\pi} \sin \frac{D}{2} \pi \quad (10)$$

가 되며, 총 고조파 왜율 THD 를 구하면 다음과 같다.

$$THD = \sqrt{\frac{D\pi^2}{4(1 - \cos D\pi)} - 1} \quad (11)$$

식 (3) 및 식 (10), (11)을 종합해 동일 출력대비 기존 방식과 제안된 방식의 출력특성을 그림 5에 비교하였다. 그림 5에서 첨자 '1'은 제안된 방식이며 첨자 '2'는 기존 방식을 나타낸다. 기존방식의 경우 일정한 THD 와 최대 출력전력 이외의 모든 구간에서 0.9이하의 역률을 나타내는 반면, 제안된 방식의 경우 50% 이상의 출력전력에 대해서 기존방식보다 낮은 THD 를 나타내며, 항상 0.9 이상의 매우 높은 역률을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

2.4 제안된 인버터의 스위치 손실특성

제안된 인버터는 통상의 반 브리지 인버터와 같이 매 순간 오직 하나의 스위치 소자만이 동동되므로 전도손실은 기존의 반 브리지 공진형인버터와 같다. 그러나 턴 온 및 턴 오프 순간 모두 하드 스위칭이 이루어짐으로

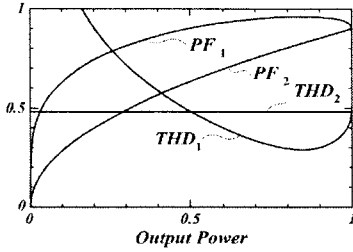


그림 5. 출력전력에 따른 출력특성

스위칭 손실은 스위칭 주파수가 높아질수록 불리해진다.

공진형인버터에 있어서 전체 스위치 손실은 공진전류의 반주기 구간동안 발생하는 손실의 총합을 구하면 알 수 있다. 제안된 인버터의 각 스위치 별 전도손실 및 스위칭 손실을 계산하기 위해 공진전류의 반주기를 구간별로 나누는 그림을 각각 그림 3(b) 및 그림 4에 나타내었다.

그림 3(b)와 그림 4에서, 제안된 인버터 출력측 공진전류는 완전한 정현파이고 스위칭 신호는 이상적이라고 가정한다. 그림 4(a)는 그림 1의 주 스위치로 사용되는 S_1 과 S_2 에서의 스위치 전압과 스위치 전류파형이며 그림 4(b)는 환류 스위치 S_3 및 S_4 에서의 스위치 전압과 스위치 전류파형이다. 그림 4를 토대로 한 반주기 동안 주 스위치의 스위칭 손실은

$$P_{st-on} = \frac{\omega V_{DC}}{6\pi} \left[\delta_1 \cdot I_m \sin \omega \left\{ \frac{(1-D)\pi}{2\omega} + \delta_1 \right\} + \delta_2 \cdot I_m \sin \omega \left\{ \frac{(1+D)\pi}{2\omega} \right\} \right] \quad (12)$$

으로 구해지며, 보조 스위치 S_3 과 S_4 의 스위칭 손실은

$$P_{st-off} = \frac{\omega V_{DC}}{6\pi} \left[\delta_1 \cdot I_m \sin \omega \left\{ \frac{(1-D)\pi}{2\omega} \right\} + \delta_2 \cdot I_m \sin \omega \left\{ \frac{(1+D)\pi}{2\omega} + \delta_2 \right\} \right] \quad (13)$$

으로 구해진다. 한편, 그림 3(b)를 토대로 한 반주기 동안의 전체 스위치들의 전도손실은

$$P_{d} = \frac{2V_{CE}I_m}{\pi} \quad (14)$$

과 같다. 식 (12), (13) 및 (14)를 이용, 공진전류의 반주기 동안의 전체 스위치 손실을 구하면 다음과 같다.

$$P_{ts} = \frac{2V_{CE}I_m}{\pi} + \frac{\omega V_{DC}}{6\pi} \left[\delta_1 \left\{ I_m \sin \omega \left(\frac{(1-D)\pi}{2\omega} + \delta_1 \right) + I_m \sin \omega \left(\frac{(1-D)\pi}{2\omega} \right) \right\} + \delta_2 \left\{ I_m \sin \omega \left(\frac{(1+D)\pi}{2\omega} \right) + I_m \sin \omega \left(\frac{(1+D)\pi}{2\omega} + \delta_2 \right) \right\} \right] \quad (15)$$

3. 시뮬레이션 및 실험결과

3.1 시스템 효율특성 시뮬레이션 결과

기존 방식의 반 브리지 공진형인버터와 비교하여 제안된 공진형인버터의 시스템 효율특성을 분석하기 위해 컴퓨터를 이용한 시뮬레이션을 실시하였다. 시뮬레이션에 적용한 주요 정수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{DC} &= 100 \text{ [V]} \\ \delta_1 &= 30 \text{ [nsec]} \\ \delta_2 &= 100 \text{ [nsec]} \\ R_{eq} &= 2 \text{ [\Omega]} \\ ESR_{DC} &= 200 \text{ [m}\Omega\text{]} \\ L &= 200 \text{ [\mu H]} \\ C &= 140 \text{ [nF]} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &= 1.8 \text{ [V]} \\ V_F &= 1.2 \text{ [V]} \end{aligned}$$

주어진 정수들을 통해 고유 공진주파수(f_0)를 구하면 30.077[kHz]이며 최대 입력전력은 5 [KVA]이다. 각 방식별 스위치 손실을 구하기 위해 공진전류의 최대값을 구하게 되면 제안된 방식은 식 (8)로부터

$$I_{m1} = \sqrt{2} I_o = \frac{4}{\pi R_{eq}} V_{DC} \sin \left(\frac{D\pi}{2} \right) \quad (16)$$

으로 구해진다. 반면, 주파수 변조방식을 사용하는 기존 방식에 있어서 공진전류는 식 (1)을 부하측 임피던스로 나누어줌으로써 다음과 같이 도출된다.

$$I_{m2} = \frac{\sqrt{2} V_{o(1)}}{Z} = \frac{4V_{DC}}{\pi Z} \quad (17)$$

여기서, $Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}$ 이다.

식 (16), (17)을 통해 구해진 각 인버터별 공진전류의 크기는 그림 6과 같이 동일한 크기를 갖게 된다. 반면, 인버터 출력전압에 있어서 기존 방식의 경우, 출력전력의 크기와 관계없이 일정한 값을 갖는다. 반면, 제안된 방식은 앞서 설명한 바와 같이 시비율에 따라 출력전압의 크기가 변화하게 되므로 결국 출력전력에 따라 가변된다.

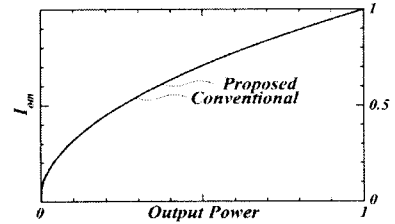


그림 6. 인버터 방식별 공진전류

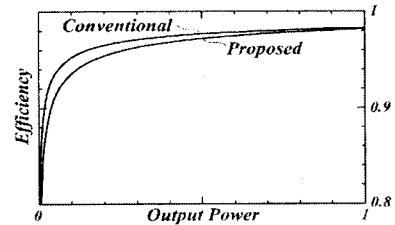


그림 7. 인버터 효율

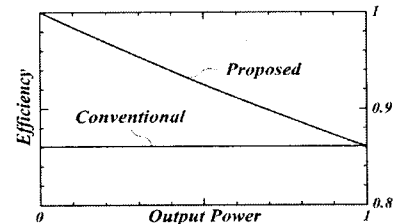


그림 8. 직류링크측 효율

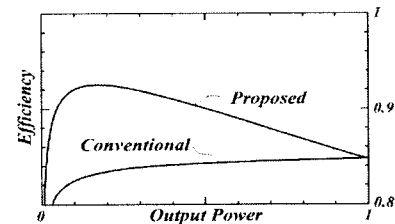


그림 9. 전체 인버터 시스템 효율

각 방식별 공진형인버터 효율은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$Eff_o = \frac{P_o}{P_o + P_{ls}} \quad (18)$$

식 (16) 및 식 (17)을 통해 구해진 공진 전류가 최대값을 식 (4) 및 식 (15)에 각각 대입하여 전체 스위치 손실을 구하고 식 (2) 및 식 (9)에 각각 대입하여 출력전력을 구하여 이를 식 (18)에 대입하여 얻어진 각 공진형인버터의 효율을 그림 7에 도시하였다. 그림 7을 통해 전 범위에 걸쳐 기존 방식의 반 브리지 공진형인버터의 효율이 제안된 방식에 비해 높음을 알 수 있다.

그림 8은 직류 전원측의 증가저항 ESR_{DC} 에 의해 발생하는 손실을 고려한 입력측 효율을 도시한 것으로 기존 방식의 인버터의 경우 출력전력의 크기와 상관없이 항상 일정한 효율을 유지하는 반면, 제안된 인버터 방식에서는 출력전력의 증가에 따라 효율이 감소되기는 하나 항상 기존 방식보다 높은 효율을 유지함을 알 수 있다.

이상의 결과를 통해 인버터의 효율은 출력측에서 나타나는 효율 외에도 출력측 역률 및 입력 전원측의 효율을 고려해야 한다는 것을 알 수 있다.

그림 9는 인버터 출력측 효율과 입력측 역률을 고려하여 구한 전체 시스템 효율을 보여주는 것으로 전 범위에 걸쳐 제안된 방식이 기존 방식보다 높은 효율을 나타냄을 보여준다.

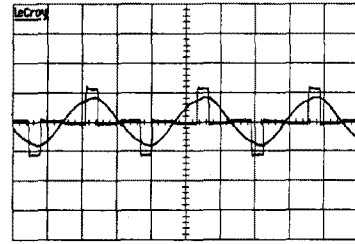
3.2 실험결과

그림 10은 20%와 80%의 시비율에서 제안된 인버터의 출력전압과 공진전류를 나타내는 것으로 인버터 출력전압과 공진전류는 항상 동일한 위상을 갖도록 하기 위한 PWM 제어가 잘 이루어지고 있음을 알 수 있다. 또한 그림 10(a)와 같이 시비율이 작은 경우 출력전압의 고조파 성분이 증가됨에 따라 공진전류는 다소 왜곡이 발생하지만, 그림 10(b)와 같이 시비율이 클 경우에는 거의 완전한 정현파의 형태로서 높은 변위율을 얻을 수 있음을 보여준다.

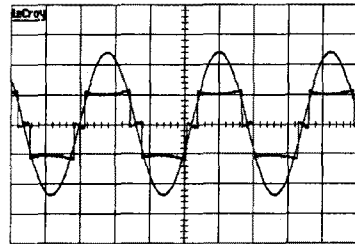
실험을 통해 측정된 기존 방식과 제안된 방식의 반 브리지 공진형인버터의 효율특성을 그림 11에 나타내었다. 최대부하 근처의 영역에서는 두 방식의 효율이 거의 비슷하게 측정되었으나 대부분의 영역에서 제안된 방식이 기존 방식에 비해 높은 효율특성을 나타내었다. 특히, 최저 부하에서 기존 방식은 23%의 효율을 나타낸 반면, 제안된 방식은 53%의 효율을 나타냄으로써 낮은 부하 상태에서 제안된 인버터가 우수한 특성을 보인다는 것을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 부하 환류모드를 제공하기 위해 제안된 새로운 반 브리지 공진형인버터의 전기적 특성 및 스위치 손실 해석에 대하여 기술하였다. 또한 기존 방식과 비교한 효율 특성을 컴퓨터 시뮬레이션과 실험결과를 통해 고찰함으로써 제안된 인버터의 우수성을 확인하였다. 제안된 반 브리지 공진형인버터는 회로를 구성하는데 필요한 스위치 소자의 개수가 4개로 기존의 반 브리지 인버터 방식에 비해 많고, 모든 스위칭 동작이 하드 스위칭 상태로 이루어지므로 스위치 손실면에서 기존 방식에 비해 불리하다. 그러나 제안된 인버터 방식은 기존의 반 브리지 공진형인버터에서 구현할 수 없었던 펄스폭 변조 방식을 통한 고역률 운전이 가능함에 따라 전체적인 시스템 효율은 기존 방식에 비해 우수한 특성을 갖는다. 특히, 저압 대전류 응용분야에 제안된 반 브리지 공진형 인버터가 매우 유용할 것으로 판단된다.



(a) 20x 시비율



(b) 80x 시비율

그림 10. 제안된 인버터의 출력전압과 공진전류

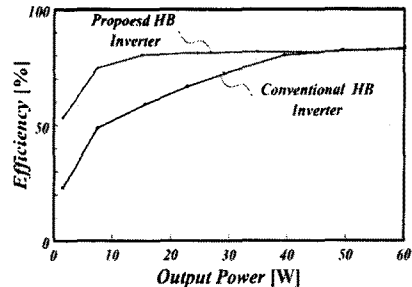


그림 11. 측정된 인버터 방식별 효율

[참 고 문 헌]

- [1] J. M. Alonso et al., "A Novel Low-Loss Clamped-Mode LCC Resonant Inverter for HID Lamp Supply," IEEE-PESC Conf. Rec., pp. 736-742, 1995.
- [2] L. Grajales et al., "Design of a 10kW, 500kHz Phase-Shifted Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating," IEEE-IAS Conf. Rec., Vol.2, pp.843-849, 1993.
- [3] S.P. Wang et al., "Soft-Switched PWM High-Frequency Load-Resonant Inverter with Power Factor Correction for Induction Heating Cooking Appliance," EPE Conf. Rec., Vol. 2, pp. 244-249, 1997.
- [4] S. Furuya et al., "Load-Adaptive Frequency Tracking Control Implementation of Two-Phase Resonant Inverter for Ultrasonic Motor," IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 7, No. 3, pp. 542-550, July 1992.
- [5] Kyu-Min, Cho. et al., "A New Switching Scheme for Resonant Inverters Using a Resonant Frequency Tracking Algorithm," Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE, Volume: 3, 2-6 Nov. 2003 pp:2580 - 2585 Vol.3.