

무선 전력 전송을 위한 고효율 송신단

서 철 헌

송실대학교
정보통신전자공학부

IT 혁명의 근간이 되는 무선 통신 기술은 개인 간의 통신을 가능하게 하여, 단순 정보 전달에서 음성 및 화상 통화가 언제, 어느 곳에서도 가능하게 되었다. 그러나 이런 단말기를 작동하게 하는 전력 또는 전력은 여전히 유선으로 공급하거나 전지를 충전하여 사용한다. 만약 무선 통신뿐만 아니라 무선 전력 전송까지 가능하다면 IT 기술은 또 다른 도약을 하게 될 것이다. 이와 더불어 전 세계적으로 에너지 기술과 IT 기술을 융합하는 에너지-IT 융합 기술에 대한 관심도가 높아지고 있다. 무선 전력 전송 기술은 전자 기파 방식을 이용한 기술과 전자기 유도 현상을 이용한 기술이 연구되고 있으며, 최근에는 근거리에서 공진 현상을 이용한 비방사 방식을 이용한 기술이 큰 관심을 받고 있다. 무선 전력 전송 시스템의 송신부에 사용되는 전력 증폭기의 전력 소비가 매우 크기 때문에 전체적인 효율 면에서 매우 중요한 요소가 되었다. 전력 증폭기의 효율이 증가되면 기지국 및 중계기에서 사용하는 냉각 시스템으로 인한 추가 비용을 감소시킬 수 있고, 또한 단말기 측면에서 배터리의 수명을 증가시킬 수 있다. 따라서 통신 시스템의 송신부 설계 시 전력 증폭기의 효율은 가장 중요하게 고려해야 할 사항이다. 전력 증폭기에서 효과적으로 높은 효율을 얻을 수 있는 방법으로는 Switching Mode로 동작하는 전력 증폭기를 구현하는 것이다.

I. 서 론

무선 에너지 전송 기술은 실내외 전자기기의 이동성, 휴대성 및 편리성을 배가시킬 뿐만 아니라, 유

선 플러그의 제거가 가능하기 때문에 보다 간략화되고 간편해질 수 있다. 따라서 무선 에너지 전송 기술의 실현은 미래 생활상을 대변하는 대표적인 기술이 될 것이다.

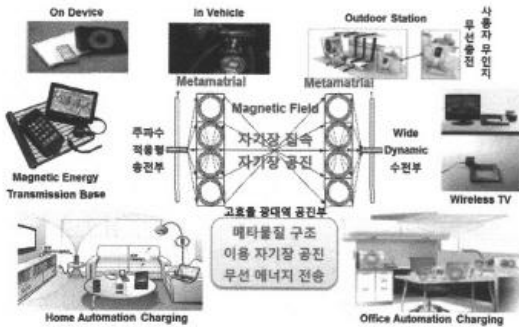
기존의 근거리 무선 에너지 전송 기술은 전자기 유도 현상을 이용한 전송 방식이 주를 이루었으며, 최근 공진 방식을 이용한 기술이 많이 연구되고 있다.

또한 송전부의 경우, 고효율 전력 증폭단을 구현하는 것이 매우 중요하며, 거리에 따른 주파수 변화에 대응 가능한 임피던스 정합부에 대한 연구와 이를 효과적으로 제어하기 위한 제어 회로부의 연구 등이 필요하다. 그 외에 주파수의 변이를 추적하고, 이에 맞는 출력 주파수를 만들어 내기 위한 DC/AC(RF) 변환부 회로에 대한 연구가 진행되어야 한다. 마지막으로 각 고효율 광대역 공진부와 주파수 적응형 송전부, Wide Dynamic Range를 갖는 수전부를 통합한 전체 시스템을 구현하여 고효율 광대역 주파수 적응형 무선 에너지 전송에 대한 연구가 진행되어야 한다.

본 고에서는 Full-Bridge, Half-Bridge 및 Class-E 등의 기존 송신단 구조에 대해 먼저 알아보고, 어떤 것이 가장 적합한지 살펴보고자 한다. 무선 에너지 전송 송신단에서 가장 중요한 부분이 전력 증폭기이기 때문에, 전력 증폭기의 효율이 매우 중요하다.

II. 기존 무선 에너지 전송 송신단

기존의 송신 구조의 대표적인 전력 전자 회로인 인버터(inverter)는 DC-AC 컨버터이다. 즉, 인버터는 직류 입력 전압을 교류 출력 전압으로 변환하는 회로

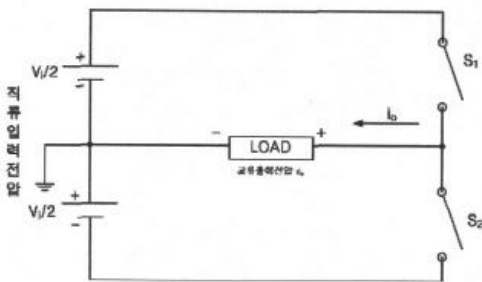


[그림 1] 다양한 무선 전력 전송 응용

이다. DC 전압을 AC 전압으로 변환하는 인버터는 대단히 중요한 전력 전자 회로이다. 인버터는 출력 전압이 AC 전압이므로, 인버터의 주요한 특성은 출력 AC 전압의 고조파 성분이다. 인버터 회로는 기본파와 교류 성분 이외의 고조파 성분이 최소화되도록 설계하고 구성하는 것이 중요하다.

기본적인 인버터 회로에는 2가지 종류가 있다. 하나는 Half-Bridge 인버터 회로이고, 다른 하나는 Full-Bridge 인버터 회로이다. 단상 하프 브리지 인버터 회로를 먼저 살펴보고, 단상 풀 브리지 인버터 회로를 다음에 살펴보기로 한다.

[그림 2]는 단상 하프 브리지 인버터 회로에서 스위치 S_2 를 열고 스위치 S_1 을 닫으면 상단의 직류 입력 전압 $V_i/2$ 에 의해 출력 전압 v_o 는 $+V_i/2$ 가 된다. 또한 스위치 S_1 을 열고, 스위치 S_2 를 닫으면 하단의 직류 입력 전압 $V_i/2$ 에 의해 출력 전압 v_o 는 $-V_i/2$ 가



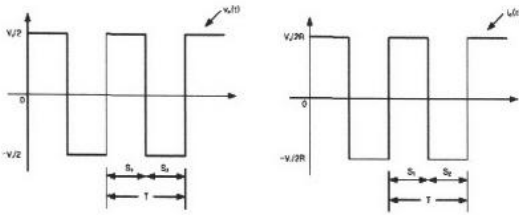
[그림 2] Half-Bridge 인버터 회로

된다. 즉, 스위치 S_1 과 S_2 의 스위칭에 의해 출력 전압들이 교번하는(alternating) 교류 전압이 된다. 그림은 단상 하프 브리지 인버터 회로에서 입력 전압은 직류 전압이고, 스위칭에 의해 출력 전압이 교류 전압이 된다. 이것이 DC 전압을 AC 전압으로 변환하는 인버터 회로의 기본적인 동작이다.

스위치 S_1 과 S_2 는 동시에 모두 ON 상태가 되면 안 된다. 스위치 S_1 과 S_2 가 동시에 ON 상태가 되면 직류 입력 전압이 단락되는 문제가 발생한다. 따라서 스위치 S_1 과 S_2 는 교대로 ON 상태가 되도록 제어해야 한다. 스위치 S_1 과 S_2 의 스위칭 방법에는 크게 2가지를 생각할 수 있다.

첫 번째 스위칭 방법은 스위치 S_1 과 S_2 의 스위칭이 항상 반대가 되도록 하는 방법이다. 이 경우에는 스위치 S_1 과 S_2 가 동시에 OFF 상태가 되지 않는 것을 전제로 한다. 그리고 스위치 S_1 이 ON 상태이면 스위치 S_2 는 자동으로 OFF 상태가 되고, 스위치 S_2 이 ON 상태이면 스위치 S_1 는 자동으로 OFF 상태가 되는 스위칭 방법이다. 그리고 스위치 S_1 과 S_2 가 동시에 OFF 상태가 되지 않도록 하는 스위칭이다. 이와 같은 스위칭에 의해서는 2-레벨 출력 전압이 만들어진다. [그림 3]은 단상 하프 브리지 인버터 회로의 부하가 저항 R 인 경우의 2-레벨 출력 전압과 출력 전류를 나타낸 것이다.

두 번째 스위칭 방법은 스위칭에 의해 3-레벨 출력 전압을 만드는 방법이다. 이 경우, 역시 스위치 S_1 과 S_2 가 동시에 모두 ON 상태가 되지 않는다는 것이 동일하지만, 차이점은 스위치 S_1 과 S_2 의 스위칭이 항상 반대가 되지 않는다는 것이다. 이와 같은 차이점은 스위치 S_1 과 S_2 가 동시에 OFF 상태가 될 수도 있다는 점에 기인한다. 이 경우에는 스위치 S_1 과 S_2 가 모두 OFF 상태인 경우, 스위치 S_1 이 ON 상태이고, 스위치 S_2 가 OFF 상태인 경우, 스위치 S_2 가 ON 상태이고, 스위치 S_1 이 OFF 상태인 경우의 3가지 상태가 존재하므로 이에 의해 3-레벨 출력 전압이 만들어진다.

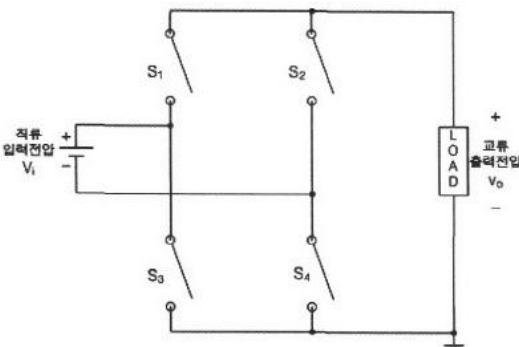


[그림 3] Half-Bridge 인버터 회로의 출력 전압, 출력 전류 파형

[그림 4]는 단상 풀 브리지 인버터 회로이다. 단상 풀 브리지 인버터 회로에서 스위치 S_1, S_4 를 닫고, 스위치 S_2, S_3 를 열면 직류 입력 전압 V_i 에 의해 출력 전압 v_o 는 $+V_i$ 가 된다. 또한 스위치 S_2, S_3 을 닫고, 스위치 S_1, S_4 를 열면 직류 입력 전압 V_i 에 의해 출력 전압 v_o 는 $-V_i$ 가 된다. 즉, 브리지 회로의 스위칭에 의해 출력 전압 v_o 는 $+V_i$ 와 $-V_i$ 가 교번하는 교류 전압이 된다. 단상 풀 브리지 인버터 회로에서 입력 전압은 직류 전압이고, 스위칭에 의해 출력 전압이 교류 전압이 된다.

풀 브리지 인버터 회로에서 스위치 S_1, S_2 는 동시에 ON 상태가 되면 안 되고, 스위치 S_3, S_4 역시 동시에 ON 상태가 되면 안 된다. 특정한 시간에 스위치는 S_1 과 S_4 가 동시에 ON 상태이거나 또는 S_2 와 S_3 이 동시에 ON 상태이어야 한다.

[그림 5]는 단상 풀 브리지 인버터 회로의 부하가

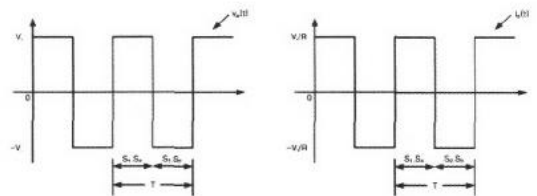


[그림 4] Full- Bridge 인버터 회로

저항 R 인 경우의 2-레벨 출력 전압과 출력 전류를 나타낸 것이다. 앞에서 봤던 하프 브리지 인버터 회로와 비교하면 최대값이 다르다는 점을 제외하면 단상 풀 브리지 인버터 회로의 출력 전압, 출력 전류 파형은 단상 하프 브리지 인버터 회로의 출력 전압, 출력 전류 파형과 동일하다.

요약하면 Full- Bridge Inverter는 스위칭 소자 4개를 이용하여 $+DC$ 와 $-DC$ 를 출력하는데 $+DC$ 를 출력할 때는 $-DC$ 를 GND로 잡고, 반대로 $-DC$ 를 출력할 때는 $+DC$ 를 GND로 하여 전압을 출력하기 때문에 낮은 DC 전압을 가지고 출력 전압을 만들 수 있다. Full-Bridge는 Half-Bridge나 Push-Pull의 출력에 두 배를 전달할 수 있다. 하지만 입력 전압과 접지될 경우에 출력은 입력은 반드시 transformer가 있어야 한다는 단점이 있다. Half-bridge inverter는 스위칭 소자 2개를 이용하여 DC 전압의 중앙점을 GND로 $+DC$ 와 $-DC$ 를 출력하기 때문에 동일한 DC 전압에 대하여 Full-Bridge Inverter에 비하여 출력 전압이 절반으로 줄게 된다. 하지만 Transformerless inverter를 구현할 수 있기 때문에 저가형으로 제작이 가능한 장점이 있다.

그러나 주파수를 올리게 되면 송수신부를 구성하는 회로의 효율이 떨어진다는 단점이 있다. 일반적으로 송신부는 스위칭 기법의 전력 전자 회로를 이용하여 설계되는데, 스위칭 주파수가 MHz 단위로 올라가게 되면 스위칭 특성이 나빠져 회로 효율이 급격히 떨어지게 된다. 또한, 송신부를 구성하는 전력



[그림 5] Full-Bridge 인버터 회로의 출력 전압, 출력 전류 파형

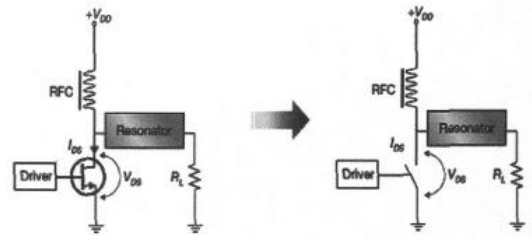
소자의 경우, 주파수가 올라가게 되면 고가의 RF 트랜지스터를 사용해야 하는데, 이 경우 제조 원가가 증가하므로 상용화를 저해하는 단점이 된다.

그래서 주파수가 높아졌을 때에도 사용할 수 있도록 송신단 구조를 변경해야 한다. 고주파에서도 높은 효율을 얻을 수 있는 방법으로는 도허티 증폭기, switched gain stage 방식을 이용한 증폭기, 구동 바이어스를 조정하는 방법을 이용한 증폭기가 있다.

III. Class-E급 전력 증폭기

스위치 모드 증폭기에서는 능동 소자가 이상적인 스위치와 같이 ON 또는 OFF 상태에 따라 전압이나 전류가 포화 상태로 동작한다. 전력 증폭기에서 효율을 높이기 위하여서는 전력 소모를 줄여야 하는데, 전력 증폭기에서는 트랜지스터의 전력 소모가 크기 때문에 트랜지스터가 스위칭 동작을 하도록 하여 트랜지스터에 흐르는 전압과 전류를 on/off 시킴으로써 고효율 특성을 얻을 수 있다. 스위치 모드 증폭기는 기본적으로 입력 신호 주기 동안 출력 전압 파형과 출력 전류 파형의 overlap 을 없앴으로써 DC 전력 소모를 최소화하는 방식이다. 이러한 고효율 증폭기는 냉각 시스템의 비용을 절감할 뿐만 아니라, 시스템의 부피와 무게를 줄일 수 있다는 장점을 지닌다. 여러 가지 형태의 고효율 증폭기가 있지만 고주파에서도 높은 효율을 성취할 수 증폭기는 Class E와 Class F가 대표적이다. Class E는 스위치 모드 증폭기의 대표적인 형태로 회로가 간단하고, 소자의 출력 capacitance를 회로적으로 보상하여 스위치 손실을 억제할 수 있어 비교적 높은 주파수에서도 우수한 성능을 보인다. [그림 6]은 일반적인 스위치모드 전력 증폭기이다^[3].

Sokal이 처음 제시한 Class-E 전력 증폭기는 이론적으로 100%의 전력 효율 특성을 갖는 전력 증폭기이나 실험적으로는 기생 성분들로 인해 효율이 감소한다. 그렇지만 Class-E 전력 증폭기는 다른 Class에



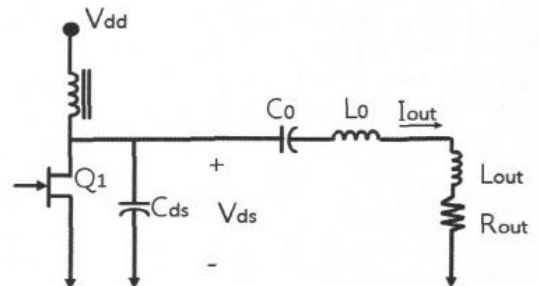
[그림 6] 일반적인 스위치 모드 전력 증폭기

비해 높은 효율로 인해 적은 열방출 특성을 가지고 있다. 같은 주파수, 같은 출력 전력에서 동일한 트랜지스터를 이용한 Class-E 전력 증폭기는 일반적인 Class-B 혹은 Class-C 전력 증폭기에 비해 2, 3배 작은 전력 손실 특성을 갖고 동작한다. [그림 7]은 이상적인 Class-E 전력 증폭기 회로도를 보여주고, [그림 8]은 Class-E 전력 증폭기의 이상적인 트랜지스터의 전압 및 전류 파형을 보여주고 있다^{[3]-[6]}.

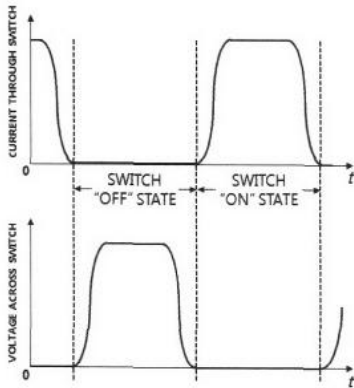
IV. 고효율 DC-AC 컨버터 실험

일반적인 마이크로스트립 전송선과 집중 소자를 이용하여 Class-E 전력 증폭기를 설계하였다. 13.56 MHz의 WPT 대역에서 동작하도록 설계하였으며, 집중 소자를 이용하여 입력 정합단과 직렬 공진 회로를 구현하였다.

실험에 사용한 소자는 Freescale사의 10 W급 MRF 282SR1이며, Class B에 해당하는 바이어스 점인 V_{ds} =



[그림 7] 이상적인 Class-E 전력 증폭기 회로



[그림 8] Class-E 전력 증폭기의 트랜지스터의 이상적인 전압과 전류 파형

26.5 V, $V_{gs}=4.2$ V로 시뮬레이션을 하여 제작하였다.

DC-AC 컨버터에서 사용할 오실레이터의 낮은 입력을 고려하여 높은 전력 이득을 갖는 구동 증폭기를 설계하였다. $V_{ds}=10$ V, $V_{gs}=4$ V로 시뮬레이션을 하여 제작하였다. 증폭기는 20 dB의 이득을 갖도록 제작하였다.

두 개의 다른 증폭기를 하나로 연결하기 위해서 Inter-stage 정합이 필요하게 된다. 중심 주파수에서의 S_{11} 과 S_{22} 를 확인하면서 임피던스 정합할 수 있는 중간 다리 역할을 할 수 있는 회로를 제작하여 증폭기를 하나로 연결하였다.

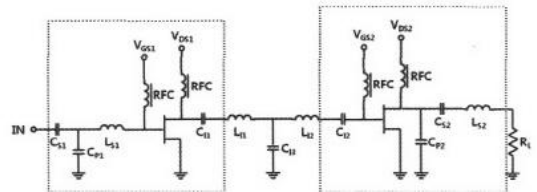
사용 목적에 따라 출력 주파수, 출력 전력, 인가 전압, 이득과 효율 특성이 결정된다. 트랜지스터를 결정한 후 직류 해석을 한다. 바이어스 조건에 따라 성능이 결정되어지므로 동작점 선택 시 주위가 필요하다. 동작점이 결정되면 출력 주파수에 맞도록 바이어스 라인에 대한 설계가 이루어져야 한다. $\lambda/4$ 선로



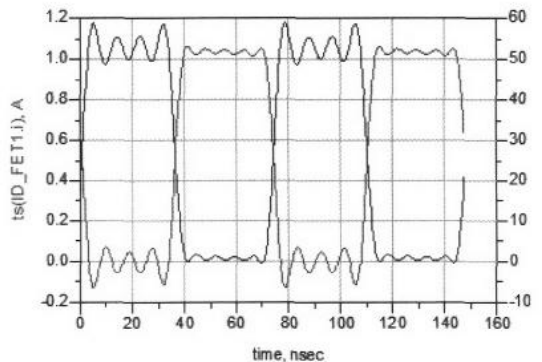
[그림 9] 이단 Class-E 전력 증폭기 구성도

와 DC 블록 커패시터를 이용하여 설계한다. $\lambda/4$ 선로를 마이크로스트립 라인으로 설계하기에 주파수가 낮기 때문에 인덕터를 사용하여 바이어스 라인을 설계한다. Class-E 전력 증폭기의 핵심은 드레인단에서 발생하는 DC 전력 소모를 최소화 시키는 것이다. 따라서 V_{ds} 와 I_{ds} 의 파형이 최대한 겹치지 않도록 하는 것이 최대 효율을 얻을 수 있다. 전압과 전류 파형의 스위칭이 잘 형성되기 위해서 Class-E 전력 증폭기의 병렬 커패시터의 선택이 중요하다. 트랜지스터 내부의 비선형 커패시턴스와 외부에 병렬로 연결해 준 선형 커패시턴스의 조합으로 Class-E 동작의 가장 이상적인 Duty=0.5로 만들어 주기 위해 커패시터의 선택은 매우 중요하다. [그림 10]과 [그림 11]은 설계한 증폭기 회로도도와 결과 파형의 시뮬레이션 결과이다.

설계한 전력 증폭기를 바탕으로 전력 증폭기를 설계하였고, [그림 12]는 측정된 전력 증폭기의 결과이다. 전력이 10 dBm일 때 출력 전력은 40.5 dBm의 출



[그림 10] 이단 Class-E 전력 증폭기의 회로도

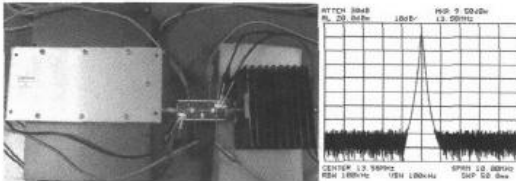


[그림 11] I_{ds} 와 V_{ds} 의 파형

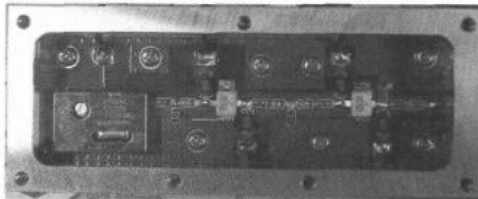
력과 80 %의 효율을 얻었다.

그리고 고이득 고효율 이단 Class-E 전력 증폭기의 입력 단에 발진기를 연결하여 구현한 고효율 DC-AC 변환 회로를 제작하였다. [그림 13]은 고효율 DC-AC 변환 회로의 출력 전력을 보여준다. 그림에서 보듯이, DC-AC 변환 회로는 13.56 MHz의 동작 주파수에서 41 dBm의 출력 전력을 얻었다.

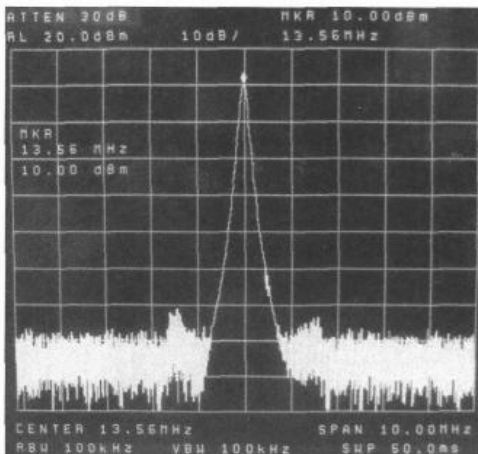
<표 1>은 고이득 고효율 이단 Class-E 전력 증폭기,



[그림 12] Two-stage Class-E 전력 증폭기 측정



(a) DC-AC 변환 회로



(b) DC-AC 변환 회로의 출력 전력 결과

[그림 13] 고효율 DC-AC 변환 회로의 출력 전력

<표 1> 송신부 각 부품의 성능

동작 특성	단위	발진기	이단 Class-E 전력 증폭기	DC-AC 변환 회로
주파수	MHz	13.56	13.56	13.56
입력 전력	dBm	-	10	-
출력 전력	dBm	10.67	40	40.83
전력 이득	dB	-	30	-
소모 전력	W	0.1	12.4675	13.8642
PAE	%	-	80.13	-
DC-AC 변환 효율	%	-	-	87.32

DC-AC 변환 회로를 구현하기 위하여 사용된 발진기, 고효율 DC-AC 변환 회로의 동작 특성을 보여준다.

V. 결 론

본 고에서는 최근 관심이 집중되고 무선 전력 전송 시스템의 송신단을 구성하는 DC-AC 컨버터에 대해서 요약하였다. 기존에 사용되었던 Full-Bridge 인버터와 Half-Bridge 인버터에 대해서 알아보고 적합성에 대해 살펴보았다. 결과적으로 스위칭 주파수가 MHz 단위로 올라가게 되면 스위칭 특성이 나빠져 회로 효율이 급격히 떨어지게 된다. 또한, 송신부를 구성하는 전력소자의 경우, 주파수가 올라가게 되면 고가의 RF 트랜지스터를 사용해야 하는데, 이 경우 제조 원가가 증가하므로 상용화를 저해하는 단점이 된다. 그래서 전력 증폭기를 고효율 특성을 갖는 스위칭-모드 전력 증폭기인 출력단에 연결된 병렬 커패시터의 충방전을 이용한 Class-E 전력 증폭기에 대해 알아 보았고, 이를 적용한 고효율 DC-AC 송신단을 설계하였다. 무선 전력 전송의 전체적인 시스템에서 가장 파워 소모가 큰 송신단의 효율을 개선하기 위한 연구가 계속될 필요가 있고, 보다 넓은 전력 범위에서 고효율을 유지할 수 있도록 적응형 송신단 연구가 계속 필요할 것으로 사려된다.

참 고 문 헌

- [1] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljagic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances", *Science*, vol. 317, pp. 83-86, Jul. 2007.
- [2] A. Karalis, J. D. Joannopoulos, and M. Soljagic, "Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer", *Annals of Physics*, vol. 323, no. 1, pp. 34-48, Jan. 2008.
- [3] B. L. Cannon, J. F. Hoburg, D. D. Stancil, and S. C. Goldstein, "Magnetic resonant coupling as a potential means for wireless power transfer to multiple small receivers", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 7, pp. 1819-1825, Jul. 2009.
- [4] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Artech House, 1999.
- [5] A. Grebennikov, N. O. Sokal, *Switchmode RF Power Amplifiers*, Newnes, 2007.
- [6] N. O. Sokal, A. D. Sokal, "Class-E a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 10, no. 3, pp. 168-176, Jun. 1975.
- [7] N. O. Sokal, "Class-E high-efficiency power amplifiers, from HF to microwave", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 1109-1112, Jun. 1998.
- [8] F. H. Raab, "Idealized operation of the class-E tuned power amplifier", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 24, no. 12, pp. 725-735, Dec. 1977.

≡ 필자소개 ≡

서 철 현



1983년: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1985년: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
1983년: 서울대학교 전자공학과 (공학박사)
1993년 3월~1995년 2월: MIT 연구원
1993년 3월~2003년 8월: 숭실대학교 조교수, 부교수
1999년 8월~2001년 2월: MIT 교환 교수

2007년 3월~2008년 8월: MIT 연구 교수

2003년 9월~현재: 숭실대학교 정교수