

고주파 스위칭 컨버터 기술의 현황

본 논문에서는 전력변환을 위한 MHz 대역의 고주파 스위칭 컨버터 기술의 현황을 살펴본다. 고주파 스위칭 컨버터로 많이 사용되고 있는 브릿지 컨버터 구조와 싱클 엔디드 컨버터 구조의 공진형 컨버터를 분석하고 고주파에서 가지는 장 단점을 서술한다. 현재 고주파 스위칭 컨버터 기술은 여러 응용에 적용되기에 한계점들을 가지고 있다. 이런 한계들을 해결하기 위해 고주파 스위칭 컨버터에서 어떤 연구들이 국내외로 진행되고 있고 어떠한 방향으로 연구가 진행되어야 하는지 소개하고자 한다.

1. 서론

최근 전력 반도체 소자의 발전으로 인해 컨버터의 스위칭 주파수를 MHz 대역으로 늘리는 연구가 활발하게 진행되고 있다^{[1][2]}. 더 높은 밴드 갭과 항복 전기장을 가지는 갈륨 나이트라이드(Gallium Nitride, GaN)와 실리콘 카바이드(Silicon Carbide, SiC)의 발전으로 기존의 실리콘(Silicon, Si) 소자에서는 설계가 어려웠던 높은 주파수의 컨버터 설계가 가능해졌다^[3]. 표 1은 시중에서 구매할 수 있는 GaN 소자와 Si MOSFET를 비교한 것이다. 비교 대상으로 정격 전압, 정격 전류 그리고 온 저항 값이 비슷한 소자로 선정하였다. 표에서 볼 수 있듯이 GaN 소자는 Si MOSFET보다 훨씬 작은 게이트 전하, 출력 캐패시턴스 그리고 역 회복 전하를 가지고 있다. 이 때문에 GaN 소자를 사용하면 높은 스위칭 주파수에서 게이트 구동 손실과 스위칭 손실을 줄일 수 있다.

컨버터의 스위칭 주파수를 MHz 대역까지 늘리게 될 때 갖는 장점은 컨버터에서 대부분의 크기를 차지하는 인덕터, 변압기, 캐패시터 등의 수동소자의 부피를 줄일 수 있다는 것이다. 스위칭 주파수가 늘게 되면서 컨버터에 저장되어야 하는 에너지의 크기가 줄어들게 되고 이로 인해 수동소자들의 크기를 줄일 수 있게 된다. 또한 컨버터의 스위칭 주파수를

늘리게 되면 제어기의 대역폭을 늘릴 수 있어 컨버터의 성능도 크게 향상시킬 수 있다^[4]. 그러나 기존의 하드 스위칭 방식으로 스위칭 주파수를 늘리는 경우 스위칭 손실과 노이즈 때문에 컨버터의 효율이 떨어지고 노이즈로 인해 전자기 간섭(Electro-Magnetic Interference, EMI)이 심해지게 된다^[5]. 이러한 문제 때문에 스위칭 주파수를 MHz 대역으로 늘리기 위해서는 소프트 스위칭이 가능한 컨버터 토폴로지를 사용해야 한다.

표 1 GaN 소자와 Si MOSFET 비교^[1]

	Enhancement-mode GaN (GS66504B)	Cascode GaN (TPH3206)	Si MOSFET (IPL65R130C7)
정격 전압	650V	650V	650V
정격 전류	15A	16A	15A
온 저항	100mΩ	180mΩ	115mΩ
게이트 전하	3nC	6.2nC	35nC
출력 캐패시턴스	71pF	106pF	579pF
역회복 전하	0nC	52nC	6400nC

본고에서는 컨버터의 스위칭 주파수를 고주파 대역으로 늘리는 기술에 대해서 서술한다. 섹션 2에서는 현재 많이 사용되는 고주파 스위칭 컨버터 기술에 관하여 설명한다. 대부분의 고주파 스위칭 컨버터는 공진 전류를 이용해 영 전압 스위칭을 달성하는 구조를 가지는데 이때 공진형 컨버터는 어떤 구조를 가지고 있는지 설명하고 가장 많이 사용되고 있는 구조인 브릿지 공진형 컨버터와 싱글 엔드 공진형 컨버터에 관하여 서술하였다. 섹션 3에서는 현재 진행되고 있는 고주파 스위칭 컨버터에 관한 연구에 대해서 설명한다. 국내외에서 진행되고 있는 연구를 소개하고 현재 고주파 스위칭 컨버터 기술의 한계와 향후 전망에 대해서 서술하였다.

2. 고주파 스위칭 컨버터 기술

2.1 고주파 스위칭 컨버터의 구성

서론에서 언급하였듯이, 스위칭 주파수를 올리는 것은 전력 밀도를 향상시키는데 주요한 역할을 할 수 있지만, 하드 스위칭 방식으로 스위칭을 할 경우 손실이 크게 증가할 수 있다. 따라서 스위칭 손실을 최소화할 수 있는 소프트 스위칭 기법이 필수적이다. 소프트 스위칭 기법은 크게 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching, ZVS), 영전류 스위칭(Zero Current Switching, ZCS), 영전압 천이 스위칭(Zero Voltage Transition, ZVT), 영전류 천이 스위칭(Zero Current Transition, ZCT)으로 나뉜다. 대부분의 경우에 스위치의 turn-on 손실이 스위칭 손실에 주요 함으로 고주파 컨버터에서는 영전압 스위칭이 실현되도록 컨버터를 설계하고 제어한다. 영전압 스위칭은 스위치에 turn-on 신호가 인가되기 이전에, 스위치 외부의 공진회로들로 인하여 스위치 양단의 전압이 먼저 0이 된 다음에 스위치가 도통되는 상태를 말한다. 이러한 방식으로 스위칭 하게 되면 turn-on 손실이 최소화되는 동시에 출력 캐패시터에 저장된 에너지가 스위치 도통 이전에 방전되게 된다. 이러한 점을 역으로 활용하여 스위치와 병렬로 snubber capacitor를 부착하여 추가적인 turn-on 손실 없이 turn-off 손실 또한 작아지도록 설계할 수도 있다.

영전압 스위칭을 위한 공진형 컨버터는 크게 인버터, 공진 네트워크, 정류기로 구성된다. 그림 1에 일반적인 공진형 컨버터 구조가 도시되어 있다. 인버터에서는 DC 전원을 AC 전압으로 출력 또는 AC 전류로 출력하며, 정류기는 AC 전압 또는 AC 전류를 입력받아 DC 전원으로 출력한다. 이에 따라 인버터는 AC 전류/전압 소스로 모델링 될 수 있으며 정류기는 AC 전류/전압 싱크로 모델링 될 수 있다^[4]. 공진 네트워크는 대역 통과 필터(Band-pass filter) 형태를 띠는데, 고조파 성분들은 작아지고, 기본파 성분만이 남아서 전류가 정현파에 가

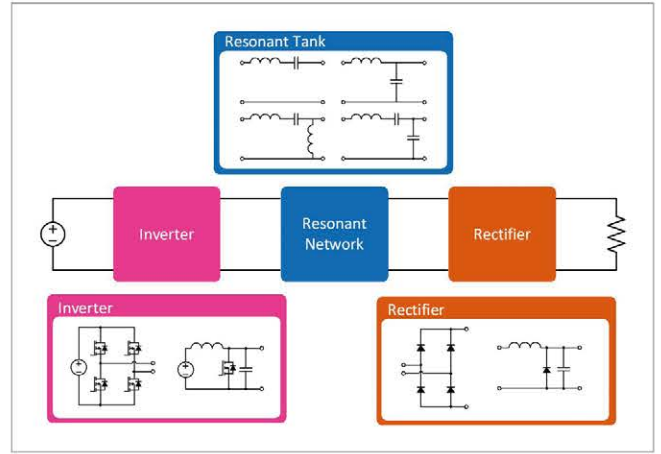


그림 1 일반적인 공진형 컨버터 구조

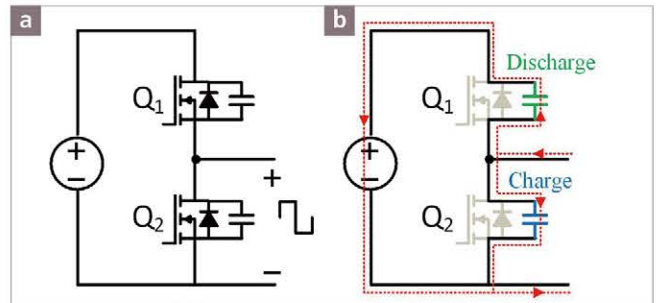


그림 2 브릿지 공진형 컨버터 (a) 스위칭 동작, (b) Q1이 turn-on 되기 이전 dead-time 구간동안의 영전압 스위칭 과정

깝게 된다. 이때 영전압 스위칭을 만족하기 위해서는 인버터에서 출력되는 기본파 전압과 전류의 위상 차이가 0보다 크도록 제어해야 한다.

공진형 컨버터는 영전압 스위칭을 실현하여 스위칭 손실을 줄일 수 있지만, 기본파로만 전력을 전달하고 또 전력을 전달하는 성분이 아닌 순환전류가 발생하기 때문에 전류의 크기가 커지는 문제가 발생한다. 더불어 고주파로 인하여 전선에 표피 효과(Skin Effect)와 근접효과(Proximity Effect)가 발생하여 AC 저항이 커지게 된다. 따라서 전도 손실이 다소 증가할 여지가 있어 설계에 주의해야 한다.

2.2 브릿지 공진형 컨버터

공진형 컨버터에서 가장 많이 이용되는 인버터는 브릿지 형태이다. 대표적으로는 half-bridge 와 full-bridge가 있다. 브릿지 공진형 컨버터의 스위치는 위아래 상보적으로 동작하며 시비율은 영전압 스위칭을 위해 대부분의 경우 0.5로 고정하고 주파수 제어를 통해 출력 전압을 제어한다. 그림 2(a)는 half-bridge 형태의 인버터를 나타내며 그림 2(b)는 Q1이 turn-on 하기 이전에 dead 타임 구간 동안 Q1양단의 전압이 부하전류에 의하여 0으로 떨어지는 상황을 나타낸다.

브릿지 공진형 컨버터는 뒤에 후술하게 될 싱글 엔드 공

진형 컨버터에 비하여 분석하기가 용의 하고 스위치의 전압 스트레스가 작다는 이점이 있다. 그러나 위에 상 스위치를 동작시키기 위해서 boot-strap 게이트 드라이브 또는 절연형 게이트 드라이브가 필요하게 된다. 이는 저주파에서는 크게 문제되지 않지만, 고주파에서는 높은 dv/dt에 강한 동작을 위해 높은 CMTI(Common mode transient immunity)를 갖도록 설계해야 한다. 더불어 회로의 기생 성분들이 최소화되도록 PCB 레이아웃과 소자배치에 각별한 노력이 필요하다^{[11][12]}. 또한 브릿지의 스위치의 출력 캐패시터들이 충방전되는 시간을 위해 일정 시간 동안 위아래 스위치를 모두 off 하는 dead-time 시간이 반드시 필요하다. dead-time은 스위칭 주파수가 낮을 때는 그 영향이 미미하나, 고주파로 갈수록 그 영향이 무시할 수 없게 된다. 이러한 점들은 브릿지 형태의 공진형 컨버터의 동작 주파수를 수십MHz 이상에서 동작하도록 하는데 있어서 큰 어려움으로 지적된다.

2.3 싱글 엔디드 공진형 컨버터

싱글 엔디드(Single Ended) 공진형 컨버터는 1개의 스위치를 사용하면서 스위치의 소스단이 접지로 고정되어 있는 컨버터를 말한다. 이러한 구조 때문에 게이트 드라이브 구현이 간단하며 고주파 동작에 용이하다는 장점이 있다. 흔히 싱글 엔디드 컨버터에서 이용되는 인버터는 그림 3(a)에 나타나 있는 Class-E 인버터가 이용된다. 정류기는 대부분의 경우 반파 정류기나 브릿지 정류기가 이용되나, 컨버터를 수MHz~수십MHz로 동작시키기 위해서는 그림 (b)와 같은 Class-E 공진형 정류기도 고려대상이 될 수 있다. Class-E 공진형 정류기는 다이오드 집합 캐패시턴스를 공진 소자에 흡수할 수 있기 때문에, 스위칭 노이즈와 같은 기생 공진문제를 완화할 수 있다^{[13][14]}.

Class-E 인버터는 브릿지 형태의 구조보다 고주파 구동에 더욱 적합하지만, 스위치의 양단 사이의 캐패시턴스가 공진에 참여하기 때문에 입력 전압 대비 4배가 넘는 전압이 스위치에 인가되는 문제가 있다. 이러한 문제 때문에 컨버터에 이용되는 스위치 정격 전압을 다소 크게 설계해야 하는 단점이 존재한다. 또 Input filter에 매우 큰 인덕터를 이용한다는 점도 단점으로 지적된다.

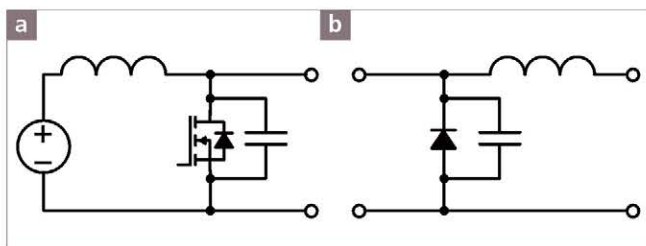


그림 3 싱글 엔디드 컨버터 (a) Class-E 인버터, (b) Class-E 정류기

3. 고주파 스위칭 컨버터 연구 근황

3.1 국내외 최근 연구 근황

고주파 스위칭 컨버터에 관한 연구는 현재 많은 국내외 대학교들에서 이루어지고 있으며 여러 가지 연구 분야가 존재한다.

[4], [5]에서는 싱글 엔디드 공진형 컨버터의 전압 스트레스를 낮게 해주는 구조를 제시하고 있다. 앞서 언급하였듯이 기존의 싱글 엔디드 Class-E 컨버터는 입력 전압에 거의 4배가 넘는 전압이 스위치에 인가되어 스위치 전압 스트레스가 높다는 문제점이 있다. 이를 해결하기 위해 그림 4와 같은 Class- $\phi 2$ 같은 토폴로지들이 제시되었다. 이 컨버터는 그림 5와 같이 원하는 고주파 성분을 주입하여 스위치에 인가되는 전압을

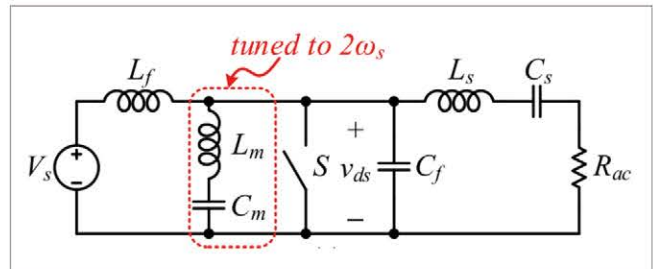


그림 4 Class- $\phi 2$ 컨버터 토폴로지

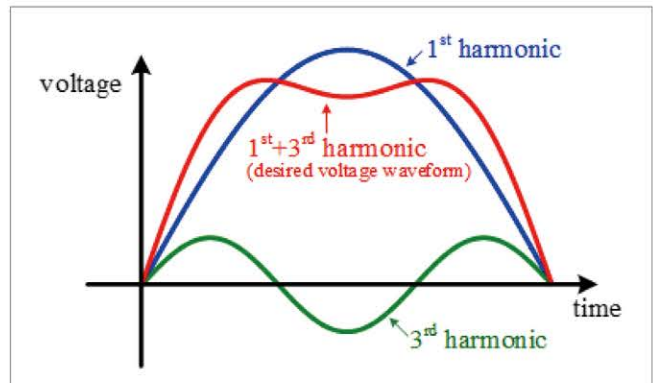


그림 5 고주파 주입 시 스위치 인가 전압

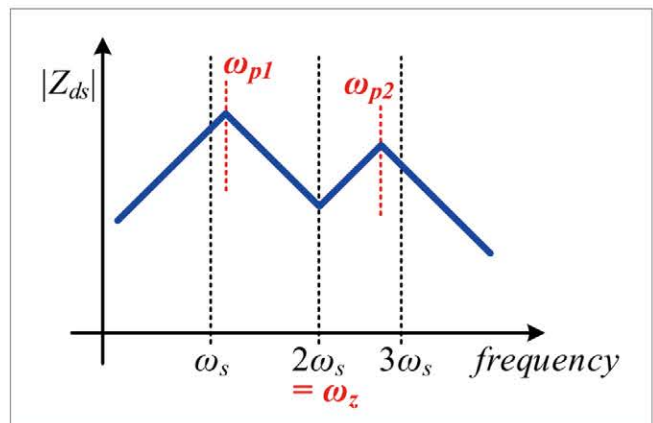


그림 6 원하는 Z_{ds} 임피던스 그래프

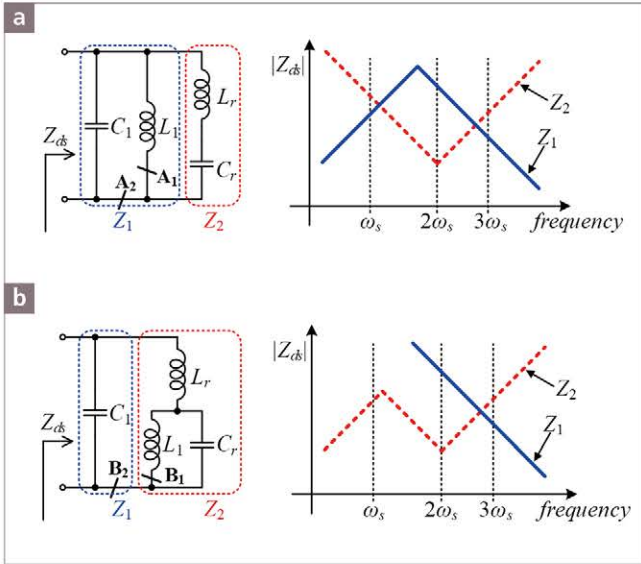


그림 7 가능한 Z_{cb} 구조 설계 예시

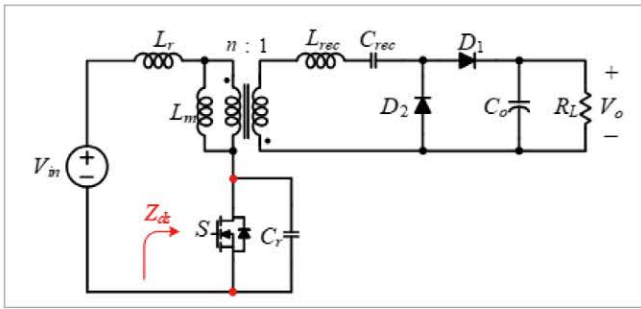


그림 8 절연형 공진형 DC-DC 컨버터

만들게 되는데 이때 스위치에서 바라보는 임피던스 (Z_{cb}) 값을 그림 6과 같이 만들도록 설계한다. 이와 같은 토폴로지는 스위치 인가전압을 크게 줄이는 장점이 있지만 class E 컨버터에 비해 수동소자의 개수가 늘어나는 문제점이 있다.

이 때문에 [4], [5]에서는 수동소자의 개수를 늘리지 않고 스위치에 인가되는 전압을 낮추는 설계 방식을 제안하고 있다. 본 논문에서는 수동소자 4개를 이용하여 Z_{cb} 값을 그림 6과 같이 만들 수 있는 가능한 토폴로지를 조사하였다. 여러 가지 구조가 가능하지만 대표적으로 그림 7과 같은 구조를 사용하여 수동소자 4개로 Z_{cb} 값을 설계할 수 있다. 이때 그림 7(a) 구조는 class-E 컨버터 구조와 동일하고 그림 7(b) 구조는 그림 8과 같은 절연형 컨버터 구조로 설계가 가능하다. 이 같은 분석 방법을 통해서 수동소자의 개수를 늘리지 않고 스위치에 인가되는 전압을 줄일 수 있었다. 또한 기존의 class E 컨버터와 달리 크기가 큰 소자가 들어가지 않아 전력 밀도를 더 줄일 수 있었고 동적 특성을 크게 늘려서 그림 9와 같이 빠르게 on/off가 가능하게 되었다.

[6]-[8]은 공진형 컨버터에 들어가는 네트워크에 관한 연구이다. 공진형 DC-DC 컨버터는 그림 1과 같이 대부분 인버터,

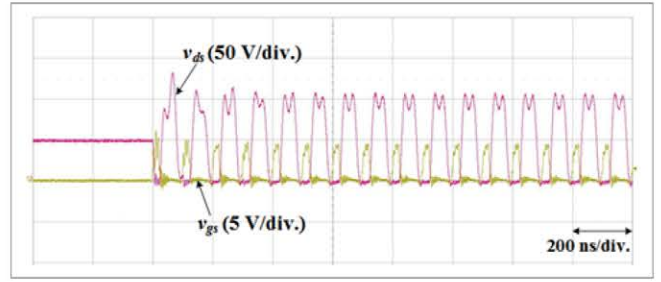


그림 9 [4] 컨버터 토폴로지의 ON 동적 특성

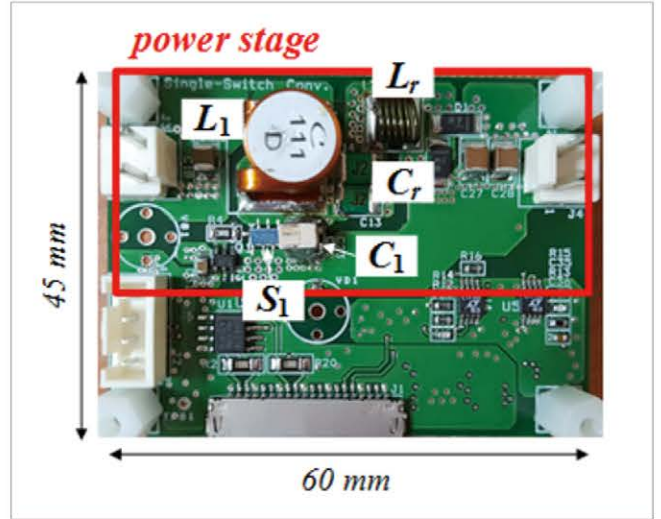


그림 10 [4]를 이용해 설계한 컨버터 프로토타입

네트워크 그리고 정류기로 이루어져 있다. 이때 응용에 따라 네트워크 설계를 다르게 하여 높은 효율이나 성능을 가진 컨버터 설계가 가능하다. 여러 가지 컨버터의 동작 및 응용에 따라 고정 전류(Constant Current, CC), 고정 저항(Constant Resistance, CR) 그리고 고정 전압(Constant Voltage, CV) 모드로 나눌 수 있다. 그림 11은 각 모드에 따라 네트워크를 설계했을 때 부하(R_o)에 따른 입력 임피던스($Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$)의 변화를 보여주고 있다. 각 모드는 컨버터의 토폴로지나 응용에 따라 다르게 되는데 예를 들어 공진 컨버터의 경우 영전압 스위칭을 달성하는데 부하의 변동이 영향을 주는 경우가 있다. 이때 네트워크를 CR 모드로 설계하여 부하의 변동을 압축하여 더 넓은 부하의 변동 범위에서 영 전압 스위칭을 달성해 효율적으로 동작하게 만들 수가 있다. 이 연구를 통해 여러 응용에서 네트워크를 체계적으로 설계하는 방안을 제시해 좀 더 효율적인 네트워크 설계가 가능하도록 방안을 제시해준다.

그 외 공진형 컨버터에 관한 많은 연구가 진행되고 있다. [9]-[10], [15]는 고주파 공진형 컨버터를 설계하기 위해 필요한 자성 물질에 관한 연구로 코아에서 발생하는 철손, 발열 등을 고려하여 코아를 선정하는 연구를 진행했다. 고주파 스위칭 컨버터의 스위칭 주파수를 계속 늘리는 연구도 진행되고 있다^{[6][17]}. [16]에서는 class ϕ_2 토폴로지를 이용하고 새로운

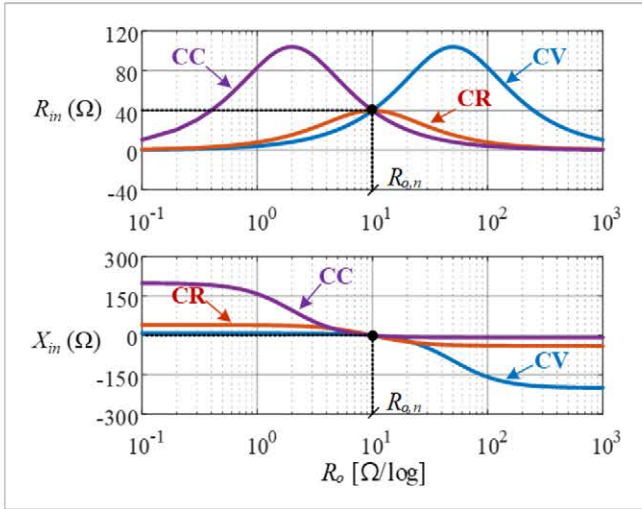


그림 11 다른 모드 설계의 부하 임피던스 값에 따른 입력 임피던스 변화

게이트 드라이브 구조를 사용하여 30MHz 스위칭 주파수를 가진 200W 급 컨버터를 설계하였다. [18]에서는 여기서 더 나아가 RF lateral DMOSFET 소자를 이용해서 23W 급의 110MHz 스위칭 주파수로 동작하는 컨버터를 설계하며 87% 효율을 가지면서 높은 전력밀도를 가지는 컨버터를 개발하였다.

3.2 고주파 스위칭 컨버터 기술의 한계 및 향후 전망

이러한 연구들에도 불구하고 현재 고주파 스위칭 컨버터는 여러 응용 부분에서 제한적으로 사용되고 있다. 이는 현재 고주파 공진형 컨버터가 가지고 있는 기술적 한계를 아직 해결하지 못했기 때문이다^[21]. 고주파 스위칭 컨버터를 설계하는데 가장 큰 어려움을 주고 있는 것은 공진 인덕터 설계이다. 고주파 공진형 컨버터는 영전압 스위칭을 통해 스위칭 손실을 대폭 낮출 수 있었지만 고주파 공진 전류가 흐르게 되어 공진을 발생시키는 인덕터의 손실이 크게 늘어나게 된다. 특히 고주파수에서는 인덕터의 코어 손실과 와인딩 손실이 크게 늘어나게 되어 늘릴 수 있는 스위칭 주파수의 한계가 존재하게 된다. 현재 시중에 구할 수 있는 망간-아연(Mn-Zn)과 니켈-아연(Ni-Zn) 페라이트 코어를 이용하게 되면 수MHz 스위칭 주파수까지는 효과적으로 사용이 가능한 것으로 알려져 있지만 그 이상의 주파수에서는 코어 손실이 너무 높아 스위칭 주파수를 늘리면 오히려 코어의 크기를 더 키워야 해서 전력밀도를 높일 수 없게 된다^[2]. 이 때문에 더 높은 스위칭 주파수에서는 공극(Air Core)을 이용한 공심형 인덕터를 사용하게 된다. 그러나 공극의 낮은 투자율로 인해 인덕터의 크기가 커질 수밖에 없고 자기장이 넓은 공간에 걸쳐 생성됨으로 주변에 있는 다른 인덕터와 커플링 문제가 발생한다.

[18]에서는 30-300MHz 대역의 고주파 스위칭 컨버터에 이용될 수 있는 코어타입과 공심형 타입의 인덕터 설계에 관하여

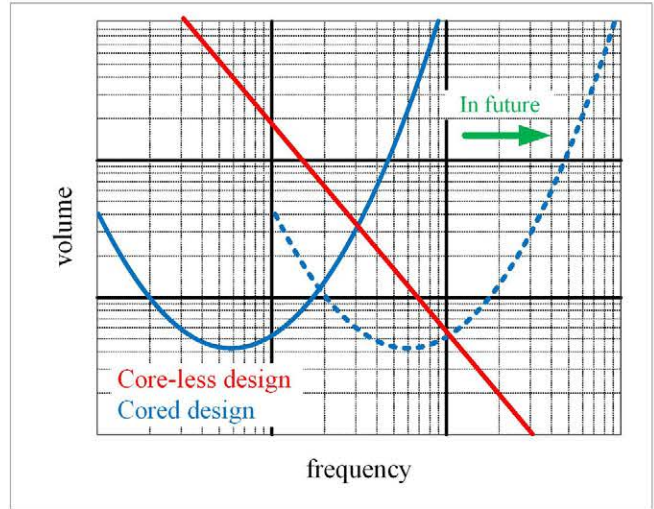


그림 12 임피던스 크기와 Q값이 유지되도록 설계한 인덕터들의 주파수에 따른 부피 개념도

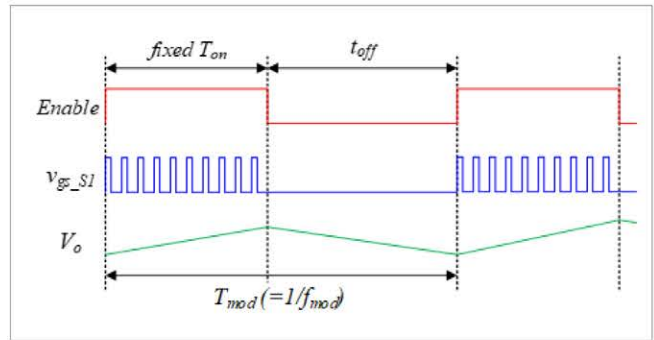


그림 13 공진형 컨버터의 On-off 제어

연구하였다. 해당 연구에서는 적절한 자성체 선정으로 효과적인 자성소자의 부피를 줄일 수 있다는 것을 보였다. 앞으로 더욱더 많은 고주파에 활용 가능한 자성체가 개발 되어 더욱더 많은 코어타입의 고주파 컨버터가 등장할 것으로 예상된다(그림 12).

공진형 컨버터 구조의 좁은 입력 전압 범위도 고주파 스위칭 컨버터를 여러 응용에 적용하는데 한계로 나타나고 있다. 시비율 조절을 이용해 넓은 전압 범위에서도 제어가 가능한 기존의 하드 스위칭 컨버터 구조와는 다르게 공진형 컨버터 구조는 시비율을 조절하게 되면 영전압 스위칭을 달성하지 못할 수 있기 때문에 시비율 제어를 넓게 사용하지 못한다. 이 때문에 대부분의 공진형 컨버터는 on-off 제어나 가변 주파수 제어를 이용한다. On-off 제어는 그림 13과 같이 컨버터를 동작시켰다 안했다를 반복하여 제어하는 방식이다. 이 방법은 그러나 원하는 평균 출력 전력을 내보내기 위해 컨버터를 동작시킬 때 더 큰 순간 출력 전력을 내보내야 하기 때문에 효율이 낮아지는 문제점이 있다. 가변 주파수 제어는 컨버터의 스위칭 주파수를 조절하여 공진 네트워크의 임피던스 값을 변화시켜 제어하여 on-off 방식과는 다르게 연속적인

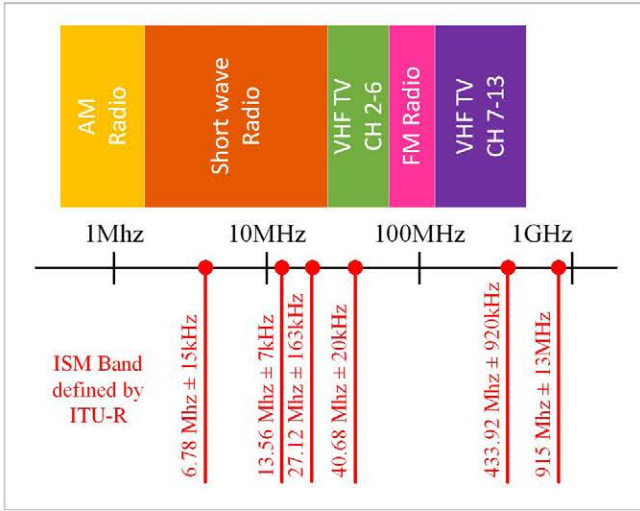


그림 14 1MHz~1GHz 대역에서의 ISM band

표 2 FCC Telecommunication 18.305 전기장 제한 규정


동작주파수	RF 전력 (watts)	전기장 세기 (uV/m)	거리 (m)
ISM band	500 미만	25	300
	500 이상	$25 * \sqrt{watts/500}$	300
non - ISM band	500 미만	$15 * \sqrt{watts/500}$	300
	500 이상	$15 * \sqrt{watts/500}$	300

전력 제공이 가능하다. 그러나 이 방식은 제어 주파수 범위가 넓은 경우 효율적인 컨버터 설계가 힘들어 역시 넓은 범위의 제어가 어렵다. 이처럼 고주파 스위칭 컨버터에서 넓은 제어 범위를 가지는 구조 및 방법에 관한 연구가 필요하다.

고주파수 컨버터가 활용 가능한 주파수 대역에도 한계도 있다. ITU(International Telecommunication Union)에서는 무선 통신과의 간섭을 최소화하기 위해 산업, 과학, 의료용 기기에 특정 주파수 대역을 할당하였는데 이를 ISM 주파수라고 한다. 그림 14에 라디오 주파수 대역대에서 ISM 주파수가 도시되어 있다. ISM 대역은 13.56 MHz, 27.12 MHz과 같은 중심 주파수를 중심으로 $\pm 1.5\%$ 미만의 대역폭을 갖고 있다. FCC(Federal Communications Commissions) 규정에 따르면 non-ISM 대역에서 기기가 동작하는 것은 금지되어 있는 사항은 아니지만, ISM band에 비하여 전기장 세기에 관한 규정이 보다 타이트 한 것을 알 수 있다. 표2에 non-ISM 주파수 대역대와 ISM 주파수 대역대의 전기장 세기 제한 규정이 도시되어 있다. 이러한 점을 고려해 볼 때, ISM 주파수 대역은 수-수 십 MHz 대역에서 동작하는 전력변환 컨버터들에 있어서 외부로 방출되는 에너지 양을 통제하기 위한 필터설계가 비교

적 용의하다. 하지만 허용된 주파수 변동폭이 매우 좁아, 가변주파수 제어를 활용하기 어렵다는 문제가 있다. 해당 주파수 규정이 1947년에 이루어졌다는 것을 고려하여 볼 때, 앞으로 산업계에서 활용 가능한 주파수 대역폭을 넓히도록 하는 논의가 활발히 이루어져야 할 것으로 생각된다.

4. 결론

본고에서는 컨버터의 스위칭 주파수를 고주파 대역으로 늘리는 기술의 구성과 연구 근황을 알아보았다. 고주파 스위칭 컨버터가 현재보다 더 다양한 응용 분야에서 활용되기 위하여, 앞으로는 자성체관한 연구와 넓은 전압 범위에서도 제어가 가능한 컨버터 기술에 관한 연구가 활발히 이루어질 것으로 예상된다. 또한 수십MHz 대역에서 동작하는 브릿지 형태의 고주파 컨버터에 관한 설계 및 연구도 활발히 진행될 것으로 기대한다. 

- [1] X. Huang, Z. Liu, Q. Li, and F. C. Lee, "Evaluation and application of 600V GaN HEMT in cascode structure," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 5, pp. 2453-2461, May 2014.
- [2] D. J. Perreault et al., "Opportunities and challenges in very high frequency power conversion," 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1-14, Feb. 2009.
- [3] K. H. Lee and J. I. Ha, "Resonant switching cell model for high-frequency single-ended resonant converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 34, No. 12, Mar. 2019.
- [4] K. H. Lee, E. Chung, Y. Han, and J. I. Ha, "A family of high-frequency single-switch DC-DC converters with low switch voltage stress based on impedance networks," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 4, Jun. 2016.
- [5] E. Chung, K. H. Lee, Y. Han, and J. I. Ha, "Single-switch high-frequency DC-DC converter using parasitic components," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 5, Jun. 2016.
- [6] E. Chung and J. I. Ha, "Resonant network design methodology based on two-port network analysis considering load impedance variation," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2019)*.
- [7] E. Chung, G. C. Lim, J. I. Ha, and D. J. Perreault, "Resonant converter design using two-port passive network: Single frequency design," *IEEE COMPEL*, 2018.
- [8] Y. Han, O. Leitermann, D. A. Jackson, J. M. Rivas, and D. J. Perreault, "Resistance compression network for radio-frequency power conversion," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No. 1, Jan. 2007.
- [9] Y. Han, G. Cheung, A. Li, C. R. Sullivan, and D. J. Perreault, "Evaluation of magnetic materials for very high frequency power applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 1, pp. 425-435, Jan. 2012.
- [10] A. J. Hanson, J. A. Belk, S. Lim, C. R. Sullivan, and D. J. Perreault, "Measurement and performance factor comparison of magnetic materials at high frequency," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, No. 11, Nov. 2016.
- [11] Reusch and J. Strydom, "Understanding the effect of PCB layout on circuit performance in a high-frequency gallium-nitride-based point of load converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 4, pp. 2008-2015, Apr. 2014.
- [12] Y. Niu, Y. Huang, C. Chen, and Y. Chen, "Design considerations of the gate drive circuit for GaN HEMT devices," 2018 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification, Singapore, 2018.
- [13] W. A. Tabisz and F. C. Y. Lee, "Zero-voltage-switching multiresonant technique-a novel approach to improve performance of high-frequency quasi-resonant converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 4, No. 4, pp. 450-458, Oct. 1989.
- [14] W. A. Tabisz, M. M. Jovanic, and F. C. Lee, "High-frequency multi-resonant converter technology and its applications," 1990 Fourth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives (Conf. Publ. No. 324), London, UK, 1990.
- [15] C. R. Sullivan and R. Y. Zhang, "Simplified design method for litz wire," *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2014.
- [16] J. M. Rivas, O. Leitermann, Y. Han, and D. J. Perreault, "A very high frequency DC-DC converter based on a class ϕ 2 resonant inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 11, Oct. 2011.
- [17] R. C. N. Pilawa-Podgurski, A. D. Sagneti, J. M. Rivas, D. I. Anderson, and D. J. Perreault, "Very-high-frequency resonant boost converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, No. 6, Jun. 2009.
- [18] D. J. Perreault et al., "Opportunities and challenges in very high frequency power conversion," 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Washington, DC, pp. 1-14, 2009.

민건홍 서울대 전기정보공학부 박사과정

1992년 10월 27일생. 2016년 포항공과대 전기전자공학과 졸업.
2016년~현재 서울대 전기정보공학과 박사과정.



홍진수 서울대 전기정보공학부 박사과정

1991년 8월 3일생. 2017년 한양대 전기생체공학부 졸업.
2017년~현재 서울대 전기정보공학과 박사과정.



하정익 서울대 전기정보공학부 교수

1971년 4월 28일생. 1995년 서울대 전기공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학).
2008년~2009년 삼성전자 생산기술연구소 수석연구원. 2009년~2010년 LS메카피온 기술총괄이사.
2010년~현재 서울대 전기정보공학과 교수. 당 학회 부회장.

