



적은 스위치 개수를 갖는 계통 3상 단일단 양방향 절연형 AC-DC 컨버터에 관한 연구





1. 소개

에너지 소비의 증가와 화석연료 매장량의 감소 그리고 환경 오염 문제로 인해 지속가능하고 친환경적인 재생에너지원에 대한 관심이 증가하고 있다. 그림 1과 같이 태양광, 풍력, 연료전지 등 분산 자원을 기반으로 하는 친환경 자동차나 직류 마이크로그리드 등의 산업 응용에서 양방향 절연형 AC-DC 컨버터는 배터리 충전 및 방전 시 교류 전압을 직류 전압에 연결하는 데 사용한다.

일반적으로 이러한 AC-DC 전력변환 시스템은 PFC단과 절연형 DC-DC 컨버터단의 2단 구조를 기반으로 구성되어 있다. PFC단 회로로 흔히 사용되는 계통 연계형 3상 PWM 인버터는 일반적으로 역률 및 전계 고조파 왜곡 측면에서 계통 입력 전력 품질을 향상시키면서 DC-DC 컨버터단과 연결하는 DC 링크 전압을 제어하는 데 사용한다. 또한 DC-DC 컨버터단 회로로는 Dual active bridge(DAB) 컨버터 또는 CLLC 컨버터와 같은 양방향 절연형 DC-DC 컨버터를 사용하여 출력 직류 전압 또는 전류를 제어할 수 있다. 그러나 위에서 언급한 방식은 많은 전력 변환 횟수와 소자 수 사용으로 인해 전체 시스템 효율이 저하된다. 또한 PFC단 계통 입력 전류의 연속 동작 모드 상황에서 하드 스위칭에 의해 고주파수 동작이 제한되므로 계통 입력 필터 사이즈를 줄이는 데 한계가 있다.

이로 인한 2단 구조 방식의 단점을 극복하기 위해 고주파 절연을 이용한 단일단 토폴로지 개발에 대한 연구가 주목받고 있다. 단일단 구조는 사용하는 부품 수가 적어 구조가 단순하고, 스위치 턴온 시 소프트스위칭을 성취하여 높은 스위칭주파수 동작이 가능하여 고전력밀도 및 고효율을 달성하는 데 유리하다.

본 연구에서는 간단한 구조의 계통 3상 단일단 양방향 절연형 AC-DC 컨버터를 제안한다. 제안하는 컨버터는 12개의 스위치를 사용하고 모든 스위칭 소자는 계통 입력 전류의 연속

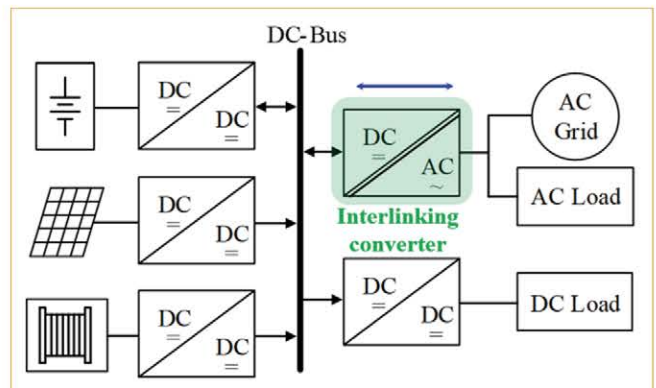


그림 1 DC 마이크로그리드 시스템

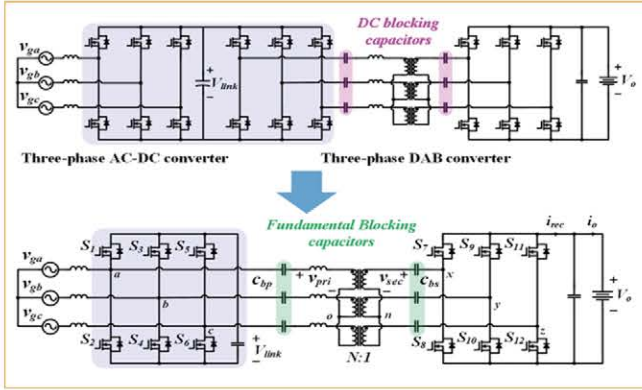


그림 2 제안하는 단일단 토폴로지 구성

동작 모드 상황에서 ZVS 턴온을 성취한다. 정현파 변조 방식 (SPWM)과 위상제어 방식을 적용하여 컨버터의 DC 링크 전압 제어와 입/출력 전력의 흐름 조절한다. 정현파 변조 방식에 의해 생성된 기본파 성분은 차단 커패시터에 흡수되어 변압기의 고주파 절연이 가능하다. 아래 내용에서 제안하는 양방향 절연형 AC-DC 컨버터의 동작 원리와 변조 방식 그리고 실험 결과에 대해 자세히 설명한다.

2. 제안하는 토폴로지 및 동작원리

2.1 제안하는 단일단 토폴로지

그림 2는 기존의 계통 연계형 3상 AC-DC 인버터와 3상 DAB 컨버터로 구성된 2단 구조를 보여준다. 제안하는 단일단 AC-DC 컨버터는 그림 2와 같이 계통 연계형 3상 AC-DC 인버터를 3상 DAB 컨버터의 1차측에 통합하여 도출하였다. 기본파 차단 커패시터 C_{bp} 와 C_{bs} 는 정현파 변조 방식(SPWM)에서 발생하는 전압의 기본 성분을 흡수하여 높은 스위칭 주파수 성분만 변압기에 인가하기 때문에 고주파 절연이 가능하다. 또한 DAB 컨버터와 동일한 특성으로 인해, 풀 부하 시 컨버터 1차측과 2차측의 모든 스위칭 소자는 ZVS 턴온을 성취한다.

2.2 동작원리

정현파 변조 방식(SPWM)은 제안하는 단일단 AC-DC 컨버터의 1차측에 적용되어 계통 입력 전류와 DC 링크 전압을 제어한다. 단일단 AC-DC 컨버터 1차측에 적용된 스위칭 방식이 2차측단 스위치 레그에도 동일하게 적용되어 순환 전류를 최소화한다. 제안하는 컨버터의 전력 흐름의 양과 방향은 1차측과 2차측 스위치 캐리어간 위상 차이가 각도 θ 에 의해 제어된다. 제안하는 컨버터의 동작 모드는 전력 흐름의 방향에 따

라 정류기 모드(계통 측에서 배터리 측으로의 전력 흐름, $\theta > 0$)와 인버터 모드(배터리 측에서 계통 측으로의 전력 흐름, $\theta < 0$)로 나뉜다.

제안하는 토폴로지의 간략화를 위해 그림 3과 같이 계통 한 상에 대한 등가회로로 나타낼 수 있다. 그림 3(a)는 변압기의 권선비가 1:1이며, 컨버터 2차측 주요 소자 및 동작에 의해 발생하는 성분을 1차측으로 이동시킨다. 기본파 차단 커패시터 (C_{bp} , C_{bs}), 누설 인덕터(L_k) 및 자화 인덕터(L_m)로 구성된 LC 탱크의 단자 전압 v_{ao} 및 v_{xn} 은 컨버터의 각각 1차측 및 2차측 PWM 스위칭 방식에 의해 결정되며, 이는 기본파 및 스위칭 주파수 성분으로 구성된다. 계통 입력 전류 i_{lg} 는 1차측 단자 'ao'에 병렬로 연결되지만 전류원 특성으로 인해 LC 탱크의 동작에는 영향을 미치지 않는다.

그림 3(b)와 같이 기본파 주파수 영역에서 차단 커패시터 C_{bp} 와 C_{bs} 의 임피던스는 누설 인덕터 L_k 와 자화 인덕터 L_m 보다 훨씬 크기 때문에 차단 커패시터 C_{bp} 와 C_{bs} 에는 v_{ao} 와 v_{xn} 의 기본파 성분만이 인가된다. 따라서 커패시터 C_{bp} 와 C_{bs} 는 고주파 변압기에 기본파 성분을 차단한다.

반면에 스위칭 주파수 영역에서는 커패시터 C_{bp} 와 C_{bs} 의 임피던스가 누설 인덕터 L_k 와 자화 인덕터 L_m 보다 훨씬 작기 때문에 커패시터를 단락으로 간주할 수 있다. 그 결과 제안하는 단일단 AC-DC 컨버터의 단상 등가회로는 그림 3(c)와 같이 표현될 수 있으며, 변압기의 고주파 절연이 가능하여 소형화 설계가 가능하다.

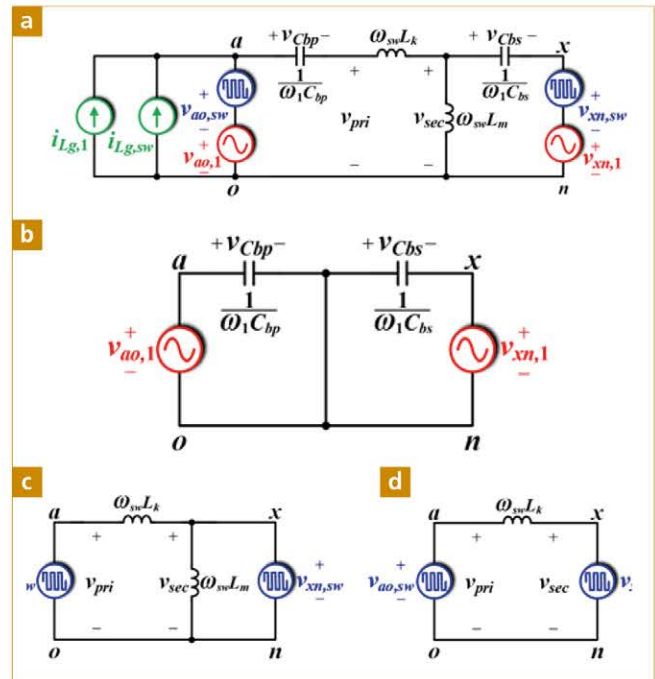


그림 3 제안하는 단일단 컨버터의 단상 등가 회로

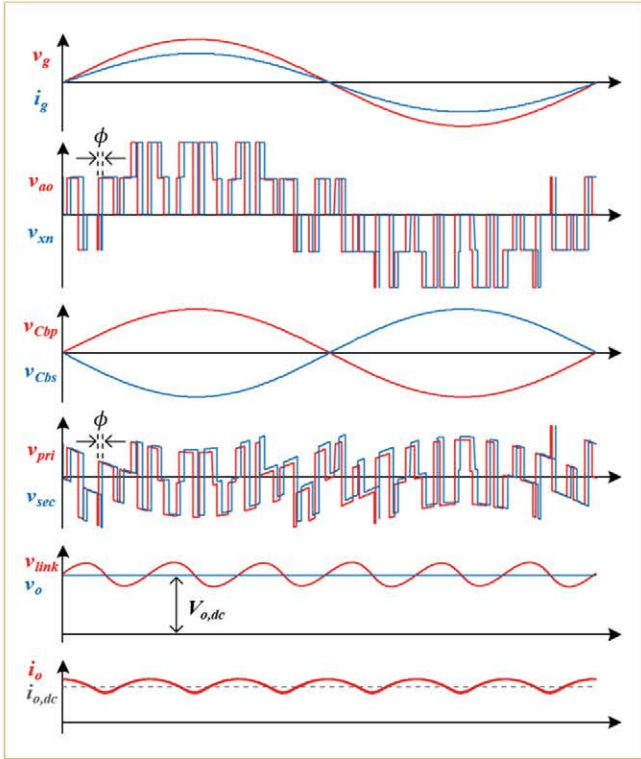


그림 4 제안하는 단일단 컨버터의 주요 동작 파형

또한 자화 인덕터 L_m 의 임피던스가 누설 인덕터 L_k 보다 훨씬 크기 때문에 자화 인덕터 전류는 무시할 수 있으며 자화 인덕터 L_m 은 그림 3(d)와 같이 개방회로로 간주할 수 있다. 따라서 기존 DAB 컨버터의 특성과 동일하게, 제안하는 단일단 AC-DC 컨버터의 전력 흐름의 양과 방향은 누설 인덕터 L_k 양단에 걸린 전압 v_{pn} 과 v_{sec} 사이의 위상 천이 각도 θ 에 의해 결정된다.

앞서 언급한 분석을 바탕으로 제안하는 단일단 AC-DC 컨버터의 도식화된 동작 파형은 그림 4와 같다. 단일단 컨버터의 특성으로 인해 동작 모드가 DC-DC 컨버터 대비 상당히 많이 존재하며, 따라서 대표적인 동작 지점(계통 전압의 최대, 중간, 최소 지점)에 대한 주요한 파형을 나타낸다.

2.3 제어전략

제안하는 단일단 AC-DC 컨버터의 제어 전략은 PFC단에서 계통 입력 전류 및 DC 링크 전압을 제어하면서 전력흐름의 양과 방향을 결정한다. 그림 5는 제안하는 단일단 컨버터의 제어 블록도를 나타낸다. 계통 연계형 인버터 응용에서 많이 이용하는 이중 루프 제어기를 사용한다. 외부 전압루프 제어기를 이용하여 1차측 DC 링크 전압을 가변 제어하고, 내부 전류루프 제어기를 동시에 형성하여 계통 입력 전류량과 역률을 제어한다. 또한 레퍼런스 V_{link}^* 는 컨버터 내부에 순환하는

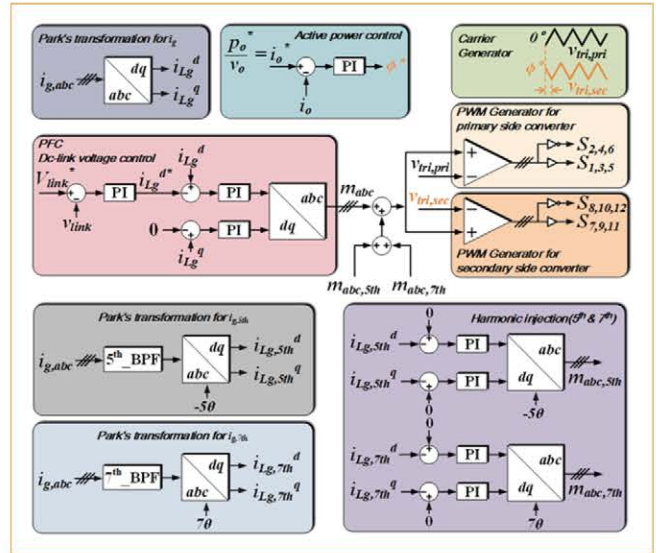


그림 5 제안하는 단일단 컨버터의 제어 방식

전류를 최소화하기 위해 2차측 배터리 전압 v_o 와 변압기의 권선비를 n 을 곱한 값이다. 계통 3상 입력 전류를 abc-dq 변환을 적용하고 외부 전압루프 제어기의 출력 값과의 차이를 내부 전류루프 PI 제어기에 사용한다. 계통 연계형 인버터 응용에서 사용하는 이중 루프 제어기와 동일하게, 제안하는 컨버터의 내부루프 제어기의 출력 값은 전향보상 듀티와 같이 고려되어 dq-abc 역변환을 통해 변조 신호(m_{abc})를 형성한다. 생성된 변조 신호는 제안하는 단일단 컨버터의 1차측 및 2차측 스위치의 PWM 캐리어 발생기에 인가된다. 유효 전력(혹은 출력 전류 i_o)은 컨버터 1차측과 2차측간 스위치 캐리어간 위상 천이 각도 θ 를 조정하여 전력량 및 흐름을 결정한다. 또한 계통 3상 시스템에서 흔히 발생하는 기본파 5차 및 7차 고조파 성분을 제거하기 위해서 해당 고조파 성분을 추출하여 기본 변조 신호에 역으로 주입한다.

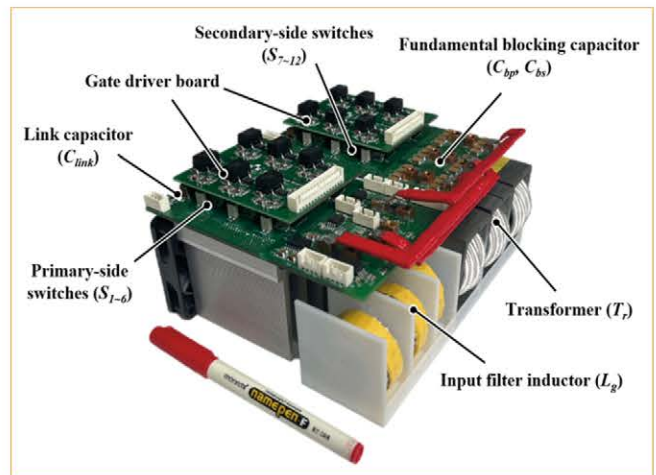


그림 6 시제품 사진(3 kW, 100 kHz, 1.77 kW/L, 170 mm × 147 mm × 68 mm)

3. 실험 결과

제안하는 단일단 AC-DC 컨버터의 성능과 이론적 주장을 검증하기 위해 그림 6과 같이 3 kW 시작품을 제작하였다. 그림 7은 제안하는 단일단 컨버터의 정류기 모드 상황에서 풀부하시 주요 실험 파형을 보여준다. 그림 7(a)에 나타낸 바와 같이, 기본파 차단 커패시터 전압 v_{cbp} 및 v_{cbs} 는 주로 기본파 성분만을 포함한다. 따라서 그림 7(b)에서 볼 수 있듯이 변압기 양단 전압 v_{pri} 에는 저주파 성분이 포함되어 있지 않으므로 고주파 절연이 가능하다.

그림 8은 제안하는 단일단 AC-DC 컨버터의 1차측 스위치 S_1 및 S_2 와 2차측 스위치 S_7 및 S_8 의 ZVS 턴온 성취 파형이다. 제안하는 단일단 컨버터의 정류기 모드 상황 시 계통 최대(a), 중간(b), 최소(c) 지점에서 ZVS 턴온을 모두 성취하며, 따라서 이는 계통 전범위에서 소프트스위칭 성취를 의미한다.

그림 9는 제안하는 단일단 컨버터의 효율 곡선을 보여준다. 배터리 전압 350V, 400V 및 450V 상황에서 각각의 부하별 효율 곡선을 나타내었고, 각 곡선별 최대 측정 효율은 각각 95.19%, 95.22% 및 95.34%이다. 그림 10은 풀 부하 상황(배

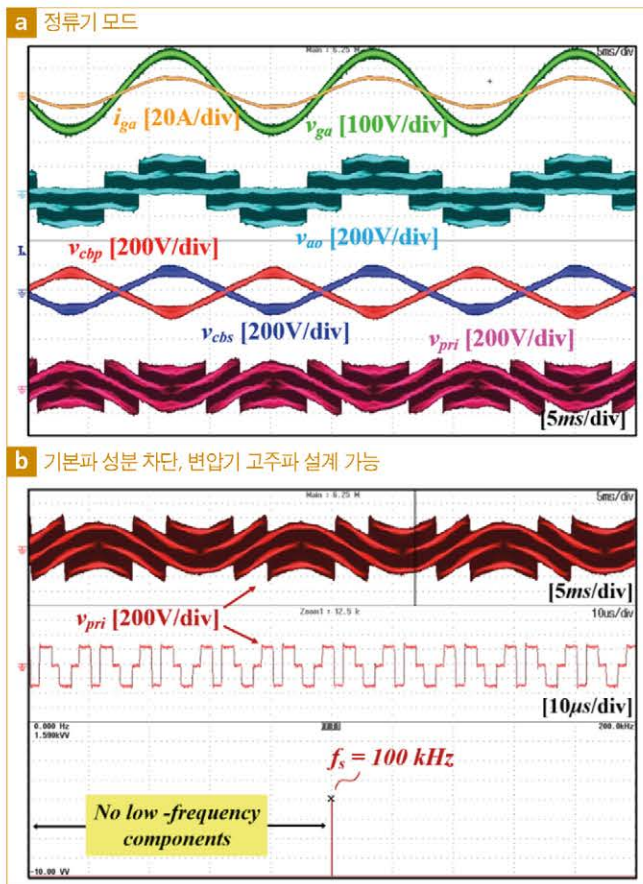


그림 7 제안하는 단일단 컨버터의 주요 실험 파형

터리 전압 : 400 V)에서 제안하는 컨버터의 손실 분석을 보여준다. 제안된 컨버터의 전체 손실은 175W이며, 변압기 손실(철손: 58W, 권선 손실: 15W)에서 발생한다.) 및 스위치 손실(스위칭 손실: 18W, 전도 손실: 39W)은 각각 총 손실의 41.9% 및 32.8%이다.

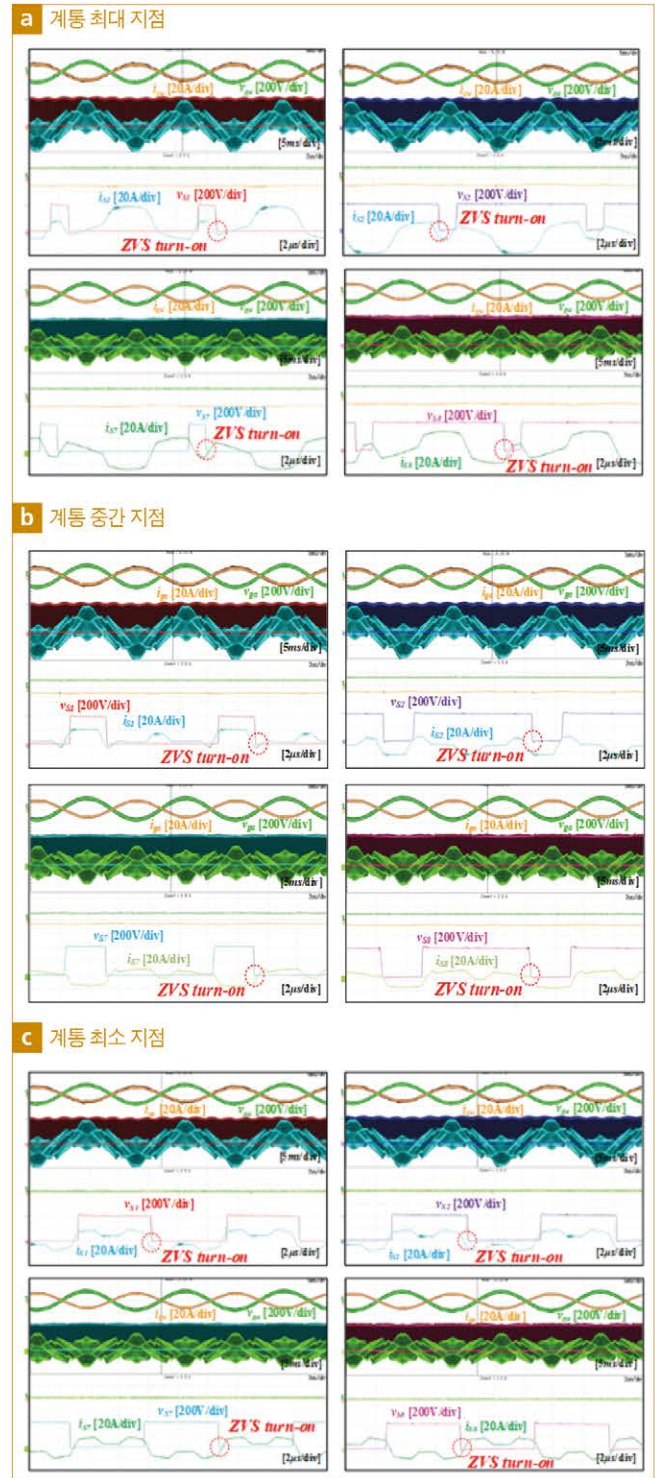


그림 8 스위치 턴온 시 ZVS 성취 파형

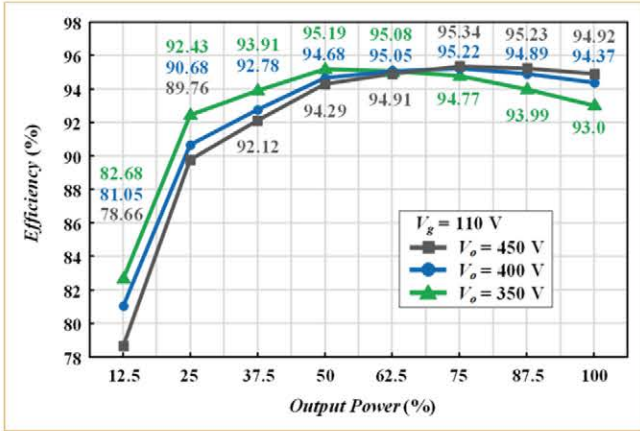


그림 9 제안하는 단일단 컨버터의 부하별 측정 효율

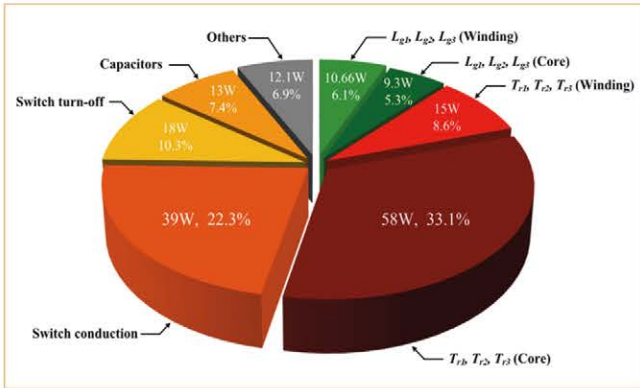



그림 10 제안하는 단일단 컨버터의 손실 분석

4. 결론

본 연구에서는 고주파 절연이 가능한 계통 3상 단일단 양방향 절연형 AC-DC 컨버터를 제안한다. 기존 계통 3상 AC-DC 인버터와 3상 DAB 컨버터의 1차측을 통합하여 단일단 구조로 구성하였고, 이를 통해 사용하는 부품의 수를 상당히 줄였다. 기본과 차단 커패시터는 정현파 변조 방식(SPWM)에 의해 생성된 저주파 성분을 흡수하여 변압기의 고주파 설계를 가능하게 하였다. 넓은 배터리 전압 범위 상황에서, 스위치의 소프트 스위칭 성취와 순환 전류 감소를 위해 DC 링크 전압을 배터리 전압과 동일하게 가변 제어한다. 제안하는 개념을 검증하기 위해 110 Vac, 100 kHz, 3 kW의 축소 시작품을 제작하였으며, 실험을 통해 최대 전력 상황에서 95.34%의 최대 효율을 달성했다. 

참고/문헌

- [1] H. Jeong, J. Lee, T. Song and S. Choi, "Three-phase single-stage bi-directional electrolytic capacitor-less AC-DC converter with minimum switch count," 2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition - Asia (ECCE-Asia), pp. 2011-2015, 2021.
- [2] J. Lee, H. Jeong, T. T. Le and S. Choi, "Three-phase single-stage bidirectional CCM soft-switching AC-DC converter with minimum switch count," in IEEE Transactions on Power Electronics, 2022 (Early access).

