

# 커패시턴스 저감을 위한 능동전력디커플링 회로기술 동향

전기에너지의 효율적인 소비를 위해서 많은 전기·전자제품에 인버터 기술들이 적용되고 있다. 대부분 단상 전력을 사용하는 이러한 전력변환장치에는 계통주파수 2배의 전력변동을 담당하는 전력디커플링 회로를 포함하고 있다. 일반적으로 부피가 큰 전해 커패시터를 사용하고 있으며 이러한 수동방식의 전력디커플링 방법은 고전력밀도 컨버터 설계에 방해요인이 되며 시스템 수명을 단축하는 문제점들을 가지고 있다. 이에 본 특집기사에서는 최근 들어 많은 연구결과가 나오고 있는 전압형 컨버터의 직렬단 커패시턴스 저감을 위한 능동전력디커플링 회로 기술에 대한 개요 및 동향을 알아 보고자 한다.

## 1. 서론

단상 전력변환시스템에서 교류 순시전력은 직류전력과 계통주파수의 2배에 해당하는 전력변동을 포함하고 있다. 이러한 전력변동은 DC단의 전류변동(리플)과 전압변동(리플)을 발생시키며 부하단 시스템의 종류에 따라서 모터 토크 변동, 태양광발전시스템의 최대전력추종 성능저하, UPS 및 충전시스템의 배터리 수명저감 등의 많은 문제점을 유발한다<sup>[1]</sup>. 이에 상대적으로 가격이 저렴하면서 에너지밀도가 높은 전해커패시터를 DC단에 추가하는 수동 전력디커플링방식(Passive Power Decoupling)이 많이 쓰인다. 그러나 전해 커패시터의 큰 부피와 낮은 기대수명은 고전력밀도 컨버터 설계에 있어서 해결해야 할 과제 중의 하나이다.

전압형 컨버터에서 DC단 커패시턴스를 줄이는 연구들은 1990년대 초반부터 연구됐으며, 최근 고전력밀도 컨버터 설계의 관심 및 필요성이 높아짐에 따라 이와 관련된 연구결과들이 많이 나오고 있다. 2016년에 완료된 구글 리틀박스 챌린지 경진대회 수상 결과물에서 와이드밴드갭 디바이스(Wide-bandgap device) 활용 및 커패시터 저감을 위한 기술들이 공통적으로 적용되어 있다는 점은 주목할 만하다<sup>[2][3]</sup>.

일반적으로 전력변환장치에서 DC단 커패시턴스의 설계는 응용 분야의 요구사항에 따라서 운전온도, 시스템 기대수명, 시스템 용량, 순간정전 보상을 위한 에너지 요구량 등의 다양한 조건에 의해서 설계된다<sup>[4]</sup>. 설계된 커패시턴스를 줄이는 방법으로는 공진형 수동필터(Resonant Passive Filter), 인터리브 회로(Interleaved Circuit), 능동전력디커플링(APD, Active Power Decoupling) 회로 등이 있다<sup>[5]</sup>. 공진형 수동필터 및 인터리브 회로는 커패시터의 리플전류를 줄여 요구된 커패시턴스를 줄이는 방법이며, APD는 추가된 별도의 회로를 통해서 계통주파수 2배의 전력변동량을 흡수하는 방식으로 수동방식과 비교하면 커패시턴스를 많이 줄일 수가 있다. 또한, APD는 AC-DC 컨버터 회로와의 종속성 유무에 따라서 독립형 APD와 종속형 APD로 구분된다. 종속형 APD는 기존의 AC-DC 컨버터에서의 스위칭 소자 및 에너지 저장 소자들을 일부 공유함으로써 추가되는 부품의 수를 줄일 수 있는 장점이 있으나 제어 알고리즘의 복잡성 증가와 성능에 제한적인 요소들을 가지는 단점이 있다. 그림 1은 커패시턴스 저감을 위한 기술 분류를 나타낸다. 본 원고에서는 필름 커패시터(Film Capacitor) 기반의 독립형 APD 회로와 관련된 기술을 주로 소개하고자 한다.

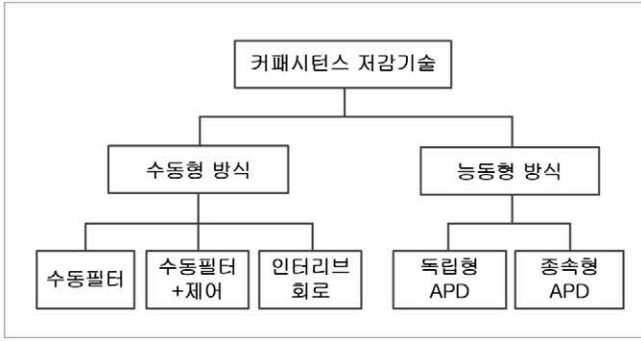


그림 1 커패시턴스 저장기술 분류

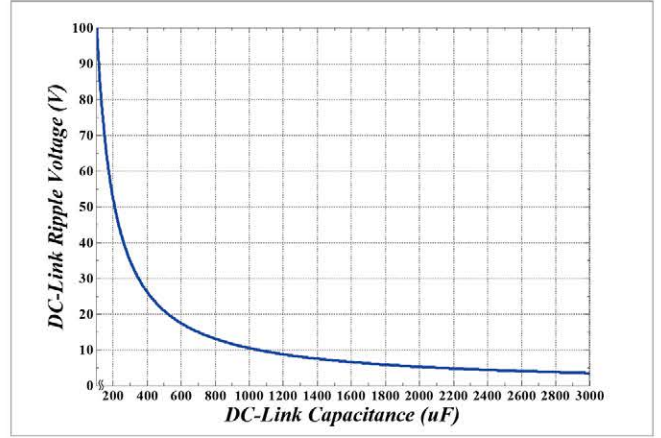


그림 3 DC단 전압리플과 커패시턴스 관계

## 2. 단상시스템에서의 전력변동

### 2.1 수동형 전력디커플링 방식

그림 2는 단상 AC-DC 컨버터와 DC단의 전력디커플링 회로를 포함한 전력변환장치의 예를 보여준다. 입력 전압과 입력 전류는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} v_s &= V_s \sin \omega t \\ i_s &= I_s \sin (\omega t + \phi) \end{aligned} \quad (1)$$

$V_s$ 와  $I_s$ 는 각각 입력 전압과 전류의 피크값을 나타내고,  $\phi$ 는 전압과 전류 사이의 위상 차이,  $\omega$ 는 입력 전원의 각주파수를 나타낸다. 식 (1)을 이용하여 컨버터의 입력전력은 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$P_s = v_s i_s = \frac{V_s I_s}{2} \cos \phi - \frac{V_s I_s}{2} \cos (2\omega t + \phi) \quad (2)$$

식 (2)을 통해 계통으로부터의 순시전력은 부하에 공급되는 DC성분의 전력( $P_r$ )과 입력주파수의 2배로 흔들리는 전력변동( $P_r$ ) 양으로 표현할 수 있다. 따라서 전력디커플링회로는 전력변동( $P_r$ )을 처리해주는 방식에 따라서 다양한 형태의 회로

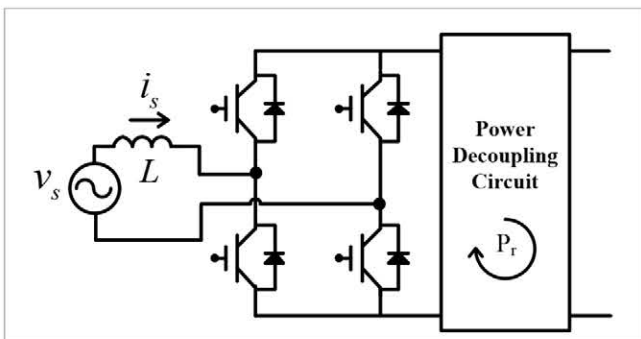


그림 2 단상 AC-DC 컨버터와 전력디커플링 회로

조합이 가능하다. 그림 3은 수동 디커플링 방식에 있어서 DC 단 전압의 평균값 380V인 3kW 컨버터에서의 DC단 커패시턴스에 따른 전압리플을 나타낸 것이다. 예를 들어, DC단 전압리플이 평균값의 약 2% 수준이 되기 위해서는 약 1400uF의 커패시터를 사용하기에 전체 시스템의 부피가 커질 수밖에 없다.

### 2.2 전해 커패시터 문제점

전해 커패시터를 사용하여 전력변동을 처리하는 방법은 가장 간단하면서 일반적인 방법이다. 그러나 이러한 방법은 전해

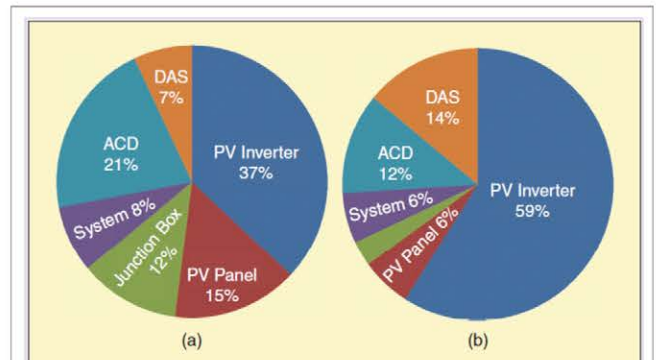


FIGURE S1 – Field experiences of a 3.5-MW PV plant [S6]. (a) Unscheduled maintenance events by subsystem. (b) Unscheduled maintenance costs by subsystem.

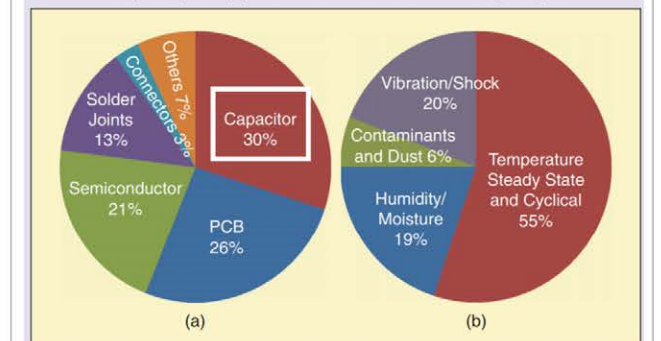


FIGURE S2 – Surveys on failures in power electronic systems. (a) Failure distribution among major components [S7]. (b) Source of stress distribution for failures [S12].

그림 4 태양광 발전시스템의 고장률 및 고장비용<sup>[6]</sup>



그림 5 전해 커패시터의 취약성

커패시터의 낮은 신뢰성 및 낮은 기대수명으로 인해 전체 시스템의 수명 및 신뢰성을 저하한다. 그림 4와 같이 3.5MW급 태양광 발전시스템에서 PV 인버터(전력변환장치)의 고장률과 유지보수비용이 가장 큰 것으로 나온다<sup>6)</sup>. 또한, PV 인버터에서는 온도 취약성에 의한 커패시터의 고장률이 가장 높게 나온다. 전해 커패시터는 동작온도에 의해서 수명이 결정되고 전력변환장치의 다른 전자부품 소자들과 비교하면 수명이 짧으므로 일반적으로 전력변환장치의 수명은 전해 커패시터의 수명에 의해 결정된다. 그림 5는 전해 커패시터의 소손과 이에 따른 다른 부품들의 소손을 보여준다.

### 3. 능동전력디커플링(APD) 회로

APD 회로는 식 (2)에 표현된 계통주파수에 2배에 해당하는 전력변동량을 스위칭소자와 에너지 수동소자로 구성된 별개의 회로에서 제어하는 방식이다. 전력변동을 처리하는 회로 부는 부하단과 별개로 동작하고 전압변동 혹은 전류변동 허용 범위가 넓으므로 작은 커패시턴스를 갖는 필름 커패시터 혹은 세라믹 커패시터만으로도 원하는 전력변동량을 처리할 수가 있다. 이를 통해 전체 시스템의 커패시터 부피를 줄이고 수명을 높일 수가 있다.

APD 회로는 단상 AC-DC 컨버터의 DC단 혹은 AC단에 설치 가능하며 이러한 연결은 직렬 혹은 병렬로 연결될 수 있다. 또한, APD 회로에 사용될 수 있는 회로 구조로는 Buck, Boost, Buck-Boost, Full-bridge 혹은 Half-bridge 등 대부분의 전력변환 회로들이 사용될 수 있다<sup>7)</sup>. 이처럼 많은 조합이 가능하므로 대표적인 회로에 대해서만 알아본다.

#### 3.1 DC단 APD 회로

그림 6은 컨버터의 DC단에 연결 가능한 주요 APD 회로의 예시이다. 그림 6(a)~(e)은 병렬결선 구조를 나타내며 그림 6(f)~(h)는 직렬결선 구조를 보여준다. 일반적으로 병렬결선은 전류리플을 제어하는 방식, 직렬결선은 전압리플을 제어하는 방식으로 각각 전력변동을 보상한다. 그림 6 예시에서 Full-bridge 회로를 사용하여 APD회로가 적용된 경우에 다른 종류의 전력

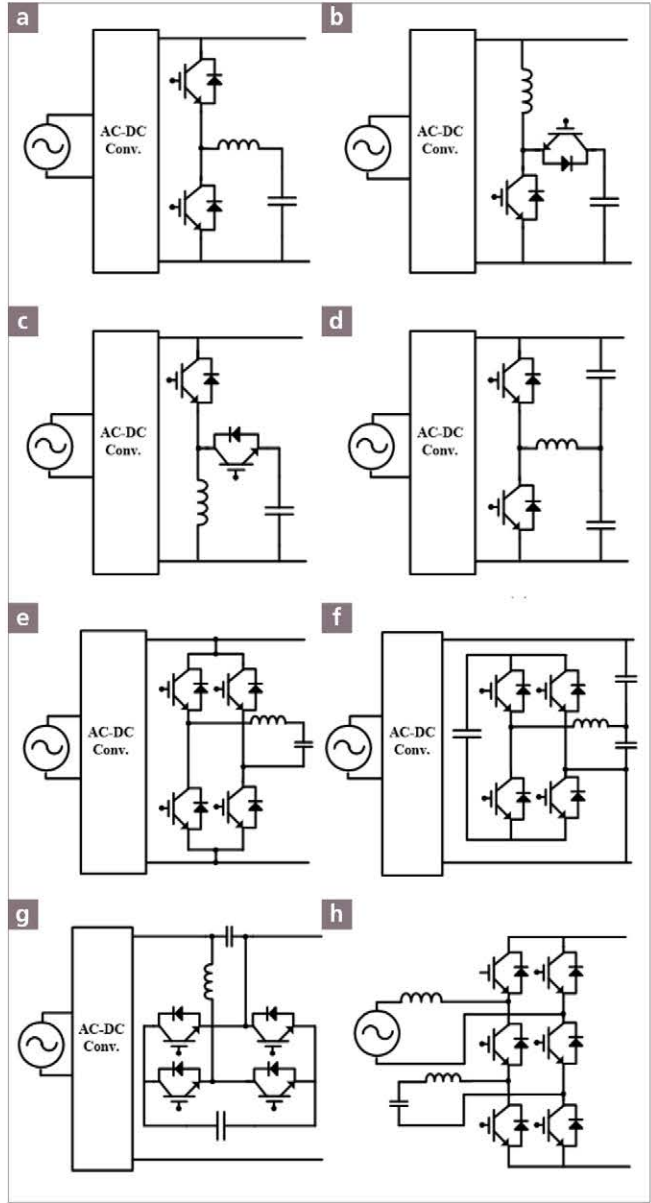


그림 6 DC단에서 연결 가능한 APD 회로 예시

변환회로로도 대체가 가능하며, 각 APD 회로 구조마다 장단점이 있으므로 응용 분야 및 설계조건에 맞게 적절하게 선택돼야 한다.

Buck-Type(그림 6(a))은 APD 커패시터의 전압이 DC단 전압보다 항상 낮아야 하므로 비교적 큰 DC단 전압을 갖는 응용 분야에 적합하며, APD 회로의 입력전류는 불연속이 된다. 인덕터 전류는 제어의 용이성과 APD 인덕터 크기를 줄이기 위해 주로 불연속전도모드(DCM)로 동작한다. 이와 반대로 Boost-Type(그림 6(b))은 APD 커패시터의 전압이 DC링크 전압보다 항상 높으므로 DC단 전압이 작은 응용 분야에 적합하며, APD 회로의 입력전류는 연속적이며, APD 인덕터 전류는 주로 연속전도모드(CCM)로 동작한다. APD 커패시터에 저장되는 에너지가 크므로 APD 커패시턴스를 작게 설계할 수 있

는 장점이 있는 반면에 스위칭소자와 APD 커패시터의 정격전압이 커지는 단점이 있다. Buck-Boost-Type(그림 6(c))은 APD 커패시터의 전압이 DC단 전압에 대해 제한이 없으므로 다양한 응용 분야에서 활용될 수 있지만, 인덕터 효율의 감소와 부피의 증가라는 단점이 있다. Capacitor-Split-Type(그림 6(d))은 Half-bridge 회로구조를 가지며 APD 상단과 하단 커패시터의 전압 위상차를 180도가 되도록 제어함으로써 전력변동을 보상한다. 전류가 CCM으로 동작하고 제어기 설계가 비교적 용이하고 추가적인 고주파 리플저감용 커패시터가 필요로 하지 않는다. 병렬형 Full-bridge-Type(그림 6(e))은 높은 전압 이용률과 제어성능이 우수하여 APD 회로에 적합하나 스위칭소자를 많이 사용해야 하는 단점이 있다. Series-Stacked-type APD(그림 6(f))는 DC단 커패시터와 직렬로 연결된 APD 회로를 적용하여 DC단의 전압변동을 상쇄하는 보상전압을 만들어 DC단 전압을 평활한다. 높은 효율이 장점이나 커패시터간의 불평형을 제어하는 알고리즘이 고려되어야 한다. 직렬형 Full-bridge-Type(그림 6(g)) 컨버터단에 직렬로 연결되어 전압변동을 보상하는 방법이다. APD 회로를 위한 부품들의 정격전압이 낮은 장점이 있으나 제어가 복잡한 단점이 있다. 그림 6(e)는 스위칭 소자 6개를 활용하는 종속형 APD의 예시로 AC-DC 컨버터와 APD 회로가 2개의 스위치를 공유하여 스위칭소자를 줄일 수 있는 장점이 있으나 낮은 변조지수와 제어 성능에서 제한 요소를 가지고 있다.

### 3.2 AC단 APD 회로

그림 7은 컨버터에 AC단에 연결되는 병렬/직렬 APD의 예시이다. DC단 APD 회로와 마찬가지로 Full-bridge 회로방식에 의해 다양한 전력변환회로들이 APD 회로로 사용될 수 있고, 기존의 Active Power Filter와 동작 원리가 유사하다. APD 커패시터의 전압은 양극성이기 때문에 커패시터에 저장되는 에너지가 DC단 APD 기술들보다 더 작으므로 필요한 커패시턴스가 상대적으로 커지게 된다. 또한, 기존 AC-DC 컨버터의 출력 전류 및 전압이 APD 회로에 의해 변경되어야 하기에 제어 알고리즘 수정이 필요하며 이에 적용에 있어서 제한적이다.

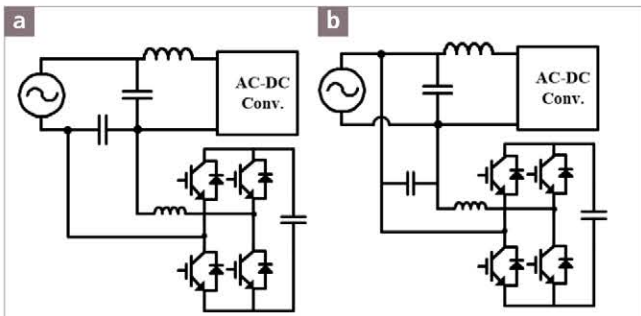


그림 7 AC단에서 연결 가능한 APD 회로 예시

## 4. 최근 연구 동향

### 4.1 APD 회로 설계 및 신뢰성 연구

전압형 컨버터에서 쓰일 수 있는 다양한 APD 회로 구조를 도출하는 방법론과 시스템 설계수명 조건에서 다양한 커패시터 저장기술과의 가격을 비교 분석한 결과를 도출하였다<sup>8)</sup>. 그림 8은 설계수명 10년과 35년 기준으로 도출된 2.2 kW급 AC-DC 컨버터와 APD(그림 6)를 포함한 회로들의 가격 비교를 나타낸다. 설계수명 10년 기준으로는 기존의 수동 전력디커플링 방법인 전해 커패시터를 사용하는 방법이 가장 경제적이다. 이는 현재 상업화 제품이나 산업현장에 가장 많이 쓰이는 이유이기도 하다. APD 회로 중에서는 Series-Stacked-type APD가 작은 정격전압의 소자들을 사용함으로 가장 경제적이다. 이에 반해 설계수명 35년 기준에 따른 결과에서는 전해

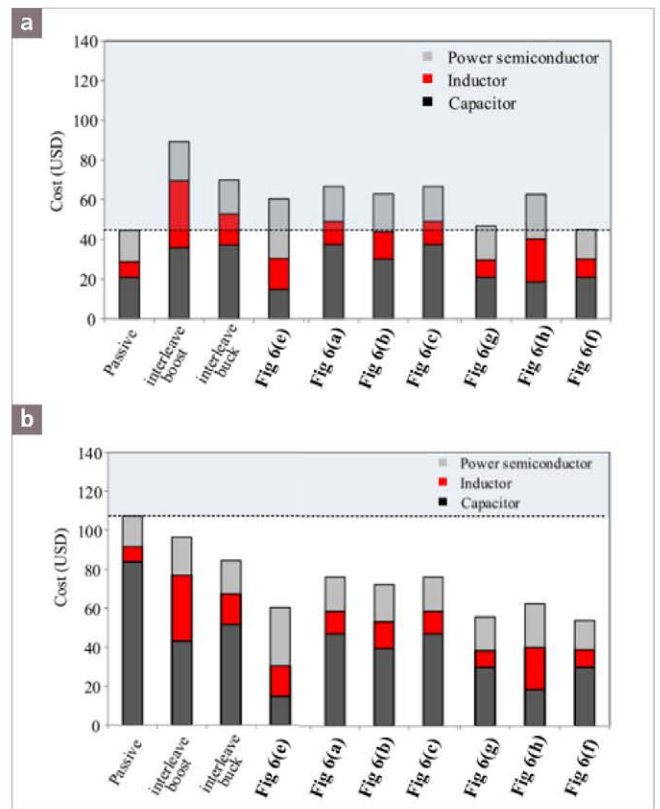


그림 8 기대수명에 따른 컨버터+APD 가격분석<sup>8)</sup>

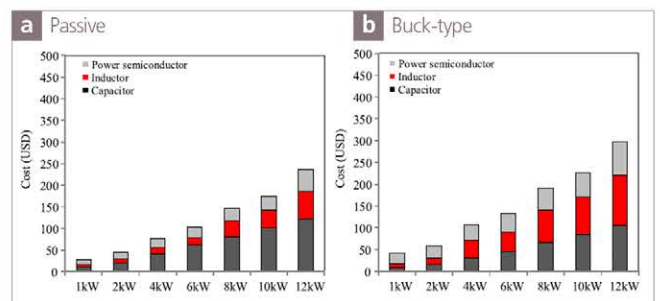


그림 9 용량 확장에 따른 컨버터+APD 가격분석<sup>8)</sup>

커패시터 방법은 133%의 비용증가로 인해 가장 비경제적 기술임을 보여준다. 대부분의 APD 기술들은 설계수명 증가로 인해 완만한 비용증가를 나타낸다. 이는 APD 기술들이 고수명을 요구하는 응용 분야에서는 매우 경제적으로 적합한 기술임을 보여준다. 그림 9는 설계수명 10년을 기준으로 컨버터 용량 확장에 따른 전해 커패시터 방법과 Buck-type APD의 가격 비교를 나타낸다.

## 4.2 모듈형 APD 회로 연구

그림 10과 같이 수명이 짧고, 고온 운전에 취약한 기존 전해커패시터를 직접 대체하는 Plug-in 형태의 전력디커플링 모듈을 통해서 전력변환장치의 고수명 및 고신뢰성을 실현할 수 있다. 기존의 컨버터와는 독립적인 제어가 가능하고 Plug-in 타입의 패키지를 통해 전해 커패시터의 직접 대체가 가능하다. APD 회로의 소형화를 위해서 병렬구조 APD, 고주파수 스위칭, 와이드밴드 디바이스 적용 기술이 필요하다. 그림 11과 같이 고전력밀도 컨버터를 위한 와이드밴드갭 디바이스를

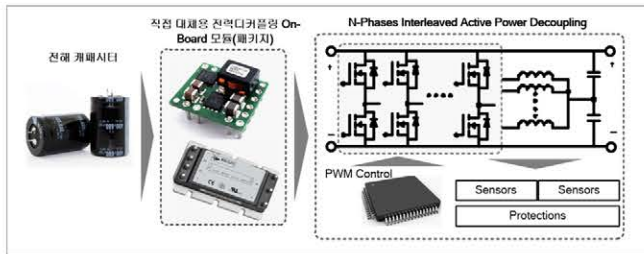


그림 10 Plug-in Type 모듈형 APD 회로

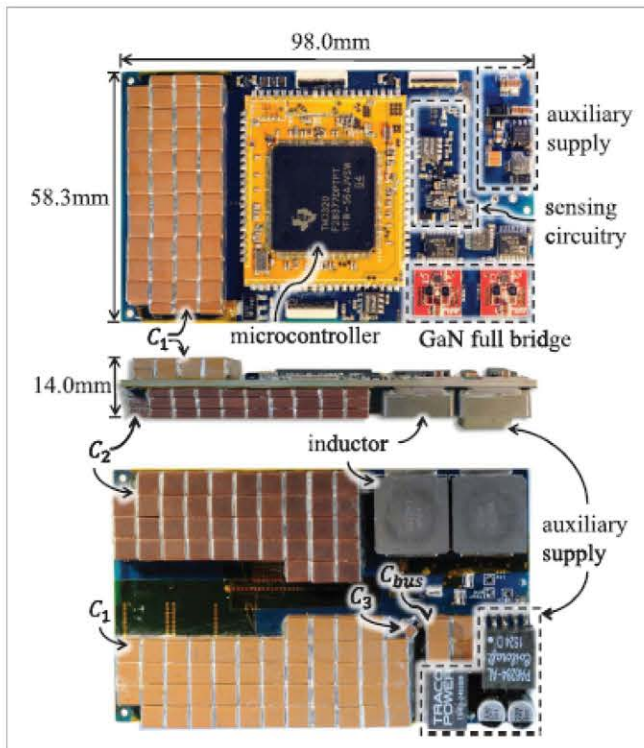


그림 11 GaN 디바이스를 활용한 APD 회로<sup>9)</sup>

활용한 APD 연구도 활발하다<sup>9)</sup>. 높은 기대수명을 요구하는 전기자동차, 태양광발전용 마이크로 인버터에도 적용할 수 있고 높은 신뢰성과 장수명을 요구하는 항공기의 전원시스템 및 군사용 전기자동차 혹은 전원장치분야에 적용될 수 있다.

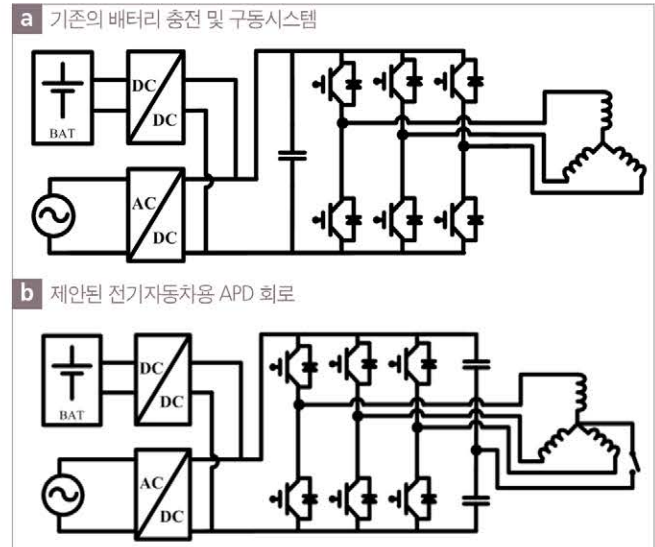


그림 12 전기자동차 구동시스템을 이용한 APD 회로

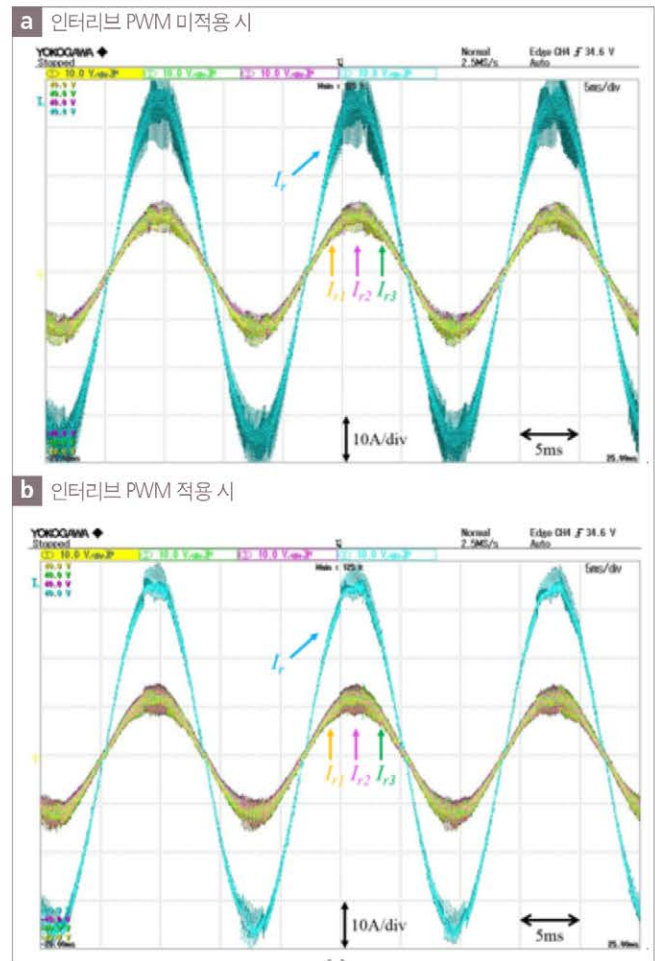



그림 13 3-병렬 APD 회로의 인덕터 전류 비교

### 4.3 전기자동차용 APD 회로 연구

전기자동차 전력변환시스템의 배터리 충전 모드에서는 구동모터용 인버터 시스템이 사용되지 않는 점에 착안하여 병렬형 APD 회로를 그림 12과 같이 구현할 수 있다<sup>10)</sup>. 3개의 Capacitor-Split-Type APD 회로가 병렬로 연결된 구조를 이용할 수 있다. APD 회로를 위해 추가되는 전력반도체와 인덕터와 같은 에너지 저장장치는 배터리 충전 중에는 사용하지 않는 전기자동차 구동모터의 고정자 인덕터스와 인버터의 스위칭소자들을 사용하기 때문에 제안된 시스템에서는 추가되는 부품을 최소화할 수 있다. 따라서 경제적이고 신뢰성 있는 전기자동차용 전력변환시스템을 구현할 수 있다. 또한, 3 병렬 운전이 가능한 APD는 인터리브 PWM 방법이 적용할 수 있기에 APD 커패시터에 입력되는 고주파 리플전류를 그림 13과 같이 감소시킬 수 있다.

## 5. 결론

본 특집기사에서는 전압형 컨버터의 DC단 커패시턴스 저감을 위한 APD 회로 기술에 대한 소개와 연구 동향을 알아보았다. 고전력밀도 및 고신뢰성 전력변환장치를 위해서는 전력디커플링 기술은 필수적이며 지속적인 연구개발이 필요한 부분이다. 시장에서의 APD 기술 필요성은 아직 부족하다. 비용면에서 장점이 부족하고 신뢰성 검증도 남아 있는 부분이다. 그러나 고전력밀도 컨버터 개발은 전력전자 분야에서 하나의 큰 흐름이기에 APD 기술의 필요성은 점차 증가할 것이다. 실용화는 회로 구조와 제어방법의 단순화가 먼저 이루어져야 신뢰성 있는 APD 기술이 활용될 수 있다. 많은 응용 분야와 결합한 APD 구현 방법 및 신뢰성 향상을 위한 회로 구조 및 제어방법과 관련된 연구결과물들이 많이 나오기를 기대해 본다. 

## 참고문헌

- [1] Z. Qin, Y. Tang, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, "Benchmark of AC and DC active power decoupling circuits for second-order harmonic mitigation in kilowatt-scale single-phase inverters," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 4, No. 1, pp. 15-25, Mar. 2016.
- [2] 박성민, "고전력밀도 전력변환장치를 향한 도전," 전력전자학회지, 제21권, 제3호, pp. 58-62, 2016.6.
- [3] A. S. Morsy and P. N. Enjeti, "Comparison of active power decoupling methods for high-power-density single-phase inverters using wide-bandgap fets for google little box challenge," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 4, No. 3, pp. 790-798, Sep. 2016.
- [4] H. Wang and F. Blaabjerg, "Reliability of capacitors for dc-link applications in power electronic converters-An overview," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 50, No. 5, pp. 3569-3578, Sep. 2014.
- [5] Y. Sun, Y. L. M. Su, W. Xiong, and J. Yang, "Review of active power decoupling topologies in single-phase systems," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 31, pp. 4778-4794, Jul. 2016.
- [6] H. Wang, M. Liserre, and F. Blaabjerg, "Toward reliable power electronics: challenges, design tools, and opportunities," in IEEE Ind. Electron. Magazine, Vol. 7, No. 2, pp. 17-26, Jun. 2013.
- [7] M. A. Vitorino, L. F. S. Alves, R. Wang, and M. B. R. Correa, "Low-frequency power decoupling in single-phase applications: A comprehensive overview," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 32, No. 4, pp. 2892-2912, Apr. 2017.
- [8] H. Wang, H. Wang, G. Zhu, and F. Blaabjerg, "An overview of capacitive DC-links-topology derivation and scalability analysis," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 35, No. 2, pp. 1805-1829, Feb. 2020.
- [9] S. Qin, Y. Lei, C. Barth, W. C. Liu, and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "A high power density series-stacked energy buffer for power pulsation decoupling in single-phase converters," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 32, No. 6, pp. 4905-4924, Jun. 2017.
- [10] D. Kim and S. Park, "An integrated active power decoupling circuit for electric vehicle applications," 2019 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), pp. 1-6, Oct. 2019.

### 박성민 홍익대 전자전기융합공학과 조교수

1976년 9월 26일생. 2001년 고려대 전자공학과 졸업. 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2015년 미국 코네티컷 주립대 졸업(공학박). 2003년~2008년 LG전자 DA연구소 선임연구원. 2008년~2010년 삼성중공업 디지털사업팀(수원) 근무. 2014년~2015년 미국 United Technologies Research Center(UTRC) 전력전자그룹 선임연구원. 2015년~현재 홍익대 전자전기융합공학과 조교수. 당 학회 편집이사.

