

# GaN-FET 기반의 고효율 및 고전력밀도 경계전류모드 능동 클램프 플라이백 컨버터 최적설계

이창민<sup>1</sup>, 구현수<sup>1</sup>, 지상근<sup>2</sup>, 유동균<sup>2</sup>, 강정일<sup>3</sup>, 한상규<sup>†</sup>

## Optimal Design of GaN-FET based High Efficiency and High Power Density Boundary Conduction Mode Active Clamp Flyback Converter

Chang-Min Lee<sup>1</sup>, Hyun-Su Gu<sup>1</sup>, Sang-Keun Ji<sup>2</sup>, Dong-Kyun Ryu<sup>2</sup>, Jeong-Il Kang<sup>3</sup>, and Sang-Kyoo Han<sup>†</sup>

### Abstract

An active clamp flyback (ACF) converter applies a clamp circuit and circulates the energy of leakage inductance to the input side, thereby achieving a zero-voltage switching (ZVS) operation and greatly reducing switching losses. The switching losses are further reduced by applying a gallium nitride field effect transistor (GaN-FET) with excellent switching characteristics, and ZVS operation can be accomplished under light load with boundary conduction mode (BCM) operation. Optimal design is performed on the basis of loss analysis by selecting magnetization inductance based on BCM operation and a clamp capacitor for loss reduction. Therefore, the size of the reactive element can be reduced through high-frequency operation, and a high-efficiency and high-power-density converter can be achieved. This study proposes an optimal design for a high-efficiency and high-power-density BCM ACF converter based on GaN-FETs and verifies it through experimental results of a 65 W-rated prototype.

**Key words:** Active clamp flyback converter, Boundary conduction mode, GaN-FET, High power density, Optimal design

### 1. 서 론

최근 전자제품의 동향은 기기간의 멀티미디어화에 대한 사회적 관심이 높아짐에 따라 소형 및 휴대용 전자기기를 주목하고 있다. 이 중에서도 모바일 디바이스가 새로운 정보기기로서 각광받기 시작하면서 이러한 장치의 배터리를 충전하기 위한 휴대용 어댑터의 고전력밀도화가 중요시 되고 있다. 휴대용 어댑터의 경우, 각 소자에서의 발열 및 어댑터의 크기가 중요한 요소이며, 적은 손실에도 소자에서의 발열은 크게 나타날 수 있기 때문에 이로 인한 방열 시스템 구축은 어댑터의

크기에 영향을 미칠 수 있다. 이를 위해 스위치 손실을 저감하여 발열을 최소화하고, 고주파수 구동을 통해 어댑터의 크기를 줄임으로써 휴대용 어댑터의 고전력밀도화를 달성하여야 한다.

기존 휴대용 어댑터는 소자 수가 적고 회로 구조가 간단한 플라이백 컨버터가 주로 사용되었다. 이 중에서 QR 플라이백 컨버터는 스위치 양단 전압이 최저전압에서 스위칭 됨으로써 손실을 저감하였으나<sup>[1]</sup>, 하드 스위칭 동작을 하여 스위칭마다 발생하는 손실로 인해 고주파수 구동이 제한된다. 또한, 변압기의 누설 인덕턴스에 에너지에 의한 공진 스파이크성 전압으로 인해 별도의 스위치 보호회로가 필요하기 때문에 어댑터의 고전력밀도화 달성에 한계를 갖는다. 반면, ACF 컨버터는 누설 인덕턴스 에너지를 입력 측으로 회귀시켜 줌으로써 누설 인덕턴스로 인한 손실을 최소화하고, ZVS 턴 온 동작을 통해 스위칭 손실을 저감할 수 있다<sup>[2],[3]</sup>. ACF 컨버터의 동작모드 중, 연속전류모드(Continuous Conduction Mode) ACF 컨버터는 스위치가 턴 온 될 때 누설 인덕턴스 에너지를 이용하여 ZVS 턴 온 동작을 달성한다.

Paper number: TKPE-2019-24-4-4

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

<sup>†</sup> Corresponding author: djhan@kookmin.ac.kr, Division of Electronic Engineering, Kookmin University

<sup>1</sup> Division of Electronic Engineering, Kookmin University

<sup>2</sup> Power Development Team, SoluM

<sup>3</sup> Visual Display R&D Team, Samsung Electronics Co., Ltd.

Manuscript received Oct. 11, 2018; revised Nov. 16, 2018; accepted Jan. 9, 2019

— 본 논문은 2018년 전력전자학술대회 우수추천논문임

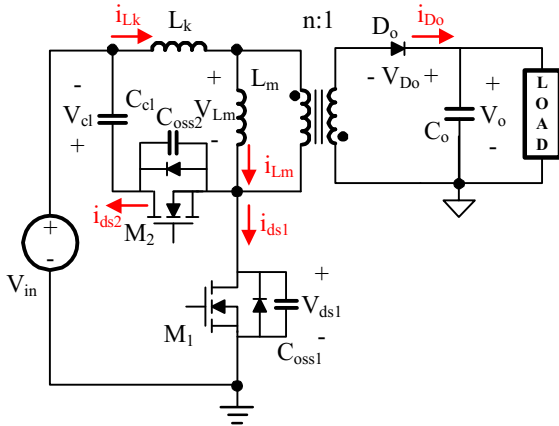


Fig. 1. Active clamp flyback converter.

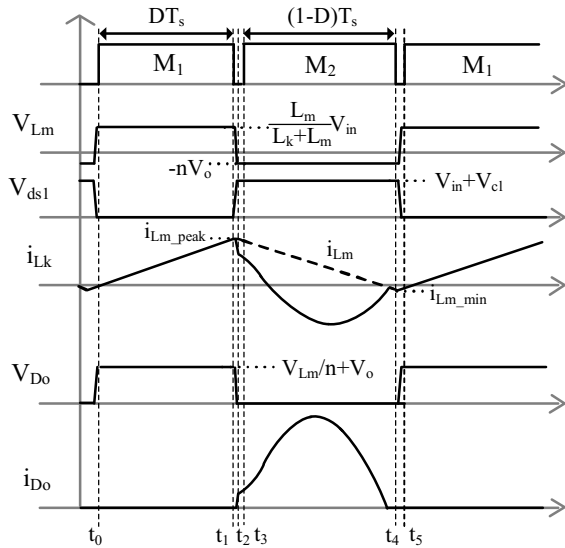


Fig. 2. Key waveforms of boundary conduction mode active clamp flyback converter.

그러나 누설 인덕턴스 에너지는 출력 부하에 의해 결정되므로 경부하에서는 1차 측에 흐르는 전류가 낮아지게 되어, ZVS 턴 온 동작이 이루어지지 않고 하드 스위칭 동작을 하기 때문에 높은 스위칭 손실이 발생한다. 반면, 경계전류모드(BCM) ACF 컨버터는 스위치가 턴 온 될 때, 자화 인덕터를 이용하여 ZVS 턴 온 동작을 하기 때문에 경부하에서도 ZVS 턴 온 동작을 통한 스위칭 손실 저감이 가능하다. 또한, 스위칭 특성이 우수한 GaN-FET를 적용함으로써 스위치에서 발생 가능한 손실을 최소화하고, 소자에서의 발열을 최대한 저감할 수 있다. 이러한 특징들을 바탕으로 수식을 도출하고 최적설계를 진행함으로써 BCM ACF 컨버터의 고주파수 구동을 통해 휴대용 어댑터의 고효율 및 고전력밀도를 달성할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 BCM ACF 컨버터의 동작원리 및 최적설계를 제안하고, 설계 방안의 타당성 검증에 의해 65W급 시작품을 제작하여 실험결과를 제시한다.

## 2. 경계전류모드 능동 클램프 플라이백 컨버터

### 2.1 모드분석

그림 1은 ACF 컨버터를 나타낸다. 그림 1에서  $L_m$ 은 변압기의 자화 인덕터를 나타내며,  $L_k$ 는 누설 인덕터를 나타낸다. 1차 측은 메인 스위치인  $M_1$ 과 클램프 스위치인  $M_2$ , 클램프 커패시터인  $C_{cl}$ 로 구성되며, 각 스위치의 출력 커패시턴스는  $C_{oss1}$ ,  $C_{oss2}$ 이다. 2차 측은 동기식 정류기(Synchronous Rectifier, SR)와 출력 커패시터  $C_o$ 로 구성되어 있다. 그림 2는 BCM ACF 컨버터의 정상상태 주요 파형을 나타내며, 그림 3은 ACF 컨버터의 동작 모드를 나타내었다. 스위치 동작을 토대로 5개의 모드로 구분하였으며 회로 해석의 편의를 위해 다음과 같은 가정을 한다.

- 1) 출력전압  $V_o$ 가 일정할 만큼 출력 커패시터  $C_o$ 는 충분히 크다.
- 2) 그림에 도시한 기생성분을 제외한 모든 기생성분은 제외한다.
- 3) 2차 측 SR스위치는 출력 다이오드  $D_o$ 로 표현한다.
- 4) 각 스위치의 바디 다이오드 및 출력 다이오드 Forward Voltage는 0 V이다.

**Mode 1 ( $t_0-t_1$ ):** 메인 스위치  $M_1$ 이 턴 온 되면 Mode 1이 시작된다. Mode 1에서  $M_1$ 에 흐르는 전류  $i_{ds1}$ 은  $L_k$ 에 흐르는 전류  $i_{Lk}$  및  $L_m$ 에 흐르는 전류  $i_{Lm}$ 과 동일하며,  $L_k$ 와  $L_m$ 에는 에너지가 저장된다. 또한,  $L_m$ 의 양단에는 양의 전압이 인가되어  $i_{Lm}$ 은 선형적으로 증가하게 된다. 컨버터 동작은 BCM구동이므로  $L_m$ 에 흐르는 최대 전류는 식 (1)과 같다.

$$i_{Lm\_peak} = \frac{V_{in}}{L_m + L_k} DT_s \quad (1)$$

식 (1)에서  $T_s$ 는 스위칭 주기를 나타내며,  $D$ 는 스위칭 주기 중에 메인 스위치  $M_1$ 이 턴 온 되어 있는 시간을 나타낸다. Mode 1은 메인 스위치  $M_1$ 이 턴 오프 될 때 종료된다.

**Mode 2 ( $t_1-t_2$ ):** 메인 스위치  $M_1$ 이 턴 오프 되면 Mode 2가 시작된다. Mode 2는 Dead time 구간으로써,  $L_k$ 와  $L_m$ 이  $C_{oss1}$ ,  $C_{oss2}$ 와 공진을 하게 되고, 이로 인해 각 스위치의 양단전압은 충, 방전이 이루어지게 된다. 따라서  $L_k$ 와  $L_m$ 에 저장된 에너지는  $C_{oss1}$ 의 양단 전압을 0 V에서  $V_{in}+V_{cl}$ 까지 충전시키고,  $C_{oss2}$ 의 양단 전압을  $V_{in}+V_{cl}$ 에서 0 V까지 방전시킨다.  $C_{oss2}$ 의 양단 전압이 방전된 후에  $M_2$ 는 바디 다이오드를 통해 도통하므로 ZVS 턴 온 조건을 만족하게 된다. ZVS 턴 온 조건은  $C_{oss1}$ ,  $C_{oss2}$ 의 양단 전압이 충, 방전된 후에 클램프 스위

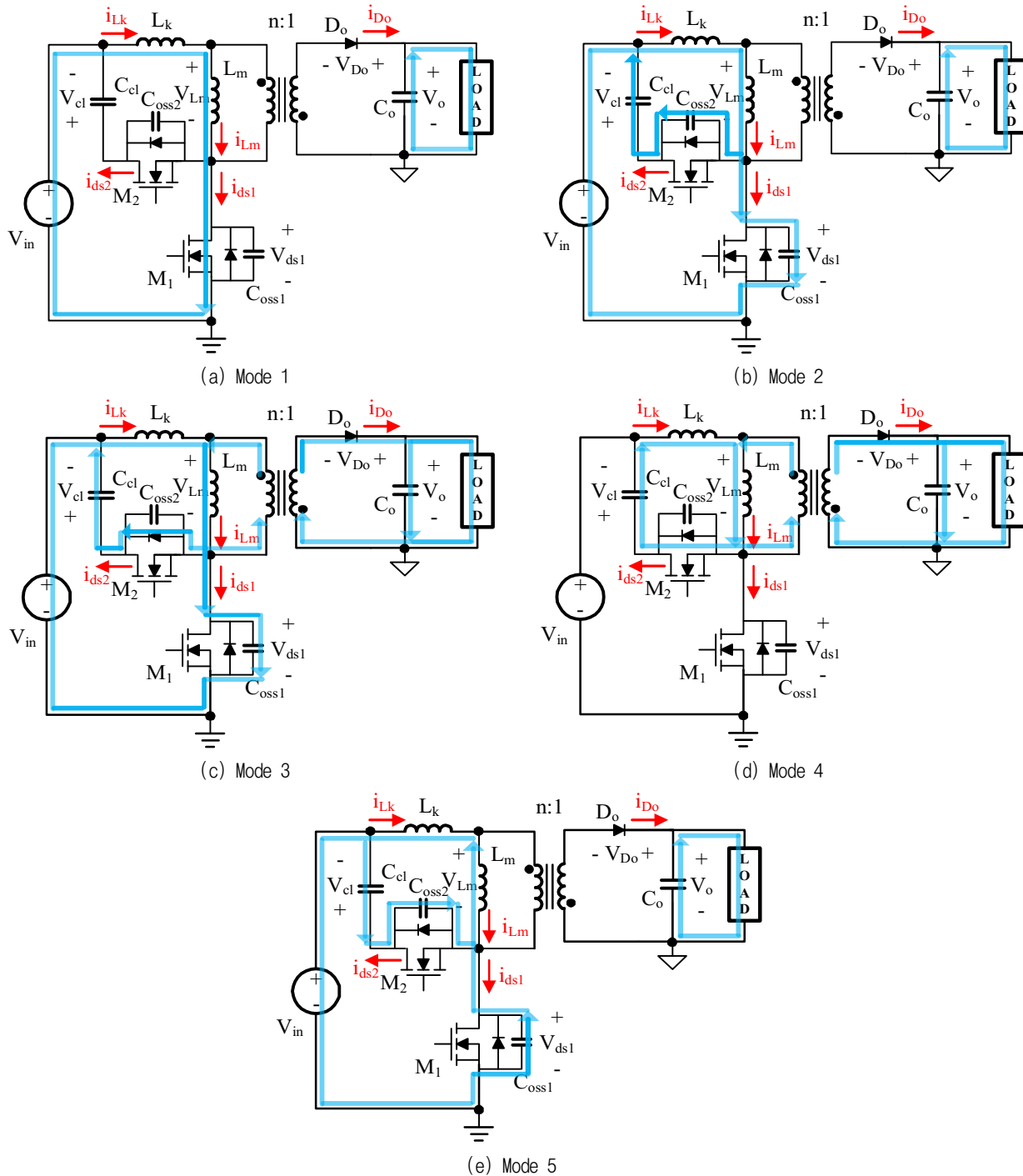


Fig. 3. Operation modes of active clamp flyback converter.

치  $M_2$ 가 턴 온 되어야 하므로 식 (2)를 만족하여야 하며,  $t_{dead1}$ 는 Mode 2의 시간을 나타낸다<sup>[4]</sup>.

$$t_{dead1} \geq \frac{(C_{oss1} + C_{oss2})(V_{in} + V_d)}{i_{Lm-peak}} \quad (2)$$

이때, 공진으로 인해  $L_k$ 의 양단 전압은 음의전압이 인가 되어  $i_{Lk}$ 는 그림 2와 같이 급격히 감소하게 된다. Mode 2는  $C_{oss1}$ ,  $C_{oss2}$  양단 전압의 충전, 방전이 끝나면 종료된다.

**Mode 3 ( $t_2-t_3$ ):**  $C_{oss1}$ ,  $C_{oss2}$  양단 전압의 충전, 방전이 끝나면 Mode 3은 시작된다. 충전, 방전이 끝난 후에 출력 다이오드 및  $M_2$ 의 바디 다이오드는 도통 조건이 성립하게 되어 도통하게 된다. 이로 인해  $C_{oss2}$ 는 공진에 참여하지 않게 되어  $L_k$ 는  $C_{cl}$ 과 공진하게 되고, 공진으로 인해  $i_{Lk}$ 는 그림 2와 같은 파형을 보이게 된다. 또한, 출력 다이오드가 도통되었으므로  $L_m$ 의 양단 전압은  $-nV_o$ 이며, 음의 전압이므로  $i_{Lm}$ 은 선형적으로 감소하게 된다. Mode 3은 클램프 스위치  $M_2$ 가 턴 온 될 때 종료된다.

**Mode 4 ( $t_3-t_4$ ):** 클램프 스위치  $M_2$ 가 턴 온 되면 Mode 4가 시작된다. 이전 Mode 3에서 2차 측의 출력 다이오드  $D_0$ 가 턴 온 되었으며,  $L_m$ 에 저장된 에너지가 모두 출력 측으로 전달되는 BCM구동이므로 식 (3)이 성립하게 된다.

$$\frac{1}{2} L_m i_{Lm\_peak}^2 f_{sw} = P_o \quad (3)$$

이때, 식 (3)에서  $f_{sw}$ 는 스위칭 주파수,  $P_o$ 는 출력전력을 나타내며, 에너지보존법칙에 의해 입력전력과 출력전력이 같다고 가정한다. 또한,  $L_k$ 와  $C_{cl}$ 은 이전 Mode 3에서와 동일하게 공진을 하며, 이로 인해  $i_{Lm}$ 은  $i_{Lk}$ 보다 크므로 2차 측으로 전류가 흐르게 되어 그림 2와 같은 파형을 보이게 된다. 2차 측  $D_0$ 에 흐르는 전류  $i_{D0}$ 는 공진에 의해 0 A로 떨어지게 되어 기존의 SR스위치는 Zero Current Switching(ZCS) 턴 오프 동작을 하게 된다. Mode 4는 클램프 스위치  $M_2$ 가 턴 오프 될 때 종료된다.

**Mode 5 ( $t_4-t_5$ ):** 클램프 스위치  $M_2$ 가 턴 오프 되면 Mode 5가 시작된다. Mode 5는 앞선 Mode 2와 마찬가지로 Dead time구간이며, 이전 모드에서 BCM동작에 의해 SR스위치가 ZCS동작을 하여 턴 오프 되었으므로  $L_m$ 이 공진에 참여하게 된다. 그러므로  $L_k$ 와  $L_m$ 은  $C_{oss1}$ ,  $C_{oss2}$ 와 공진을 하게 되며,  $C_{oss1}$ 의 양단 전압을  $V_{in}+V_{cl}$ 에서 0 V까지 방전시키고,  $C_{oss2}$ 의 양단 전압을 0 V에서  $V_{in}+V_{cl}$ 까지 충전시킨다.  $C_{oss1}$ 의 양단 전압이 방전된 후에는  $M_1$ 의 바디 다이오드를 통해 도통하게 되므로 ZVS 턴 온 조건을 만족하게 된다. ZVS 턴 온 조건은 식 (4)와 같다<sup>[4]</sup>.

$$t_{dead2} \geq \frac{(C_{oss1} + C_{oss2})(V_{in} + V_d)}{i_{Lm\_min}} \quad (4)$$

이때,  $t_{dead2}$ 는 Mode 5의 시간을 나타낸다. Mode 5는 메인 스위치  $M_1$ 이 턴 온 될 때 종료된다.

### 3. 경계전류모드 능동 클램프 플라이백 컨버터 최적설계

#### 3.1 스위치 선정

BCM ACF 컨버터의 최적설계를 위한 1차 측 스위치 선정은 각 스위치의 스위칭 특성을 비교 분석하여 선정하였다. 표 1은 하나의 일레로 동일한 내압을 갖는 Si-FET와 GaN-FET의 주요 반도체 특성을 비교하였다. 표 1과 같이 GaN-FET는 Si-FET에 비해 작은  $R_{ds(on)}$ 을 가지며, 짧은 턴 오프 시간 등 스위칭 특성이 우수하다. 그림 4는 하나의 일레로 입력전압 90 V<sub>rms</sub>에서의 스위치에 따른 손실 비교를 나타낸다. 그림 4에 보이는 바와 같이 GaN-FET를 적용하였을 때가 Si-FET를 적용하였을 때에 비해 스위치 손실이 크게 저감되는 것을 확인

TABLE I  
COMPARISON OF Si-FET AND GaN-FET

Parameters	Si-FET IPL65R230C7	GaN-FET NV6117
Drain-source voltage ( $V_{ds}$ )	650 [V]	650 [V]
Drain-source resistance ( $R_{ds(on)}$ )	0.230 [ $\Omega$ ]	0.110 [ $\Omega$ ]
Reverse Recovery Charge ( $Q_{rr}$ )	3100 [nC]	0 [nC]
Fall time ( $t_f$ )	22 [ns]	5 [ns]

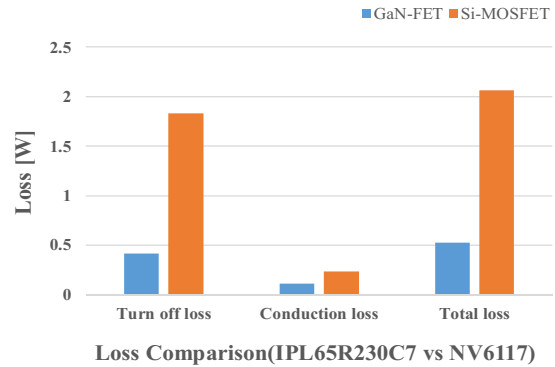


Fig. 4. Loss comparison of Si-FET and GaN-FET.

할 수 있다. 따라서 BCM ACF 컨버터의 1차 측 2개의 스위치로는 GaN-FET를 적용함으로써 스위치에서 발생하는 손실을 크게 저감할 수 있다. 이로 인해 단일 소자에서 발생 가능한 발열을 최소화시키고, 고주파수 구동을 통해 리액티브 소자의 크기를 최소화함으로써 고효율 및 고전력밀도를 달성할 수 있게 된다.

#### 3.2 시비율 및 자화 인덕턴스 선정

BCM ACF 컨버터의 최적설계를 위해 시비율과 자화 인덕턴스를 수식적으로 도출해야 한다. 시비율은 컨버터의 입출력 변환비를 통해 도출할 수 있다. BCM ACF 컨버터의 입출력 변환비는 입력전압 및 부하 조건에 따라 주파수를 변화시켜가며 BCM 동작을 유지하기 때문에 식 (1)과 (3)을 통해 도출할 수 있다. 따라서 에너지 보존법칙이 성립한다고 가정하여 시비율은 식 (5)와 같이 도출할 수 있다.

$$D = \frac{V_o}{V_{in}} \sqrt{\frac{2L_m I_o}{T_s V_o}} \quad (5)$$

또한, 자화 인덕턴스 선정의 경우, 앞서 식 (3)에서 언급한 바와 같이  $M_1$ 이 턴 온 되어있는 동안에 자화 인덕터  $L_m$ 에 에너지를 저장하고,  $M_1$ 이 턴 오프 되어있는 동안에 저장된 에너지를 모두 출력 측으로 전달하므로 식 (6)과 같이 도출할 수 있다.

$$L_m = \frac{(DV_{in})^2}{2P_o f_{sw}} \quad (6)$$

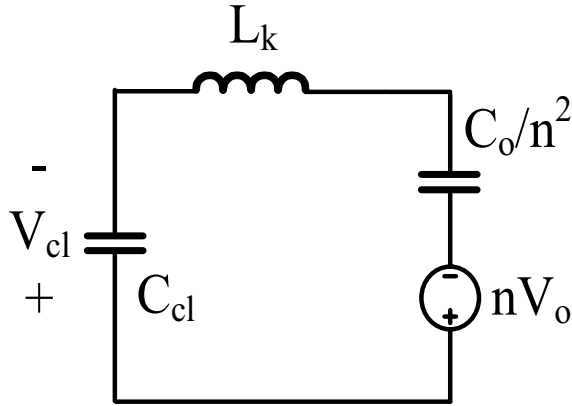


Fig. 5. Resonant equivalent circuit during  $M_2$  conduct.

### 3.3 클램프 커패시터 선정

BCM ACF 컨버터에서 클램프 스위치  $M_2$ 가 턴 온 되어있는 동안에 누설 인덕턴스  $L_k$ 는 1차 측의 클램프 커패시터  $C_{cl}$ 과 공진을 하게 된다. 1차 측  $L_k$ 에 흐르는 전류  $i_{Lk}$ 파형은 공진 파형이 나타나며 이로 인해 2차 측에 흐르는 전류 파형도 공진의 형태를 갖게 된다. 그림 5는 이때의 공진 등가회로를 나타내었으며 일정한 출력 전압을 얻기 위해 출력 커패시터  $C_o$ 는 매우 크다고 가정한다. 1차 측으로 등가화된  $C_o$ 는  $C_{cl}$ 에 비해 매우 크며, 직렬연결 되어 있으므로 공진주파수는  $L_k$ 와  $C_{cl}$ 에 의해 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_d}} \quad (7)$$

이때, 그림 2와 같이  $M_2$ 가 턴 오프 되는 시점에서 공진이 끝나도록 공진 주파수와 스위칭 주파수가 같아지게  $C_{cl}$ 를 설계해야 한다.  $C_{cl}$ 를 크게 선정하여 공진 주파수가 스위칭 주파수보다 느려지게 되면, 메인 스위치  $M_1$ 이 턴 온 되는 시점에서 여전히 2차 측 SR은 도통되어 있으므로, ZCS 턴 오프 동작이 제대로 이루어지지 않게 되어 스위칭 손실 발생을 초래하게 된다. 반면,  $C_{cl}$ 를 작게 선정하여 공진 주파수가 스위칭 주파수보다 빨라지게 되면,  $M_2$ 의 턴 온 구간동안  $i_{Lk}$ 와  $i_{D_o}$ 의 첨두치가 커지고 이로 인해 RMS전류가 증가하여  $M_2$ 와 SR에서의 도통 손실이 증가하게 된다. 따라서 스위칭 주파수와 공진 주파수가 같아지도록  $C_{cl}$ 를 설계하여 안정적인 ZCS 턴 오프 동작을 보장함과 동시에  $i_{Lk}$ 의 첨두치를 줄이고 RMS전류를 감소시켜 도통손실을 저감하여야 한다. 그러므로 클램프 커패시터  $C_{cl}$ 은 식 (7)을 활용하여 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$C_d = \frac{1}{L_k(2\pi f_{sw})^2} \quad (8)$$

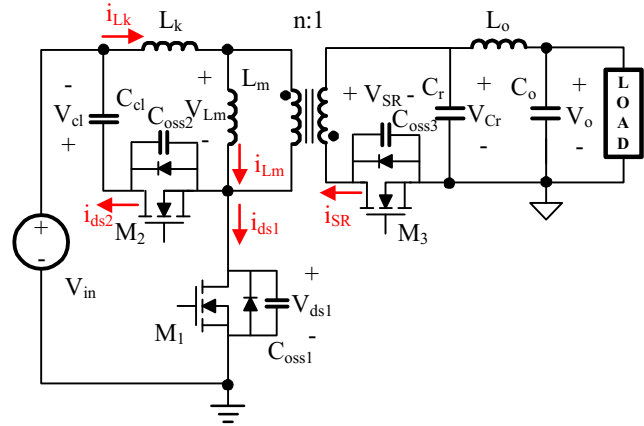


Fig. 6. Active clamp flyback converter with LC filter.

이때,  $C_{cl}$ 를 키울수록  $i_{D_o}$ 의 첨두치가 낮아져서 도통 손실을 저감할 수 있지만, SR에서의 ZCS 턴 오프 동작을 보장해야 한다. 그러므로 공진 주파수와 스위칭 주파수가 같아질 때까지  $C_{cl}$ 를 키울 수 있기 때문에 고효율을 달성하는 것에 한계가 있다.

이를 위해 2차 측에 LC필터를 추가하는 2차 공진 방안을 적용하였다<sup>[5],[6],[7]</sup>. 그림 6은 LC필터를 추가한 BCM ACF 컨버터를 나타낸다. LC필터를 추가함으로써  $M_1$ 이 턴 오프 되어있는 동안에  $L_k$ ,  $C_{cl}$ 과 함께 공진 커패시터  $C_r$ 이 공진하게 된다. 식 (9)는 이때의 등가커패시턴스를 나타내며 식 (10)은 공진 주파수를 나타낸다.

$$C_{eq} = \frac{C_d \cdot C_r/n^2}{C_d + C_r/n^2} \quad (9)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_{eq}}} \quad (10)$$

$C_r$ 이 공진에 참여함으로써 공진 주파수의 커패시턴스는 등가 커패시턴스로 나타나게 된다. 이를 적용하여 공진 주파수를 스위칭 주파수와 같아지도록 커패시턴스를 설계하면 SR의 ZCS 턴 오프 동작을 보장하면서도 클램프 커패시터를 키울 수 있으므로 첨두치를 줄일 수 있고 RMS전류가 감소하여 도통 손실을 저감할 수 있게 된다.

### 3.4 손실 분석 및 설계

표 2는 BCM ACF 컨버터의 주요 손실요소인 스위치 손실과 자성체 손실을 나타내었다. 스위치 손실은 1차 측 메인 스위치 및 클램프 스위치의 도통 손실, 턴 오프 손실, 게이트 드라이버 손실과 2차 측 동기식 정류기의 도통 손실, 게이트 드라이버 손실을 구하였다<sup>[8]</sup>. 1차 측 메인 스위치와 클램프 스위치는 ZVS 턴 온 동작 및 누설 인덕턴스 에너지를 입력 측으로 회귀시켜주기 때문에 턴 온 손실 및  $C_{ds}$  손실을 제거하였다. 2차 측 SR스위치는 턴 온 시에는 바디 다이오드가 도통한 이후 턴

TABLE II  
EQUATIONS FOR LOSS ANALYSIS

Loss		Equation	
Primary Switch	Main MOSFET	Conduction	$i_{ds1\_rms}^2 \cdot R_{ds(on)_m}$
		Turn off	$\frac{V_{in} + V_{cl}}{2} \cdot i_{Lm\_peak} \cdot t_{f\_m} \cdot f_{sw}$
		Gate driver	$C_{iss\_m} \cdot V_{gs\_m}^2 \cdot f_{sw}$
	Clamp MOSFET	Conduction	$i_{ds2\_rms}^2 \cdot R_{ds(on)_cl}$
		Turn off	$\frac{V_{in} + V_{cl}}{2} \cdot i_{Lm\_min} \cdot t_{f\_cl} \cdot f_{sw}$
		Gate driver	$C_{iss\_cl} \cdot V_{gs\_cl}^2 \cdot f_{sw}$
Secondary Switch	SR MOSFET	Conduction	$i_{SR\_rms}^2 \cdot R_{ds(on)_SR}$
		Gate driver	$C_{iss\_SR} \cdot V_{gs\_SR}^2 \cdot f_{sw}$
Magnetics	Transformer	Core	$P_{cv} \cdot volume_{trans.}$
		Copper	$i_{Lk\_rms}^2 \cdot R_{dc\_t\_p} + i_{SR\_rms}^2 \cdot R_{dc\_t\_s}$

온 되고, 턴 오프 시에는 ZCS 턴 오프 동작하기 때문에 턴 온 및 턴 오프 손실을 제거하였다. 자성체 손실은 주요 손실인 철손과 동손을 고려하였다. 이때, 트랜스포머 코어는 크기 및 손실을 고려하여 A社의 JPP-96재질을 갖는 ATQ21 코어로 선정하였다. 철손의 경우, A社의 코어 데이터시트에서 제공하는 자속밀도 변화( $\Delta B_m$ )에 따른 단위부피당 코어손실( $P_{cv}$ ) 그래프를 이용하여 도출하였다. BCM ACF 컨버터의 스위칭 주파수 및 자속밀도에 따른  $P_{cv}$ 를 식 (11)의 스테인메츠 방정식을 통해 산출하면 다음과 같다.

$$P_{cv} [kW/mm^3] = \alpha \times f_{sw}^\beta \times \Delta B_m^\gamma \quad (11)$$

$(\alpha = 5.83 \times 10^{-5}, \beta = 2.16, \gamma = 2.69)$

식 (11)에서 도출된 파라미터를 토대로  $P_{cv}$ 와 ATQ21 코어의 부피를 이용하여 철손을 도출하였다. 동손은 DC 손실을 고려하여 권선 저항의 손실을 구하였다<sup>[9]</sup>.

BCM ACF 컨버터의 최적 설계를 위하여 3개의 파라미터(최적 턴 비 및 턴 수, 최적 스위칭 주파수)의 변화에 따른 손실 분석을 진행하였다. 그림 7은 하나의 일례로 턴 비가 5:1일 때, 입력전압 90 V<sub>rms</sub>에서 턴 수 및 스

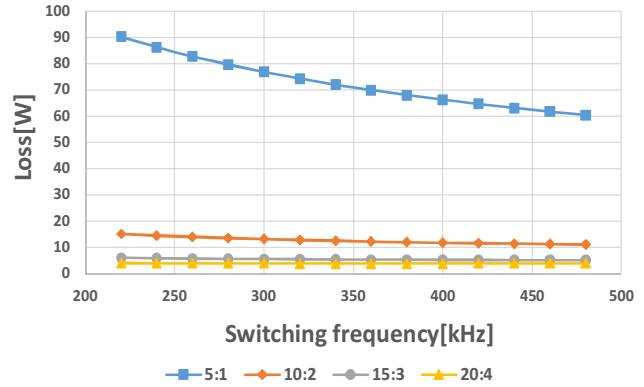


Fig. 7. Total loss comparison according to the number of turns and switching frequency at 5:1 turn ratio.

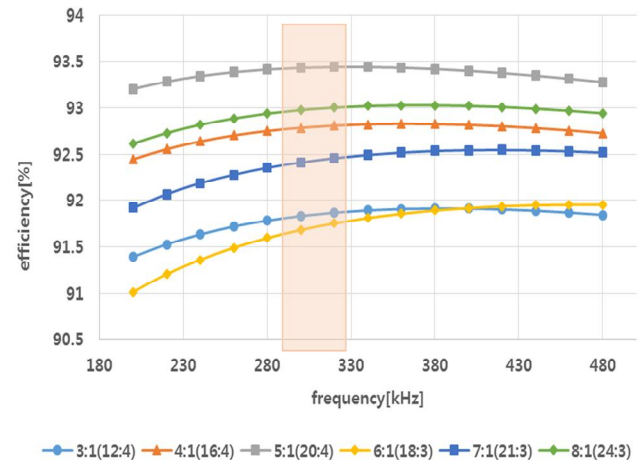


Fig. 8. Efficiency according to turn ratio and switching frequency.

위칭 주파수(220 kHz~480 kHz)의 변화에 따른 손실을 나타내었다. 턴 비가 5:1인 경우, 표 2에서 알 수 있듯이 스위칭 주파수가 증가할수록 이에 비례하여 각 스위치에서의 스위치 손실은 증가한다. 자성체 손실의 경우, 턴 수가 많아질수록 손실은 크게 감소하며, 스위칭 주파수에 따라 최소의 자성체 손실을 도출할 수 있다. 그림 7을 통해 턴 수가 많아질수록 전체 손실은 크게 감소하며, 높은 턴 수에서는 스위칭 주파수에 따라 최소 손실 지점이 도출되는 것을 확인할 수 있다. 따라서 코어의 창면적 및 권선의 전류밀도를 고려하였을 때 턴 수 20:4에서 최소 손실을 갖는 것을 확인하였다. 앞선 분석과 동일하게 각각의 턴 비에서 턴 수를 변화시켜, 같은 방법으로 손실 분석을 실시하였으며 각 턴 비에서의 최적 턴 수를 선정하였다. 그림 8은 앞선 분석에서 각 턴 비의 최적 턴 수를 선정된 것을 토대로 턴 비(n=3~8)와 스위칭 주파수(200 kHz~480 kHz)를 변화시켜 입력전압 90 V<sub>rms</sub>에서의 BCM ACF 컨버터의 효율을 나타내었다. 이론적 분석 결과를 토대로 최적의 효율을 갖는 지점은 턴 비 5:1(20:4), 스위칭 주파수 320 kHz로 선정하였다. 따라서 스위치 손실은 1.36W, 자성체 손실은 2.05W로써

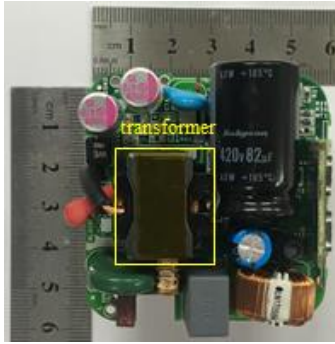
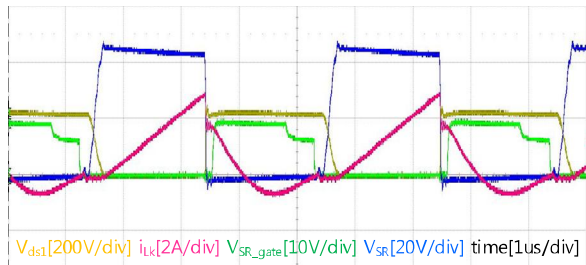
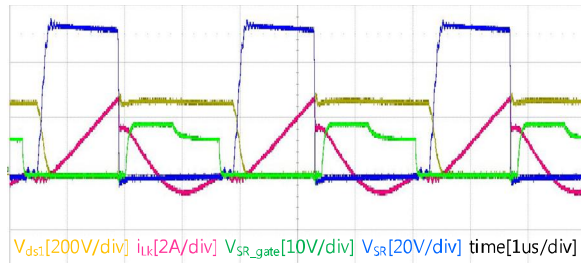


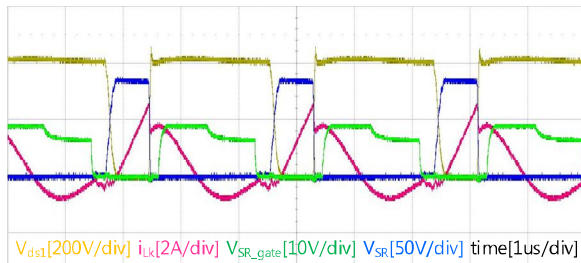
Fig. 9. 65W-Prototype of boundary conduction mode active clamp flyback converter(53.3mm x 54.5mm x 20mm).



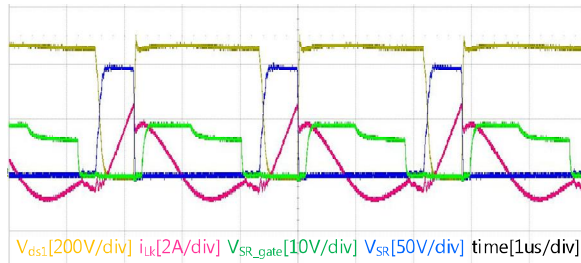
(a) 90 V<sub>rms</sub>



(b) 115 V<sub>rms</sub>



(c) 230 V<sub>rms</sub>



(d) 264 V<sub>rms</sub>

Fig. 10. Steady state key experiment waveforms of boundary conduction mode active clamp flyback converter according to input voltage.

TABLE III  
KEY PARAMETERS APPLIED TO THE BCM ACF CONVERTER

Parameters	Values
Input voltage ( $V_{in}$ )	90~264 [V <sub>ac</sub> ]
Output voltage ( $V_o$ )	20 [V]
Output power/current ( $P_o/I_o$ )	65 [W] / 3.25 [A]
Turn ratio (n:1)	5:1(20:4)
Magnetics inductance ( $L_m$ )	65.87 [ $\mu$ H]
Leakage inductance ( $L_k$ )	1.48 [ $\mu$ H]
Clamp capacitor ( $C_{cl}$ )	200 [nF]
Resonant capacitor ( $C_r$ )	24.7 [ $\mu$ F]
IC	UCC28780

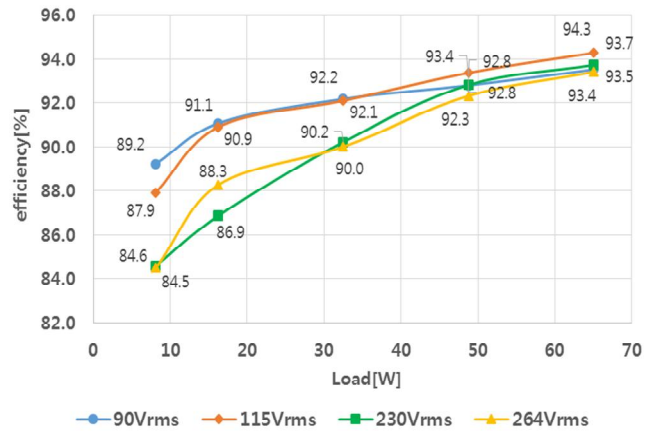


Fig. 11. Efficiency by load of boundary conduction mode active clamp flyback converter according to input voltage.

전체손실 3.41W의 최소 손실을 가지는 것을 확인하였으며, 이론적 분석을 통해 입력전압 90 V<sub>rms</sub>에서 93.43%의 최고 효율을 갖는 것을 도출하였다.

#### 4. 실험 결과

BCM ACF 컨버터에 대한 이론적 분석의 타당성 검증을 위해 그림 9와 같이 65W 시작품을 제작하여 실험을 진행하였다. 시작품의 크기는 53.3mm\*54.5mm\*20mm이며, 실험에 사용된 주요 파라미터는 표 3과 같다. 그림 10은 입력전압에 따른 정상상태 주요 실험 파형으로, 메인 스위치  $M_1$ 의 드레인-소스 전압( $V_{ds1}$ )과 1차 측 전류( $i_{Lk}$ ), 2차 측 동기식 정류기 SR의 게이트( $V_{SR\_gate}$ ) 및 드레인-소스 전압( $V_{SR}$ )을 나타내었다. 그림에 보이는 바와 같이 메인 스위치  $M_1$ 에서의 ZVS 턴 온 동작과 2차 측 SR스위치에서의 ZCS 턴 오프 동작을 확인하였

다. 또한,  $M_1$ 이 턴 오프 되어 있는 동안 누설 인덕턴스  $L_k$ 와 클램프 커패시터  $C_{cl}$ , 공진 커패시터  $C_r$ 의 공진에 의해 1차 측 전류 파형은 공진하는 형태를 갖는 것을 알 수 있으며,  $M_1$ 이 턴 온 되기 전에 공진이 끝나는 것을 확인하였다. 그림 11은 입력전압에 따른 BCM ACF 컨버터의 부하별 효율을 나타내었다. BCM ACF 컨버터는 입력전압 90 V<sub>rms</sub>에서 93.5%의 효율을 갖는 것을 알 수 있었으며, 이론적 분석 효율과의 오차는 1% 이내인 것을 확인하였다. 또한, 입력전압 115 V<sub>rms</sub>에서 최고 효율 94.3%의 고효율과 체적밀도 18.34 W/in<sup>3</sup>의 고전력밀도를 달성하였다. 따라서 이론적 분석과 실험결과로부터 각 소자 설계가 타당함을 검증하였다.

## 5. 결 론

본 논문에서는 GaN-FET를 적용한 경계전류모드 능동 클램프 플라이백 컨버터의 최적설계를 진행하였다. BCM ACF 컨버터의 1차 측 스위치로는 비교를 통해 스위칭 특성이 우수하여 고주파수 구동에 적합한 GaN-FET를 적용하였고 이로 인해 스위칭 손실을 크게 저감하였다. 또한, BCM 동작을 기반으로 수식을 도출하고 이를 활용하여 이론적 분석 및 최적 설계를 실시함으로써 주요 파라미터를 선정하였다. 선정된 파라미터를 토대로 65 W급 시작품을 제작하여 1차 측 스위치의 ZVS 턴 온 동작 및 2차 측 SR스위치의 ZCS 턴 오프 동작을 안정적으로 구현하였으며, 고주파수 구동을 통해 리액티브 소자의 소형화를 달성하였다. 이를 통해 입력 전압 115 V<sub>rms</sub>에서 최대 효율인 94.3%의 고효율과 체적 밀도는 18.34W/in<sup>3</sup>의 고전력밀도를 달성함으로써 이론적 분석 및 최적설계의 타당성을 검증하였다.

본 논문은 SoluM Inc, 산업통상자원부(MOTIE) 한국 에너지기술평가원(KETEP)(No. 2018201010650A), 한국항공우주연구원의 정지체도복합위성 개발사업(2011-0030431)의 연구지원에 의하여 연구되었음을 밝힙니다.

## References

- [1] J. Park, et al., "Quasi-resonant (QR) controller with adaptive switching frequency reduction scheme for flyback converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 6, pp. 3571-3581, Jun. 2016.
- [2] R. Watson, F. C. Lee, and G. C. Hua, "Utilization of an active-clamp circuit to

achieve soft switching in flyback converters," in *Proc. IEEE-PESC Annu. Meeting*, pp. 909-916, 1994.

- [3] X. Huang, J. Feng, W. Du, F. Lee, and Q. Li, "Design consideration of MHz active clamp flyback converter with GaN devices for low power adapter application," in *Proc. APEC 2016*, pp. 2334-2341, 2016.
- [4] T. Shenpeng, X. Jianxiong, and H. Lenian, "A GaN-based MHz active clamp flyback converter with adaptive dual edge dead time modulation for AC-DC adapters," in *Proc. IECON 2017*, pp. 546-553, 2017.
- [5] L. Xue and J. Zhang, "Highly-efficient secondary resonant active clamp flyback converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 65, No. 2, Feb. 2018.
- [6] L. Xue and J. Zhang, "Active clamp flyback using GaN power IC for power adapter applications," in *Proc. 2017 IEEE Applied Power Electronics Conf. Exp.*, Tampa, FL, 2017, pp. 2441-2448, 2017.
- [7] L. Xue and J. Zhang, "Design considerations of highly-efficient active clamp flyback converter using GaN power ICs," in *Proc. APEC 2018*, pp. 777-782, 2018.
- [8] Z. Yajing, T. Q. Zheng, and L. Yan, "Loss analysis and soft-switching characteristics of flyback-forward high gain DC/DC converter with GaN-FET," *Power Electronics Conference (IPEC- Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), 2014 International*, pp. 2899-2903, May 2014.
- [9] C. W. T. Mcllyman, *Transformer and inductor design handbook*, Marcel Dekker, 2004.



### 이창민(李昌民)

1991년 10월 1일생. 2014년 국민대 전자정보통신대학 전자공학부 졸업. 2017년~현재 동 대학원 전자공학부 졸업(석사). 2019년~현재 ㈜MDM 서울디자인센터 PCB설계팀 선임연구원.



### 구현수(具玄秀)

1989년 2월 1일생. 2013년 국민대 전자정보통신대학 전자공학부 졸업. 2015년 동 대학원 전자공학부 졸업(석사). 2019년 동 대학원 전자공학부 졸업(공박). 2019년~현재 현대모비스 전력설계변환팀 연구원.





**지상근(地常根)**

1981년 10월 5일생. 2007년 국민대 전자공학부 졸업. 2009년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2012년 동 대학원 전자공학과 졸업(공학박). 2012년~2015년 삼성전기 CDS(事) 파워개발팀 책임연구원. 2015년~현재 (주)솔루엠 파워개발팀 책임연구원.



**강정일(姜正一)**

1973년 9월 1일생. 1995년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학박). 2002년~2017년 삼성전자 영상디스플레이 사업부 개발팀 연구원. 2017년~현재 동 사업부 개발팀 Master.



**유동균(柳東均)**

1973년 1월 2일생. 2002년 성균관대학교 전기전자컴퓨터공학부 졸업(석사). 2015년 동 대학원 전기전자컴퓨터공학부 졸업(공학박). 2002년~2015년 삼성전기 CDS(事) 파워개발팀 수석연구원. 2015년~현재 (주)솔루엠

파워개발팀 개발팀장.



**한상규(韓翔圭)**

1973년 12월 14일생. 1999년 부산대 전기공학과 졸업. 2001년 한국과학기술원 전자전산학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학박). 2005년 한국과학기술원 정보전자연구소 박사후연구원. 2005년~현재 국민대 전자공학부 교수.