

# 연속전류모드에서 기생손실들을 고려한 고정주파수 LCL형 컨버터 해석

## Analysis of the Fixed Frequency LCL-type Converter at Continuous Current Mode Including Parasitic Losses

박 상 은\* · 차 한 주<sup>†</sup>  
 (Sangeun Park · Hanju Cha)

**Abstract** - This paper analyzes an LCL-type isolated dc-dc converter operating for constant output voltage in the continuous conduction mode(CCM) with resistances of parasitic losses - static drain-source on resistance of power switch, ESR of resonant network(L-C-L)-using a high loaded quality factor Q assumptions and fourier series techniques. Simple analytical expressions for performance characteristics are derived under steady-state conditions for designing and understanding the behavior of the proposed converter. The voltage-driven rectifier is analyzed, taking into account the diode threshold voltage and the diode forward resistance.

Experimental results measured for a proposed converter at low input voltage and various load resistances show agreement to the theoretical performance predicted by the analysis within maximum 4% error. Especially in the case of low output voltages and large loads, It is been observed that introduction of both rectifier and the parasitic components of converter had considerable effect on the performance.

**Key Words** : LCL, Quality factor(Q), Performance, ESR, Rectifier, Parasitic components

### 1. 서 론

공진형 인버터를 적용하는 파워 컨버터의 사용은 다양한 산업 분야에서 사용되고 있다. 이들은 경량이고, 주파수에서 운영이 가능하며, 높은 효율을 가지게 된다. 또한, 빠른응답으로 소프트 스위칭이 가능하여 컨버터에 적용되는 스위치는 영전압 스위칭(zero voltage switching, ZVS)과 영전류 스위칭(zero current switching, ZCS)이 가능하다. 이러한 컨버터는 전자기적 간섭(Electromagnetic Interference, EMI)을 저감시킬 수 있는 장점을 더불어 가지고 있다. 일반적인 공진형 컨버터는 공진네트워크의 구성에 따라 직렬 공진형, 병렬 공진형, 및 직/병렬 혼합 공진형으로 구분된다[1][4].

본 논문에서는 부하변동에 관계없이 일정한 출력전압을 나타내는 풀-브리지 LCL형 공진형 컨버터를 그림 1과 같이 제안하였다. 여기서는 일정한 출력전압형인 LCL형 컨버터를 분석하기 위해서, 우선적으로 컨버터에 사용된 파워 스위치 저항, 공진네트워크의 ESR 및 절연형 변압기를 포함한 정류기의 실질적 모델을 수립하고, 이를 바탕으로 한 LCL형 dc/dc 컨버터에 대해 낮은 입력전압과 다양한 출력부하 조건에서 시뮬레이션을 통한 기생파

라미터들의 영향에 대한 특성을 확인한 후, 그 결과를 검증하기 위한 실험을 수행하였다.

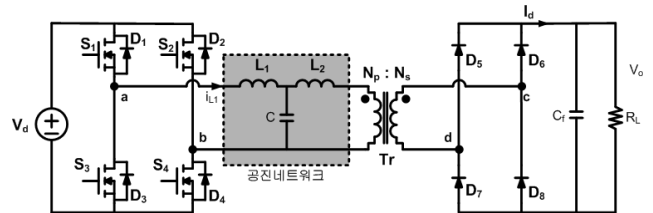


그림 1 LCL형 전압형 컨버터 회로

Fig. 1 Circuit schematic of LCL-type voltage converter

논문의 구성은 다음과 같이 이루어진다. 2장에서는 제안된 컨버터가 일정한 출력전압을 내도록 고정주파수에서 50%의 듀티비로 제어되는 이상적인 LCL형 컨버터에 대한 동작원리를 간략하게 소개한다. 3장에서는 ac 접근법을 사용하여 컨버터의 입력/출력 특성에 대한 해를 구하여 주파수에 따른 컨버터의 이득특성을 확인하였다. 또한, 공진네트워크의 임피던스 해석을 통한 주파수 특성 분석, ESR를 포함한 공진 네트워크(L-C-L) 해석, 및 연속전류형태로 공급되는 부하일 경우에 있어서의 정류기 모델을 통한 특성을 분석하였다. 4장에서는 낮은 입력전압과 다양한 부하 조건에서, 앞서 이론적 분석을 검증하기 위한 실험결과를 기술하고, 마지막으로 5장에서 결론을 언급하였다.

<sup>†</sup> Corresponding Author: Dept. of Electrical Engineering, Chung-nam Nat'l University, Korea.  
 E-mail: hjcha@cnu.ac.kr

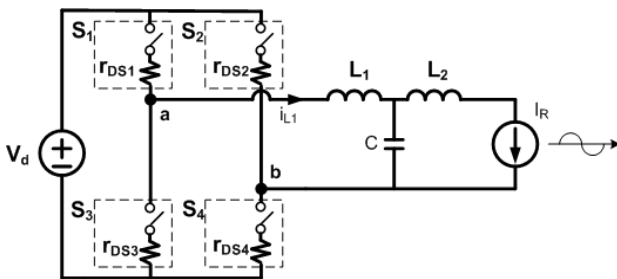
\* Agency for defense development, Korea.

Received: January. 14, 2016; Accepted : April. 7, 2016

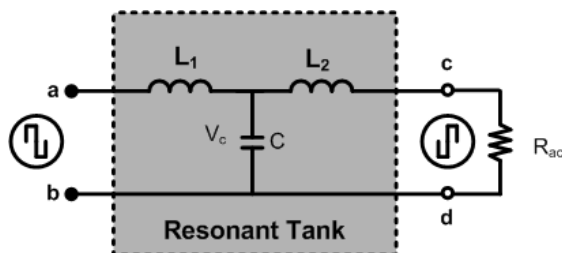
## 2. 컨버터의 동작원리와 모델링

이 장에서는 제안된 컨버터의 동작원리를 간략히 언급한다. 제안된 컨버터 회로는 풀-브리지 인버터, 브리지 정류기, LCL 공진 네트워크, 고주파수 변압기로 구성된다. 인버터는 4개의 양방향 2-상한 스위치  $S_1 \sim S_4$ 로 트랜지스터와 역병렬 다이오드(일반적으로 유도성 부하에서 전계효과 트랜지스터(MOSFET)로 구성되며, 양방향으로 전류가 도통되도록 한다. 스위치( $S_1, S_4$ )와 스위치( $S_2, S_3$ )는 50%의 듀티 사이클을 가지고  $f = \omega/2\pi$ 의 스위칭 주파수에서 번갈아가며 턴-온, 턴-오프하게 된다. L-C-L 공진회로는 인버터에서 제공되는 사각파  $V_{ab}$ 를 그대로 사각파로  $V_{cd}$ 에 전달되도록 한다.

만약 선택도( $Q$ )가 크다고 가정하면, 그림1의 변압기와 정류기를 포함한 부하는 사인파 전류로 그림2(a)처럼 대체가능하다. 인버터의 출력전압( $V_{ab}$ )과 공진네트워크의 출력전압( $V_{cd}$ )은 항상 180도 위상 차이를 가지는 사각파를 보이고,  $Q$ 이 충분히 크다면(즉,  $Q \geq 2.5$ ), 출력 측의 인덕터( $L_2$ )에 흐르는 전류는 연속적이며 사인파에 근접한다. 이러한 경우에, 정류기의 입력파위는 오로지 기본과 성분으로 이루어지고, 입력전압의 사각파 전압의 기본과 성분은 정류기의 입력전류와 동상이다. 그 결과로 정류기는 입력저항  $R_{ac}$ 로 그림 2(b)처럼 대체가능하다. dc 전압  $V_d$ 와 파워 스위치( $S_1 \sim S_4$ )는 high 레벨,  $V_d$ 와 low 레벨  $-V_d$ 를 지닌 사각파 전압원으로 교체 가능하다. 이렇게 컨버터의 등가회로는 그림2(b)와 같이 나타낼 수 있다. 파워스위치는 그림2(a)와 같이 내부저항  $r_{DS}$ 지닌 형태로 모델링하였다[2] [8].



(a) 파워 스위치의 온-저항 모델링



(b) Rac 부하 저항 모델링

그림 2 제안된 컨버터의 등가회로

Fig. 2 The equivalent circuit of the proposed converter

컨버터의 동작원리는 스위칭 주파수가  $f_s = \sqrt{2}f_o$  (즉, 인덕터  $L_1, L_2$ 의 인덕턴스 값이 동일)인 경우에 컨버터에 회로에 나타나는 전압, 전류로 그림 3에서처럼 보여지게 된다. 여기서, 공진주파수는  $f_o = 1/(2\pi\sqrt{L_1 C})$ , 인덕터  $L_2$  흐르는 전류는 사인파이고 컨버터는 연속 도통모드에서 동작하게 된다. 인버터 출력전압  $V_{ab}$ 는 출력전류  $i_{L1}$ 보다  $\Phi$ 만큼 앞서고, 공진네트워크를 통해 동일한 전압이  $V_{cd}$ 에 전달된다.  $Q$ 이 클 경우 정류기 입력전압,  $V_{cd}$ 는 사각파이고 입력전류는 사인파를 공급하게 된다.  $V_{cd}$ 의 순간적인 전압이 양(+)일 때, 다이오드  $D_6, D_7$ 는 온 되고,  $D_5, D_8$ 는 오프 된다.  $D_6, D_7$ 의 양단 전압은 거의 0에 가깝고,  $D_2, D_3$ 의 양단 전압은  $V_{D5-D8} \approx -V_d$ .  $V_{cd}$ 의 순간적인 전압이 음(-)일 때, 다이오드  $D_6, D_7$ 는 오프 되고,  $D_5, D_8$ 는 온 된다.  $D_5, D_8$ 의 양단 전압은 거의 0에 가깝고,  $D_6, D_7$ 의 양단 전압은  $V_{D6-D7} \approx V_d$ , 출력전류는 피크값  $I_{dm}/n$ 과  $-I_{dm}/n$ 를 갖는 사인파이다. 여기서  $n$ 은 변압기 턴수비를 나타낸다.

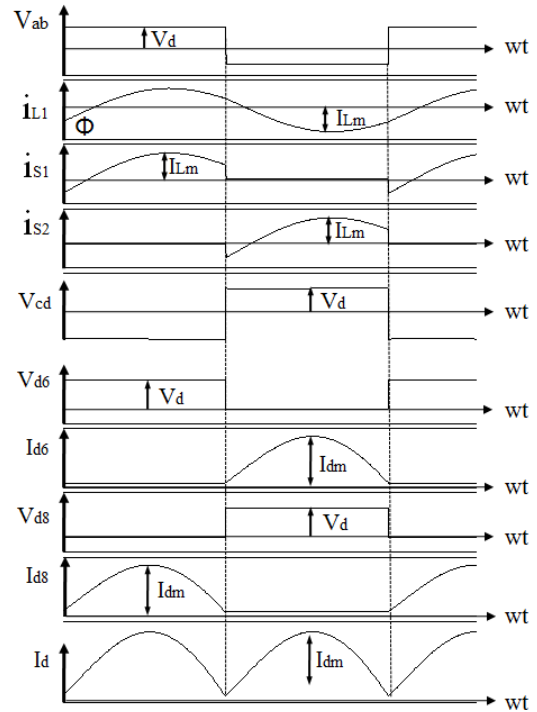


그림 3 일정출력 전압형 컨버터의 노드별 파형

Fig. 3 Waveforms in LCL-type dc/dc converter for constant output voltage

그림 3은 한 주기 동안 동작하는 전압형 컨버터의 노드별 전압 및 전류를 파형을 각각 보여준다.  $V_{ab}$ 는 인버터 출력전압,  $i_{L1}$ 은 인덕터  $L_1$ 에 흐르는 전류, 스위치  $S_1$  과  $S_2$ 에 흐르는 전류는  $i_{s1}$  과  $i_{s2}$ ,  $V_{cd}$ 는 공진네트워크의 출력전압,  $V_{d6}, V_{d8}, i_{d6}, i_{d8}$ ,는 정류기 입력전압  $V_{cd}$ 에 따른 다이오드  $D_6$ 과  $D_8$ 에 흐르는 전압과 전류 파형이다. 여기서  $V_d$ 는 직류 입력 전압,  $I_{dm}$ 은 정류기 출력전

류의 최대값을 각각 나타낸다. 인급된  $V_{ab}$ 와  $V_{cd}$ 는 크기가 같고, 위상은  $180^\circ$ 의 차이가 있고, 인버터 출력전압  $V_{ab}$ 는 인덕터 전류  $i_{L1}$ 를  $\Phi$ 만큼 앞서게 됨을 알 수 있다.

### 3. 컨버터 해석

이 장에서는 제안된 컨버터에 대한 ac 접근법 해석을 수행하기 위해서 사용되는 가정들은 3.1절에서 정의하였다[3]. 3.2절에서는 LCL 공진네트워크 포함한 전압 전달함수를 이끌어냈으며, 3.3절에서는 공진네트워크에 대한 임피던스 해석 및 ESR성분을 포함한 영향을 인급하고, 연속전류모드를 공급하는 정류기 모델을 통한 분석을 수행하였다.

#### 3.1 가정

그림 1의 인버터 회로 해석을 위해서 다음과 같이 가정한다.

첫째, 스위치, 다이오드, 컨버터에 사용된 공진성분  $L_1$ , C,  $L_2$  값은 이상적이다.

둘째, 스위칭 손실은 무시한다.

셋째, 출력 캐패시터  $C_f$ 는 출력 전압 리플을 없애기 위해서 충분히 크다.

넷째, 동작하는 컨버터는 정상상태에 동작한다.

마지막으로, 공진회로의 선택도 Q는 인버터의 출력 전류가 사인파가 되도록 충분히 크다.

라고 가정하여 컨버터 해석을 수행하였다.

#### 3.2 인버터의 전압 전달함수

그림 2를 참조하여, 공진네트워크의 입력전압  $V_{ab}$ 는 식 (1)과 같이  $V_d$  크기의 사각파형으로 표현된다.

$$V_a - V_b = \begin{cases} V_d, & \text{for } 0 < ut \leq \pi \\ -V_d, & \text{for } \pi < ut \leq 2\pi. \end{cases} \quad (1)$$

이 사각파의 기본파 성분은  $V_{ab1} = V_m \sin ut$  이고,

$$V_m = \frac{4}{\pi} V_d \quad (2)$$

$V_{ab1}$ 의 실효값  $V_s = V_m / \sqrt{2} = 2\sqrt{2} V_d / \pi$ 이다. 이는 공진회로 입력에서, 직류입력 전압  $V_d$ 로부터 기본파성분에 대한 전압함수를 식 (3)과 같이 나타낸다.

$$M_{f1} \equiv \frac{V_s}{V_d} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \quad (3)$$

그림 2(b)로부터, 공진회로의 전압전달 함수는[5]

$$M_{f2} \equiv \frac{V_{cd}}{V_{ab}} = \frac{1}{(1 - \frac{X_{L1}}{X_C}) + j[\frac{X_{L1}}{R_{ac}} + \frac{X_{L2}}{R_{ac}} - \frac{X_{L2}X_{L1}}{X_C R_{ac}}]} \quad (4)$$

$$= \frac{1}{(1 - w_n^2) + j\frac{\pi^2}{8} Q[(1 + \alpha)w_n - \alpha w_n^3]}$$

여기서,  $V_{ab}$ 는  $V_s$ 이고,  $\alpha (= L_2/L_1)$ 는 인덕턴스 비를 나타낸다. 식 (4)에 대한 크기와 위상은 식 (5)~식 (6)과 같다.

$$|M_{f2}| = \frac{1}{\sqrt{[1 - w_n^2]^2 + \frac{\pi^4}{64} Q^2 [(1 + \alpha)w_n - \alpha w_n^3]^2}} \quad (5)$$

$$\rho = -\arctan\left[\frac{\frac{\pi^2}{8} Q[(1 + \alpha)w_n - \alpha w_n^3]}{1 - w_n^2}\right] \quad (6)$$

공진주파수에서의 각주파수  $w_o$ , 정규화된 주파수 비  $w_n$ , 부하 저항  $R_L$ 에 따른 선택도 Q, 두 인덕터의 인덕턴스 비  $\alpha (= L_2/L_1)$  및 부하 저항과 변압기를 포함한  $R_{ac}$ 를 고려하여, 다음과 같이  $w_o = 1/\sqrt{L_1 C}$ ,  $w_n = \omega/\omega_o$ ,  $Q = \omega_o L_1/R_L$ ,  $R_{ac} = 8R_L/\pi^2$  각각 정의한다. 특성임피던스는  $Z_o = w_o L_1 = 1/w_o C = \sqrt{L_1/C}$  이고,  $Q = 1/w_o C R_L = w_o L_1/R_L = Z_o/R_L$ 와 같다.  $V_{cd}$ 는  $R_{ac}$  양단 전압의 실효값이다.

그림 4는 식 (5)의 전달함수에 대한 3차원 표현이다. 식 (5)로부터,  $w_n = 1$ 에서  $|M_{f2}| = 8/(\pi^2 Q)$ 이고,

$$|M_{f2}| \rightarrow \frac{1}{|1 - w_n^2|}, \quad Q \rightarrow 0 \quad (7)$$

출력이 단락된 회로에서,  $w_n$ 이 0부터 1로 증가할 때,  $|M_{f2}|$ 는 1부터  $\infty$ 로 증가하고,  $w_n$ 이 1부터  $\infty$ 로 증가할 때,  $|M_{f2}|$ 는  $\infty$ 부터 0로 감소한다.

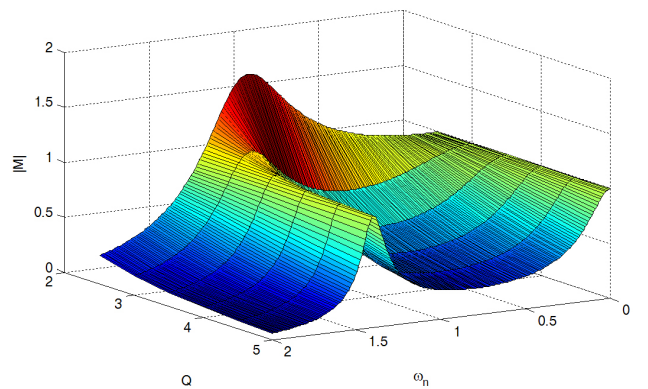


그림 4 공진회로의 전달함수의 3차원 그림

Fig. 4 Three-dimensional representation of transfer function of resonant circuit

인버터의 전압 전달함수의 크기는 식 (3)과 식 (5)를 통해 다음과 같이 구해진다.

$$|M_f| \equiv \frac{V_{R_{uc}}}{V_d} = M_{f1}|M_{f2}| \quad (8)$$

$$= \frac{2\sqrt{2}}{\pi \sqrt{[1-w_n^2]^2 + [\frac{\pi^2}{8} Q\{(1+\alpha)w_n - \alpha w_n^3\}]^2}}$$

$|M_f|$ 의 범위는 0부터  $\infty$ 이다.

### 3.3 공진네트워크의 에너지 파라미터

#### 3.3.1 임피던스 해석

그림 1에서 공진네트워크인 LCL의 입력 임피던스는 그림 5와 같이 보여주며, 입력임피던스( $Z_i$ )와 출력임피던스( $Z_o$ )에 따른 컨버터 해석을 수행하였다. 그 결과 식 (9)~식 (12)와 같다. 식 (9)는 부하가 단락된(shorted) 상태의 입력 임피던스, 식 (10)은 부하가 무부하(open) 상태의 입력 임피던스, 식 (11)은 입력회로가 단락된 상태의 출력 임피던스, 식 (12)는 입력회로가 개방된 상태의 출력 임피던스를 각각 나타낸다.

공진 네트워크의 성분들이 이상적이라면, 입력 임피던스,  $Z_i$ ,는 부하저항  $R_{uc}$ 의 함수로 나타낼 수 있으며, 이는 Middlebrook's Extra Element 이론, 즉, 식 (13)을 적용하면, 식 (14)와 같다[9]. 적용된 입력 임피던스에 대한 부하저항  $R_{uc}$ 은 변압기, 정류기, 용량성 필터를 포함하고, 출력 임피던스의 경우에는 브리지 스위치를 포함한 부하를 각각 나타낸다[9].

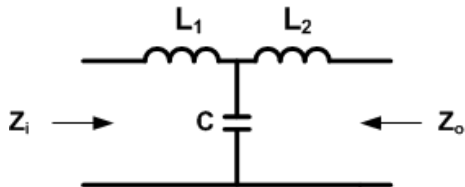


그림 5 LCL형 공진 네트워크

Fig. 5 LCL-type resonant network

$$Z_{io} = \frac{s^3 L_1 L_2 C + s(L_1 + L_2)}{s^2 L_2 C + 1} \quad (9)$$

$$Z_{i\infty} = \frac{s^2 L_1 C + 1}{sC} \quad (10)$$

$$Z_{o0} = \frac{s^3 L_1 L_2 C + s(L_1 + L_2)}{s^2 L_1 C + 1} \quad (11)$$

$$Z_{o\infty} = \frac{s^2 L_2 C + 1}{sC} \quad (12)$$

$$Z_i(s) = Z_{i0}(s) \frac{(1 + \frac{R}{Z_{o0}(s)})}{(1 + \frac{R}{Z_{o\infty}(s)})} = Z_{i\infty}(s) \frac{(1 + \frac{Z_{o0}(s)}{R})}{(1 + \frac{Z_{o\infty}(s)}{R})} \quad (13)$$

$$Z_i(s) = \frac{s^3 L_1 L_2 C + s^2 L_1 C R + s(L_1 + L_2) + R}{s^2 L_2 C + s C R + 1} \quad (14)$$

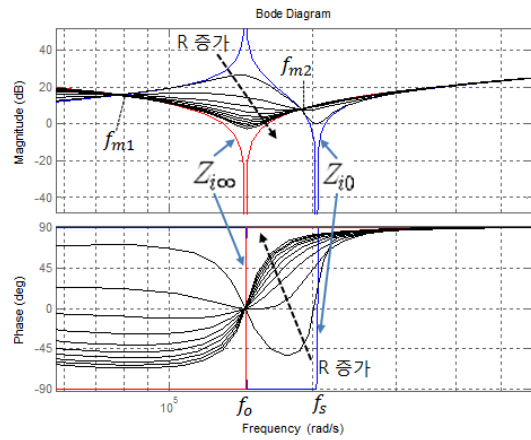


그림 6 부하변동에 따른 공진 네트워크 임피던스의 크기와 위상  
Fig. 6 Magnitude and phasor of resonant network impedance under various loads

그림 6은 식 (9)~(14) 의해서 구해진 공진 네트워크 임피던스에 대한 분석을 수행한 결과로, 부하변동에 따른 공진 네트워크의 입력 임피던스의 크기와 위상을 각각 보여준다.

부하 변동에 따른 임피던스의 크기는 주파수  $f_{m1}$ ,  $f_{m2}$ 에서 서로 교차하는 지점, 공진주파수  $f_o$ , 및 본 논문을 통해 설계된 운용주파수  $f_g$  존재하게 된다. 임피던스에 따른 주파수 구간별 특성은 다음과 같다. 만약 컨버터의 스위칭 주파수가  $f \leq f_{m1}$  선택되면, 입력 임피던스는  $\|Z_{i\infty}\| \geq \|Z_{i0}\|$ 이다. 무부하 스위치 전류의 크기는 단락된 스위치 전류보다 작다. 이로써 단락된 스위치 전류는 인덕터 임피던스에 의해서 제한되고, 반면에 무부하인 경우에 있어서 스위치 전류는 캐패시터에 의해서 결정된다.

스위칭 주파수가  $f_{m1} \leq f \leq f_o$ 에서 선택되면, 입력 임피던스 크기는  $\|Z_{i\infty}\| \leq \|Z_{i0}\|$ 가 된다. 이로써 무부하 스위치의 전류 크기가 단락된 스위치 전류보다 크다. 부하 전류가 작아짐에 따라, 스위치 전류가 커지고, 높은 도통 손실을 발생시킨다. 이 부분에서는 부하가 작을수록 효율이 좋지 않다. 특히, 스위칭 주파수를 공진주파수와 동일하게 선택할 경우,  $f = f_o$ 는 스위치의 전압과 전류 위상이 동상이며 컨버터는 모든 부하 영역에서 일정한 전류로 제한되는 특성을 가지게 된다[6~7].

컨버터의 스위칭 주파수가  $f_o \leq f \leq f_{m2}$ 에서 선택되면, 입력 임피던스 크기는  $\|Z_{i\infty}\| \leq \|Z_{i0}\|$ 가 된다. 단락된 회로 전류는  $\|Z_{i0}\|$ 에 의해서 결정되고, 반면에 무부하인 경우에 있어서는  $\|Z_{i\infty}\|$ 에 의해서 결정된다. 이 부분에서는 입력 임피던스의 위상이 부하 변동에 따라 부하가 바뀌는 경계 부하가 존재함을 알 수 있다.  $f_s \geq f_{m2}$ 일 경우, 임피던스 크기는  $\|Z_{i\infty}\| \geq \|Z_{i0}\|$ 이다. 이 부분에서는 부하에 상관없이 일정한 출력 이득을 가지게 되는 특수한 주파수가 존재하고, 입력 임피던스의 위상 특성이 모든 부하 영역에서 전압이 전류보다 앞서는 유도성 부하 특성을

가지게 됨을 직관적으로 확인할 수 있다[8].

### 3.3.2 소스 변환 및 테브난-노튼 등가회로

여기서는 공진네트워크를 이루는 공진성분의 고려한 실질적인 파라미터 분석을 수행하였다. 공진성분인 인덕터와 캐패시터의 ESR을 고려하였다. 즉, 그림 7과 같이, 공진네트워크를 포함한 전원소스로 정의하여 부하  $R_{ac}$ 에서 전원을 공급하는 것으로 가정하였다. 여기서,  $r_a, r_c, r_b$ 는 공진성분인  $L_1, C$  및  $L_2$ 의 ESR을 각각 나타낸다.

그림 7에서 전압  $V_{ab}$ 와 직렬임피던스  $r_a + jX_L$ 의 조합을 전류원과 병렬 임피던스  $r_a + jX_L$ 로 그림8과 같이 교체한다. 소스 전류( $I$ )는  $I = V_{ab} / (r_a + jX_L)$ 이다. 다음은 그림8에서 병렬로 구성된 임피던스를 하나의 임피던스( $Z$ )로 결합한다.

$$Z = \frac{(r_a + jX_L)(r_c - jX_C)}{r_a + r_c + jX_L - jX_C} \quad (15)$$

이렇게 구성된 회로는 그림 9와 같이 직렬임피던스와 전압원으로 변환하게 된다. 여기서 전압원은  $V_{th} = Z \cdot I$  표현되고, 그림 10과 같이 직렬 형태로 간략화 한다. 즉, 인버터 출력단자 a, b에서 테브난/노튼 등가회로를 이용하여 공진성분인  $L_1, C$  및  $L_2$ 의 ESR를 포함하여 2번의 전원 소스 변환을 통해, 그림 10과 같은 회로로 간략화 할 수 있다.

그림 8의 병렬 임피던스가 그림 9의 직렬 임피던스( $r_z + C_s$ )와 같은 형태를 만족하기 위해서는 식 (16)과 같은 조건을 만족하여야 한다. 이는 공진주파수 보다 큰 영역에서만 만족하게 되고, 그렇지 않을 경우에는 캐패시터( $C_s$ ) 성분은 존재하지 않게 된다. 또한, 공진성분이 이상적일 경우와 같은 ESR성분이 존재하지 않거나  $L_1$ 의  $r_a$ ,  $C$ 의  $r_c$ 가 동일할 경우에는 공진주파수 보다 큰 범위를 만족해야 한다. 이 또한 식 (16)을 통해 확인 할 수 있다.

$$f > \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 - r_a^2 C^2}{L_1 C (L_1 - r_c^2 C)}} \quad (16)$$

그림 9, 그림 10을 통해 모든 전류는 캐패시터를 통과하며 인덕터에 흘러 부하에 공급되어 소비하게 된다.  $I_s$ 는 직렬회로에 흐르는 전류  $i$ 의 실효값이고,  $r_z$ 는  $r_a, r_c$ 와  $L_1, C$ 의 병렬조합에 의해서 나타나는 저항이다.  $r_z$ 는 그림 2(a)에서 모델링된 파워스위치의 저항을 성분을 포함할 수 있다. 결국, 그림 10의 저항  $r_s$ 는 식 (15)와  $r_b$ 의 합으로, 공진성분인 모든 ESR성분과 파워스위치 저항의 기생성분을 나타내는 하나의 직렬저항이다. 이러한 간략화된 회로를 이용하여 공진성분을 포함한 인버터 효율 전압강하를 다음과 같이 예측할 수 있다[8~9]. 부하  $R_{ac}$ 에 소비되는 출력 소비전력은 식(17)과 같다.

$$P_o = \frac{R_{ac} I_m^2}{2} = R_{ac} I_s^2 \quad (17)$$

또한, ESR에 의해 도통되는 손실은 그림 10에서 저항  $r_s$ 에 흐르는 전류에 의해 발생하며, 식 (18)과 같다.

$$P_{rs} = \frac{r_s I_m^2}{2} = r_s I_s^2 \quad (18)$$

효율은 식(19)와 같이 표현된다.

$$\eta_I \equiv \frac{P_o}{P_I} = \frac{P_o}{P_o + P_{rs}} = \frac{R_{ac}}{R_{ac} + r_s} = 1 - \frac{r_s}{R_{ac} + r_s} \quad (19)$$

저항  $r_s$ 에 의한 전압 강하는 식(20)과 같다.

$$V_{rs} = r_s I_s \quad (20)$$

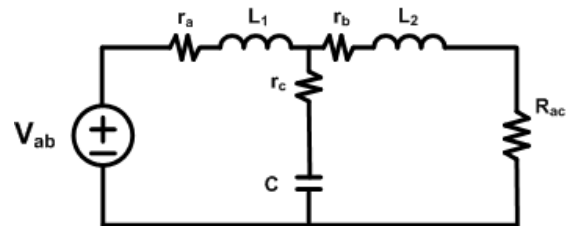


그림 7 그림1에서 ESR 포함한 회로  
Fig. 7 The circuit for Fig.1 including ESR

그림 11은 LCL네트워크를 지닌 컨버터와 LC형태의 직렬형 컨버터에 대한 전압 전달함수를 비교한 결과로 LCL형의 경우에 있어 Q값이 커짐에 따라서 직렬형 곡선과 유사한 파형을 보임을 알 수 있다.

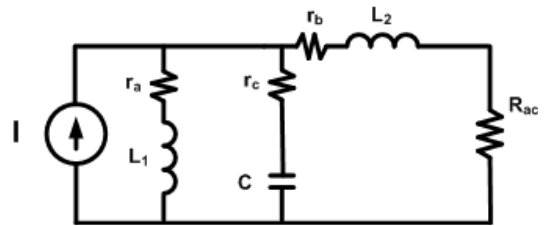


그림 8 그림7를 간략화하기위한 1단계 회로  
Fig. 8 The first step in reducing the circuit shown in Fig. 7

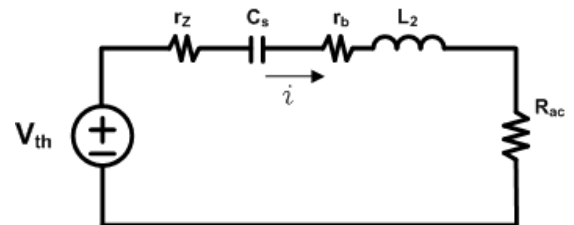


그림 9 그림 7를 간략화하기위한 2단계 회로  
Fig. 9 The second step in reducing the circuit shown in Fig. 7

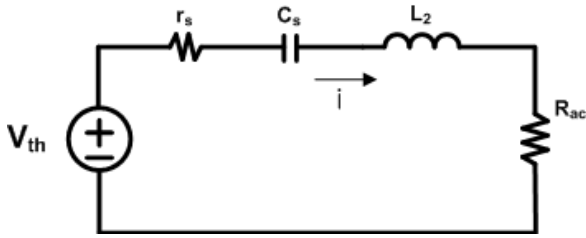


그림 10 소스변환에 의한 그림7를 간략화한 회로  
 Fig. 10 A simplification of Fig.7 by source transformations.

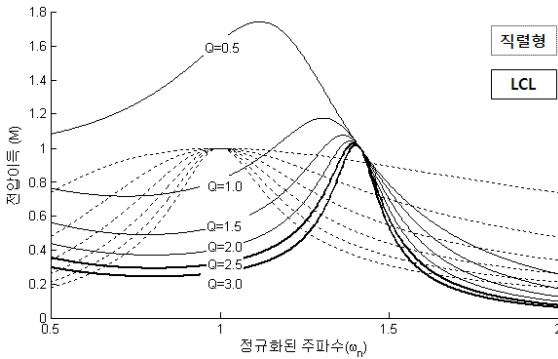


그림 11 LCL과 직렬공진형 컨버터의 전압 전달함수의 비교  
 Fig. 11 A comparison of voltage transfer function between LCL and series resonant converter

차이점은 직렬형의 경우에는 최대값이 공진주파수에 존재하는 반면에 LCL의 경우에 있어서는  $\sqrt{2}$ (두개의 인덕터의 인덕턴스 비가 동일할 경우) 만큼 오른쪽이 이동하게 된다. 또한, Q가 커짐에 따라서 공급되는 전류는 연속전류모드 형태로 동작하게 되며 그 값은 2.5 정도부터 시작하게 된다. 이는 다음에서 정류기 해석을 위해서 활용하게 된다.

### 3.4 브리지 정류기 해석

#### 3.4.1 가정

그림 2와 같은 전압 구동형 정류기의 해석은 다음과 같은 조건에서 수행된다[8~10].

- 1) 온 상태의 다이오드는 일정 전압원  $V_F$ 와 온-저항  $R_F$ 의 직렬 연결로 모델링한다. 여기서,  $V_F$ 는 다이오드 역치전압(threshold voltage)을 나타내고  $R_F$ 는 다이오드 순방향 저항을 나타낸다.
- 2) 오프 상태의 다이오드는 오픈 스위치로 모델링한다.
- 3) 정류기는 사각파형의 전압으로 구동되고, 기본파 성분만 고려하여 해석한다. 입력전압의 크기는  $V_F$ 보다 상당히 크다.
- 4) 변압기는 턴수비만 존재하는 이상적이다.
- 5) 필터 캐패시터  $C_f$ 는 출력전류에 흐르는 ac 전류 리플을 무시할 정도로 크다.

#### 3.4.2 해석

브리지 정류기의 회로와 모델은 그림12와 같다.  $V_{cd} > 0$ 일 때,  $D_6, D_7$ 는 온이고,  $D_5, D_8$ 는 오프이다. 반면에,  $V_{cd} < 0$ 때  $D_5, D_8$ 는 온이고,  $D_6, D_7$ 오프이다. 출력 파워  $P_o$ , 다이오드 도통손실  $P_D$ , 입력 파워  $P_i$ 는 다음과 같다.

부하에 흡수되는 출력파워는

$$P_o = I_o^2 R_L \tag{21}$$

다이오드에 흐르는 전류의 평균값은

$$I_{D(av)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_D d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{I_o}{2} \tag{22}$$

여기서,  $I_{Dm} = I_o \pi / 2$ 을 만족한다.

$V_F$ 에 의해서 손실되는 파워는

$$P_V = V_F I_{D(av)} = \frac{1}{2\pi} V_F I_o \tag{23}$$

다이오드 전류의 실효값은

$$I_{Drms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_D^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)} = \frac{\pi I_o}{4} \tag{24}$$

$R_F$ 에 의해서 손실되는 파워는

$$P_R = R_F I_{Drms}^2 = \frac{\pi^2}{16} I_o^2 R_F \tag{25}$$

다이오드 한 개에 흐르는 총 손실은

$$P_D = P_V + P_R = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} I_o V_F + \frac{1}{2} I_o^2 R_F \tag{26}$$

$$= \frac{1}{2} I_o^2 R_L \left( \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{V_F}{V_o} + \frac{R_F}{R_L} \right) = \frac{1}{2} P_o \left( \frac{V_F}{V_o} + \frac{\pi^2 R_F}{8 R_L} \right)$$

여기서,  $I_o = V_o / R_L$

출력파워  $P_o$ , 다이오드 도통 파워  $P_D$ , 입력 파워  $P_i$ 는 식

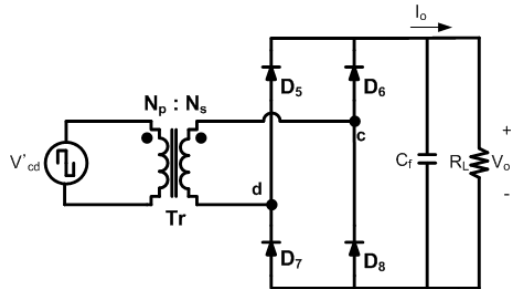
$$P_i = P_o + 4P_D$$

효율은

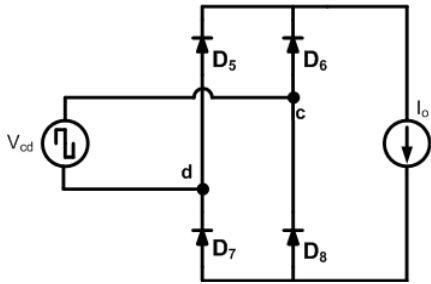
$$\eta_R \equiv \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_o}{P_o + 4P_D} = \frac{1}{1 + 2 \left( \frac{V_F}{V_o} + \frac{\pi^2 R_F}{8 R_L} \right)} \tag{27}$$

다이오드에 의한 전압 강하는 식(28)과 같다.

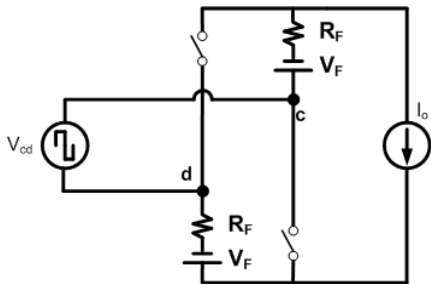
$$V_{td} = 2(V_F + I_o R_F) \tag{28}$$



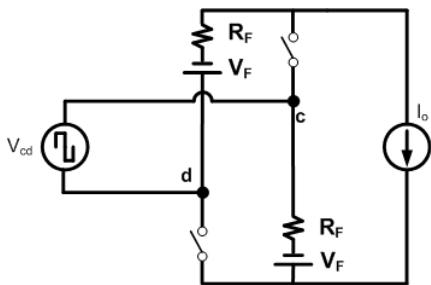
(a) 회로



(b) 모델



(c) D<sub>6</sub>, D<sub>7</sub> 가 온일 때 모델



(d) (c) D<sub>5</sub>, D<sub>8</sub> 가 온일 때 모델

그림 12 정류기 (a) 회로. (b) 모델. (c) D<sub>6</sub>과 D<sub>7</sub>가 온 이고, D<sub>5</sub> 과 D<sub>8</sub> 가 오프일 때 모델. (d) D<sub>5</sub>과 D<sub>8</sub> 온 이고, D<sub>6</sub>과 D<sub>7</sub>가 오프일 때 모델.

Fig. 12 Bridge rectifier. (a) Circuit. (b) Model. (c) Model when D<sub>6</sub> and D<sub>7</sub> are on and D<sub>5</sub> and D<sub>8</sub> are off. (d) Model when D<sub>5</sub> and D<sub>8</sub> are on and D<sub>6</sub> and D<sub>7</sub> are off.

본 논문에서 제안된 회로에 대한 전체적인 전압강하와 효율은 공진성분을 포함한 인버터 해석(3.3.2절)와 정류기 해석(3.4.2절)의 합으로 표현된다.

전체적인 효율은 식(19)와 식(27)의 곱으로 식 (29)와 같다.

$$\eta = \eta_I \cdot \eta_R = \left(1 - \frac{r_s}{R_{ac} + r_s}\right) \left(\frac{1}{1 + 2\left(\frac{V_F}{V_o} + \frac{\pi^2 R_F}{8R_L}\right)}\right) \quad (29)$$

여기서,  $R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} R_L$

전체적인 전압강하( $V_{td}$ )는 식(20)와 식(28)의 합으로 식(30)과 같다.

$$V_{td} = V_{rs} + V_D = r_s I_s + 2(V_F + I_o R_F) \quad (30)$$

#### 4. 결과 및 분석

이 장에서는 앞에서 논의된 공진성분의 ESR성분과 변압기를 포함한 정류기에 대한 해석을 검증하기 위해 수행한 실험결과를 언급하였다. 실험조건은 입력 직류 전압을 30[V], 컨버터 용량 300[W], 공진성분인 두개의 인덕터( $L_1, L_2$ )의 인덕턴스 비는 동일 하며, 변압기 턴수비는 1로 설계하였다. 실험은 다양한 부하 조건에서 출력전압에 대한 실험을 수행하였다. <표 1>은 제안된 컨버터에서 정의된 파라미터에 대한 계측치, 설계/목표치를 보여준다 [10]. 컨버터에 적용된 파워스위치는 역병렬 다이오드를 지닌 STE250NS10이고, 정류기 역시 파워스위치에 위치한 다이오드를 활용하여 구성하였다.

제안된 컨버터에 대한 제어는 50%의 듀티비와 고정주파수로 동작하고, 다양한 부하에서 일정 출력전압을 공급하도록 하는 조건이다. 실험은 좀 더 정확한 스위칭 주파수를 획득하기 위해서 이론적 근거를 바탕으로 수차례의 시행착오를 거쳐 가장 근접한 운용주파수를 선정하였으며, ESR과 변압기를 포함한 정류기 영향을 분석을 위해서 위에서 분석하여 얻어진 이론값과 실험값을 비교 분석하였다.

표 1 제안된 컨버터의 설계 파라미터

Table 1 The designed parameters of proposed converter

파라미터	실험/계측치	설계/목표치
입력전압 (V)	30	30
출력전압 (V)	30 (목표치)	30
공진주파수(kHz)	22.649	17.686
운용주파수(kHz)	32.030	25.012
$L_1 (\mu H)$	32.87	30.79
$L_2 (\mu H)$	32.92	30.79
$C (\mu F)$	1.5	1.5
$N_s/N_p$	1.0	1.0

그림 13은 공진네트워크의 ESR, 변압기, 정류기 등 포함한 컨버터의 출력전압에 대한 실험 결과를 보여준다. 특히, 이 실험에서는 전압 특성을 확인하기 위해서 낮은 입력전압과 낮은 출력전압이 되도록 선정하였다. 식(29)을 검증하기 위해서 측정하고 계산된  $r_s$ 는 대략 59.6[mΩ], 파워스위치 저항(5.5[mΩ])과 다이오드의 전기적 특성은 STE250NS10 데이터 시트를 이용하였다. 이론적 계산을 위해서 사용된 STE250NS10의 데이터 시트의 소스-드레인 다이오드 순방향 전압강하에 정보는 25°C에서 수행한 실험 결과를 바탕으로 하였다. 출력전압은 인덕턴스 비( $\gamma$ )가 1보다 다소 크며, 부하가 작은 경우에 있어서는 계산값(이론치)보다 실험값이 다소 큼을 알 수 있으며, 부하가 커질수록 계산값(이론치)보다 실험값이 작아진다. 전압강하의 최대폭은 최저부하에서 대략 1.2[V] 와 최대부하에서 대략 0.5[V]의 오차를 가지게 된다. 이러한 오차는 컨버터를 제어하기 위한 스위칭 주파수 선정, 회로 성분을 구성하는 주변 파라미터 및 계측오차 등으로 예측되고, 출력전압에 매우 민감하게 영향을 준다. 또한, 일반적인 다이오드의  $V_F=0.5[V]$ ,  $R_F=25[m\Omega]$  및 부하  $R_L=3[\Omega]$ 일 경우의 효율은 식(29)에 의해서 대략 76[%]로 정도로 예측되며, 실제 실험값에 있어서도 작은 부하에 있어서는 저효율을 보이지만, 연속전류 모드로 동작하기 위한 부하 범위에서는 74~81%정도의 효율을 나타낸다. 전체적으로 실험결과는 이론적인 계산값과 실험값이 거의 유사한 결과를 보이고 있음을 확인할 수 있었다.

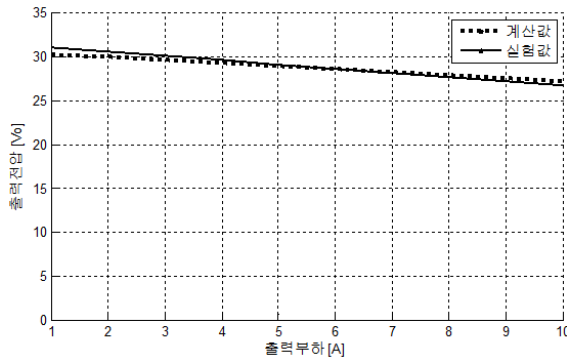


그림 13 기생성분을 고려한 출력 전압의 계산값과 실험값 비교 결과

Fig. 13 A comparison of calculated & measured output voltage including parasitic components

### 5. 결론

본 논문에서 제안된 풀-브릿지 형태의 LCL형 공진탱크를 지닌 컨버터에서 기생손실 성분인 파워스위치 온저항, 공진네트워크의 ESR성분의 영향을 포함한 컨버터에 대한 해석을 수행하였으며, 출력전류가 연속전류모드에서 동작하는 모드에서 변압기를 포함한 정류기의 영향을 분석하였다. 이 컨버터는 부하변동에 상관없이 일정 출력 전압을 보이도록 고정주파수에서 듀티비 50%로 제어하는 컨버터이다. 해석을 수행하는데 있어, 기존의 이상적인 소자들을 지닌 LCL형 컨버터의 경우에는 설계/제작에서 발생

할 수 있는 다양한 기생성분의 영향을 무시하고 수행하여, 입출력 특성은 공진탱크에 존재하는 인덕턴스의 비에 따라 출력전압이 나오게 된다. 하지만, 본 논문은 실제적인 인덕터와 캐패시터의 ESR성분, 파워스위치의 온 저항, 및 다이오드의 온-저항과 역치전압에 따라 컨버터의 출력전압과 효율에 미치는 영향을 해석하여 실험으로 검증하였다. 특히, 저전압이고 부하가 큰 경우에 기생성분 손실들은 훨씬 많은 영향을 받게 됨을 알 수 있다.

### References

- [1] A. K. S. Bhat, and M. M. Swamy, "Analysis and Design of a High-Frequency Parallel Resonant Converter Operating above Resonance," IEEE Applied Power Electronic Conf. Record, pp.182-189, Feb. 1988.
- [2] A. K. S. Bhat, and M. M. Swamy, "Analysis and Design of a Parallel Resonant Converter Including the effect of High-Frequency Transformer," IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol.37, no.4, p297-306, August 1990.
- [3] ROBERT L. STEIGERWALD "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 3, no. 2, pp. 174-p183, April 1988.
- [4] Stanislaw Jalbrzykowski, Antoni Bogdan, and Tadeuz, "A Dual full - Bridge Resonant Class-E Bidirectional DC-DC Converter," IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 58, no. 9, pp. 3879-3883, Sep. 2011.
- [5] Mangesh Borge, Sunil Tiwari, and Swarna Kotaiah, "Analysis and Design of LCL-T Resonant Converter as a Constant-Current Power Supply," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol .52, no. 6, pp. 1547-p1554, Dec. 2005.
- [6] M. Borge, S. Tiwar, and S Kotaiah, "Constant- current, constant-voltage half-bridge resonant power supply for capacitor charging", IEE Proc.-Electr: Power Appl., vol. 153, no. 9, pp. 343-p347, May. 2006.
- [7] M. Borge, S. K. V. Nagesh, M. S. Bhatia, and S Sunil Tiwari, "Design of LCL-T Resonant Converter Including the effect Transformer Winding Capacitance," IEEE Trans. on industrial electronics, vol. 56, no. 5, pp. 1420-p1427, May. 2009.
- [8] MARIAN K. KAZIMIERCZUK, WOJCIECH & SHAN WANG, "Analysis and Design of Parallel Resonant Converter at High  $Q_L$ ," IEEE Trans. on aerospace and electronic systems, vol. 28, no. 1, pp. 35-p50, January 1992.
- [9] Robert W.Erickson and Dragan Maksimovic, "Fundamental of Power Electronics", University of Colorado, 2nd Ed., 2000.
- [10] James W. Nilsson and Susan A. Riedel, "Electric Circuit 5th Edition", ISBN 0-201-55707-X, Addison- Wesley Publishing Company.



---

저 자 소 개



**박 상 은 (Sangeun Park)**

1999년 충남대 전기공학과 졸업. 2001년 충남대 전기공학과 졸업(석사). 2001년~현재 국방과학연구소 선임연구원



**차 한 주 (Hanju Cha)**

1988년 서울대 전기공학과 졸업. 1990년 포항공대 졸업(석사). 2004년 미국 Texas A&M University, College station(공박). 1990년~2001년 LG산전 연구소 책임연구원. 2005년~현재 충남대 전기공학과 교수.