

무효전류 제어기법에 의한 전원전압 보상형 컨버터의 구성에 관한 연구

論 文
48B-6-8

Reactive Current Control Method for Variable Source Voltage of AC-DC PWM Converter

金柄秀* · 李相勳** · 崔 哲** · 金喆禹***
(Byoung-Soo Kim · Sang-Hun Lee · Cheol Choi · Cheul-U Kim)

Abstract - In this paper a control method to compensate the fluctuation in source voltage by using reactive current is presented. When the source voltage is changed within $\pm 10\%$ range, the unit power factor is carried out. Otherwise, the converter is controlled by variable power factor. By using above control, the converter input voltage is maintained constantly. And then it was certified by simulation with the ACSL and several experiments.

Key Words : variable power factor, unity power factor

1. 서 론

전기에너지를 부하의 특성에 따라 필요한 형태로 변환하기 위한 전력변환 기술은 그 응용분야에 따라 매우 중요한 역할을 차지하고 있다. 따라서 전력변환기는 기본적으로 부하가 필요로 하는 전력을 능동적으로 제어할 수 있어야 하고 또한, 전력을 부하가 요구하는 형태로 변조할 수 있는 능력을 가지고 있어야 한다.

이러한 전력변환장치 중에서 교류에서 직류로 전력의 변환기능을 갖는 컨버터는 PWM기법을 이용하면 여러 가지 형태의 전력변환이 가능하므로 이에 관한 연구가 현재 산업계에서 주요한 대상이 되고있다. PWM 컨버터의 장점은 직류출력전압을 광범위하게 조정할 수 있고 2상한 또는 4상한 동작이 가능하며, 직류 출력전력과는 독립적으로 입력역률을 제어할 수 있다는 점이다. 그러므로, 최근에는 에너지 절감이라는 관점에서 입력을 고역률로 제어함으로써 무효성분을 억제하여 효율을 증대시키는 연구가 활발히 이루어져 왔다[1]~[4].

이러한 PWM 컨버터의 회로구성과 제어기법에 관한 일련의 연구들은 모두 입력전원전압이 항상 일정하다는 전제하에 이루어져 왔다. 그러나 실제 전력변환장치의 전원전압은 전원자체의 변동률과 병렬 운전되고 있는 다른 부하등의 영향으로 인해 변동할 수 있다. 따라서, 교류입력전압이 변동하면 컨버터단의 입력전압이 변동하게되어 안정된 전력변환기의 운전에 좋지 않은 영향을 미치게 된다.

본 연구에서는 입력무효전류를 제어하여, 교류입력전압이 변동하여도 컨버터의 입력전압이 변동하지 않도록 제

어하고자 한다. 하지만, 미세한 입력교류전압의 변동에도 무효전류를 제어한 가변역률 제어를 행한다는 것은 비효율적이므로 본 연구에서는 입력 교류전압의 $\pm 10\%$ 를 허용범위로 하고 가변역률 제어를 행한다. 따라서, 컨버터의 교류입력전압이 정격전압의 $\pm 10\%$ 이내로 변동할 때는 직류출력전압이 가변 되더라도 교류입력측 역률이 단위역률이 되나, 교류입력전압이 변동하여 그 크기가 설정된 변동범위의 한계값 이상으로 변동할 경우에는 전원측 입력무효전류를 제어하여 가변 역률로 운전함으로써 PWM 컨버터의 입력전압을 일정하게 유지할 수 있는 PWM 컨버터의 제어방법을 제시하고자 한다. 또한, 본 방식은 하드웨어적인 변경 없이 DSP(TMX320C31)를 이용한 간단한 소프트웨어적인 조작만으로 실현이 가능하다.

2. PWM 컨버터의 d-q 모델링

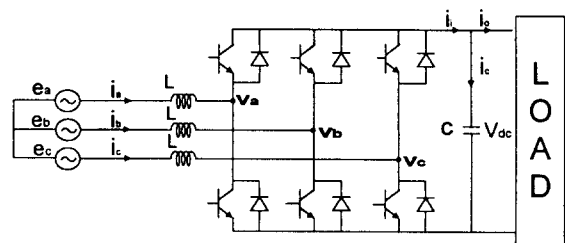


그림 1 3상 전압형 PWM 컨버터
Fig. 1 Voltage-fed three phase PWM converter

그림1은 일반적인 3상 전압형 PWM 컨버터의 회로도이다. 그림에서 3상 전원전압을 e_a, e_b, e_c 라 하고 3상 컨버터의 입력전압을 v_a, v_b, v_c 라 하면, 승압용 인덕터의 내부 저항과 선로저항을 무시한 컨버터의 입출력 전압방정식은 식(2.1)과 같다.

* 正 會 員 : 釜山大 電氣工學科 碩士卒業

** 正 會 員 : 釜山大 電氣工學科 博士課程

*** 正 會 員 : 釜山大 電氣工學科 卒業

接受日字 : 1999년 2월 11일

最終完了 : 1999년 6월 20일

의 입력전압 \dot{V} 와 크기가 같은, 전원전압 변동후의 컨버터의 입력전압이다. 그리고, V_{2d} 와 I_{2d} 는 \dot{V}_2 와 전압변동후의 전류 \dot{I}_2 의 d축성분을 나타낸다. 따라서, 전원전압의 변동에 따라 적당한 무효성분 ωLI_{2d} 만 산정 된다면 가변 역률제어가 구현된다. 여기서 각속도 ω 와 인덕턴스 L은 시스템의 설계시 알고 있는 일정한 값이므로 입력전류의 d 축성분인 I_{2d} 만 산정 할 수 있으면 된다.

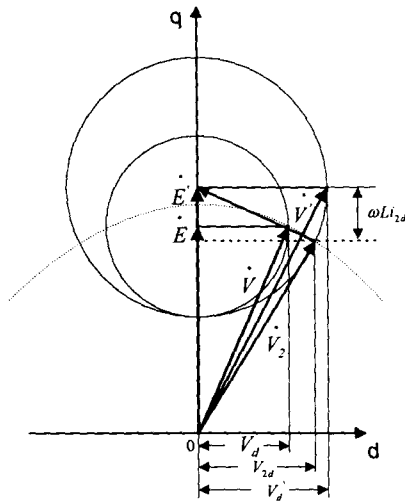


그림 3 가변 역률제어의 벡터도

Fig. 3 Vector diagram of variable power factor control

3.3 가변 역률 제어를 위한 무효전류성분 산정

가변 역률 제어를 위해 산정해야 할 무효전류성분 I_{2d} 를 구하면 다음과 같다.

그림3에서 전압 변동후의 전압 \dot{V} 의 벡터궤적을 나타내는 원 상에 \dot{V}_2 벡터가 있고, 이 원은 d-q 직교 좌표상의 원의 방정식으로 표현할 수 있다.

$|V_d|$ 는 $|\omega LI_q|$ 이므로 전압 \dot{V} 의 벡터궤적을 원의 방정식으로 나타내면 식(3.2)와 같다.

$$d^2 + (q - E_q')^2 = (\omega LI_q')^2 \quad (3.2)$$

여기서, E_q : 기준 전압의 q축 성분 ($E_q = \dot{E}$)

E_q' : 변동후의 전원전압의 q축 성분

I_q' : 전압 변동후 입력전류의 q축 성분

그리고, 전압변동전의 컨버터의 입력전압을 나타내는 \dot{V} ($|\dot{V}| = |\dot{V}_2|$) 벡터를 반지름으로 하고 원점을

중심으로 하는 원의 방정식을 구해보면 다음과 같다.

$$d^2 + q^2 = (\omega LI_q)^2 + E_q'^2 \quad (3.3)$$

여기서 I_q' : 기준전압 (E)에서 입력전류 \dot{I} 의 q축 성분

컨버터의 입력전압을 전원전압변동전과 같게 하기 위해서는 \dot{V}_2 가 식(3.2)과 (3.3)으로 표현된 두 원의 교점에 있어야 한다. 두 원의 교점으로부터 가변 역률 제어를 구현하기 위해 필요한 무효전류 성분 I_{2d} 는 식(3.4)로 구해진다.

$$I_{2d} = \frac{1}{2\omega L E_q} [(E_q'^2 - E_q^2) + (\omega L)^2 (I_q'^2 - I_q^2)] \quad (3.4)$$

따라서, 전원전압이 $\pm 10\%$ 이내로 변동할 때는 무효전류 I_d 가 0이 되도록 제어하여 단위 역률제어를 행하고 전원전압이 $\pm 10\%$ 이상으로 변동할 경우에는 무효전류 I_d 가 식(3.4)로부터 산정된 I_{2d} 가 되도록 제어함으로써 가변 역률 제어를 행하게 된다.

4. 시뮬레이션 및 실험

4.1 시뮬레이션

시뮬레이션은 ACSL (Advanced Continuous Simulation Language)을 이용하여 수행하였으며 시뮬레이션 조건은 다음과 같다.

표 1 시뮬레이션 조건

Table 1 Simulation condition

dc link 전압	700 [V]
전원 주파수	60 [Hz]
전원 선간 전압	380 [V]
승압용 인덕턴스	1 [mH]
dc link 캐패시턴스	6800 [μ F]
입력 전원전압(선간전압) 변동	380→418→450→380→342→310→380
단위역률 영역 ($e_{ab} \pm 10\%$)	342 ≤ 선간전압 (e_{ab}) ≤ 418

입력 전원 전압의 선간 전압이 기준 380[V]에서 $\pm 10\%$ 범위내에서는 단위 역률제어를 수행하고 이를 초과하는 범위에서는 범위를 넘기 직전의 PWM출력전압으로 유지하도록 하였다. 컨버터의 부하는 5.5 [kW]에서 6.1[kW], 다시 5.5[kW]로 변동시켜 보았다.

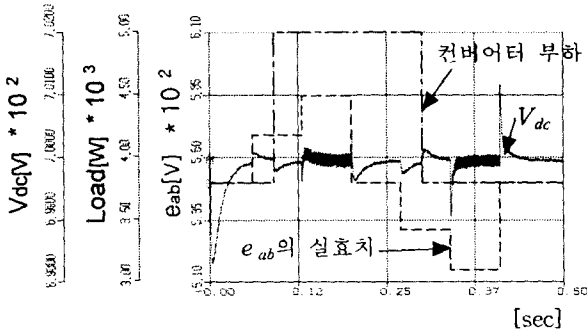


그림 4 입력 전원 선간전압과 부하변동에 따른 dc link 전압
 Fig. 4 DC link voltage according to source line voltage and load variation

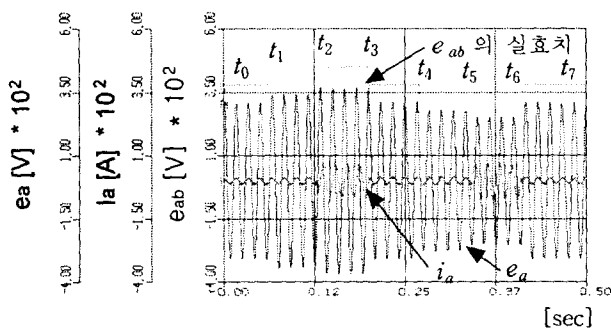


그림 5 입력 전원 전압과 전류 파형
 Fig. 5 Source voltage and current waveforms

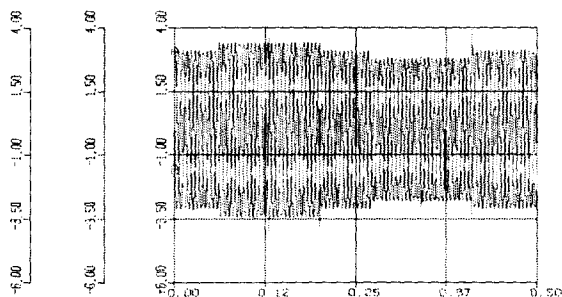


그림 6 3상 PWM 컨버터의 입력전압
 Fig. 6 Input voltage of three phase PWM converter

그림 4는 입력전원의 선간전압과 컨버터의 부하가 변동할 때의 dc link 전압을 나타내고 있다. 그림 4에서 알 수 있듯이 dc link 전압은 입력전원의 선간전압과 컨버터의

부하가 변동할 때 약간의 리플을 가지지만 기준전압인 700[V]를 유지하고 있다.

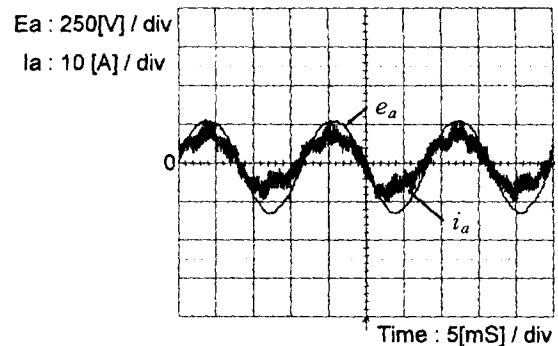
그림5는 입력 전원전압이 변동할 때의 입력 상전압과 상전류를 나타내고 있다. 입력 전원전압의 선간전압이 기준전압인 380[V]인 시간 $t_0 \sim t_1$ 구간과 선간전압이 418[V]로 기준전압보다 $+10\%$ 증가한 $t_1 \sim t_2$ 구간에서는 입력전원전압의 선간전압이 단위역률제어 범위안에 있으므로 입력 상전압과 상전류가 동위상이 되어 단위 역률제어가 이루어지고, 입력전원의 선간전압이 기준전압의 $+10\%$ 를 넘어 450[V]가 되는 $t_2 \sim t_3$ 구간에서는 식(3.4)로부터 산정된 새로운 무효전류값을 이용한 가변역률제어가 이루어지므로 그림 2에 나타난 것과 같이 진상전류가 흐르게 된다. 입력전원의 선간전압이 기준전압 380[V]가 되는 $t_3 \sim t_4$ 구간과 342[V]로 기준전압의 -10% 로 감소하는 $t_4 \sim t_5$ 구간에서는 선간전압이 다시 단위역률 제어범위안에 있으므로 단위역률 제어가 이루어지고, -10% 를 넘어 310[V]로 감소하게 되는 $t_5 \sim t_6$ 구간에서는 가변역률 제어가 이루어지므로 전류는 $t_2 \sim t_3$ 구간과 반대로 흐르게 된다.

이때의 컨버터 입력전압은 그림 6과 같다. 그림 6에서 알 수 있듯이 그림 5의 $t_0 \sim t_2$ 와 $t_3 \sim t_5$ 에 해당하는 구간에서는 단위 역률제어가 이루어지므로 입력전원의 선간전압이 변동하면 컨버터의 입력전압도 같이 변동하는 것을 알 수 있다. 하지만, 선간전압이 단위 역률제어 범위를 벗어나 가변역률제어가 이루어지는 $t_2 \sim t_3$ 와 $t_5 \sim t_6$ 에 해당하는 구간에서는 단위역률제어 범위를 넘기 직전의 값으로 유지되고 있음을 알 수 있다.

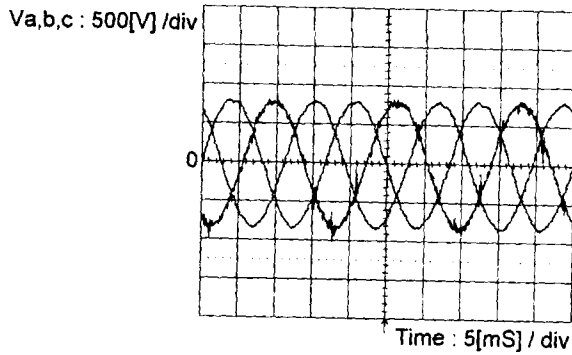
4.2 실험결과

실험에서는 시뮬레이션과 같은 스텝적인 입력전압 변동을 구현하기 어렵고 회로의 안정성을 고려하여 식(3.4)에 의해 계산된 무효전류값 I_{2d} 의 지령치를 일정한 비율로 낮추어 실험에 적용하였다.

제안한 무효전류제어를 적용하여 입력전압이 각각 310[V], 380[V], 450[V]일 경우를 실험을 통해 살펴보았다. 실험에서는 저항부하 (144 [Ω])만을 사용하였다.



(a)



(b)

그림 7 입력전원전압이 380[V] 일 때의

(a) e_a , i_a (b) 3상 PWM 컨버터의 입력전압

Fig. 7 In the case of input source voltage 380[V]

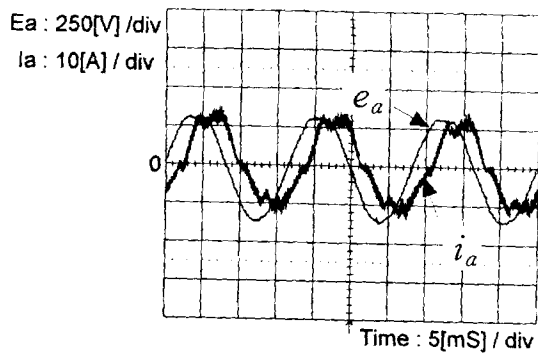
(a) e_a , i_a (b) input voltage of three phase

PWM converter

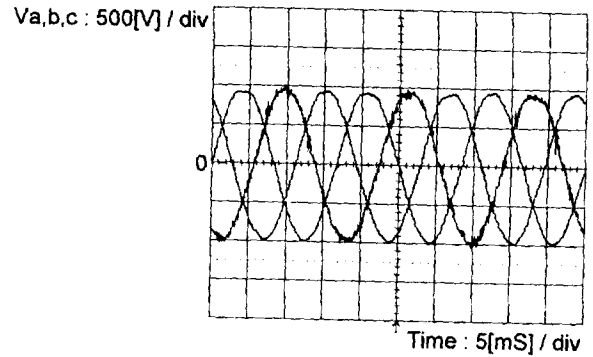
그림 7의 (a)는 입력전원전압의 선간전압이 380[V]일 때의 입력 상전압과 상전류파형을 나타내며, (b)는 이때의 컨버터 입력전압을 나타내고 있다. 선간전압이 380[V]일 때는 그림 5의 $t_0 \sim t_1$ 에 해당하는 단위역률 제어구간이므로 전압과 전류가 동위상이 되어 단위역률이 이루어짐을 알 수 있다.

그림 8의 (a),(b)는 각각 입력전압의 선간전압이 450[V]일 때의 입력상전압과 상전류, 컨버터의 입력전압을 나타내고 있다. 그림 8은 그림 5의 $t_2 \sim t_3$ 구간에 해당하므로 가변역률제어에 의한 지상전류가 흐르게 되고 이때의 컨버터 입력전압은 그림 6에서 확인한 바와 같이 단위역률제어의 (+)범위를 넘기 직전의 값으로 유지되므로 선간전압이 380[V]일 때 보다 다소 증가함을 알 수 있다.

입력전원의 선간전압이 310[V]일 때의 각 파형을 살펴보면 그림 9와 같다. 이때는 그림 5의 $t_5 \sim t_6$ 구간에 해당하므로, 그림 8과 반대로 가변역률 제어에 의한 진상전류가 흐름을 알 수 있다. 컨버터의 입력전압은 단위역률제어의 (-)범위를 넘기 직전의 값으로 유지되므로 선간전압이 380[V]일 때보다 다소 감소함을 알 수 있다.



(a)



(b)

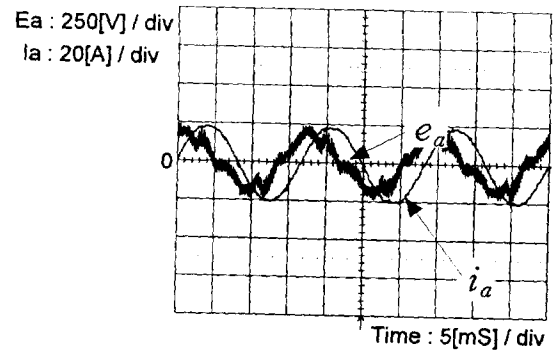
그림 8 입력전원전압이 450[V] 일 때의

(a) e_a , i_a (b) 3상 PWM 컨버터의 입력전압

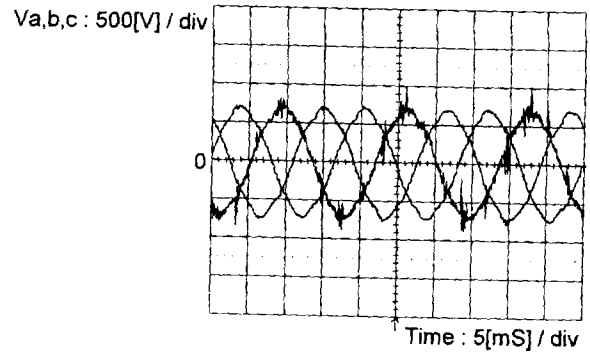
Fig. 8 In the case of input source voltage 450[V]

(a) e_a , i_a (b) input voltage of three phase

PWM converter



(a)



(b)

그림 9 입력전원전압이 310[V] 일 때의

(a) e_a , i_a (b) 3상 PWM 컨버터의 입력전압

Fig. 9 In the case of input source voltage 310[V]

(a) e_a , i_a (b) input voltage of three phase

PWM converter

5. 결 론

본 연구에서는 무효전류를 제어함으로써 입력 교류전원전압의 변동에 대한 3상 PWM 컨버터의 입력전압 변동을 억제하고자 하였다.

연구결과 입력 교류전원전압이 정격전압의 $\pm 10\%$ 범위 내에서 변동하게 되면 단위 역률제어를 수행하고, $\pm 10\%$ 이상으로 변동할 경우에는 가변 역률제어를 통해 전원전압의 변동분을 무효전류성분으로 보상함으로써 컨버터의 입력전압변동을 억제할 수 있었다. 또한 DSP를 이용하여 어떠한 하드웨어적인 변경없이 간단한 소프트웨어적인 보완으로 실현할 수 있었으며, 시뮬레이션과 실험을 통해 이를 입증하였다.

하지만, 컨버터의 입력전압을 교류 입력전압변동전의 값과 정확히 일치시키기 위해서는 큰 무효전류가 흐르게 되고 이것은 전원전압의 변동이 심할수록 가중되었다. 따라서, 무효전류값을 줄이면서 컨버터 입력전압의 변동을 최소화할 수 있는 방법이 연구되어야 할 것으로 생각된다.

참 고 문 헌

- [1] C.Zhou and M.M.Jovanovic, "Design trade-offs continuous current mode controlled boost power-factor correction circuits", VPEC'92, pp.57-67, 1992.
- [2] James B.Williams, "Design of feedback loop in unity power factor AC to DC converter", PESC'89, pp.959-967, 1989
- [3] Min-H.Park, Jin-W.Lee, Jae-H.Choi, "Analysis and Design of PWM-VSC for Reactive Power Control", Proceeding of ISPE, pp.221-225, May 1989
- [4] Hideiko Sugimoto, Sigeo Morimoto and Masao Yano, "A High Performance Control Method of a Voltage-type PWM Converter", PESC RECORD, pp. 360-368, 1988
- [5] A.W.Green, J.T. Boys, G.F. Gates, "3-phase voltage sourced reversible rectifier" IEE Proceedings. Vol. 135, Pt. B, No. 6, pp. 362-370, November 1988
- [6] Prof. J. T. Boys, A.W. Green, BE "Current-forced single-phase reversible rectifier" IEE Proceedings. Vol. 136, Pt. B, No. 5, pp. 205-211, September 1989
- [7] Thomas G. Habetler, Deepakraj M. Divan, "Angle Controlled current regulated rectifiers for AC/AC converters" IEEE pp. 704-710. 1989
- [8] 김철우, 권순재, 변영복, 박성준, "배전선로의 고조파 성분 억제가 가능한 단위 역률 전력변환기 개발에

관한 연구", 조명. 전기 설비학회지. Vol.9 No. 5, pp. 36-43, 1994

저 자 소 개



김 병 수 (金柄秀)

1970년 11월 21일 생. 1996년 부산 동의대 전기공학과 졸업. 1999년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동명중공업(주) 특수사업 기술1팀 연구원
Tel : (0551) 269-5529



이 상 훈 (李相勳)

1972년 2월 17일 생.
1997년 부산 경성대 전기공학과 졸업.
1999년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동대학원 박사과정

Tel : (051) 510-1488

E-mail : PNU72@hitel.net



최 철 (崔 哲)

1963년 11월 3일 생. 1987년 중앙대 전기공학과 졸업. 1998년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정. LG산전 주차설계팀

Tel : (051) 510-1488

E-mail : choecheoi@lgis.lg.co.kr



김 철 우 (金喆禹)

1942년 12월 5일생. 1969년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기통신대학 전자공학과 졸업(석사). 1982년 일본 동경공업대 전기전자공학과 객원교수. 1986년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 부산대 공대 전기공학과 교수.

Tel : (051) 510-1488

E-mail : kimcu@hyowon.cc.pusan.ac.kr