

전압제어형 능동전력필터를 위한 강인한 이산가변구조제어기 설계

論 文
50B - 11 - 4

The Robust Discrete Variable Structure Controller for the Voltage Controlled Active Power Filter

金炳鎭* · 田喜鍾** · 鄭憲相***
(Beung-Jin Kim · Hee-Jong Jeon · Hun-Sang Chung)

Abstract - In this paper, the designed DVSC(Discrete Variable Structure Controller) is applied to the robust control of voltage controlled APF(Active Power Filter). The voltage controlled APF has good characteristics of reducing harmonic current and harmonic voltage simultaneously. However, voltage controlled APF with large capacitor has slow dynamic response. For improving the dynamics and robustness against to disturbances, DVSC is adopted. According to the results of experiment and simulation, it is proved that the proposed system has the performance of improving dynamic response and robustness.

Key Words : Voltage Controlled Active Power Filter, DVSC

1. 서 론

최근 전력용 반도체 소자에 관한 기술혁신과 더불어 반도체 소자가 소형화, 고성능화 되면서 전력전자산업의 발달을 이룩할 수 있었던 반면에 전원품질을 저하시키는 문제점을 야기하고 있다. 전력품질개선에 대한 기존의 여러 가지 대책들 중에서 능동전력필터가 부각되고 있다. 능동전력필터는 전력변환기술을 이용하여 전원에서 부하로 유입되는 전류에 포함된 고조파를 상용전원 대신 부하에 공급하는 장치이다. 즉, 상용전류는 부하전류의 기본파 성분만을 공급하고 능동전력필터는 부하전류의 고조파 성분만을 공급한다. 따라서 충분히 빠른 속도로 자기소거형 전력전자 소자들이 보편화된 80년대 중반에 이르러서야 본격적으로 실용화가 진척되었다[1,5].

전압제어방식은 부하입력단 전압 모양을 강제로 정현적으로 유지하는 방식으로 고조파 전류 왜곡 및 고조파 전압 왜곡의 저감과 역률 개선의 효과를 기대할 수 있다. 제어기 구성이 간단하기 때문에 전류제어형 능동전력필터에 비해 구현이 용이하고 안전성 면에서 장점을 갖는다. 이러한 전압제어방식은 고조파 저감용 필터 이외에 전압변동에 민감한 부하의 보호 시스템으로 활용 가능하다. 그러나 전압제어형 능동전력필터는 부하변동에 대한 빠른 대처가 불가능하다는 단점을 갖는다[2].

본 논문에서는 이산가변구조제어기를 설계하여 기존 전압제어형 능동전력필터의 속응성 문제점을 개선하고자 한다. 전압제어형 능동전력필터는 전류제어형 능동전력필터에 비해 전압고조파를 억제하는 탁월한 기능을 갖으나 전류제어형 능동전력필터와 같이 전류 보상을 직접하지 않으므로 제어기의 응답속도가 느리다는 단점을 갖고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 제안된 이산가변구조제어기는 빠르고 강인한 응답특성을 얻어 기존 전압제어형 능동전력필터의 단점을 보완한다.

2. 전압제어형 능동전력필터의 구성과 동작원리

전압제어형 능동전력필터는 그림 1과 같이 상용전원과 병렬로 부하에 연결된 또 다른 전압원으로 간주되어진다. 만약 상용전압과 능동전력필터의 전압이 정현적이면 두 전압원 사이의 입력전류, i_{in} 은 고조파가 없는 정현적인 형태를 취한다. 즉, 능동전력필터는 부하에 필요한 무효전력을 공급하며 상용전원 측에서는 부하에 필요한 유효전력을 공급하게 된다. 따라서 입력전류는 전압과 동상이며 고조파가 포함되지 않게 된다.

전원입력전압과 정현적으로 유지된 전압제어형 능동전력필터 출력전압이 다음과 같다면

$$v_{in}(t) = V_{in} \sin(\omega t) \quad (1)$$

$$v_c(t) = V_c \sin(\omega t - \alpha) \quad (2)$$

유효전력 및 무효전력도 다음과 같이 표현 가능하다.

* 正會員 : 現代重工業 機電研究所 研究員 · 工博

** 正會員 : 崇實大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

*** 正會員 : 朝鮮大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 2001年 2月 2日

最終完了 : 2001年 11月 14日

$$P_{in} = \frac{V_{in} V_c}{2X_{link}} \sin(\alpha) \quad (3)$$

$$Q_{in} = \frac{V_{in}}{2X_{link}} (V_{in} - V_c \cos(\alpha)) \quad (4)$$

능동전력필터의 동작으로 단위역률을 얻기 위해서 무효전력은 영값을 가져야 한다. 즉, 식(4)로 표현되는 무효전력을 없애기 위한 단위역률 조건을 만족해야 한다.

$$V_{in} = V_c \cos(\alpha) \quad (5)$$

단위역률을 유지하는 경우에 입력전류는 다음과 같다.

$$I_{in} = \frac{1}{\omega L_{link}} V_{in} = \frac{1}{X_{link}} V_c \sin(\alpha) \quad (6)$$

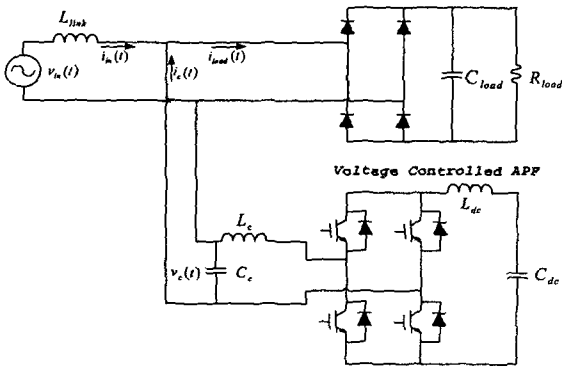


그림 1 전압제어형 능동전력필터의 구조
Fig. 1 Configuration of voltage controlled APF

만약 능동전력필터의 스위칭 손실이 없다고 가정하고 커패시터의 전압이 충분히 높은 상태를 가정하면 전원은 부하에 필요한 유효전력만을 공급한다. 따라서 입력전류는 식(6)과 같이 전압과 동상인 기본과 성분만을 갖게된다[3]. 본 연구에서는 크기와 위상의 변화에 따른 유효, 무효전력의 변화를 확인하고 서로 영향을 작게 주는 1.0 ~1.05 p.u.와 0~2° 범위에서 출력전압의 크기와 위상을 제어하였다.

3. 이산가변구조 제어기의 설계

본 연구에서의 이산가변구조 제어기는 유효전력을 제어하며 PI 제어기를 이용하여 무효전력을 제어하였다. 이산가변구조제어기는 능동전력필터에 설치된 커패시터, C_{dc}의 전압을 이용하여 유효전력의 상태를 관측한다. 즉, 전원이 정상적으로 부하에 공급된다면 능동전력필터는 부하에 무효전력분만을 공급하기 때문에 전력저장용 커패시터의 전압은 특정 값을 유지해야 한다.

부하변동에 따라 부하가 필요한 유효전력을 전원에서 공

급하지 못하면 능동전력필터의 커패시터의 전압변동을 유발하게 된다. 능동전력필터의 안정적인 출력전압을 얻기 위해서 큰 용량의 커패시터가 필요하지만 큰 용량의 커패시터는 부하변동에 둔감하므로 빠른 대치가 쉽지 않다. 따라서 이산가변구조제어기와 같은 응답속도가 빠른 제어기가 필요하다.

이산가변구조제어기의 설계를 위해서 그림 2와 같이 전압제어형 능동전력필터를 모델링 하였다. 저항 R_{dc}는 스위칭 손실과 인덕터 내부 저항을 의미하며 매우 적은 값을 갖는다. 그림 2(a)는 상용전원과 능동전력필터의 관계를 (b)는 능동전력필터의 특성을 등가회로로 표현한다.

그림 2의 등가회로를 통해서 다음과 같은 전압방정식을 유도할 수 있다.

$$L_{dc} \frac{di_{dc}(t)}{dt} = f_s(t) v_c(t) - v_{dc}(t) - R_{dc} i_{dc}(t) \quad (7)$$

$$i_{dc}(t) = C_{dc} \frac{dv_{dc}(t)}{dt} \quad (8)$$

여기서 f_s(t)는 능동전력필터의 PWM 스위칭함수로 스위칭 주파수에 따라 발생하는 스위칭 손실(switching loss)을 대변하는 이득값이다. 레귤레이팅 문제로 변환하기 위해서 다음 식과 같이 전압지령에 대한 오차와 이의 미분항인 전류를 상태변수로 정의한다.

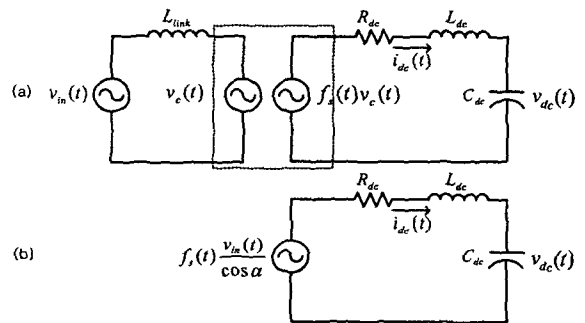


그림 2 능동전력필터의 등가회로
Fig. 2 The equivalent circuit of APF

$$\begin{aligned} x_1(t) &= v_{dc}^*(t) - v_{dc}(t) \\ x_2(t) &= i_{dc}(t) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\dot{x}_1(t) = \frac{1}{C_{dc}} x_2(t)$$

$$\dot{x}_2(t) = -\frac{1}{L_{dc}} x_1(t) - \frac{R_{dc}}{L_{dc}} x_2(t) + \frac{f_s(t) v_{in}(t)}{L_{dc} \cos \alpha}$$

이와 같은 상태변수를 이용하면 다음과 같이 상태방정식으로 표현 가능하다.

$$\dot{x}(t) = A_c x(t) + b_c \frac{1}{\cos \alpha} \quad (10)$$

$$\text{단, } \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}, \mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_{dc}} \\ -\frac{1}{L_{dc}} & -\frac{R_{dc}}{L_{dc}} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{b}_c = \begin{bmatrix} 0 \\ f_s(t)v_{in}(t)/L_{dc} \end{bmatrix}$$

식(10)의 연속시간 시스템은 디지털 제어를 위해 다음 식과 같이 이산 시스템으로 변환할 수 있다.

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{A}\mathbf{x}[k] + \mathbf{b} \frac{1}{\cos \alpha} \quad (11)$$

여기서

$$\mathbf{A} = e^{\mathbf{A}_c T_s}$$

$$\mathbf{b} = \left(\int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}_c t} dt \right) \mathbf{b}_c$$

$T_s = \text{sampling period of DVSC}$

다음과 같이 가변구조제어기의 스위칭 함수를 정의한다.

$$s[k] = \mathbf{c}\mathbf{x}[k] = c_1 x_1[k] + x_2[k] \quad (12)$$

제어입력이 매 주기마다 스위칭 평면을 통과하기 위해서 본 연구에서는 도달법칙방법(reaching law method)를 이용하였다. 이 방법은 스위칭 함수에 대하여 다음과 같이 정의한다.

$$\dot{s} = qs + \epsilon \text{sgn}(s) \quad (13)$$

여기서 모멘트 이득 q 는 상태벡터가 슬라이딩 평면으로부터 거리가 멀 때 평면으로 밀어 올리는 모멘트라 할 수 있고 스위칭이득 ϵ 은 외란의 상위범위 보다 큰 특정한 상수를 나타내며 외란에 강인성을 갖도록 하나, 채터링의 크기는 이 값에 비례한다. 식(13)의 도달법칙방법(Reaching law method)을 등가적으로 이산화하면 다음과 같이 쓸 수 있다 [4].

$$s[k+1] - s[k] = -qT_s s[k] - \epsilon T_s \text{sgn}(s[k]) \quad (14)$$

단

$$\epsilon > 0, q > 0, 1 - qT_s > 0$$

식(14)와 (15)로부터 식(15)이 얻어진다.

$$\begin{aligned} s[k+1] - s[k] &= \mathbf{c}\mathbf{x}[k+1] - \mathbf{c}\mathbf{x}[k] \\ &= \mathbf{c}\mathbf{A}\mathbf{x}[k] + \mathbf{c}\mathbf{b} \frac{1}{\cos \alpha} - \mathbf{c}\mathbf{x}[k] \\ &= -qT_s s[k] - \epsilon T_s \text{sgn}(s[k]) \end{aligned} \quad (15)$$

위 식(15)을 정리하면 다음과 같다.

$$\alpha[k] = -\cos^{-1} \left(\frac{cb}{\mathbf{c}\mathbf{A}\mathbf{x}[k] - (1 - qT_s)s[k] + \epsilon T_s \text{sgn}(s[k])} \right) \quad (16)$$

따라서 식(16)을 이용하여 이산가변구조제어기의 위상지령 $\alpha[k]$ 을 구할 수 있다. 반복적인 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 스위칭이득 ϵ 와 모멘트 이득 q 를 각각 1.5와 0.5로 선정하였다.

한편 PI제어기는 입력전압과 전류의 위상차이를 검출하여 공급해야할 무효전력을 결정한다. 결정된 무효전력의 양에 따라서 PI제어기는 능동전력필터의 출력전압의 크기지령을 제어함으로 무효전력제어를 수행한다. 그림 3은 제안된 전체 제어기의 구성도이다. 유효전력을 제어하는 이산가변구조제어기와 무효전력을 제어하는 PI제어기는 병렬로 위치하여 능동전력필터 출력전압의 위상지령 $\alpha[k]$ 과 크기지령 $|v_c|$ 을 각각 결정하여 지령전압파형, $v_c^*[k]$ 를 발생한다. 그리고 능동전력필터의 출력전압은 임피던스의 불일치로 인하여 출력전압에 왜곡이 발생할 수 있다. 이러한 왜곡을 막기 위해서 능동전력필터의 출력전압의 파형을 개선할 파형개선 제어기를 설계한다. 파형개선 제어기는 능동전력필터의 출력전압, $v_c[k]$ 과 능동전력필터 출력전압 지령값, $v_c^*[k]$ 의 오차를 비례 제어기가 보상한다.

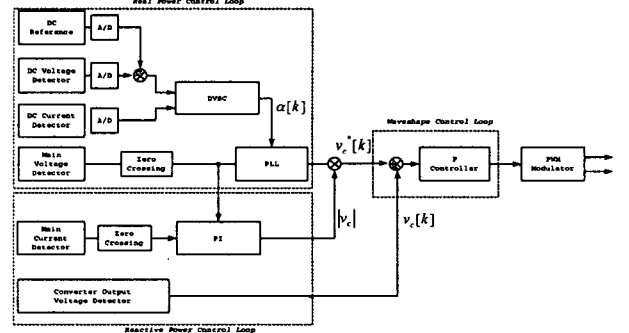


그림 3 전체 제어기의 구성

Fig. 3 Configuration of overall controllers

4. 실험결과 및 고찰

본 논문에서 0.5kVA급 능동전력필터를 실제 제작하여 제안된 제어기의 성능을 검증하였다. 전력회로는 IGBT Power Stack, 연계 인덕터, 수동필터 그리고 각종 개폐기로 구성되어 있다. 또한 다이오드 정류기가 비선형 부하로 능동전력필터와 병렬로 위치하고 다이오드 정류기의 직류 출력단에 부하를 인가하여 실험하였다.

본 연구에서는 마이크로 프로세서를 이용하여 간단하고 정확한 위상차 검출 방법을 사용하였다. 먼저 전압과 전류 파형은 제로 크로싱 회로를 통해 구형파 모양으로 변형시켜 마이크로 프로세서에 입력된다. 마이크로 프로세서는 내장

된 타이머를 이용하여 두 구형파의 입력시간의 차를 계산하고 이 시간간격을 각도로 계산하여 위상차를 얻는 방식이다. 이와같은 방식은 하드웨어의 부담을 줄일 수 있고 정확한 값을 얻을 수 있는 장점을 갖는다.

그림 4는 무부하시 능동전력필터의 입력전압과 부하입력단 전압의 파형이다. 일반적으로 다이오드 정류기의 부하입력단 전압은 평활용 커패시터의 영향으로 심하게 왜곡된다. 그러나 그림에서 알 수 있듯이 전압제어형 능동전력필터 방식은 부하입력단 전압을 정형적으로 유지하므로 고조파 전압 왜곡을 막을 수 있다. 부하가 없으므로 유효전력의 소비가 발생하지 않으므로 능동전력필터와 상용전원간의 유효전력의 수수가 필요하지 않다. 그러나 부하가 인가되면 능동전력필터 출력전압의 위상을 조절하여 부하가 필요한 식(3)만큼의 유효전력을 공급한다.

그림 5는 능동전력필터의 입력전압과 전류를 함께 나타내고 있다. (a)는 입력전압으로 (b)의 입력전류와 동상을 유지하고 있다. 본 연구에서 설계된 무효전력제어기는 입력 전압과 전류를 입력받아 능동전력필터의 출력전압의 크기와 위상을 조정하여 식(5)을 만족시킴으로 단위역률을 유지한다. 능동전력필터는 부하에 필요한 무효전력을 보상함으로써 상용전원은 유효전력성분만을 공급하여 역률개선이 이루어짐을 확인할 수 있다.

그림 6에서 전압제어형 능동전력필터의 동작으로 입력전류가 개선됨을 나타낸다. 전압제어형 능동전력필터의 동작을 약 75[msec] 부근에서 정지시켰다. 정현적으로 공급되던 입력전류는 고조파가 심하게 포함된 형태로 변형된다. 즉, 능동전력필터의 동작을 중지함에 따라서 입력전류와 부하전류는 같게되고 입력전류에는 많은 양의 고조파가 포함된다.

그림 7은 약 450[ms] 부근에서 부하를 3배 증가시켰을 경우에 직류 링크전압의 추이를 나타낸다. 부하증가에 따라 직류 링크단은 전압강하가 이루어진다. 유효전력제어기는 강화된 직류전압을 보상하기 위해서 출력전압의 위상을 조정하여 더 많은 양의 유효전력을 전원 측에서 유입하여 직류 링크단 전압을 증가하게 된다. 그림과 같이 이산가변구조 제어 알고리즘을 이용하여 구현된 유효전력제어기는 부하 변동에 강인한 특성을 가짐을 확인한다.

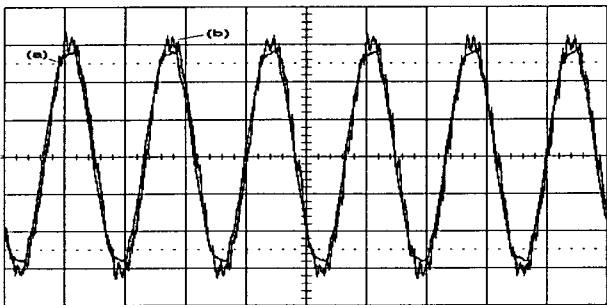


그림 4 무부하시 (a)입력전압(50V/div) (b)능동전력필터 출력전압(50V/div,10ms/div)
Fig. 4 Without load, (a)input voltage and (b)output voltage of UPS

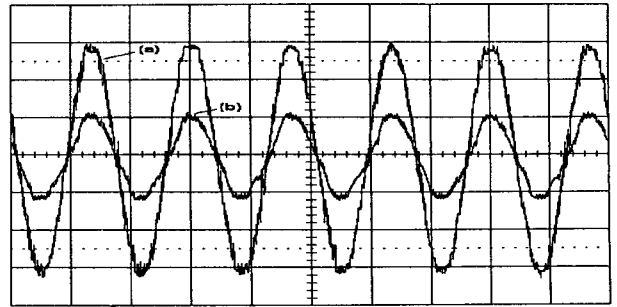


그림 5 (a)입력전압(50V/div) (b)입력전류(5A/div, 10ms/div)
Fig. 5 (a)Input voltage and (b)input current

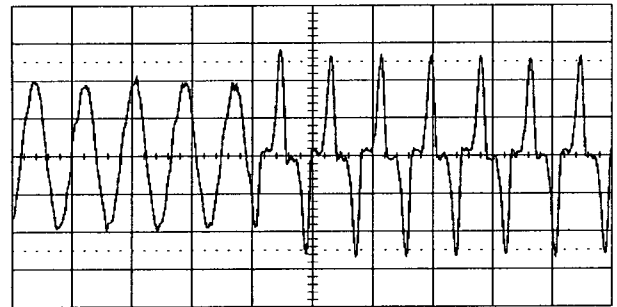


그림 6 능동전력필터의 입력전류(3A/div, 20ms/div)
Fig. 6 Input current of APF

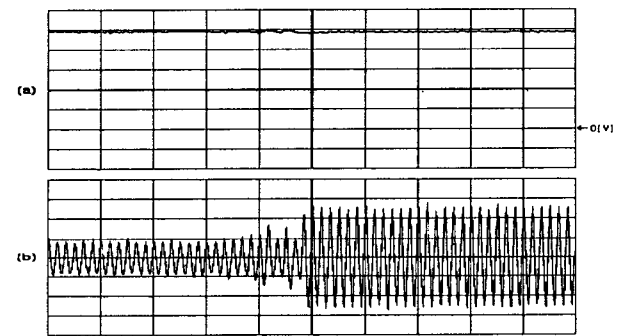


그림 7 능동전력필터의 (a)직류링크단 전압(30V/div, 100ms/div), (b)입력전류(2A/div)

Fig. 7 (a)DC Link Voltage and (b) Input current of APF

5. 결론

본 논문에서는 비선형 부하에서 발생하는 고조파 문제와 역률 저하 문제의 해결을 위한 전압제어형 능동전력필터의 이산가변구조제어기 설계에 관하여 논하였다. 전압제어형 능동전력필터는 전류제어형 능동전력필터에 비해 비선형적인 입력전압에 대해 강인성을 가지며 전압고조파를 억제하는 탁월한 기능을 갖는다. 그러나 전류제어형 능동전력필터와 같이 전류 보상을 직접하지 않으므로 제어기의 응답속도가 느리다는 단점을 갖고 있다. 제안된 이산가변구조제어기는 기존의 전압제어형 능동전력필터의 문제점인 속도성과 강인성 문제점을 해결하였다. 다양한 실험을 통하여 제안된 제어기의 성능을 증명하였다.

참 고 문 헌

- [1] Hirofumi Akagi, "New trends in active filters for power conditioning," IEEE Transactions on Industry application, vol. 32, no. 6, pp. 1312-1322, Nov./Dec. 1996.
- [2] S. J. Huang et al, "New Phase shift control circuit for a voltage-control active power filter," Int. J. Electronics, vol. 86, no. 4, pp. 475-485, 1999.
- [3] H. L. Jou, K. D. Wu, and J. C. Wu, "A new parallel processing UPS with the performance of harmonic suppression and reactive power compensation," Int. J. Electronics, vol. 83, no. 5, pp. 667-684, 1997.
- [4] W. B. Gao, Y. Wang, and A. Homaifa, "Discrete-time variable structure control systems," IEEE, Trans. on Ind. Electron., vol. 42, no. 2, Apr. 1995.
- [5] Math H. J. Bollen, *Unstanding Power Quality Problems Voltage Sags and Interruptions*, IEEE Press Series on Power Engineering, 1999.

저 자 소 개



김 병 진 (金炳鎭)
 1970년 6월 26일 생. 1994년 숭실대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 현대중공업(주) 기전연구소 연구원

Tel : 031-289-5125, Fax : 031-289-5115
 E-mail : vincent1004@hotmail.com



전 회 중 (田喜鍾)
 1953년 1월 6일 생. 1975년 숭실대 전기공학과 졸업. 1977년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1977년~1981년 1월. 공군사관학교 전자공학과 교수부. 1987년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공학박).

1995년 9월~1996년 4월 Univ. of Victoria. CA. 객원교수.
 1983년~현재 숭실대 공과대 전기공학과 교수.
 Tel : 02-820-0646, Fax : 02-817-7961
 E-mail : hjeon@saint.soongsil.ac.kr



정 헌 상 (鄭憲相)
 1939년 8월 31일 생. 1964년 조선대 전기공학과 졸업. 1968년 조선대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 숭실대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1982년 9월~1983년 3월 미국 San Diego State Univ. 객원교수. 1996년 2월~1996년 8월 미국 Univ. of Delaware 객원교수. 2001년 현재 조선대 공과대 전기공학과 교수, 대학원장.

Tel : 062-230-7022, 6400, Fax : 062-234-6307
 E-mail : hschung@mail.chosun.ac.kr