

고조파 전류와 무효전력보상을 위한 직렬형 능동전력필터

論 文
52B-5-4

A Series Active Power Filter For Harmonic Currents And Reactive Power Compensation

金 振 鮮* · 高 守 玟** · 金 榮 石***
(Jin-Sun Kim · Soo-Hyun Ko · Young-Seok Kim)

Abstract - This paper suggests a control algorithm of 3-phase 3-wire series active power filter. This suggested algorithm can compensate source harmonics and reactive power in 3-phase 3-wire power distribution systems. These harmonics are generated by nonlinear loads such as diode rectifiers and thyristor converters. This control algorithm extracts a compensation voltage reference from performance function without phase transformation. Therefore, this control algorithm is simpler than any other conventional control algorithms. 3-phase 3-wire series active power filters which have a harmonic voltage source and a harmonic current source are manufactured and experiments are carried out to verify the effectiveness of suggested control algorithm.

Key Words : Reactive Power, Harmonic Currents, Series Active Power Filter, Passive Filter, THD.

1. 서 론

최근, 정보화와 산업화가 점점 더 고도화 되면서 SMPS, UPS, 컴퓨터시스템 등 사이리스터나 다이오드 정류기와 같은 반도체 전력변환장치를 사용하는 부하들이 급증하고 있다. 이러한 부하들은 비선형 부하로 동작하여 전원측에 심각한 고조파를 발생시키는 주요한 원인이 된다. 이러한 고조파 전류는 전원전압의 왜곡 및 발전기, 송전선, 변압기 등과 같은 전력계통 장치들의 용량증대를 가져오며, 전기기기, 케이블, 진상 콘덴서 등 각종 전력장치들에 열 및 진동을 발생시켜서 절연파괴나 수명 단축을 야기할 수 있다. 그리고, 계속 장비와 같은 각종 전자장비의 오동작이나 EMI 현상을 야기하며, 통신 시스템에 간섭을 일으키는 등의 전자 환경 적인 문제들을 발생시키게 된다. 또한, 전동기에 이상 진동 토크를 발생시키고 철손, 동손 등의 손실을 증대시키게 된다. 이러한 고조파에 의해 발생될 수 있는 문제를 해결하기 위한 방법으로 여러 형태의 수동필터와 직·병렬 능동필터가 소개되어 왔다[1-7].

고조파제거를 위해 사용되는 수동필터는 저가이지만 특정 차수의 고조파만을 선택적으로 보상할 수 있기 때문에 전원단에 광범위한 차수의 고조파가 발생할 경우에는 그다지 만족할 만한 성능을 얻기 힘들고, 전원 측 임피던스와 직렬공진을 일으킬 가능성을 항상 내재하고 있다. 이러한 수동필터의

단점을 보완하기 위해 능동필터가 개발되었다. 능동전력필터에는 보상 전류를 주입해주는 병렬형과 보상전압을 주입해주는 직렬형, 그리고 수동필터와 능동필터를 병용하는 방식 등이 주로 개발되어 왔다[1,2,6].

이러한 능동전력필터 중 지금까지는 주로 병렬형 능동전력필터에 대한 연구가 활발히 진행되어왔고, 산업현장에 널리 채택되었다. 하지만, 이러한 병렬형 능동전력필터는 고조파 전류원 보상에 적합한 방식이다. 그러나, 최근에는 UPS, 전자 안정기, 컴퓨터 시스템의 전원장치 등 정류기의 직류측에 필터 커패시터를 갖는 전력전자 장치들이 증가하고 있다. 이러한 장치들은 고조파 전압원으로 동작하기 때문에 고조파 전류원만을 보상하는 병렬형 능동필터는 컴퓨터시스템, UPS 등의 고조파 전압원에는 적용할 수 없게 된다. 따라서, 급속히 증가하고 있는 고조파 전압원에 대한 보상을 효과적으로 수행할 수 있는 직렬형 능동전력필터에 대한 중요성이 점점 증가하고 있다[7].

이러한 단점들을 극복하기 위한 방법으로, 본 논문에서는 전압원 인버터와 다이오드 정류회로와 같은 고조파 전압원 및 수동 필터로 인하여 진상 역률을 갖는 고조파 전류원에서 고조파 보상과 무효전력을 동시에 보상하기 위한 3상 3선식 직렬형 능동전력필터의 제어법을 제안하였다. 지금까지 많이 사용되어져 왔던 직렬형 능동전력필터의 제어알고리즘들은 상 전류의 고조파 성분을 추출해내고, 여기에 일정계수를 곱하여 보상 기준 전압을 얻어내었다. 이러한 기존의 제어법에 비해서 본 논문에서 제안하고있는 제어법은 상 변환 없이 보상기준전압을 직접 추출해 냄으로써 개인값을 찾아내는 어려움이 없어지고, DSP를 사용하여 보상기준전압을 연산해내는 시간을 단축시킬 수 있기 때문에 성능 개선에도 기여하게 된다.

* 正 會 員 : 仁 荷 大 學 校 電 氣 工 學 博 士 課 程
** 正 會 員 : 淸 州 大 學 校 電 氣 工 學 部 助 教 授
*** 正 會 員 : 仁 荷 大 學 校 電 子 · 電 氣 工 學 部 教 授
接受日字 : 2003年 1月 29日
最終完了 : 2003年 4月 3日

제안된 제어법의 유효성을 입증하기 위해서 고조파 전압원과 고조파 전류원 부하를 가지는 3상 3선식 전력시스템에 대해서 실험을 수행하였고, 실험결과들을 제시하였다.

2. 본 론

2. 1. 3상 3선식 직렬형 능동전력필터의 보상원리

본 논문에서는 그림 1과 같은 3상 3선식 시스템에서 성능함수를 이용한 직렬형 능동전력 필터의 제어알고리즘에 대해서 다룬다.

본 논문에서 제안하는 알고리즘에서는 순시 무효전력을 부하에서 발생하는 무효전력 대신에 능동전력필터에서 발생된 각 상의 전력을 순시 무효전력으로 정의한다.

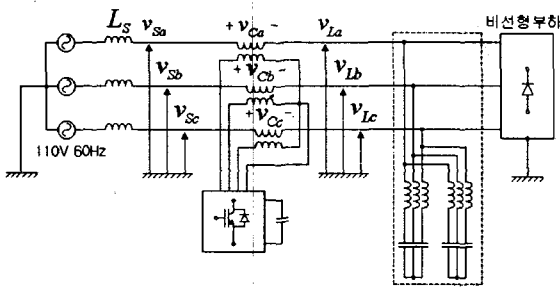


그림 1 3상회로 구성도
Fig. 1 Three-phase circuit structure

이것은 능동전력필터가 순시 유효전력을 발생하지 않기 때문에 유효하다.

따라서 순시 무효전력 q_k 는 다음 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$q_k = v_{Ck} \cdot i_{Sk} \quad (k = a, b, c) \quad (1)$$

식 (1)에서 k 는 각 상을 나타내는 a, b, c 이며, v_{Ck} 는 직렬형 능동전력필터가 생성하는 각 상의 보상전압, i_{Sk} 는 각 상의 전원 전류를 나타낸다.

직렬형 능동전력필터는 순시 유효전력을 발생하지 않으므로 능동필터에서 발생하는 모든 전력은 부하로 전달되지 않고 상 사이에서 회전하는 무효전력성분이 된다. 따라서, 식 (1)을 다음 식(2)와 같이 능동전력필터에서 발생하는 전력의 합을 0으로 놓을 수 있다.

$$v_{Ca}i_{Sa} + v_{Cb}i_{Sb} + v_{Cc}i_{Sc} = 0 \quad (2)$$

본 논문에서 다루는 3상3선식 전력계통의 경우는 중성선이 존재하지 않기 때문에, 전압과 전류의 영상분이 존재하지 않는다. 따라서, 직렬형 능동전력필터에서 발생하는 보상 전압은 다음 식 (3)을 만족한다.

$$v_{Ca} + v_{Cb} + v_{Cc} = 0 \quad (3)$$

직렬형 능동전력필터의 보상 전압은 식 (2)와 식(3)을 만족 하면서, 다음에 정의하는 성능 함수를 최소화하는 전압으로 결정된다.

$$L = (v_{La} - v_{Ca})^2 + (v_{Lb} - v_{Cb})^2 + (v_{Lc} - v_{Cc})^2 \quad (4)$$

식 (4)의 성능함수에서 우변의 각 항들은 각 상의 부하 입력전압과 보상전압 차의 제곱 형태를 갖기 때문에 성능함수가 최소가 되는 전원측 전압의 고조파 성분이 최소가 됨을 의미한다. 이 성능함수를 최소로 만드는 직렬형 능동전력필터의 보상 전압은 식 (2)와 식 (3)을 이용하여 식 (5)의 미분식을 통해 유도된다.

$$\frac{dL}{dv_{Ca}} = 0, \frac{dL}{dv_{Cb}} = 0, \frac{dL}{dv_{Cc}} = 0 \quad (5)$$

식 (2), (3), (5)를 통해 유도되는 제안된 직렬형 능동전력 필터의 보상 지령 전압은 다음 식 (6)과 같이 구해진다.

$$v_{Ca}^* = \frac{\sqrt{3}(i_{Sb} - i_{Sc}) \cdot q}{2(i_{Sa}^2 + i_{Sb}^2 + i_{Sc}^2 - i_{Sa}i_{Sb} - i_{Sb}i_{Sc} - i_{Sc}i_{Sa})}$$

$$v_{Cb}^* = \frac{\sqrt{3}(i_{Sc} - i_{Sa}) \cdot q}{2(i_{Sa}^2 + i_{Sb}^2 + i_{Sc}^2 - i_{Sa}i_{Sb} - i_{Sb}i_{Sc} - i_{Sc}i_{Sa})}$$

$$v_{Cc}^* = \frac{\sqrt{3}(i_{Sa} - i_{Sb}) \cdot q}{2(i_{Sa}^2 + i_{Sb}^2 + i_{Sc}^2 - i_{Sa}i_{Sb} - i_{Sb}i_{Sc} - i_{Sc}i_{Sa})}$$

여기서,

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}}((i_{Sb} - i_{Sc})v_{La} + (i_{Sc} - i_{Sa})v_{Lb} + (i_{Sa} - i_{Sb})v_{Lc}) \quad (7)$$

식 (6)은 식 (2)의 조건을 만족함으로써 얻어진 결과식 이므로, 식 (7)의 순시 무효전력 q 는 기존의 'p-q 이론'에서의 순시 무효전력의 정의식과 일치한다.[1] 이것은 'p-q 이론'에서의 무효전력의 정의식인 식 (8)에 식 (9)와 (10)을 대입함으로써 증명할 수 있다.

$$q = v_{La}i_{Sb} - v_{Lb}i_{Sa} \quad (8)$$

$$v_{La} = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_{La} - \frac{1}{2}v_{Lb} - \frac{1}{2}v_{Lc}) \quad (9)$$

$$v_{Lb} = \sqrt{\frac{2}{3}}(\frac{\sqrt{3}}{2}v_{Lb} - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{Lc})$$

$$i_{Sa} = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_{Sa} - \frac{1}{2}i_{Sb} - \frac{1}{2}i_{Sc}) \quad (10)$$

$$i_{Sb} = \sqrt{\frac{2}{3}}(\frac{\sqrt{3}}{2}i_{Sb} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{Sc})$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{La}i_{Sb} + v_{Lb}i_{Sc} + v_{Lc}i_{Sa} - v_{La}i_{Sc} - v_{Lb}i_{Sa} - v_{Lc}i_{Sb}) \quad (11)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{3}}((i_{Sb} - i_{Sc})v_{La} + (i_{Sc} - i_{Sa})v_{Lb} + (i_{Sa} - i_{Sb})v_{Lc})$$

따라서, 보상 지령 전압 안에는 순시 무효전력의 직류 성분과 교류성분을 모두 포함하고 있으며, 고조파만 보상할 경우 식 (6)의 무효전력 q 를 \hat{q} 로 대치하여 순시무효전력의 교류 성분만을 보상분으로 사용하면 된다. 이때, \hat{q} 는 연산되어진 순시 무효전력 q 로부터 저역필터를 통해 순시무효전력 q 의 dc 성분을 필터링 해내고 이를 다시 순시무효전력 q 에서 빼줌으로써 순시무효전력의 교류성분 \hat{q} 를 얻을 수 있다.

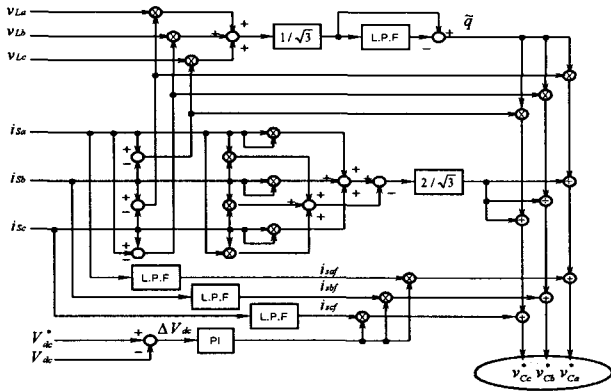


그림 2 3상 3선식 직렬형 능동전력필터의 제어 알고리즘
 Fig. 2 The control algorithm of 3-phase 3-wire series active power filter.

이와 같은 방법으로 보상 알고리즘을 연산하면, 상 변환 없이 성능함수와 조건식 들을 통해 직렬형 능동전력필터의 보상기준전압을 직접 유도해 낼 수 있기 때문에, 상 변환에 소요되는 DSP에서의 연산시간 만큼의 시간 감축효과가 있다. 따라서, 직렬형 능동전력필터의 실시간 제어에 보다 더 접근하는 요건을 제공 해주게 되고, 능동전력필터의 성능 개선에도 기여하게 된다.

그림 2는 3상 3선식 직렬형 능동전력필터 제어 알고리즘에 대한 블록도이다. 3상 부하전압과 3상 전원전류로부터 식 (6)에 의해서 보상기준전압을 구해내었고, 인버터 dc-link 전압제어를 위해서 PI제어기를 추가하였다.

V_{dc} 는 PT를 통해 받아들인 인버터의 실제 dc-link 전압이고 V_{dc}^* 는 인버터 dc-link의 기준전압을 의미한다.

2. 2. 시스템의 구성

그림 3은 고조파 전압원 부하에서의 고조파와 무효전력보상을 위한 3상 3선식 직렬형 능동전력필터이고 그림 4는 고조파 전류원 부하에서의 고조파와 무효전력보상을 위한 병렬수동 필터와 직렬형 능동필터의 결합 시스템이다. 고조파 전압원은 3상 다이오드 정류기에 RC 부하를 병렬로 연결하여 구성하였고, 고조파 전류원은 3상 다이오드 정류기에 RL 부

하를 직렬로 연결하여 구성하였다. 그리고, 고조파 전류원인 경우에는 상전류의 5차 고조파와 7차 고조파를 bypass 시키기 위한 병렬수동필터를 부하에 병렬로 결합하였다.

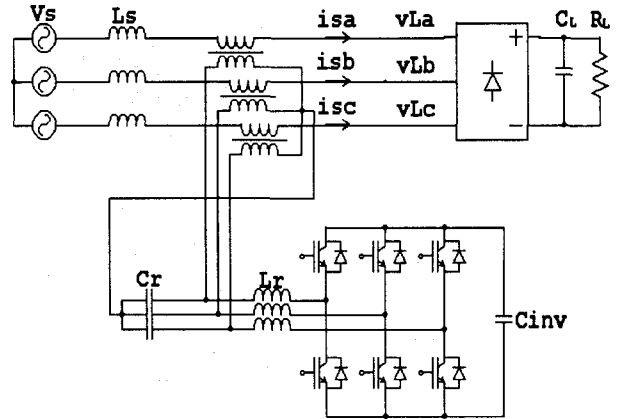


그림 3 3상 3선식 직렬형 능동전력필터 시스템
 Fig. 3 3-phase 3-wire series active power filter system

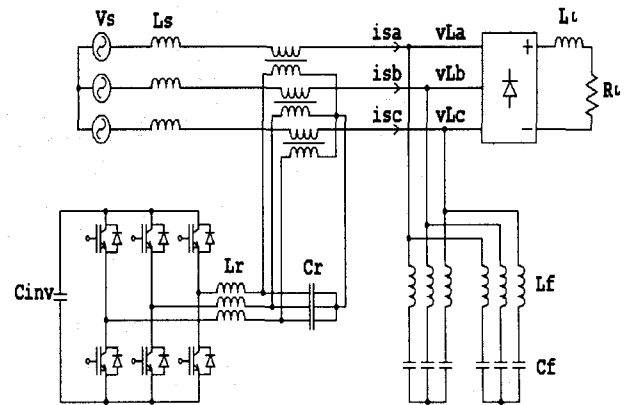


그림 4 수동필터와 직렬형 능동전력필터의 결합시스템
 Fig. 4 Combined system of passive filters and series active power filter

직렬형 능동전력필터는 3상 전압형 PWM 인버터를 교류전원과 비선형 부하 사이에 3개의 결합변압기로 계통에 직렬로 접속하여 구성하였다. 또한, 인버터의 출력측에는 스위칭리플을 저감시키기 위한 LC필터를 구성하였다.

그림 5에 직렬형 능동필터의 제어회로에 대한 블록 다이어그램을 나타내었다. 센싱회로를 구성하여 3상 부하전압과 3상 부하전류를 받아 오게되고 A/D 변환기를 통해 이 3상 전압과 전류 값들이 디지털 데이터로 변환된다. 이 변환된 데이터들은 DSP로 입력되고, DSP에서는 이를 실제 전압, 전류 값으로 변환한 후 보상 기준전압을 연산하게 된다. 연산된 보상기준 전압은 다시 D/A 변환기를 통해 아날로그 신호로 변환되어 PWM 발생회로로 넘겨지게 되고, PWM 회로에서 발생된 제어 신호가 인버터 구동회로를 거쳐 인버터를 구동

시켜주도록 제어회로를 구성하였다. IGBT drive IC를 사용해서 게이트 드라이버와 보호회로를 구성하였고, 능동전력필터의 정확하고 빠른 제어를 위해서 실시간 제어에 적합한 TI사의 TMS320C6701 floating point DSP를 사용하여 20[KHz]로 인버터를 구동하였다.

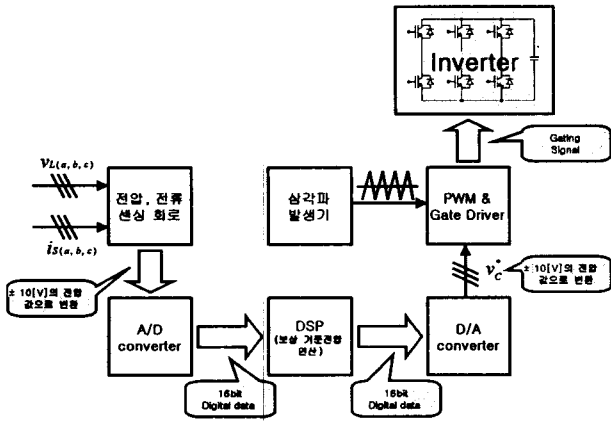


그림 5 직렬형 능동필터와 제어회로의 블럭다이어그램
Fig. 5 Block diagram of series active power filter and control circuits

표 1에 구성된 시스템의 회로정수 값들을 나타내었다. 표 1에서 3상 3선 식 직렬형 능동전력필터인 경우는 30 [Ω], 2400 [μF]의 RC부하를 갖는 3상 다이오드정류기 부하를 사용하였고, 실효치 110[V]의 전원을 인가 하였다. 병렬 수동필터와 직렬형 능동전력필터의 결합 시스템에서는 15[mH], 30 [Ω]의 RL 부하를 갖는 3상 다이오드 정류기 부하를 사용하여 고조파 전류원 부하를 구성하였고, 역시 110[V]의 전원을 인가하였다.

인버터 dc-link 커패시터는 2350 [μF]을 사용하였고, 4[mH], 0.5 [μF]의 커패시터와 인덕터를 사용하여 인버터의 스위칭 리플 저감을 위한 LC 필터를 구성하였다.

표 1 시스템 회로 정수
Table 1 System parameter

전원전압	110[Vrms], 60[Hz]
전원 인덕턴스(Ls)	0.1[mH]
결합변압기 권수비(Np:Ns)	1:2
부하 커패시턴스(CL)	2400[μF]
부하 인덕턴스(LL)	15[mH]
부하저항(RL)	30[Ω]
인버터 dc-link 커패시턴스	2350[μF]
LC필터 인덕턴스(Lf)	4[mH]
LC필터 커패시턴스(Cf)	0.5[μF]

표 2 병렬 수동필터의 회로정수

Table 2 parallel passive filter parameters

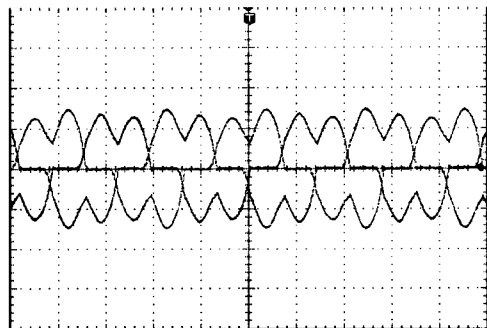
5th passive filter	인덕터(L_{5th})	2[mH]
	커패시터(C_{5th})	140[μF]
7th passive filter	인덕터(L_{7th})	2[mH]
	커패시터(C_{7th})	70[μF]

표 2는 병렬 수동필터 구성을 위해 사용된 회로정수 값들이다. 2[mH], 140[μF]의 인버터와 커패시터를 직렬 연결하여 5차 수동필터를 구성하였고, 2[mH], 70[μF]의 인덕터와 커패시터를 직렬로 연결하여 7차 수동필터를 구성하였다.

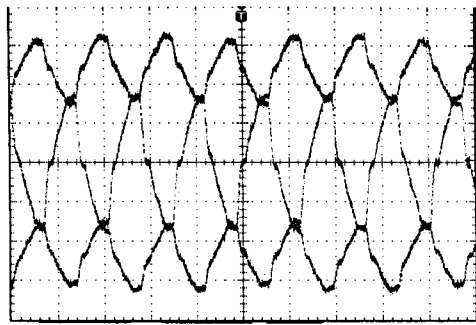
2. 3. 실험결과

본 절에서는 고조파 전압원과 고조파 전류원에 대한 실험 결과들을 제시하였다. 즉, 3상 3선식 직렬형 능동전력필터와 하이브리드형 능동전력필터를 사용하여 고조파 전압원과 고조파 전류원에서의 고조파와 무효전력에 대한 보상전과 보상후의 파형 들을 비교 분석하였다. 각각의 경우 모두 상전류의 고조파가 IEEE std. 519의 고조파 규제치인 THD 5%미만의 우수한 고조파 보상결과를 얻을 수 있었고, 무효전력보상도 전원단 역률이 거의 1에 가깝게 나올 정도로 효과적으로 수행되었다.

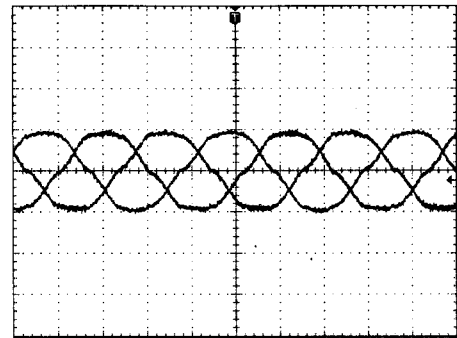
그림 6은 3상 3선식 고조파 전압원 부하에서의 보상 전 파형 들이다. 그림 6-(a)는 3상 전류 파형이고, 그림 6-(b)는 3상 전원전압 파형이다. 그리고 그림 6-(c)는 A상 전압과 전류파형, 그림 6-(d)는 A상의 전류 스펙트럼 파형이다. 3상의 THD는 각각 A상 31.58%, B상 33.78%, C상 33.39%이다. 그리고, 3상 전원 전압의 THD는 A상 8.74%, B상 8.54%, C상 8.49%이다. 그림 6-(c)에 A상의 역률파형을 나타내었는데, 역률은 약 0.91 이다. 그림에서도 볼 수 있듯이 고조파 전압원에 의해 상전류와 전원 전압이 많이 왜곡되고 있음을 알 수 있다.



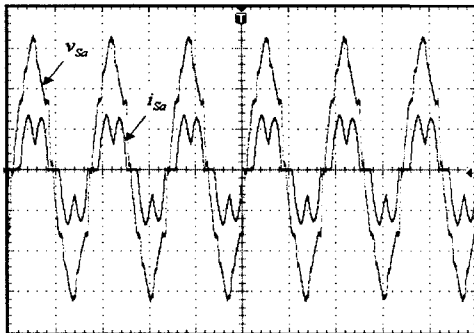
(b) 보상 전 3상 전원 파형



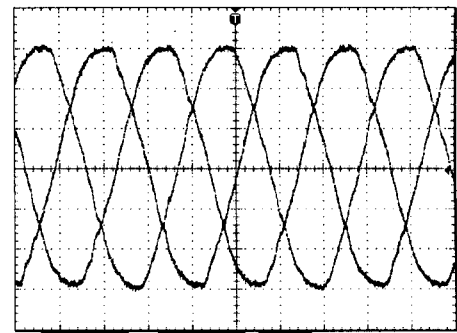
50V/div, 4ms/div
(b) 보상 전 3상 전원 파형



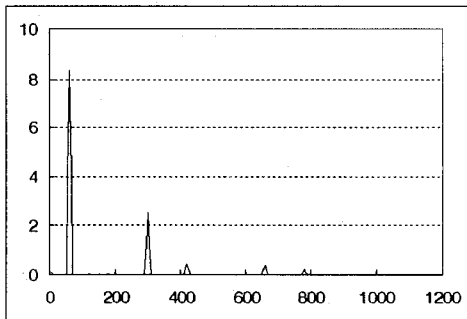
5A/div, 4ms/div
(a) 보상 후 3상 전류 파형



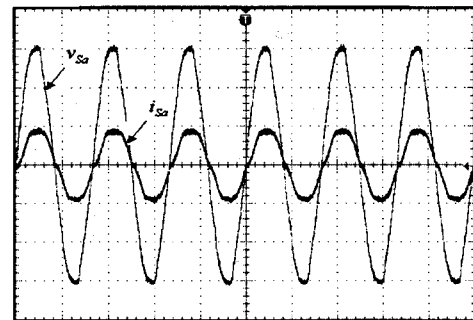
10A/div, 4ms/div
(c) 보상 전 A상 전압/전류 파형



50V/div, 4ms/div
(b) 보상 후 3상 전원 파형



(d) 보상 전 A상 전류 스펙트럼

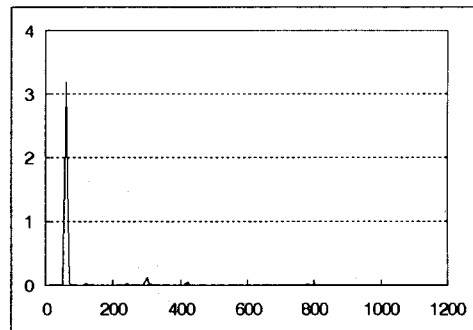


5A/div, 50V/div
(c) 보상 후 A상 전압/전류 파형

그림 6 3상 3선식 고조파 전압원에서의 보상 전 파형

Fig. 6 Waveforms in 3-Phase 3-wire before compensation

그림 7은 3상 3선식 직렬형 능동전력필터에 성능함수를 이용한 제어알고리즘을 적용하여 고조파 전압원에서의 고조파와 무효전력을 보상한 후의 파형 들이다. 그림 7-(a)는 3상 전류파형, 그림 7-(b)는 3상 전압파형, 그림 7-(c)는 A상 전압 전압과 A상 전류파형, 그림 7-(d)는 A상 전류의 스펙트럼이다. 3상 전류의 THD는 A상 4.85%, B상 4.82%, C상이 4.78%이고, 3상 전원전압의 THD는 각각 A상 1.33%, B상 1.32%, C상이 1.32%이다. 그리고 역률 역시 약 0.99로 개선되었다. 이는 IEEE std. 519에서 고조파 규제치인 THD 5%를 만족하는 우수한 보상 결과를 나타내고 있다.

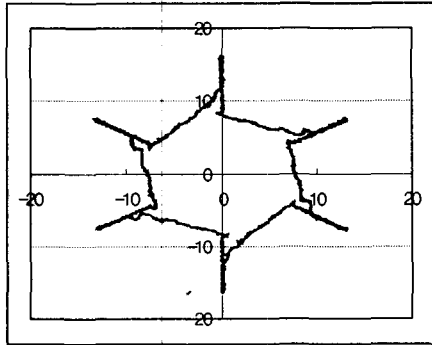


(d) 보상 후 A상 전류 스펙트럼

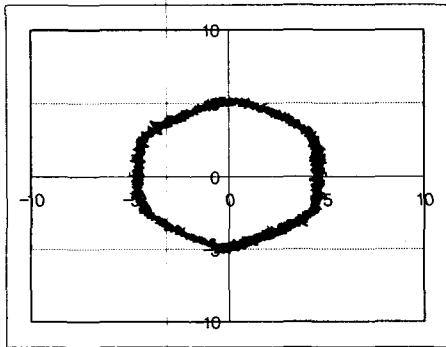
그림 7 3상 3선식 고조파 전압원에서의 보상 후 파형

Fig. 7 Waveforms in 3-Phase 3-wire harmonic voltage source after compensation

그림 8은 고조파 전압원에서의 보상전과 보상후의 3상 전류의 2상 벡터변환 파형이다. 만약, 3상 전류가 고조파를 포함하지 않는 완전한 정현파인 경우에는 2상 벡터변환 파형이 완전한 원형이 될 것이다. 하지만, 그림8-(a)에서 볼 수 있듯이 상전류가 약 30%의 고조파를 포함하고 있기 때문에 벡터변환 파형이 상당히 많이 왜곡 되어있다. 하지만, 보상 후에는 거의 원형에 가까운 형태를 보이고 있다. 그림 8-(b)의 파형이 완전히 원형이 되지 못하는 것은 상전류의 THD가 약 4.8%정도로 고조파가 조금 포함되어 있기 때문이다



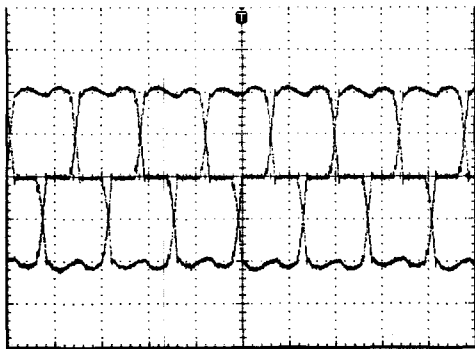
(a) 보상 전 고조파 전압원 3상 전류의 2상 벡터변환 파형



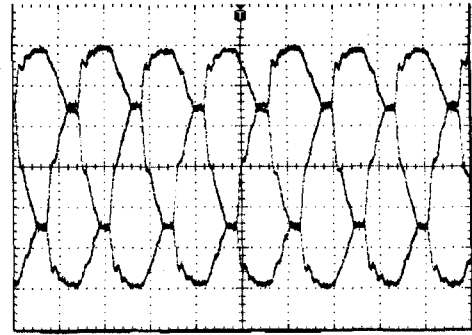
(b) 보상 후 고조파 전압원 3상 전류의 2상 벡터변환 파형

그림 8 고조파 전압원의 보상전과 보상 후 3상 전류의 2상 벡터변환 파형

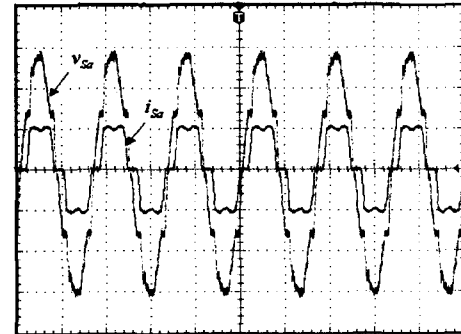
Fig. 8 Vector transformation waveform of 3-phase currents before and after compensation



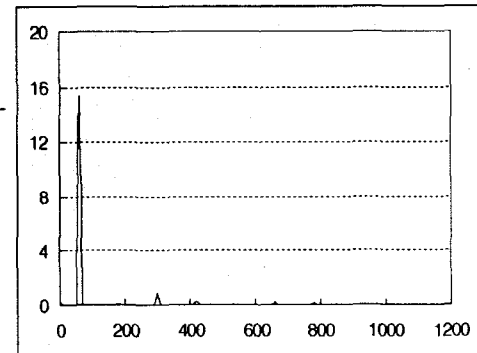
10A/div, 4ms/div
(a) 보상전 3상 전류 파형



50V/div, 4ms/div
(b) 보상전 3상 전원 파형



10A/div, 50V/div
(c) 보상전 A상 전원전압/전류 파형



(d) 보상전 A상 전류 스펙트럼

그림 9 3상 3선식 고조파 전류원에서의 보상전 파형들

Fig. 9 Waveforms in Harmonic Current Source Before Compensation

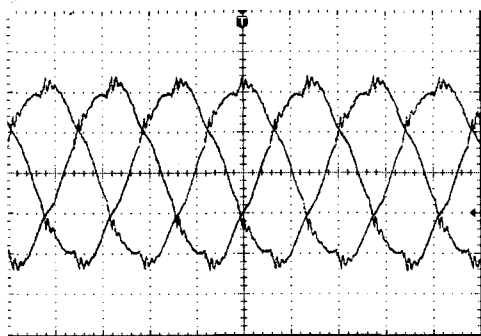
그림 9는 3상 3선식 고조파 전류원에서의 보상 전 파형 들이다. 그림 9-(a)는 3상 전류, 그림 9-(b)는 3상 전원 전압, 9-(c)는 A상 전원전압과 A상 전류, 그림 9-(d)는 A상 전류의 스펙트럼 파형이다. 3상 전류의 THD는 각각 A상 18.25%, B상 18.01%, C상이 18.29%이고, 3상 전원전압의 THD는 각각 A상 9.76%, B상 9.27%, C상이 9.05%이다.

그리고, A상의 역률은 약 0.904이다. 고조파 전압원과 마찬가지로 고조파 전류원에서도 역시 3상 전류 파형과 3상 전원 전압이 많이 왜곡되어 있음을 알 수 있다.

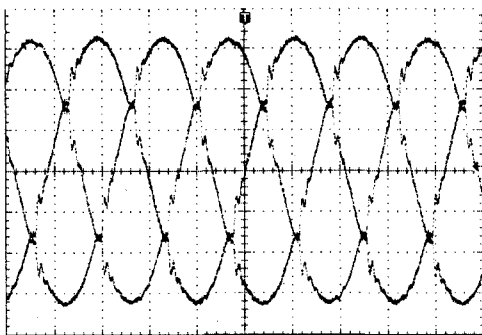
그림 10은 병렬 수동필터를 사용해서 고조파 전류원에서의 고조파를 보상한 경우의 파형 들이다. 그림 10-(a)는 3상 전

류파형, 그림 10-(b)는 3상 전원 전압파형, 10-(c)는 A상 전원전압과 A상 전류파형, 그림 10-(d)는 A상 전류의 스펙트럼 파형이다. 3상 전류의 THD는 각각 A상 5.22%, B상 5.13%, C상이 5.10%이고, 3상 전원전압의 THD는 A상 2.90%, B상 3.10%, C상이 3.08%이다.

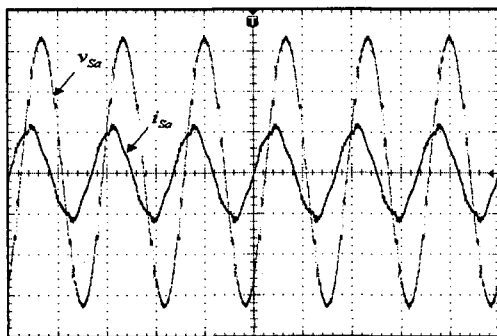
그리고, 수동필터의 커패시터 영향으로 역률이 약 0.609로 진상이 되고있다. 이와 같이 수동필터에 의해서 상 전류의 5차 고조파와 7차 고조파가 상당부분 제거되고 있음을 알 수 있다. 그러나, 여전히 상전류의 고조파가 IEEE std. 519 규제치를 만족시키지 못하고 있고, 역률 역시 진상이 되고 있음을 알 수 있다.



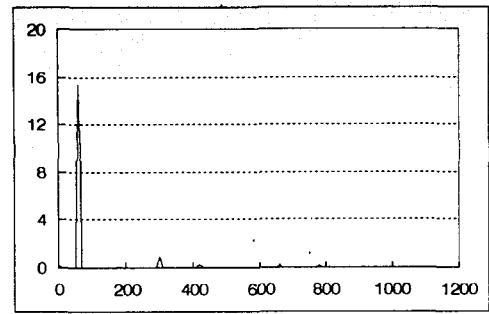
10A/div, 4ms/div
(a) 수동 필터로 보상 후 3상 전류 파형



50V/div, 4ms/div
(b) 수동 필터로 보상 후 3상 전원전압 파형



20A/div, 50V/div
(c) 수동 필터로 보상 후 A상 전원전압/전류

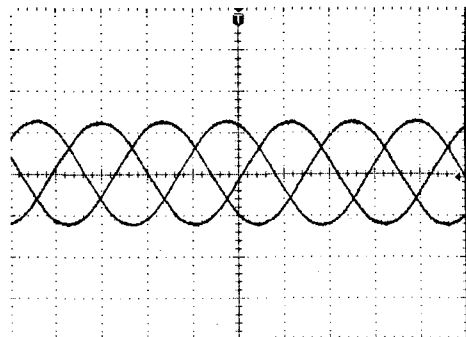


(d) 수동 필터로 보상 후 A상 전류

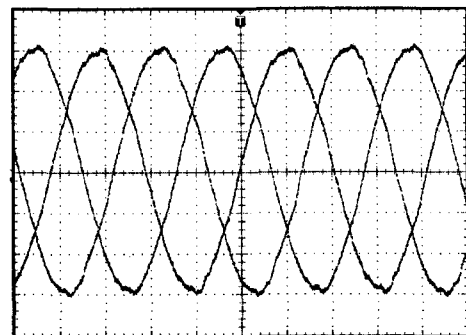
그림 10 고조파 전류원에서 병렬수동필터를 사용해서 보정한 후의 파형 들

Fig. 10 Waveforms in harmonic current source using parallel passive filter after compensation

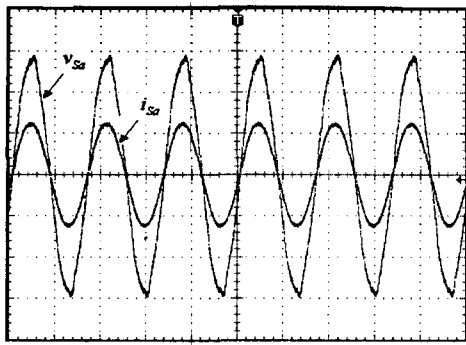
그림 11은 병렬형 수동필터와 직렬형 능동전력필터의 결합 시스템에 성능함수를 이용한 제어 알고리즘을 적용하여 고조파 전류원에서의 고조파와 무효전력을 보상한 후의 파형 들이다. 그림 11-(a)는 3상 전류파형, 그림11-(b)는 3상 전원전압파형, 그림 11-(c)는 A상 전원전압과 A상 전류파형, 그림 11-(d)는 A상 전류의 스펙트럼 파형이다. 3상 전류의 THD는 A상 0.58%, B상 0.57%, C상이 0.57%이고, 3상 전원전압의 THD는 각각 A상 2.20%, B상 2.21%, C상이 1.85%이다. 역률은 무효 전력이 거의 완전히 제거되어 거의 1이 되고 있음을 알 수 있다.



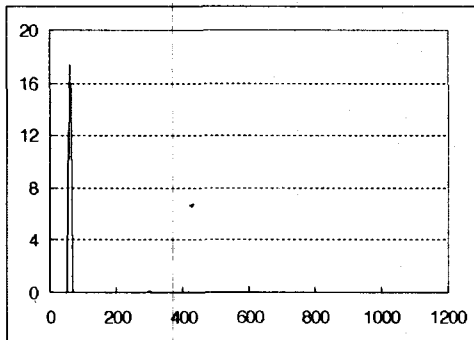
20A/div, 4ms/div
(a) 보상 후 3상 전류 파형



50V/div, 4ms/div
(b) 보상 후 3상 전원 파형

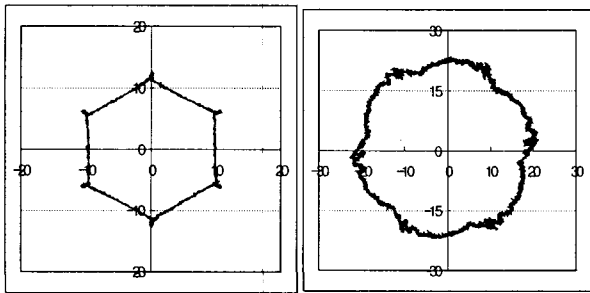


(c) 보상 후 A상 전압/전류 파형

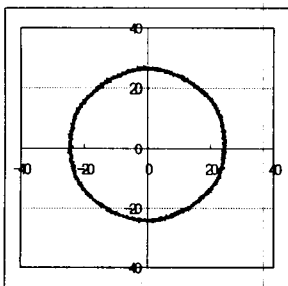


(d) 보상 후 A상 전류 스펙트럼

그림 11 3상 3선식 고조파 전류원에서의 보상 후 파형들
Fig. 11 Waveforms in 3-Phase 3-wire harmonic current source after compensation



(a)고조파 전원 2상 벡터변환 (b)수동필터보상 2상 벡터변환



(c)수동 및 능동필터 보상 2상 벡터변환

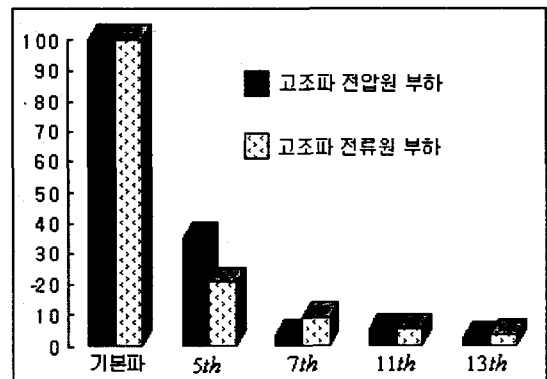
그림 12 고조파 전류원의 보상 전과 보상 후 3상 전류의 2상 벡터 변환 과정

Fig. 12 Waveforms in 3-Phase 3-Wire Harmonic Current Source After Compensation

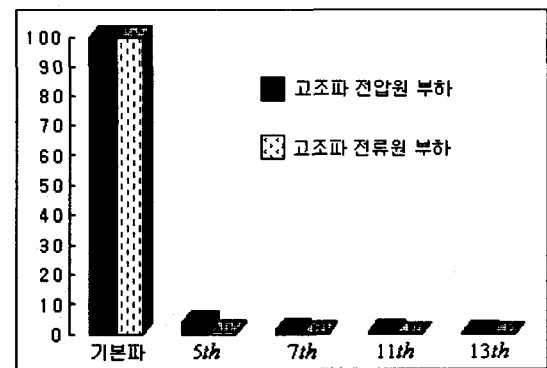
그림 12은 고조파 전류원에서의 3상 전류의 2상 벡터변환 파형 들이다. 그림 12-(a)는 3상 3선식 고조파 전압원에서의 2상 벡터변환 파형이고, 12-(b)는 병렬 수동필터를 사용하여 보상한 경우의 파형이다. 그리고 12-(c)는 병렬수동필터와 직렬형 능동전력필터의 결합형 시스템을 사용하여 보상한 후의 파형이다. 그림에서도 명확하게 알 수 있듯이 고조파가 보상됨에 따라 파형이 점점 원에 가까워짐을 알 수 있고, 병렬 수동필터와 직렬형 능동전력필터의 결합형을 사용하여 보상한 경우는 거의 모든 고조파가 제거되어 파형이 거의 원형으로 나타나고 있다.

그림 13에 기본 주파수를 100으로 하고 고조파 성분을 기본파와 비교하여 백분율로 계산된 값을 보상 전과 보상 후 그리고 고조파 전압원과 전류원 부하에 대하여 발생하는 고조파 성분을 각각 막대 그래프로 도시하였다.

이 그래프에서 알 수 있듯이 본 논문에서 제안된 알고리즘으로 고조파를 제어하면 IEEE std. 519에서 제한하는 고조파 제한 조건을 양쪽의 경우 모두 만족하고 있으며, 수동필터와 능동 필터가 결합된 시스템은 수동필터와 능동필터가 상호 보완하여 능동필터 단독으로 운전되는 조건보다 양호한 결과를 나타냄을 볼 수 있다.



(a) 보상 전 고조파 성분



(b) 보상 후 고조파 성분

그림 13 고조파 전류원과 전압원에 대한 고조파 보상 특성 그래프

Fig. 13 Compensation characteristic graph for harmonic voltage source and harmonic currents source

3. 결 론

본 논문에서는 3상 3선식 및 병렬 수동필터와 직렬형 능동 전력필터의 결합시스템에 대한 제어 알고리즘을 제시하였다. 보상기준전압과 부하 전압을 이용해서 성능함수를 정의하였고, 이 성능함수를 최소화하는 보상기준전압을 도출함으로써 전원단의 고조파를 최소화할 수 있음을 보였다. 또한, 제안된 알고리즘을 사용해서 보상기준연산시간을 줄임으로써 20 [KHz]의 빠른 스위칭주파수로 인버터를 구동시킬 수 있었고, 이를 고조파 전류원과 고조파 전압원에 적용하여 실험을 수행하였다. 3상 3선식 직렬형 능동전력필터를 사용한 고조파 전압원 보상실험과 병렬 수동필터와 직렬형 능동전력필터의 결합시스템을 사용한 고조파 전류원 보상 실험 모두 IEEE std. 519의 고조파 규제치인 THD 5%미만의 우수한 실험결과를 얻을 수 있었고, 무효전력보상 역시 효과적으로 수행되어 전원단 역률이 거의 1에 가까운 값을 나타내었다. 이상과 같은 실험결과들을 통해서 볼 때, 직렬형 능동전력필터가 고조파 전류원 뿐만 아니라 최근 급증하고 있는 고조파 전압원 부하에 대한 대책으로 효과적임을 알 수 있다. 따라서, 직렬형 능동전력필터가 고조파나 역률저하 등의 전력품질문제에 대한 해결책이 될 수 있을 것이라 생각한다. 이상과 같은 실험결과를 통해서 제안된 알고리즘의 우수성을 입증하였다.

감사의 글

본 논문은 인하대학교 교수연구진흥비(22752)의 지원을 받아 연구되었습.

참 고 문 헌

[1] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-20, NO.3, pp 625-630, 1984.

[2] F. Z. Peng, H. Akagi and A. Nabae "A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems-A Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, NO. 6, pp 983-990, 1990.

[3] J. C. Balda, A. R. Oliva, D. W. McNabb, and R. D. Richardson, "Measurements of Neutral Currents And Voltages On A Distribution Feeder", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 12, NO. 4, pp 1799-1804, 1997..

[4] J. Montano, and P. Salmeron, "Different Approaches For Compensation In Three-Phase Four-Wire Circuits With Active Power Filters", Mediterranean Electrotechnical Conference, Vol. III, 0-7803-6290-X, pp 920-923, 2000.

[5] T. Furuhashi, S. Okuma, and Y. Uchikawa, "A Study On The Theory of Instantaneous Reactive Power", IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 37, NO. 1, pp 86-90, 1990.

[6] Qun Wang, Weizheng Yao, Jinjun Liu, and Zhaoan Wang, "Voltage Type Harmonic Source and Series Active Power Filter Adopting New Control Approach", The 25th Annual Conference of the IEEE , Vol. 2, pp 843 -848, 1999.

[7] Wang Qun, Yao Weizheng, Liu Jinjun, and Wang Zhaoan, "A Control Approach for Detecting Source Current and Series Active Power Filter", IEEE International Conference on Power Electronics and Drive System, pp910-914, 1999.

저 자 소 개



김진선(金振鮮)

1959년 9월 22일 생. 1986년 인하대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과(기기 및 제어 전공) 졸업(석사). 1988년~1997년 LG 석유화학/엔지니어링 재직. 1999~2001 안양 과학대 초빙교수. 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.
Tel : 032-860-7397, Fax 032-863-5822
E-mail : jsk2473@hanmail.net



고수현(高守玟)

1974년 4월 11일 생, 2001년 2월 인하대 전자·전기·컴퓨터 공학부 (전기 및 제어전공) 졸업. 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 (주) 만도 연구원.
Tel : 032-860-7397, Fax :032-863-5822
E-mail : bomongli@dreamwiz.com



김영석(金榮石)

1951년 6월 11일 생, 1977년 인하대 전기공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1987~1989년 전기연구원 전력전자 연구실장. 현재 인하대 전자·전기공학부 교수
Tel : 032-860-7397, Fax : 032-863-5822
E-mail : young나@inha.ac.kr