

LTJ 적응필터의 실용적 구현과 적응반향제거기에 대한 적용*

A Practical Implementation of the LTJ Adaptive Filter and Its Application to the Adaptive Echo Canceller

유 재 하**
Jae Ha Yoo

ABSTRACT

In this paper, we proposed a new practical implementation method of the lattice transversal joint (LTJ) adaptive filter using speech codec's information. And it was applied to the adaptive echo cancellation problem to verify the efficiency of the proposed method. Realtime implementation of the LTJ adaptive filter is very difficult due to high computational complexity for the filter coefficients compensation. However, in case of using speech codec, complexity can be reduced since linear predictive coding (LPC) coefficients are updated each frame or sub-frame instead of every sample. Furthermore, LPC coefficients can be acquired from speech decoder and transformed to the reflection coefficients. Therefore, the computational complexity for updates of the reflection coefficients can be reduced. The effectiveness of the proposed LTJ adaptive filter was verified by the experiments about convergence and tracking performance of the adaptive echo canceller.

Keywords: adaptive filter, practical implementation, speech codec, reflection coefficient

1. 서 론

least mean square(LMS) 알고리즘을 사용하는 트랜스버설(transversal) 필터는 계산이 간단하여 실시간 구현이 용이하기 때문에 반향제거기를 비롯한 많은 응용분야에서 사용되어 왔다. 그러나 적응필터의 입력신호가 상관도가 높은 신호인 경우에는 적응필터의 수렴속도가 느려지는 단점이 있어 이를 개선하기 위하여 입력신호를 격자 예측기(lattice predictor)를 통과시킨 뒤 트랜스버설 필터의 입력신호로 사용하여 수렴속도를 향상시키는 적응격자필터가 제안되었으며[2], 음성신호가 auto regressive (AR) 프로세스로 모델링 된다는 점을 사용하여 격자예측기의 일정 차수 이후의 후방예측오차신호는 단순 지연으로 간주함으로써 계산량을 감소시킬 수 있는 lattice transversal joint (LTJ) 적응필터가 제안되었다[3].

* 본 연구는 2003년도 재단법인 한경대학교학술장학진흥재단 학술연구조성비의 지원에 의한 것임.
또한, 2003년도 대한전자공학회 신호처리 소사이어티 추계학술대회(2003. 11. 29)에서 발표된 내용을 수정 보완한 것임.

** 한경대학교 전자공학과

그러나 이 방법들은 수렴속도는 개선되지만 정상상태 성능이 떨어지는 단점이 있다[4][5]. 정상 상태 성능이 저하되는 원인은 격자예측기와 트랜스버설 필터의 1 샘플 불일치에 의해 정상상태 성능이 저하되며, 트랜스버설 필터 계수를 매 샘플 보상해 줌으로서 정상상태 성능이 완벽하게 개선될 수 있다[5]. 그러나 필터계수 보상을 위해서는 많은 계산량이 요구되므로 구현에 문제점이 있다. [6]에서는 LTJ 적응필터를 시변 변환영역 적응필터 관점에서 보다 더 이해하기 쉽게 해석하였으며, 음성신호의 단구간 정적(stationary) 특성을 이용하여 필터계수 보상을 위한 계산량을 감소시킬 수 있는 방법을 제안하였다.

본 논문에서는 음성코덱(codec)의 linear predictive coding(LPC) 계수 정보를 사용하여 LTJ 적응필터를 실용적으로 구현하는 방법을 제안하고 이를 반향제거기 문제에 적용하여 그 타당성을 입증하고자 한다.

2. LTJ 적응필터와 구현상의 문제점

LTJ 적응필터는 그림 1과 같다. 트랜스버설 필터와는 달리 입력신호 $x(n)$ 을 직접 필터 입력으로 사용하는 것이 아니라 $x(n)$ 을 격자예측기에 통과시켜 얻은 후방예측오차신호 $b(n)$ 을 트랜스버설 필터의 입력으로 사용하여 필터 출력신호 $y(n)$ 을 얻는다. 여기서 $d(n)$ 과 $e(n)$ 은 기대신호(desired signal)와 오차신호(error signal)를 나타내며, $c_m(n)$ 은 트랜스버설 필터의 계수를 나타낸다. $f_m(n)$ 과 $b_m(n)$ 은 각각 전방예측오차신호와 후방예측오차신호를 나타내며, $k_m(n)$ 은 반사계수(reflection coefficient)를 나타낸다.

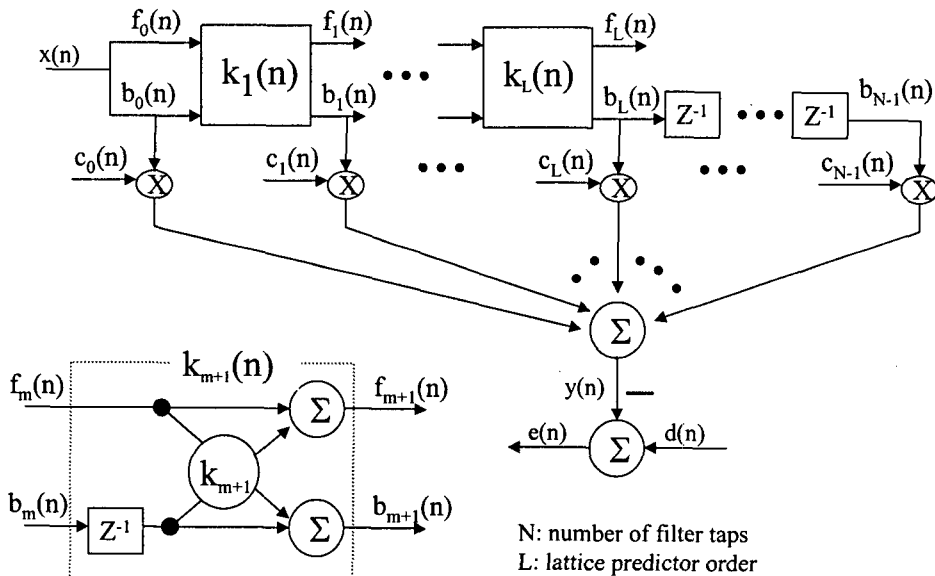


그림 1. LTJ 적응필터 블록도

격자예측기와 트랜스버설 필터의 각 신호간 관계와 적응 방정식은 다음의 표 1과 같다. 여기서 $P_m(n)$, μ_L , ϵ 은 각각 정규화를 위한 격자예측기 각 단의 파워, 수렴계수, 0값에 의한 발산을 막기 위한 최소 숫자를 나타낸다.

표 1. LTJ 적응필터의 방정식

<p><lattice predictor part></p> $f_0(n) = b_0(n) = x(n)$ <p>for $m = 1$ to L</p> $f_m(n) = f_{m-1}(n) + k_m(n)b_{m-1}(n-1)$ $b_m(n) = b_{m-1}(n-1) + k_m(n)f_{m-1}(n)$ $P_{m-1}(n) = \beta P_{m-1}(n-1) + 0.5(1-\beta)(f_{m-1}^2(n) + b_{m-1}^2(n-1))$ $k_m(n+1) = k_m(n) - \frac{2\mu_L}{P_{m-1}(n) + \epsilon}(b_m(n)f_{m-1}(n) + b_{m-1}(n-1)f_m(n))$ <p>end</p> $P_L(n) = \beta P_L(n-1) + 0.5(1-\beta)(f_L^2(n) + b_L^2(n-1))$ $b_m(n) = b_{m-1}(n-1) \quad (L+1 \leq m \leq N-1)$ <p><transversal filter part></p> $y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} c_m(n)b_m(n)$ $e(n) = d(n) - y(n)$ $\mu_{c,m}(n) = \frac{1}{P_m(n) + \epsilon} \quad (0 \leq m \leq L)$ $\mu_{c,m}(n) = \mu_{c,L}(n) \quad (L+1 \leq m \leq N-1)$ $c_m(n+1) = c_m(n) + 2\mu_{c,m}(n)e(n)b_m(n) \quad (0 \leq m \leq N-1)$

입력신호 $x(n)$ 을 격자예측기를 통과시킨 후에 트랜스버설 필터의 입력으로 사용하는 이유는 격자예측기의 직교화과정을 통하여 상관도가 제거된 후방예측오차신호 $b_m(n)$ 가 트랜스버설 필터의 입력신호로 사용되므로 수렴속도를 향상시킬 수 있기 때문이다. 그러나 LTJ 적응필터는 정상상태 성능이 저하되는 문제점이 있다.

LTJ 적응필터는 격자예측기를 통과한 신호를 트랜스버설 필터의 입력으로 사용하기 때문에 변환영역 적응필터로 볼 수 있으며 격자예측기의 반사계수가 계속적으로 변화하기 때문에 (1)과 같이 후방예측오차신호 생성을 위한 변환행렬 K 가 시간에 따라 변화하는 $K(n)$ 으로 표시되는 시변 변환영역 적응필터가 된다[6].

$$b(n) = K^T(n)x(n) \quad (1)$$

이때 후방예측오차신호 벡터 $\mathbf{b}(n)$ 과 입력신호 벡터 $\mathbf{x}(n)$ 은 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{b}(n) = [b_0(n), b_1(n), \dots, b_{N-1}(n)]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1)]^T \quad (3)$$

여기서 T 는 transpose를 의미한다.

LTJ 적용필터는 $\mathbf{x}(n)$ 이 변환행렬 $\mathbf{K}(n)$ 에 의하여 변환된 후방예측오차신호 벡터 $\mathbf{b}(n)$ 을 트랜스버설 필터의 입력으로 사용하여 다음과 같이 정의되는

$$\mathbf{c}(n) = [c_0(n), c_1(n), \dots, c_{N-1}(n)]^T \quad (4)$$

필터계수벡터 $\mathbf{c}(n)$ 을 곱하여 필터출력 $y(n)$ 을 얻는다.

$$y(n) = \mathbf{c}^T(n) \mathbf{b}(n) \quad (5)$$

$\mathbf{c}(n)$ 은 표 1의 마지막 방정식에 나타낸 바와 같이 오차신호 $e(n)$ 과 후방예측오차신호 벡터 $\mathbf{b}(n)$ 을 사용하여 필터계수벡터를 적용시켜 새로운 계수벡터 $\mathbf{c}(n+1)$ 을 얻고 다음 샘플의 계수벡터로 사용한다. 즉, $\mathbf{c}(n+1)$ 은 신호벡터 $\mathbf{K}^T(n)\mathbf{x}$ 에 대하여 오차가 최소화되도록 적용된 계수벡터이다. 그러나 격자예측기도 매 샘플 적용시키므로 $n+1$ 에서의 변환행렬 $\mathbf{K}(n+1)$ 과 $\mathbf{K}(n)$ 는 다른 값을 갖게 되므로 신호벡터 $\mathbf{K}^T(n+1)\mathbf{x}$ 과 신호벡터 $\mathbf{K}^T(n)\mathbf{x}$ 는 다른 신호벡터를 나타내므로 계수벡터 $\mathbf{c}(n+1)$ 을 새로운 신호벡터 $\mathbf{K}^T(n+1)\mathbf{x}$ 에 적합하도록 보상해준 $\mathbf{c}_{comp}(n+1)$ 을 다음과 같이 계산해야만 한다[6].

$$\mathbf{c}_{comp}^T(n+1) \mathbf{K}^T(n+1)\mathbf{x} = \mathbf{c}^T(n+1) \mathbf{K}^T(n)\mathbf{x} \quad (6)$$

이를 다시 쓰면

$$\mathbf{K}(n+1) \mathbf{c}_{comp}(n+1) = \mathbf{K}(n) \mathbf{c}(n+1) \quad (7)$$

$$\mathbf{c}_{comp}(n+1) = \mathbf{K}^{-1}(n+1) \mathbf{K}(n) \mathbf{c}(n+1) \quad (8)$$

즉, (8)과 같은 필터계수보상이 꼭 필요하며, 이를 위한 계산량은 $2LN$ 이다[5,6]. 이때, N 은 적용필터의 차수, L 은 격자예측기 차수이다. 위와 같은 필터계수 보상을 통하여 정상상태 성능이 완벽하게 개선된다. 그러나, 음성신호와 같이 격자예측기 차수 L 이 10인 경우 필터계수 보상을 포함한 LTJ 적용필터의 계산량은 $23N$ 이 되어 계산량이 $3N$ 인 트랜스버설 필터의 약 7.7 배로 계산량이 증가하기 때문에 실시간 구현이 매우 어렵다[6].

3. 제안한 방법과 적응반향제거기에 대한 적용

최근 들어서는 대부분의 음성시스템이 디지털로 처리되며 음성코덱을 사용하여 압축한 음성신호를 사용하여 통신 및 저장을 수행한다. 음성 코덱은 일정시간 즉 프레임 또는 서브프레임 단위로 음성을 버퍼링하고 압축을 수행하므로 그동안은 LPC 계수가 변하지 않기 때문에 LTJ 적응필터의 반사계수를 매 샘플마다 적응시키지 않아도 된다. 그리고 음성통신시스템과 같이 구현될 경우에는 음성코덱의 디코더(decoder)로부터 LPC 계수 정보를 얻어낼 수 있기 때문에 이를 반사계수로 변환하여 LTJ 적응필터에 적용함으로써 반사계수의 추정도 필요 없게 된다. 본 논문에서는 이와 같은 방법을 아래 그림 2와 같이 적응반향제거기에 적용하는 방법을 제안한다. 즉, 사용되는 음성코덱에서 프레임 또는 서브프레임 단위로 변화하는 LPC계수 변화 주기에 맞추어 필터계수 보상을 수행하며, 디코더로부터 제공받는 LPC 계수를 사용하여 반사계수로 변환한 뒤 격자예측기 부분을 구현한다.

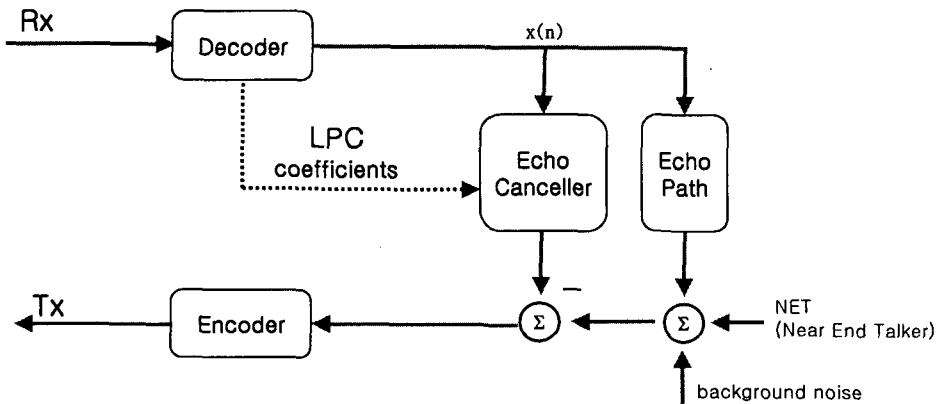


그림 2. 제안한 방법의 적응반향제거기에 대한 적용

본 논문에서는 ITU-T G.723.1 음성코덱을 사용하는 경우를 고려하기로 한다. G.723.1 음성코덱은 표본화율이 8 kHz이고, 1 프레임이 30 ms이며, 1 개의 프레임은 4 개의 서브프레임으로 이루어진다. 또한, 각 서브프레임에서 LPC계수를 계산하여 line spectrum pair (LSP) 계수 형태로 저장한다. 인코더(encoder) 단에서 실제 전송하는 LPC 정보는 한프레임당 1 번만 보내며 디코더 단에서는 이를 이전 프레임의 LPC계수와 보간하여 사용하게 된다. 그러므로 매 서브프레임마다 디코더로부터 LPC 계수를 얻어내고 이를 반사계수로 변환하여 직접 LTJ 적응필터에 적용할 수 있다. 서브프레임은 60 샘플(7.5 ms)이므로 필터계수 보상을 위한 계산은 60 번에 한번만 해주면 된다. 표 2는 트랜스버설필터, 매샘플 반사계수를 적용시키고 필터계수 보정을 하는 LTJ 적응필터와 본 논문에서 제안한 G.723.1 음성코덱 정보를 사용하는 방법에 대한 계산량을 비교하여 나타내고 있다.

표 2. 계산량 비교 (N: 적응필터 차수, L: 격자예측기 차수)

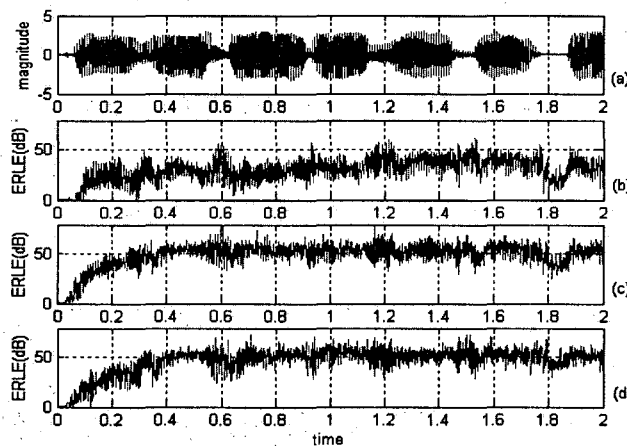
	Multiplication
트랜스버설 필터	3N
LTJ 적응필터	3N+9L+2LN
LTJ 적응필터 (제안한 방법)	3N+(1/3)N

4. 모의실험 및 결과 고찰

제안한 LTJ 적응필터의 타당성을 입증하기 위하여 실제 음성 신호를 사용하는 적응반향제거기에 적용한 모의실험을 수행하였다. 사용된 음성신호는 실제 음성신호를 8 kHz의 표본화율로 녹음하였으며, 음성 코덱은 ITU-T G.723.1을 사용하였다. 반향경로와 적응필터 탭수 N은 모두 30이며, 반향신호대 배경잡음비(ENR:Echo to Noise Ratio)는 40 dB이다. 필터의 성능은 ERLE(Echo Return Loss Enhancement)를 사용하여 표현하였다[6].

모의실험은 반향제거기의 수렴성능과 추적성능에 대해 평가하였다. LTJ 적응필터의 계수 보상은 서브프레임 단위로 수행되도록 하였으므로 60 샘플마다 계수 보상이 이루어진다.

그림 3은 수렴성능을 나타내고 있다. (a)는 반향제거기의 기준입력신호가 되는 음성신호이고 (b)는 트랜스버설 필터의 ERLE곡선을, (c)는 LTJ 적응필터의 ERLE곡선을, 그리고 (d)는 제안한 방법의 ERLE 곡선을 나타낸다. (c),(d)는 (b)에 비해 매우 빠른 수렴속도를 나타냄을 알 수 있다. 표 3은 각 방법의 계산량과 2 초 동안의 평균 ERLE를 나타내고 있다. 여기서 계산량의 기준은 트랜스버설 적응필터의 계산량을 100으로 하였다.



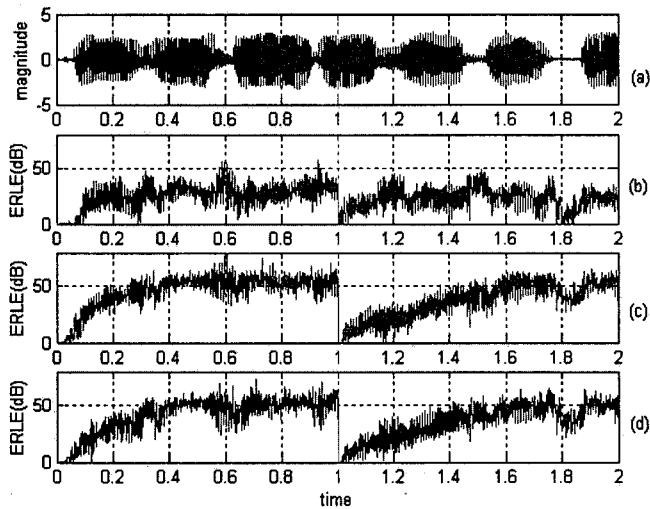
(a) 입력신호 (b) ERLE: 트랜스버설 필터
(c) ERLE: LTJ 적응필터 (d) ERLE: LTJ 적응필터(제안한 방법)

그림 3. 수렴 성능 비교

표 3. 계산량과 수렴 성능 비교

	계산량	평균 ERLE (dB)
트랜스버설 필터	100	30.8
LTJ 적응필터	770	49.4
LTJ 적응필터 (제안한 방법)	110	47.0

그림 4는 추적성능을 나타낸 실험이다. 1 초 경과한 후에 반향경로의 특성이 바뀐 경우이다. 제안한 방법인 (d)는 (c)의 경우와 거의 동일하게 새로이 바뀐 반향경로를 추적해 나감을 볼 수 있다. 반면, (b)는 수렴특성에서의 경우와 마찬가지로 새로이 바뀐 반향경로를 빠르게 추적하지 못하고 있다.



(a) 입력신호 (b) ERLE : 트랜스버설 필터
(c) ERLE : LTJ 적응필터 (d) ERLE : LTJ 적응필터(제안한 방법)

그림 4. 추적 성능 비교

전통적인 LTJ 적응필터와 제안한 LTJ 적응필터는 둘 다 모두 수렴과 추적 성능 면에서 트랜스버설 필터보다 매우 우수한 특성을 가짐을 알 수 있다. 반면 (c)와 (d)의 성능 차이는 매우 적음을 알 수 있다.

제안한 방법은 트랜스버설 필터에 비해서 약 10% 정도의 계산량 증가로 매우 큰 성능 향상을 가짐을 알 수 있다. 반면, 전통적인 LTJ 적응필터에 비해서는 계산량이 약 1/7로 감소하지만 수렴 및 추적 성능의 저하는 아주 적다고 할 수 있다. 위와 같은 모의실험 결과로부터 제안된 방법은 트랜스버설 필터에 비해 10% 정도의 매우 적은 계산량 증가만으로도 LTJ 적응필터의 우수한 수렴 및 추적 성능을 구현할 수 있음을 증명하고 있다.

5. 결 론

본 논문에서는, LTJ 적응필터가 음성코덱을 사용하는 응용 분야에 사용될 경우 LPC 계수 정보를 얻어내고 이를 반사계수로 변환하여 사용함으로써 반사계수를 적응시키지 않아도 되며, 매 샘플마다 필터계수 보상을 하는 방법과 달리 서브프레임 또는 프레임 단위로 처리함으로써 계산량을 대폭 감소시켜 실시간 구현이 가능하도록 하는 방법을 제안하였다.

음성신호를 사용한 수렴 및 추적 성능 모의실험을 통하여 제안한 방법의 타당성이 검증되었다. 매 샘플마다 필터계수 보상을 하는 기존의 LTJ 적응필터에 비해 계산량은 1/7로 줄이면서 성능은 2.4 dB만 감소하였으며, 트랜스버설 필터에 비해서는 10% 정도의 계산량 증가만으로 16 dB 이상의 성능 향상을 나타내었다.

그러므로 제안한 방법은 실시간 구현이 가능하지만 수렴속도가 늦은 트랜스버설 적응필터와 수렴은 빠르지만 계산량이 너무 많아 실시간 구현이 어려운 기존의 LTJ 적응필터에 비해 매우 실용적인 방법이라 할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] Haykin, S., 1996. *Adaptive Filter Theory*. 3rd Edition, Prentice-Hall.
- [2] Satorious, E. H., Alexander, S. T. 1979. "Channel Equalization using adaptive lattice algorithm." *IEEE Transactions on Communication*, COM-27, 899-905, Jun.
- [3] Yoo, J.-H., Cho, S.-H. & Youn, D.-H. 1998. "An Acoustic Echo Cancellation Based on the Adaptive Lattice-Transversal Joint (LTJ) Filter Structure." *IEICE TRANSACTIONS on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, E81-A (9), 1951-1954.
- [4] Farhang-Boroujeny, B. 1998. *Adaptive Filters Theory and Applications*, chapter 11, John Wiley & Sons.
- [5] Naoki Tokui, Kenji Nakayama & Akihiro Hirano, 2001. "A Synchronized Learning Algorithm for Reflection Coefficients and Tap Weight In a Joint Lattice Predictor and Transversal Filter." *Proceedings of International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing 2001*, 3741-3744.
- [6] 유재하. 2002. "격자 트랜스버설 결합(LTJ) 적응필터의 새로운 해석과 계산량 감소 방법." *한국음향학회 논문지*, 제 21권 제 5호, pp. 438-445.

접수일자: 2004. 4. 30

게재결정: 2004. 6. 15

▲ 유재하

경기도 안성시 석정동 67 (우: 456-749)

한경대학교 전자공학과

Tel: +82-31-670-5196

E-mail: yjh@hnu.hankyong.ac.kr