
피드백러닝 RLS 알고리즘에 의한 이동통신용 판정귀환형 등화기모델의 동작 특성

이우재*, 이종룡*, 주창복**

Performance Characteristics of Decision Feedback Equalizer Model by Feedback Running RLS algorithm for Mobile Communications

Woo-Jae Lee*, Jong-Ryong Lee*, Chang-Bok Joo**

요 약

이동통신에서는 수십 kbps 이상의 고속 디지털전송을 실현하는데 있어서 멀티패스파에 의한 지연왜곡이 수반되므로 전송로 변동, 즉 주파수선택성 페이딩을 극복하는 기술이 확립 되지 않으면 안된다.

본 논문에서는 판정귀환형 등화기의 제어 알고리즘으로써 지수적 가중계수에 의한 RLS 알고리즘을 개량한 피드백러닝 RLS 알고리즘을 제안하고 랜덤 가우시안 잡음하에서 정적인 1파 모델과 2파 모델에 대한 등화기의 동작특성을 컴퓨터 시뮬레이션 실험을 통하여 검토 분석 하였다.

컴퓨터 시뮬레이션 실험결과 $\lambda = 0.9$, $S/N = 10$ [dB], $S/I = 20$ [dB]에서 지연파의 지연시간을 1십분까지 변화시켰을 때 우수한 추종특성과 등화특성을 보였다.

Abstract

In the realization of a high speed digital transmission over several tens kbps in mobile communications, it follow delay distortion on a count of transmission path variation by multipath interference waves. Therefore it is inevitably necessary to establish the techniques overcoming the frequency selective fading.

In this paper, a feedback running RLS algorithm which is improved the RLS algorithm using exponential weighting factor, is proposed for the control algorithm of DFE and by the computer simulation method, and the performance characteristics of DFE is analyzed for the one-ray and two-ray waves model under the random Gaussian noise.

* 경상대학교 정보통신연구센터, 정보통신 공학과 교수

** 경남대학교 전자공학과 교수

접수일자 : 1998년 3월 6일

The computer simulation results of proposed RLS algorithm for the $\pi/4$ QPSK signal with one symbol time delayed interference signal of $S/I = 20[dB]$, under the $S/N = 10[dB]$ with $\lambda = 0.9$ showed excellent following characteristics and equalization characteristics.

I. 서론

이동통신에 있어서 수십 kbps 이상의 고속 디지털 전송에서는 주파수선택성 페이딩에 의해 전송 특성이 크게 열화된다. 이러한 전송특성의 열화현상은 주로 전송로의 지연시간 분산에 의해 일어나는 파형왜곡에 기인하는 것으로 이것을 보상하기 위한 기술연구가 활발히 진행되고 있다.^[1,2,5]

최근의 디지털 이동통신에서는 고속의 신호전송이 요구되고 있으며 신호 전송속도의 고속화는 파형왜곡에 의한 전송특성 열화를 보다 심화시키게 된다.

따라서 고속 신호전송을 행하는 이동통신에서는 파형왜곡 보상기술은 불가결한 요소기술이며 동시에 파형왜곡 보상기술을 실현하는 장치에는 보다 고속인 신호처리 능력도 요구되고 있다.

이동통신에서의 파형 보상기술으로써는 적응 배열안테나 기술^[3,4]이나 적응 등화^[1,2,5,6]기술이 유효한 것으로 보고되고 있다.

이러한 기술중에서 이동통신용 등화기의 구성으로써는 판정귀환형 등화기(DFE:Decision Feedback Equalizer)나 최대가능 계열 추정형 등화기(MLSE:Maximum Likelihood Sequence Estimator)가 보고되고 있으며 전송로 변동에 추종하는 적응 알고리즘으로는 LMS(Least Mean Square)알고리즘이나 RLS(Recursive Least Square)알고리즘 등이 검토되고 있다.^[5,6,7,8]

본 논문에서는 등화기의 구성으로써 판정귀환형 등화기모델을 검토 대상으로 하고 등화기의 제어 알고리즘으로는 종래 적응성이 우수한 알고리즘으로 알려져 있는 지수적 가중계수에 의한 알고리즘^[6]을 개량한 피드백러닝 RLS 알고리즘을 제안한다.

이 방법에서는 등화기의 출력신호를 적응 알고리즘에 귀환시키고 이 신호를 이용해 알고리즘의 데이터를 재 설정하는 방법에 의해 적응성을 향상

시켰다.

이 알고리즘에 사용한 신호는 PDC(Personal Digital Cellular)와 PHS(Personal Handy Phone System) 등에 적용되고 있는 $\pi/4$ QPSK 신호를 40kbps의 전송속도에서 컴퓨터 시뮬레이션 실험을 통해 등화동작 특성을 보였다.

II. 판정귀환 등화기의 구성

그림 1은 등화기를 갖는 수신기의 구성도를 나타낸 것이다.

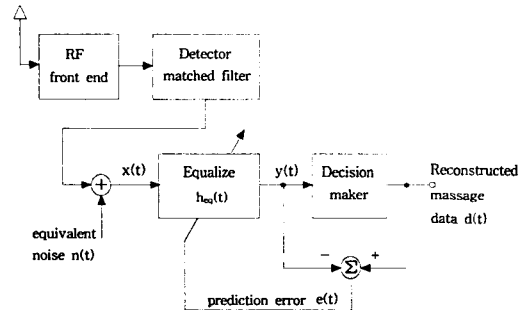


그림 1. 적응 등화기를 갖는 수신기의 구성도
Fig. 1. Block diagram of a simplified communications system with an adaptive equalizer at the receiver

$\pi/4$ QPSK 수신파는 RF등의 무선회로를 거쳐 준 동기 검파회로에서 기저대역으로 변환되고 등화기에 입력된다. 여기서 동기는 완전하여 송, 수신간의 주파수 오프셋은 없는 것으로 가정한다.

등화기에 입력되는 신호 $x(t)$ 는 동상성분의 진폭 $x_r(t)$ 와 직교성분의 진폭 $x_i(t)$ 의 복소포락으로 표현된다. 즉 $x(t) = x_r(t) + jx_i(t)$ 이다.

복소포락선 $x(t)$ 는 아날로그-디지털 변환기를 사용해 심볼간격 T의 1/2간격으로 표본화 되고 DFE에서 디지털 신호처리에 의해 등화가 행해진다.

DFE의 구성은 그림 2에서와 같이 N_F 개의 탭으

로 구성된 Feedforward 트랜스버설 필터와 N_B 개의 탭으로 구성된 Feedback 트랜스버설 필터, 출력신호의 판정과 오차검출을 행하는 회로 및 트랜스버설 필터의 탭계수를 전송로의 변동에 추종해서 경신하는 적응알고리즘회로의 4개 부분으로 구성되어진다.

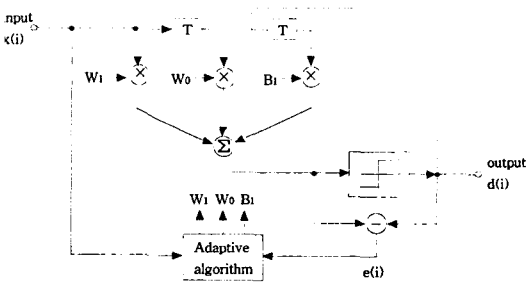


그림 2. DFE의 구조
Fig. 2. Structure of DFE

신호를 판정하는 시각을 i (i 는 정수)로 하고 시간 간격을 T 로 한다. 또한 $x(t)$ 의 복소포락선을 샘플링한 것을 $x(i+k/2)$ 로 나타낸다. 단, $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ 이다.

따라서 Feedforward 트랜스버설 필터에는 $T/2$ 간격의 샘플치가 설정되므로 이 등화기는 $1/2$ 분수 간격형으로 동작된다.

Feedback 트랜스버설 필터에는 등화기의 출력신호를 T 마다 판정한 결과 $d(i-k)$ 가 설정된다. 단 $k=1, 2, \dots$ 이다.

등화기의 판정 전의 출력 $y(i)$ 는 입력 신호벡터를 $X(i)$, 탭계수 벡터를 $W(i)$ 로 하면 다음의 식과 같이 표현된다.

$$y(i) = \sum_{k=-l}^{N_F-l-1} W_{k+i}(i)x(i+k/2) + \sum_{k=1}^{N_B} B_k(i)d(i-k) \dots (1)$$

$$= W^T(i)X(i)$$

$$W^T(i) = [w_{N_F-1}(i), \dots, w_1(i), w_0(i), B_1(i), \dots, B_{N_B}(i)] \dots (2)$$

$$X^T(i) = [x(i + \frac{N_F-l-1}{2}), \dots, x(i - \frac{l-1}{2}), x(i - \frac{l}{2}), d(i-1), \dots, d(i-N_B)] \dots (3)$$

여기서 l 은 $0 \leq l \leq N_F-1$ 이다. 또 기준 탭의 위치 l 은 다음과 같이 결정된다. 즉 Feedforward 필터의 탭수가 충분히 많을 때에는 $l = N_F/2$ 에 지배되나 탭수가 적을 때에는 전송로의 상태가 지연위상이 최소가 되지 않는 경우에도 잔류 부호간 간섭을 적게하기 위해 기준 탭 보다도 미래의 정보를 사용하는 탭의 수를 많게 할 필요가 있으며 이렇게 하는 경우 l 을 0으로 할 필요가 있으나 $l=0$ 으로 하는 경우에는 클럭의 지터(jitter)에 의해 특성이 열화되는 경향이 있어 여기에서는 $l=1$ 로 놓았다.

III. 적응 알고리즘

시각 i 에서 탭계수 벡터 $W(i)$ 및 출력신호 $d(i)$ 로부터 사후오차가 구해지며 전송로의 특성 변화에 추종시켜 사후오차 $e(i)$ 를 최소로 할 필요가 있다. 이러한 최소화 알고리즘으로는 급강하법이나 LMS법이 알려져 있다.^[2,4,9] 급강하법은 현재의 입력신호 벡터와 사후오차의 곱을 사용해 탭계수 벡터를 경신하는 방법이며 알고리즘이 간단하나 전송로 특성 변동에 대한 추종특성이 나쁘다는 결점이 있다.

$$e(i) = d(i) - W^T(i)X(i) \dots (4)$$

LMS법은 과거로부터 현재까지의 입력신호 및 출력신호로부터 오차를 최소로 하도록 계수 벡터를 경신시키는 방법이다. 이 방법은 알고리즘이 복잡하나 등화처리 과정에서 초기의 추종성이 매우 빠르다는 특징이 있다. 그러나 과거의 입력 데이터 모두를 고려하고 있기 때문에 후속 응답이 둔감해지는 결점이 있다.

이러한 문제를 해결하기 위해 본 연구에서는 가중계수를 사용한 다음과 같은 평가 함수를 최소화

$$J(i) = \sum_{k=0}^K \beta(k) |e(i-k)|^2 \dots\dots\dots (5)$$

되도록 탭계수 벡터 $W(i)$ 를 제어하는 RLS 알고리즘의 처리기법을 제안한다.

식 (5)에서 기존의 방법은 가중계수로서 $\beta(k) = \lambda$ (λ 는 망각계수로 $\lambda < 1$ 이다)로 일정한값으로 하였으나 본방식에서는 수렴속도를 빠르게 하기 위하여 $\beta(k) = \lambda^k$ 로하는 지수가중계수를 사용한다. 식 (5)를 최소로 하는 조건은

$$\frac{\partial J(i)}{\partial W(i)} = 0 \dots\dots\dots (6)$$

으로 주어진다. 식 (6)은 k 개의 선형방정식으로 되고 시각 $(i-1)$ 에서 해를 수정하는 형식으로써 시각 i 에서의 해가 구해진다.

본 논문에서는 그림 2에서 Feedforward 탭의 수를 2개로 하고 Feedback 탭수는 1개로 한 DFE에서 다음과 같은 초기 설정과 탭계수 벡터의 연산 방법에 대한 지수가중계수 RLS 알고리즘을 제안한다.

1. 초기 설정

$$P(0) = aI \text{ (} a \text{는 정의 계수)} \dots\dots\dots (7)$$

$$W(0) = 0 \dots\dots\dots (8)$$

2. 탭계수 벡터의 연산 방법

$$W(i) = W(i-1) + K(i) e(i) \dots\dots\dots (9)$$

식 (9)에서 시스템이득 $K(i)$ 와 추정 오차함수 $e(i)$ 및 탭신호의 상관함수 $P(i)$ 는 다음과 같이 연산된다.

$$K(i) = \frac{T(i)}{1 + X^T(i)T(i)} \dots\dots\dots (10)$$

$$e(i) = d(i) - W^T(i-1)X(i) \dots\dots\dots (11)$$

$$T(i) = \lambda^{-1} P(i-1) X(i) \dots\dots\dots (12)$$

$$P(i) = \lambda^{-1} P(i-1) - K^T(i) T(i) \dots\dots\dots (13)$$

식 (9)로 부터 알 수 있는 것처럼 이 알고리즘은 사후오차 $e(i)$ 에 이득 벡터 $K(i)$ 를 4 35 6 탭 계수 벡터 $W(i)$ 를 경신한다. 또 이득 벡터 $K(i)$ 는 식 (5)로 나타낸 평가함수 $J(i)$ 가 최소가 되도록 설정되어진다.

IV. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 및 고찰

본 논문에서는 40kbps의 $\pi/4$ QPSK 신호에 대해^[10] 피드백 러닝 RLS 알고리즘에 의한 판정귀환 등화기의 동작특성을 컴퓨터 시뮬레이션 방법으로 평가하고 분석하여 보았다.

전송로의 조건은 정적인 1파 모델과 2파 모델로 하고 송, 수신간의 주파수 오프셋은 없는 것으로 가정하였다. 또한 신호 대 잡음비는 $E/N = 10 [dB]$ 로 하였으며 신호파를 1심볼기간 만큼 지연시켜 간섭파로 하고 $E/I = 20 [dB]$ 에서 망각계수 λ 의 값에 따른 등화기의 추종 특성과 등화특성을 분석하였다.

송신 데이터의 형식으로는 송신신호계열의 선두에 트레이닝 신호를 부가한 버스트를 여러개로 구성하여 프레임화 한 신호를 생성하여 사용하였다.

본 논문에서는 1프레임을 4버스트, 1버스트를 125심볼로 하고 이중 선두 10심볼을 트레이닝 심볼로 할당하였다.

그림 3은 λ 값에 따른 등화기 출력의 추정오차 변화를 보인 것이다. λ 값이 작아지면 지연과 및 잡음의 영향에 의한 전송로 변동에의 추종특성이 저하되고 알고리즘의 수치 안정성도 저하되어 발산하는 경향을 보인다.

그림 3(a)는 신호파에 잡음을 부가시켜 $S/N = 10 [dB]$ 로 한 경우로써 λ 의 값이 0.9와 0.99 일 때 트레이닝 심볼기간을 지나면서 추정오차의 변동폭이 작아지고 있으나 λ 를 0.8이하로 설정하면 트레이닝 심볼기간 이후의 전송데이터 기간에서도 큰 추정오차의 변동이 지속되면서 알고리즘이 발산하였다.

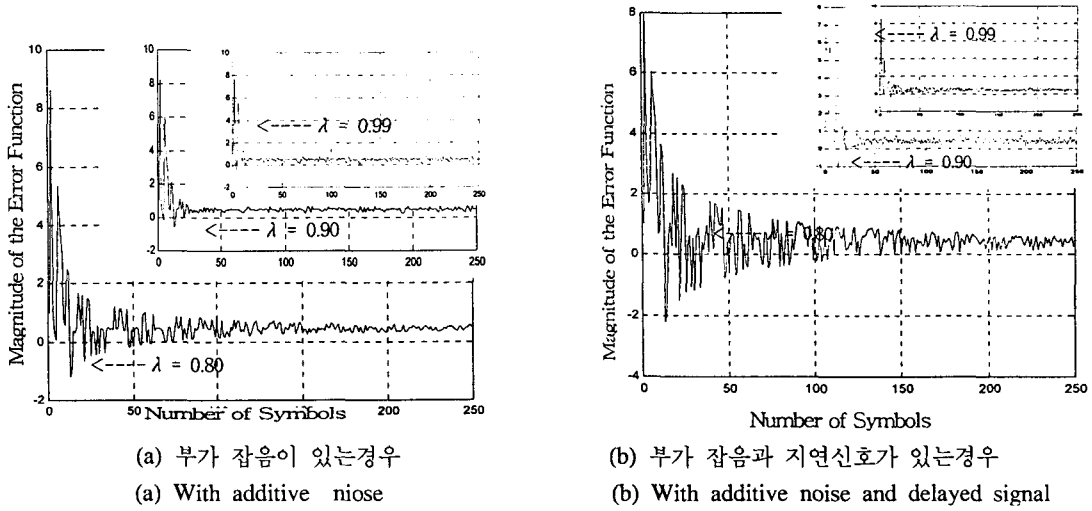


그림 3. DFE의 출력오차 평가
Fig. 3 Estimation output error of DFE

그림 3(b)는 $S/N=10[dB]$ 하에서 1심볼 지연파를 부가시켜 $S/N=20[dB]$ 로 한 2파 모델에 대한 것으로서 λ 값의 크기가 0.99인 경우를 제외하고는 트레이닝 심볼기간 이후의 전송데이터 기간에서도 큰 추정오차의 변동이 지속되고 있다. 이것은 이 기간에서의 출력 비트에러가 많이 발생함을 의

그림 4는 등화 알고리즘의 추종성을 보이기 위해 λ 의 크기에 따른 RLS 알고리즘내의 상관행렬 $P(i)$ 의 대각선 요소의 합의 변화과정을 나타낸 것이다.

그림 4(a)는 $S/N=10[dB]$ 에서 λ 값의 크기에 따른 알고리즘의 추종성을 보인 것이며 그림 4(b)

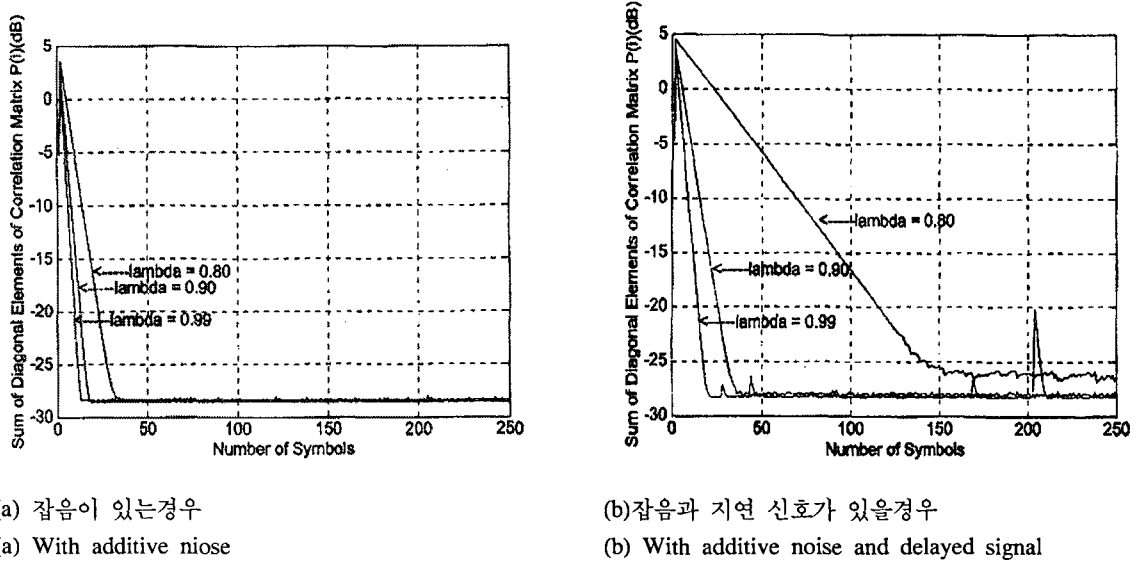


그림 4. DFE의 추종특성
Fig. 4. The following characteristics of DFE

기간 지연된 지연파와의 2파 모델에 대한 결과이다. λ 값이 0.99에서는 처음의 트레이닝 심볼 기간에서 추종이 잘 이루어지고 있음을 볼 수 있다. 이 그림에서와 같이 지연파가 존재하는 경우 λ 값이 작아지면 추종성을 상실하게 되어 알고리즘은 발산하게 된다.

본 논문에서는 알고리즘이 발산하는 것을 방지하고 추종특성과 등화특성을 높이기 위하여 RLS 알고리즘내에서 상관행렬 $P(i)$ 의 비대각선 요소를 0으로 리셋시키는 방법을 사용하였다.

V. 결 론

고속의 디지털 이동통신에서는 전송로의 지연시간 분산에 의하여 야기되는 파형 왜곡을 보상할 수 있는 등화기를 요구한다.

본 논문에서는 고속 디지털 이동통신용 등화기로서 판정귀환형 등화기 모델을 설정하고 제어 알고리즘으로써 지수가중계수에 의한 RLS 알고리즘을 개량한 피드백러닝 RLS 알고리즘을 제안하였으며 랜덤 가우시안 잡음하에서 정적인 1파 모델과 1심볼기간까지 지연된 지연파를 부가한 2파 모델에 대한 등화기의 동작특성을 컴퓨터 모의실험을 통하여 검토 분석하였다.

본 논문에서 제안한 제어 알고리즘에서는 추종특성과 등화특성을 향상시킬 수 있게 하기 위하여 RLS 알고리즘에서 상관행렬 $P(i)$ 의 비대각선 요소를 0으로 리셋시키는 방법을 사용하였다.

$S/N=10[dB]$ 로 가정하고 $\pi/4$ QPSK 신호에 대한 컴퓨터 모의실험 결과 1파 모델에서는 $\lambda=0.9$ 에서, $S/N=10[dB]$ 하에서 $S/I=20[dB]$ 의 지연파를 부가하고 지연파를 1심볼까지 지연시킨 2파 모델에서는 $\lambda=0.99$ 에서 처음의 10심볼 트레이닝 기간내에서 알고리즘이 잘 추종되어 가는 것을 볼 수 있다.

참 고 문 헌

[1] S. U. H. Qureshi "Adaptive equalization." Proc. IEEE Vol.73 No.9 pp.1349-1387(1989)

[2] M. S. Mueller "Least squares algorithm for adaptive equalizer." Bell syst. Tech. J., Vol.60 pp.1905-1925(Oct. 1981)

[3] Compton R. T. "Adaptive antennas", Prentice Hall(1988)

[4] Bernard Widrow, S. D. Stearns "Adaptive signal processing." Prentice Hall(1985)

[5] Theodore S. Rapaport "Wireless communications." Prentice Hall(1996)

[6] E. Eleftherion, D. D. Falconer "Tracking properties and steady state performance of RLS adaptive filter algorithm." IEEE. Trans. ASSP-34. No.10. pp1097-1110(Oct. 1986)

[7] G. D. Forney Jr., "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequence in the presence of intersymbol interference", IEEE Trans. Inform Theory, Vol.IT-18. No.3. pp363-378(May. 1972)

[8] H. Kubo, K. Murakami, To Fujino, "An adaptive maximum likelihood sequence estimator for fast time-varying intersymbol interference channels", CIEEE Trans. Vol. Comm. 24, pp.1872-1880 (1994)

[9] Y. Ogawa, M. Ohimiya, K. itoh, "An LMS adaptive array for multipath fading reduction", IEEE Trans. AES-23, No.1. pp17-23(1987)



이 우 재(Woo-Jae Lee)
1950년 1월 5일생
1969년 3월~1973년 2월 한국
항공대학교 항공통신공
학과(공학사)
1981년 3월~1983년 2월 건국
대학교 전자공학과

(공학석사)

1996년 3월~현재 경남대학교 전자공학과 박사과
정 재학중 .

1976년 2월~현재 경상대학교 정보통신과교수
주관심분야 : 안테나 및 전자파신호기처리, RF회로
설계



이 종 룡(Jong-Ryong Lee)

1946년 10월 25일생

1965년 3월 1970년 2월 한국
항공대학교 항공 전자
공학과(공학사)

1982년 9월~1984년 8월 건국
대학교 전자공학과

(공학석사)

1996년 3월~현재 경남대학교 전자공학과 박사과
정 재학중

1979년 3월~현재 경상대학교 정보통신과교수

주관심분야 : 안테나 및 전자파신호처리, 이동통신

주 창 복(Chang-Bok Joo)

1951년 10월 5일생

1975년 2월 한국 항공대학교 전자공학과졸업(공학사)

1977년 2월 고려대학교 전자공학과졸업(공학석사)

1987년 2월 고려대학교 전자공학과졸업(공학박사)

1981년 3월~현재 경남대학교 전자공학과교수

1989년 일본 상지대 전기전자공학과 연구교수

1992년 미국 일리노이주립대학시카고교전기전자
및 컴퓨터공학과 객원교수

주관심분야 : 안테나 및 전자파신호처리, 무선통신,
RF회로설계