DBpia

논문 99-24-6B-6 한국통신학회논문지 '99-6 Vol.24 No.6B

비선형 증폭된 육상이동 위성채널에서 디지털 전왜곡기의 성능

정회원 강 우 석*, 이 상 진*, 서 종 수**

Performance of Digital Predistorter in Non-linearly Amplified Land Mobile Satellite Channel

Woo-Seok Kang*, Sang-Jin Lee*, Jong-Soo Seo** *Regular Members*

요 약

본 논문은 전력 및 대역폭 제한적인 육상이동 위성통신 채널에서 고속 데이터를 전송하기 위하여 TC(Trellis-Coded)-16QAM 신호를 비선형 증폭할 때 발생하는 인접 채널간 간섭과 SNR 손실을 최소화하기 위한 두가지 방식의 디지털 전왜곡기를 제안하고 그 성능을 분석하였다.

전산모의실험 결과 이동위성 채널을 Rician 채널로 모델링하고 Fujitsu사의 SSPA(Solid-State Power Amplifier)를 비선형 HPA(High Power Amplifier)로 사용한 경우, LUT(Look-Up Table) 전왜곡기는 심벌간 보간 전왜곡기보다 대역외 인접 채널간섭을 효율적으로 억제할 수 있으며 대역내 SNR 손실과 총전력 손실에서는 심벌간 보간 전왜곡기가 보다 우수함을 보였다.

ABSTRACT

In this paper, two kinds of digital predistorters are proposed and their performances are analyzed in order to minimize ACI and SNR degradation caused by nonlinearly amplified TC-16QAM signal and to transmit high speed data in power and bandwidth limited land mobile satellite channel.

Our simulation results show that LUT predistorter reduces the out-of-band ACI more efficiently as compared to intersymbol interpolated predistorter. Regarding the reduction of in-band SNR and total power intersymbol interpolated predistorter outperforms LUT predistorter. In the simulation mobile satellite channel and nonlinear HPA are modeled by Rician channel and Fujitsu SSPA, respectively.

I. 서 론

Trellis Coded Multi-level QAM은 전력 및 대역폭 제한적인 육상이동 위성채널에서 고속의 데이터를 효율적으로 전송할 수 있는 방식으로 제안되고 있다[4][6]. 이상적인 선형 채널에서 QAM 신호는 PSK 신호에 비해서 최소 Euclidean 거리가 커서 전력 효율적이나 다중레벨의 포락선을 가지므로 송신 HPA (High Power Amplifier)를 포화영역에서 동작할 경우, HPA의 비선형 왜곡으로 인하여 인접 심벌간 간섭(ISI)과 혼변조에 의한 인접 채널간 간섭(ICI)이 발생하는 단점이 있다. 이러한 비선형 왜곡을 보상하기 위하여 증폭기가 보다 선형적인 영역에서 동작하도록 HPA의 입출력 back-off를 크게 할 수 있으나 전력 효율이 떨어지게 된다. 이에 대한 보다 효율적인 방법은 HPA 전단에 왜곡기를 사용하는 것으로 시스템의 성능을 떨어뜨리지 않으면서 요구되는 HPA의 back-off를 줄일 수 있다[1]. 현재 사용되는 대부분의 전왜곡기는 IF 대역에서 아날로그 신호처리를 하지만 향후 기저대역에서 보다

* 연세대학교 대학원 전기·컴퓨터 공학과(jsseo@yonsei.ac.kr)
** 연세대학교 기계·전자 공학부
논문번호 : 99102-0317 접수일자 : 1999년 3월 17일

www.dbpia.co.kr

간단한 구성으로 비선형 왜곡을 보상할 수 있는 디지털 전왜곡기의 실용화가 예상된다. 본 논문과 관련하여 기존의 논문[1][2][3]은 디지털 전왜곡 방법을 적용한 TCM의 성능을 비선형 AWGN 채널에서 분석하고 있으나 비선형 육상이동 위성채널에서 디지털 전왜곡된 TC-16QAM의 성능은 분석하지 않고 있으며, 대표적인 디지털 전왜곡기로서 심벌간 보간 전왜곡기와 Look Up Table (LUT) 전왜곡기의 성능도 비교분석된 바 없다. 따라서 본 논문에서는 심벌간 보간 전왜곡기와 LUT 전왜곡기를 8 상태 3/4 부호화율의 TC-16QAM 시스템에 적용하여 HPA에 의해 비선형 증폭된 육상이동 위성채널에서 그 수신 성능을 비교분석한다.

Ⅱ. 디지털 전왜곡기

Saleh와 Salz가 제안한 디지털 전왜곡기는 신호의 성상도를 증폭기 전단에서 미리 왜곡시키는 것으로 증폭기의 비선형 왜곡으로 인해서 발생하는 대역외 (out-of-band) 혼변조 잡음의 크기를 줄이지 못하는 단점이 있기 때문에 성능향상에 한계가 있다[1]. 보다 효과적인 디지털 전왜곡 방법으로 대표적인 것은 Karam과 Sari가 제안한 심벌간 보간 전왜곡 방법과 Mango가 제안한 LUT를 사용한 전왜곡 방법이 있다[1][3]. 심벌간 보간 전왜곡은 필터링된 기저대역 신호를 보간한 뒤 부궤환 루프를 사용하는 적응 알고리즘으로 비선형 왜곡을 보상하여 혼변조 잡음의 크기를 줄임으로써 인접채널 간섭의 영향을 줄일 수 있다. 심벌간 보간 전왜곡기는 송신 필터를 통과한 출력신호를 L배의 샘플율로 보간하는데, 보간인자 L이 4 이상인 경우에만 일반적인 데이터 전왜곡기에 비해서 성능이 향상되므로 본 논문에서는 보간인자 L=16인 경우를 고려한다.

증폭기의 비선형 왜곡은 입력 신호의 진폭에 의한 AM/AM 변환과 AM/PM 변환으로 표시되므로 입력 신호의 극 좌표에 근거한 Gradient 알고리즘을 전왜곡기에 적용하는 것이 가장 좋은 성능을 가질 수 있다[1]. 메모리에 있는 현재 전왜곡된 신호의 크기와 위상을 (r_n, θ_n)으로 나타내면, 새로운 입력 신호에 대한 전왜곡된 신호의 크기와 위상 (r_{n+1}, θ_{n+1})은 다음과 같다.

$$r_{n+1} = r_n - \alpha(R_n - G\rho) \tag{1}$$

$$\theta_{n+1} = \theta_n - \beta(y_n - \varphi) \tag{2}$$

여기서 α와 β는 적응 알고리즘의 스텝 크기, (R_n, y_n)은 증폭기를 통과한 출력신호의 크기와 위상, (ρ, φ)는 전왜곡기 전단의 극좌표, G는 증폭기 이득이다.

LUT 전왜곡기는 일정한 크기의 LUT를 사용해서 입력 신호 v_i를 새로운 값 v_k로 변환시키며, 다시 v_k를 증폭기를 통과시킴으로써 입력 v_i에 대해서 요구되는 선형 증폭된 값 v_o를 출력한다[3]. 그림 1은 LUT 전왜곡기에서 $|v_i|, |v_k|$와 $|v_o|$의 관계를 보이고 있다. 식 (3)은 LUT 전왜곡기의 AM/AM 변환($f_A(\cdot)$)과 HPA의 AM/AM 변환($H_A(\cdot)$)의 관계를 나타내며, 식 (4)는 LUT 전왜곡기의 AM/PM 변환($f_\phi(\cdot)$)과 HPA의 AM/PM 변환 ($H_\phi(\cdot)$)의 관계를 나타낸다.

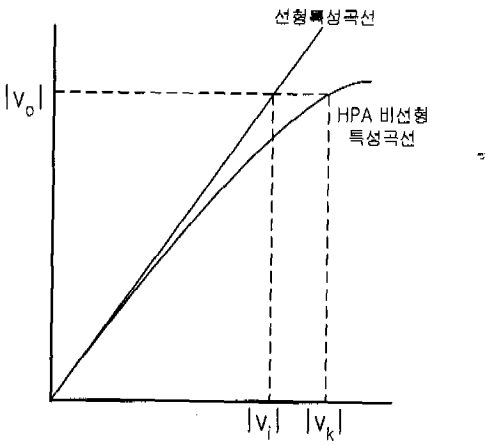


그림 1. LUT 전왜곡기의 입출력 특성

$$f_A(|v_i|) = |v_k|, \quad H_A(|v_k|) = |v_o| \tag{3}$$

$$f_\phi(\angle v_i) = -H_\phi(\angle v_i) \tag{4}$$

LUT 전왜곡기는 구성은 간단하지만 심벌간 보간 전왜곡기보다 많은 양의 메모리가 요구되는 단점이 있으며 적합한 보간법을 사용해서 요구되는 LUT의 크기를 줄일 수 있다.

Ⅲ. 비선형 증폭된 육상이동 위성통신 시스템

본 논문에서 고려하는 육상이동 위성통신시스템은 이리듐 저궤도 이동위성 시스템의 사용자 링크로서 시스템 사양은 표 1과 같다. 그림 2는 육상이

www.dbpia.co.kr

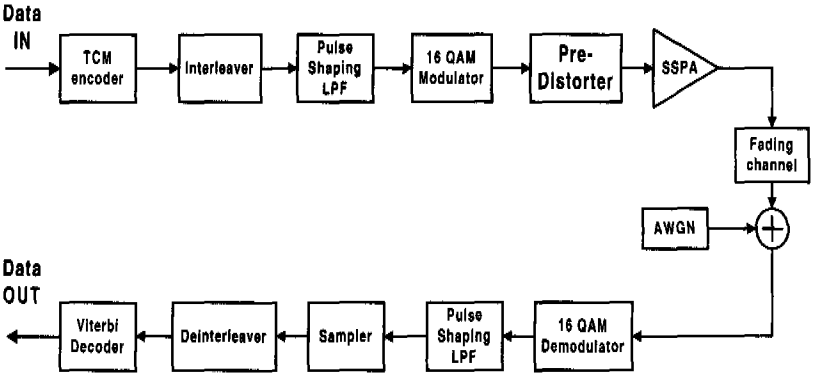


그림 2. 육상이동 위성통신시스템의 송수신기 구성도

동 위성통신시스템의 송수신기 구성도로서 채널 부호화와 변복조 방식으로 8 상태 3/4 부호화율의 TC-16QAM을 사용하며 펄스성형 LPF는 roll-off 인자가 0.5인 square-root raised cosine 필터를 사용한다. 그림 3은 본 논문에서 비선형 증폭기로 사용하는 Fujitsu사의 GaAs FET SSPA (Solid-state Power Amplifier)의 AM/AM, AM/PM 변환특성을 보이며 SSPA의 비선형 특성을 보상하기 위한 디지털 전왜곡기로서 SSPA 전단에 심벌간 보간 전왜곡기와 LUT 전왜곡기를 사용한다.

표 1. 육상이동(Iridium LEO) 위성통신시스템 사양

데이터 전송률	50 kbps
반송파 주파수	1.62125 GHz (L 대역)
단말기 이동속도	60 km/h
최대 도플러 천이	90.0875 Hz

일반적으로 육상이동 위성채널은 다중경로 페이딩과 shadowing을 고려하여 모델링할 수 있다. 그러나 L, S 대역의 육상이동 위성통신시스템에서 발생하는 shadowing의 coherence 시간을 거리로 환산할 때 10M 단위이고[6], 이동체 속도를 60km/h로 가정할 때 coherence 시간이 약 0.6s가 되므로 50kbps의 데이터 전송률을 고려하는 본 논문에서는 shadowing의 영향을 무시할 수 있다. 육상이동 위성채널에서 다중경로 페이딩은 직접파(LOS) 성분과 반사파 성분으로 구성되며 L, S 대역의 위성통신에서 다중경로 페이딩은 주파수에 대하여 flat하다고 가정한다[6].

육상이동 위성채널을 기저대역 등가모델인 $a(t)\exp[j\phi(t)]$로 표현할 때 진폭 a는 다음과 같은 확률밀도함수의 Rician 분포를 갖는다.

$$p(a) = \frac{a}{\sigma^2} e^{-\frac{(a^2+A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{Aa}{\sigma^2}\right), \quad a \geq 0 \qquad (5)$$

여기서, Rician 인자 $A^2/2\sigma^2 (= K)$은 직접파 성분 신호와 반사파 성분 신호의 전력비, A는 dominant 신호의 첨두 전압, I_0는 1종 0차 개선된 Bessel 함수이다.

본 논문에서는 페이딩 환경에서 발생하는 연집에러를 방지하기 위해 d 행과 l 열의 크기(32×24 심벌)를 가지는 블록 인터리버를 사용한다. 여기서, l은 채널의 평균 페이딩 구간보다 길어야 하며, d는 Viterbi 복호기의 메모리 크기보다 커야한다[7].

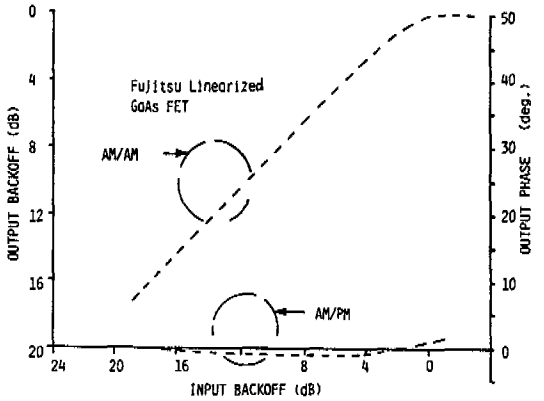


그림 3. Fujitsu사 SSPA의 AM/AM, AM/PM 특성곡선

www.dbpia.co.kr

Ⅳ. 시뮬레이션 결과 및 분석

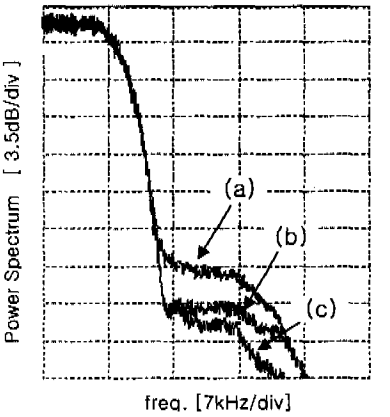
전왜곡기와 HPA의 효율적인 사용을 위해서 고려해야 할 중요한 파라미터는 HPA의 output back-off(OBO)으로 HPA의 전력 효율면에서는 가능한 한 작은 OBO를 유지하는 것이 좋지만 이러한 경우에 non-constant 포락선을 가지는 QAM 변조방식에서는 반송파 주파수 대역 내외에서 심각한 혼변조 잡음(Intermodulation Noise)이 발생한다. 대역외 혼변조잡음은 인접 채널간 간섭(ACI)을 발생시키며, 대역내 혼변조잡음은 송신신호를 왜곡시키므로 이를 보상하기 위해서는 송신전력의 증가가 요구된다[5]. 이상의 사실을 고려할 때, HPA의 back-off로 인한 송신전력의 손실과 HPA의 비선형 왜곡으로 인한 신호의 SNR 또는 CIR(carrier-to-interference ratio) 감쇠를 최소화하기 위해서 최적의 OBO 값을 찾아야 한다. 본 논문에서는 다음의 3가지 평가 방법을 사용하여 심벌간 보간 전왜곡기와 LUT 전왜곡기의 비선형 왜곡보상 성능을 비교분석한다.

4.1 전력 스펙트럼

HPA의 비선형 왜곡이 발생하는 대역외 혼변조잡음의 영향은 신호의 전력 스펙트럼을 관찰함으로써 알 수 있다. 그림 4는 1.5dB IBO에서 동작하는 Fujitsu SSPA를 통과한 TC-16QAM 신호의 전력 스펙트럼으로서 인접채널간 간섭을 일으키는 부엽의 전력레벨이 심벌간 보간 전왜곡기를 사용할 경우 3.5dB 정도 감쇠하고 LUT 전왜곡기를 사용할 경우 5dB 정도 감쇠하였다. 따라서 LUT 전왜곡기가 대역외 혼변조잡음을 보다 효율적으로 줄일 수 있음을 알 수 있다.

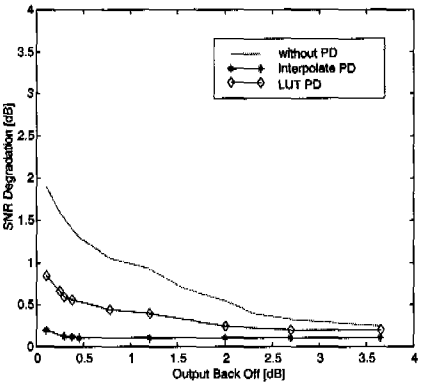
4.2 SNR 손실

HPA의 비선형 왜곡에 의해 대역내 혼변조 잡음이 발생하면 이를 보상하기 위해 더 많은 신호전력이 요구되며 이러한 요구 신호전력은 HPA의 OBO에 대한 SNR 손실을 측정함으로써 알 수 있다. 그림 5는 비선형 AWGN 채널과 여러 가지 Rician 인자(K)를 갖는 비선형 육상이동 위성채널에서 $BER = 10^{-4}$에서의 SNR 손실을 나타낸 것이다. 그림에서 SSPA를 1dB OBO에서 동작할 때, 심벌간 보간 전왜곡기가 LUT 전왜곡기보다 SNR 손실이 0.3~0.45dB 감소함을 알 수 있으며, 특히 페이딩이 심각하고 OBO가 작을수록 심벌간 보간 전왜곡기의 성능이 우수해짐을 알 수 있다.

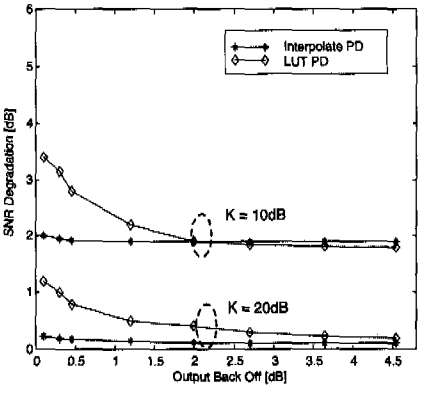


(a) SSPA (IBO=1.5dB) 사용시
(b) 심벌간 보간 전왜곡기 사용시
(c) LUT 전왜곡기 사용시

그림 4. TC-16QAM 신호의 전력 스펙트럼



(a) 비선형 AWGN 채널



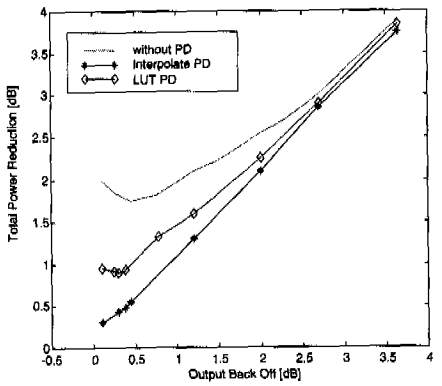
(b) 비선형 Rician 페이딩 채널

그림 5. 비선형 육상이동 위성채널에서 SSPA의 OBO에 따른 SNR 손실

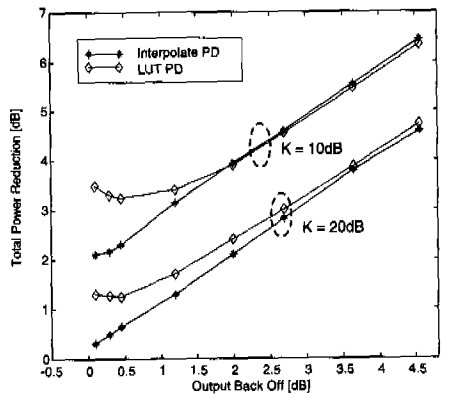
www.dbpia.co.kr

4.3 총전력 손실

총전력 손실은 HPA의 비효율적 사용으로 인한 전력손실과 요구 QoS를 만족하기 위한 SNR 손실을 모두 고려한 것으로 그림 6은 비선형 AWGN 채널과 여러 가지 Rician 인자(K)를 갖는 비선형 육상이동 위성채널에서 요구 QoS가 $BER = 10^{-4}$일 때 총전력 손실을 나타낸 것이다. 전산모의실험 결과에서 보듯이 최적의 OBO에서 심벌간 보간 전왜곡기가 LUT 전왜곡기에 비해서 총전력 손실이 0.8dB ~1.2dB 감소함을 알 수 있다. 또한 LUT 전왜곡기를 사용한 경우 최적의 OBO가 0.45dB인 반면에 심벌간 보간 전왜곡기의 경우 작은 OBO에 대해서도 총전력 손실이 지속적으로 작아지므로 SSPA를 보다 전력 효율적으로 동작시킬 수 있음을 알 수 있다.



(a) 비선형 AWGN 채널



(b) 비선형 Rician 페이딩 채널

그림 6. 비선형 육상이동 위성채널에서 SSPA의 OBO에 따른 총전력 손실

V. 결 론

본 논문은 전력 및 대역폭 제한적인 육상이동 위성통신채널에서 고속 데이터를 전송하기 위하여 TC-16QAM 신호를 비선형 증폭할 때 발생하는 인접채널간 간섭과 SNR 손실을 최소화하기 위한 두 가지 방식의 디지털 전왜곡기를 제안하고 그 성능을 비교분석하였다.

전산모의실험 결과 이동위성채널을 Rician 채널로 모델링할 때 LUT 전왜곡기는 심벌간 보간 전왜곡기보다 대역외 인접채널간섭을 효율적으로 억제할 수 있으며 대역내 SNR 손실에서는 심벌간 보간 전왜곡기가 보다 우수함을 보였다. 또한 SSPA의 OBO와 SNR 손실을 모두 고려한 총전력 손실은 심벌간 보간 전왜곡기가 LUT 전왜곡기보다 최대 1.2dB 우수함을 알 수 있다.

참 고 문 헌

[1] Y. Levy, G. Karam and H. Sari, "Adaptation of a digital predistortion technique based on intersymbol interpolation", *Proceedings of Globecom '95*, Vol. 1, pp. 145-150, 1995

[2] A. Brajal, A. Chouly and K. Fazel, "TCM schemes with predistortion technique on non-linear channels", *Proceedings of IEEE ICC '92*, Vol. 2, pp. 633-637, 1992

[3] Jesus de Mango, Antonio Valdovinos, "Amplifier linearization using a new digital predistorter for digital mobile radio systems", *Proceedings of VTC '97*, pp. 671-675, 1997

[4] P. Fines, A. H. Aghvami, "Performance evaluation of high level coded modulation techniques over satellite channels", *Proceedings of Globecom '92*, Vol. 2, pp. 417-421, 1992

[5] Minh T. Le, Louis Thibault, "Performance evaluation of COFDM for digital audio broadcasting Part Ⅱ: Effects of HPA nonlinearities", *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 44, No. 2, pp. 165-171, June 1998

[6] C. Valadon et al., "Performance comparison of TCM design criterion for mobile multimedia satellite systems using synchronous-CDMA", *Proceedings of IEEE 5th International Sympo-*

www.dbpia.co.kr

sium on Spread Spectrum Techniques & Applications, Vol. 1, pp. 23-27, 1998

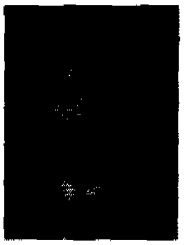
[7] K. Y. Tsie, P. Fines and A. H. Aghvami, "Concatenated Trellis-coded 8-ary PSK for land mobile satellite communications", *Proceedings of IEEE ICC'92*, Vol. 2, pp. 778-780, 1992

강 우 석(Woo-Seok Kang) 정회원

1975년 5월 26일생
1998년 2월 : 연세대학교 전파 공학과 졸업(공학사)
1998년 3월~현재 : 연세대학교 전기 · 컴퓨터공학과 재학중 (석사과정)

<주관심 분야> 디지털통신 시스템, 변복조/부호화 기술

이 상 진(Sang-Jin Lee) 정회원



1975년 1월 18일생
1997년 8월 : 연세대학교 전파 공학과 졸업(공학사)
1997년 9월~현재 : 연세대학교 전기 · 컴퓨터공학과 재학중 (석사과정)

<주관심 분야> 디지털통신 시스템, 변복조/부호화 기술

서 종 수(Jong-Soo Seo) 정회원

1952년 1월 7일생
1975년 2월 : 연세대학교 전자 공학과 졸업(공학사)
1983년 12월 : Univ. of Ottawa, Canada, 전기공학과 졸업(공학석사)
1988년 6월 : Univ. of Ottawa, Canada, 전기공 학과 졸업(공학박사)
1975년 4월~1981년 12월 : LG정밀 중앙연구소
1982년 1월~1987년 7월 : Univ. of Ottawa, 디지털 통신연구실
1987년 7월~1989년 12월 : IDC, Canada
1990년 1월~1992년 3월 : 삼성 종합기술원 정보시스템 연구소
1992년 4월~1995년 2월 : CAL, Canada
1995년 3월~현재 : 연세대학교 공과대학 기계 · 전자 공학부, 부교수
<주관심 분야> 위성통신, 방송시스템, 디지털 전송 방식

www.dbpia.co.kr