

다중 송신안테나 통신시스템에서 송신 안테나의 위상 조절 기법

김 영 길*

Phase Control of Transmit Antennas in SIMO Systems

Young Gil Kim*

요 약

다중 송신안테나 통신시스템에서 송신 안테나의 위상을 제어하는 두 가지 방법을 제안한다. 첫 번째 방법은 첫 번째 안테나의 위상을 기준으로 나머지 송신안테나들이 최대한 첫 번째 안테나와 위상을 가깝게 조절하는 기법이다. 두 번째 방법은 특정한 섹터를 정한 다음, 그 섹터로 모든 송신 안테나들의 위상을 일치시키는 기법이다. 컴퓨터 모의실험을 통하여 첫 번째 위상 조절기법이 두 번째 위상조절기법보다 우수하다는 것을 보일 수 있다. 그리고 첫 번째 위상 조절기법이 송신안테나 갯수가 4개일때 직교 시공간부호의 성능보다 1.2 dB 우수함을 알 수 있다.

Key Words : 다중 송신안테나, 시공간부호, 위상제어

ABSTRACT

Two phase control (PC) schemes using limited feedback are proposed for multiple-input single-output (MISO) systems. One PC scheme cophases channel gains with respect to the first transmit antenna channel gain, and the other PC scheme cophases channel gains by positioning all the channel gains into a fixed sector. We analyze the combined channel gain for both PC schemes, and find that the PC scheme that cophases with respect to the first transmit antenna channel gain provides 1.2 dB power gain over an orthogonal space-time block code (OSTBC) when the number of transmit antennas is four and the number of feedback bits is three.

I. 서 론

수신단에서 다중안테나를 사용하는 시스템에 관하여 많은 연구가 진행되어져 왔다^[1-8]. 이 가운데 한 가지 방법은 여러 개의 송신안테나를 이용하는 송신 다이버시티 기법이다. 수신단으로부터의 피드백 정보의 유무에 따라 오픈 루프 송신다이버시티 기법과 Closed 루프 송신다이버시티 기법으로 나눌 수 있다. Closed 루프 송신다이버시티 기법에서는 수신단으로부터 피드백 정보가 필요한데, 피드백 정

보의 양을 줄이기 위해서 몇 개의 비트로 피드백 비트를 제한하는 것에 대한 연구가 진행되어져 왔다^[1-12]. 피드백 정보를 줄임으로써 수신단에서는 피드백정보를 보내기 위해서 사용하는 전력을 줄일 수 있게 되고, 또한 피드백 정보를 보내는 시간지연을 줄일 수 있게 된다. 이러한 제한된 피드백을 이용하는 시스템외에 채널의 평균이나 채널의 공분산 행렬 (Covariance matrix) 를 수신단에서 보내주는 방법도 있지만 실시간 정보를 보내는데에 한계가 있어 상대적으로 성능저하를 가져오는 것으로 알려

* 이 논문은 2011년도 서울시립대학교 연구년교수 연구비에 의하여 연구되었음.

• 주저자 : 서울시립대학교 전자전기컴퓨터공학부 정보전송연구실, ygkim72@uos.ac.kr, 정희원

논문번호 : KICS2012-07-329, 접수일자 : 2012년 7월 25일, 최종논문접수일자 : 2012년 8월 16일

져 있다.

이 논문에서는 수신안테나가 하나인 다중 송신안테나 시스템에서 제한된 피드백 정보를 이용하는 두 개의 송신안테나 위상제어기법을 제안한다. 제안하는 위상제어기법은 4분면 위상제어기법^[3,8] (QPC: quadrature phase constraining) 을 보다 일반화 한 것이다. QPC 의 경우에 두 개의 피드백 비트가 하나의 사분면을 결정하게 되고, 이것을 피드백 정보로 넘기게 되어 모든 송신안테나의 채널이득이 하나의 사분면으로 모이게 하는 송신다이버시티 기법이다. 이것을 일반화하게 되면 하나의 송신안테나에 대하여 두 개의 피드백정보를 할당하는 것이 아니라 임의의 숫자의 피드백 정보비트를 할당하는 것을 생각할 수 있다. 이 논문에서 첫 번째로 제안하는 위상제어기법은 첫 번째 송신안테나의 위상을 기준으로 모든 다른 송신안테나의 위상을 최대한 첫 번째 송신안테나에 일치시키는 방법이다. 두 번째 위상제어기법은 모든 송신안테나의 위상을 하나의 섹터로 일치시키는 기법이다. 두 개의 위상기법에 대해서 최종 채널이득을 계산하여 성능을 분석하게 된다. 송신안테나 개수가 4 개이고 피드백 비트수가 3 개일 때 제안하는 첫 번째 위상제어 기법이 직교 시공간부호보다 1.2 dB 의 전력이득이 생긴다는 것을 보인다.

II. 본 론

2.1. 시스템 모델

이 논문에서는 M_t 개의 송신안테나와 하나의 수신안테나를 가지는 통신시스템을 가정한다. 수신단에서는 채널의 페이딩 이득에 관하여 완전한 정보가 있다고 가정한다. M 진 심볼 s 가 가중치벡터 $\vec{w} = [w_1, w_2, \dots, w_{M_t}]^T$ 에 의해서 프리코딩되어져 보내진다. 여기서 $[\cdot]^T$ 은 행렬의 transpose 를 뜻하고 $\sum_{i=1}^{M_t} |w_i|^2 = 1$ 이다. 송신단에서 보내지는 신호는 $\sqrt{\frac{E_s}{M_t}} \vec{w} \cdot s$ 이고 여기서 E_s 는 전송되는 심볼의 에너지이다. 따라서 송신안테나 하나 당 평균전송에너지는 $\frac{E_s}{M_t}$ 이다. 피드백 비트의 수는 $(M_t - 1)b$ 이고 b 는 첫 번째 송신안테나를

제외한 나머지 송신안테나 하나당 필요한 피드백 비트의 수이다. 송신단의 비트당 송신에너지를 E_b 로 표기하고 이것은 $E_s / \log_2 M$ 이 된다.

$w_i \in \{\exp(-j2\pi k / (2^b)) : k = 0, 1, \dots, 2^b - 1\}$ 이고 $i = 2, 3, \dots, M_t$ 이고 $w_1 = 1$ 이다. 수신단은 송신단에 피드백 비트들을 보내게 되고 이것들이 \vec{w} 를 정하게 된다. $b = 1$ 인 경우 이분 위상 제어 (HP-PC: Half-Plane Phase Control) 라고 부르기로 한다. $b = 2$ 일때는 QPC^{[3],[8]} 에 해당한다. 수신단 신호는 다음과 같다.

$$r = \sqrt{\frac{E_s}{M_t}} \vec{h}^T \vec{w} \cdot s + n$$

$$= \sqrt{\frac{E_s}{M_t}} \left(\sum_{i=1}^{M_t} h_i w_i \right) s + n. \quad (1)$$

수식 (1) 에서 $\vec{h}^T = [h_1, h_2, \dots, h_{M_t}]$ 이고 h_i 는 평균이 0 이고 $E[|h_i|^2] = 1$ 이 되는 복소 가우시안 확률변수이다. h_i 는 i 번째 송신안테나와 수신안테나 사이의 채널이득을 나타낸다. n 은 복소 가산성 가우시안 백색잡음 (AWGN: Additive Gaussian noise) 이고 $E[|n|^2] = N_0$ 이다. h_i 를 $h_i = g_i e^{j\phi_i} = x_i + jy_i$ 로 표시하면 g_i 는 채널이득의 크기, ϕ_i 는 채널이득의 위상, x_i 는 채널이득의 실수부, y_i 는 채널이득의 허수부가 된다. 다음의 보기를 참조한다.

2.2. 첫 번째 위상제어기법

이 절에서는 첫 번째 송신안테나의 위상에 다른 송신안테나들의 위상을 최대한 근접하게 만드는 위상제어기법에 대하여 설명한다. i 번째 송신안테나의 가중치 w_i 는 다음과 같이 조정된다.

$$w_i = \operatorname{argmax}_{v_i \in \{\exp(-j2\pi k / (2^b)) : k = 0, 1, \dots, 2^b - 1\}} \operatorname{Re}[h_i v_i h_1^*]. \quad (2)$$

수식 (2) 에서 $i = 2, 3, \dots, M_t$ 이고 $\operatorname{Re}[\cdot]$ 는

복소수의 실수부를 구하는 함수이다. $Re[h_i w_i h_1^*]$ 는 벡터 $h_i w_i$ 와 h_1 과의 내적으로 볼 수 있다. i 번째 송신안테나에서 위상을 첫 번째 송신안테나와 180도 이내로 조정하려면 한 비트의 피드백 정보가 필요하게 되는데 이것을 위상제어기법 HP-PC1 으로 부르고 이 때 $b=1$ 이 된다. HP-PC1 의 경우 수식 (2) 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$w_i = \operatorname{argmax}_{v_i \in \{1,-1\}} Re[h_i v_i h_1^*]. \quad (3)$$

따라서 HP-PC1 에서는 w_i 는 $Re[h_i w_i h_1^*]$ 가 0 보다 크거나 같도록 조정된다. 송신안테나 개수가 두 개일 때 수신단에서 합쳐진 채널이득의 제공은 다음과 같다.

$$Z = \max[|h_1 + h_2|^2, |h_1 - h_2|^2]. \quad (4)$$

$h_1 + h_2$ 와 $h_1 - h_2$ 서로 독립인 복소 가우시안 확률변수이므로 송신안테나가 두 개일 때, HP-PC1 기법은 송신안테나 선택기법^[2] 과 같은 성능을 주게 된다. M_t 개의 송신안테나가 있을때, 첫 번째 안테나를 기준으로 위상을 제어하는 기법 HP-PC1 의 수신단에서 합쳐진 채널이득의 제공은 다음과 같다.

$$Z = (g_1 + |x_2| + |x_3| + \dots + |x_{M_t}|)^2 + (y_2 + y_3 + \dots + y_{M_t})^2 \quad (5)$$

수식 (5) 에서 x_2, x_3, \dots, x_{M_t} 와 y_2, y_3, \dots, y_{M_t} 는 서로 독립이고 평균은 0, 분산이 1/2 인 실수 가우시안 확률변수이다. $b=2$ 일 경우 4분면 위상 제어 기법 QPC 를 쓰는 데 첫 번째 안테나를 기준으로 하는 것을 QPC1 이라고 부르며, QPC1 에서 w_i 는 다음과 같이 조정된다.

$$w_i = \operatorname{argmax}_{v_i \in \{1,-1,j,-j\}} Re[h_i v_i h_1^*]. \quad (6)$$

M_t 개의 송신안테나가 있을때, 첫 번째 안테나

를 기준으로 위상을 제어하는 기법 QPC1 에서 수신단에서의 합쳐진 채널이득의 제공은 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$Z = (g_1/\sqrt{2} + |x_2| + |x_3| + \dots + |x_{M_t}|)^2 + (g_1/\sqrt{2} + |y_2| + |y_3| + \dots + |y_{M_t}|)^2. \quad (7)$$

일반적으로, M_t 개의 송신안테나가 있고 b 비트의 피드백 비트를 사용할 때 첫 번째 안테나를 기준으로 하는 위상제어기법의 수신단에서의 합쳐진 채널이득의 제공은 다음과 같다.

$$Z = \left(g_1 + g_2 \cos \frac{\phi_2}{2^b} + g_3 \cos \frac{\phi_3}{2^b} + \dots + g_{M_t} \cos \frac{\phi_{M_t}}{2^b} \right)^2 + \left(g_2 \sin \frac{\phi_2}{2^b} + g_3 \sin \frac{\phi_3}{2^b} + \dots + g_{M_t} \sin \frac{\phi_{M_t}}{2^b} \right)^2. \quad (8)$$

2.3. 두 번째 위상제어기법

이 절에서는 첫 번째 송신안테나가 지정하는 섹터에 다른 모든 송신안테나의 위상을 집중시키는 위상제어기법에 대하여 설명한다. $b=1$ 인 경우 첫 번째 송신안테나는 2차원 평면에서 오른편 반쪽 평면 또는 왼편 반쪽 평면에 채널 이득이 존재하는 것으로 생각한다. 예를 들어 첫 번째 송신안테나의 채널이득이 오른편 반쪽 평면에 떨어진다면 다른 송신안테나의 기중치 w_i 를 $w_i h_i$ 가 오른편 반쪽 평면에 떨어지도록 조정한다. 이것을 HP-PC2 라고 부르자. HP-PC2 의 수신단에서의 합쳐진 채널이득의 제공은 다음과 같다.

$$Z = (|x_1| + |x_2| + |x_3| + \dots + |x_{M_t}|)^2 + (y_1 + y_2 + \dots + y_{M_t})^2. \quad (9)$$

$b=2$ 인 경우 첫 번째 송신안테나가 제 1, 2, 3, 4 분면 가운데 하나를 정하게 된다. 그 다음 나머지 송신안테나의 위상이 정해진 하나의 사분면에 떨어지도록 w_i 를 조정한다. 이것을 QPC2 라고 부르고 이것의 수신단에서의 합쳐진 채널이득의 제공은 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$Z = \left(|x_1| + |x_2| + |x_3| + \dots + |x_{M_t}| \right)^2 + \left(|y_1| + |y_2| + \dots + |y_{M_t}| \right)^2. \quad (10)$$

일반적으로, M_t 개의 송신안테나가 있고 b 비트의 피드백 비트를 사용할 때, 섹터를 일치시키는 위상제어 기법의 수신단에서의 합쳐진 채널이득의 제공은 다음과 같다.

$$Z = \left(g_1 \cos \frac{\phi_1}{2^b} + g_2 \cos \frac{\phi_2}{2^b} + \dots + g_{M_t} \cos \frac{\phi_{M_t}}{2^b} \right)^2 + \left(g_1 \sin \frac{\phi_1}{2^b} + g_2 \sin \frac{\phi_2}{2^b} + \dots + g_{M_t} \sin \frac{\phi_{M_t}}{2^b} \right)^2. \quad (11)$$

III. 컴퓨터 모의실험

제안된 두 가지의 위상제어기법과 직교 시공간부호, 송신안테나 선택기법, 동일 위상 전송 기법 (EGT: Equal gain transmission) 을 비교한다. 직교 시공간부호는 피드백 비트가 필요없는 장점이 있지만 송신안테나가 두 개일때만 최고 데이터 속도 (full rate) 를 얻는 단점이 있다. 송신안테나 선택기법은 항상 피드백 비트 수가 $\lceil \log_2 M_t \rceil$ 가 된다. EGT 는 수신단

에서의 수신신호가 $\sqrt{\frac{E_s}{M_t}} \left(\sum_{i=1}^{M_t} |h_i| \right) s + n$ 이 되고 피드백 비트는 무한히 많이 필요하다. 성능 그래프를 위하여 변조기법으로는 직교 위상변조 기법 (QPSK: quadrature phase shift keying) 을 사용하였고 컴퓨터 모의실험을 이용하였다.

그림 1 에서는 송신안테나가 두 개일 때 E_b/N_0 에 따라 심볼오류확률을 보인다. 송신안테나가 두 개일 때 직교 시공간부호는 알라무티 부호로 잘 알려져 있다. $b=1$ 일때, 즉 피드백 비트의 수가 한 개 일때, HP-PC1 과 송신안테나 선택기법은 예상대로 같은 심볼오류확률을 갖는다. HP-PC2 기법은 다른 기법들에 비해서 심볼오류확률의 기울기가 급하지 않은 것으로 보인다. 따라서 두 번째 위상제어 기법, 즉, 같은 섹터로 송신안테나의 채널이득을 보내는 기법은 최대 다이버시티 효과를 얻지 못하는 것을 알 수 있다. 피드백 비트 수를 고정시킬 때,

첫 번째 위상제어기법이 두 번째 위상제어 기법보다 항상 우수한 성능을 준다. 참고문헌 [31],[8] 의 QPC2, 즉 두 개의 피드백 비트를 사용하는 경우와 비교해 보면, 단지 하나의 피드백 비트를 사용하는 HP-PC1 은 0.5 dB 의 성능열화를 가져온다는 것을 보여준다.

그림 2 에서는 송신안테나가 세 개일때 E_b/N_0 에 따라 심볼오류확률을 보인다. HP-PC1 이 HP-PC2 보다 좋은 성능을 보인다. 이유는 합쳐진 수신단에서의 채널이득이 HP-PC1 의 경우 HP-PC2 의 경우보다 더 커지는 경향이 있기 때문이다. QPC1 은 EGT 에 비해서 0.3 dB 뒤지는 성능을 보인다. 이것으로 알 수 있는 것은 송신단에서 QPC1 보다 더 많은 피드백 비트를 사용하는 것은 심볼오류확률에 도움이 되지 않는다는 것이다. 참고문헌[3,8] 의 QPC2, 즉 송신안테나 한 개당 두 개의 피드백 비트를 사용하는 경우와 비교해 보면, 단지 하나의 피드백 비트를 사용하는 HP-PC1 은 2 dB 의 성능열화를 가져온다는 것을 보여준다.

그림 3 에서는 송신안테나가 네 개일때 E_b/N_0 에 따라 심볼오류확률을 보인다. 역시 HP-PC1 이 HP-PC2 보다 좋은 성능을 보인다. HP-PC1 과 HP-PC2 는 심볼오류확률의 기울기가 작음을 알 수 있다. 따라서 다이버시티 효과가 다른 기법들보다 작음을 알 수 있다.

IV. 그림

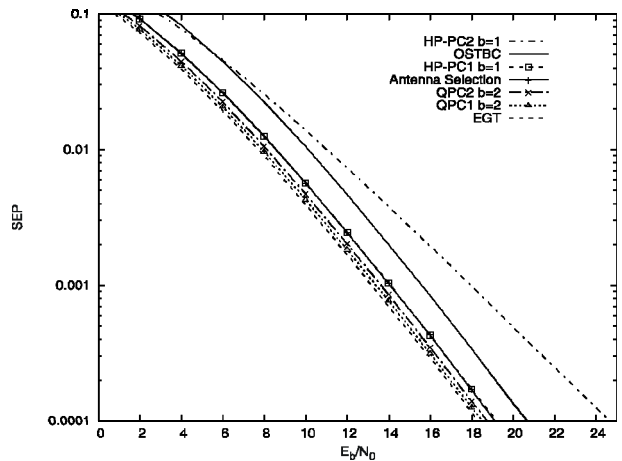


그림 1. 송신안테나가 두 개일 때 E_b/N_0 에 따른 심볼오류확률
 Fig. 1. The SEP as a function of E_b/N_0 with the number of transmit antennas $M_t = 2$.

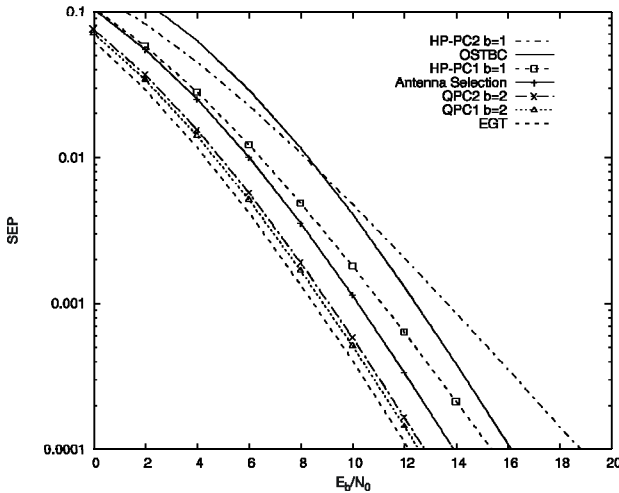


그림 2. 송신안테나가 세 개일 때 E_b/N_0 에 따른 심볼오류확률
 Fig. 2. The SEP as a function of E_b/N_0 with the number of transmit antennas $M_t = 3$.

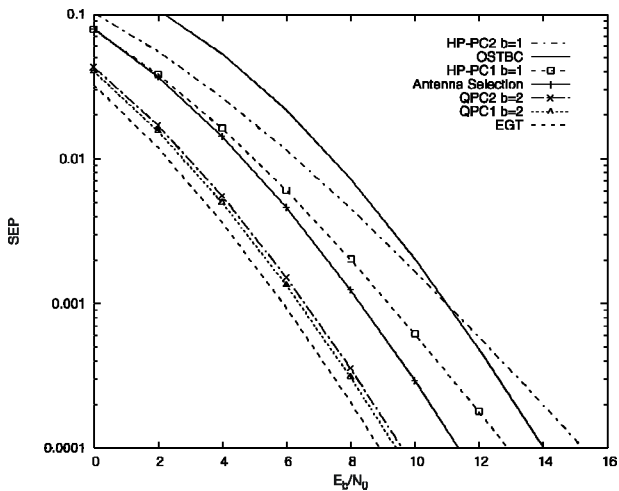


그림 3. 송신안테나가 네 개일 때 E_b/N_0 에 따른 심볼오류확률
 Fig. 3. The SEP as a function of E_b/N_0 with the number of transmit antennas $M_t = 4$.

V. 결 론

수신안테나가 하나인 다중송신안테나 시스템에서 제한된 피드백 정보를 이용하는 두 개의 송신안테나 위상제어기법을 제안하였다. 첫 번째로 제안하는 위상제어기법은 첫 번째 송신안테나의 위상을 기준으로 모든 다른 송신안테나의 위상을 최대한 첫 번째 송신안테나에 일치시키는 방법이고, 두 번째 위

상제어기법은 모든 송신안테나의 위상을 하나의 섹터로 일치시키는 기법이다. 첫 번째 위상제어 기법이 두 번째 위상제어 기법보다 항상 우수함을 발견할 수 있었다.

References

- [1] D. J. Love and R. W. Heath, Jr., "Equal gain transmission in multiple-input multiple-output wireless systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, No. 7, pp. 1102-1110, July 2003.
- [2] R. W. Heath, Jr. and A. Paulraj, "A simple scheme for transmit diversity using partial channel feedback," in *Proc. 32nd Asilomar Conf. Signals, Systems, and Computer*, vol. 2, pp. 1073-1078, Nov. 1998.
- [3] J. Wu, H. Horing, J. Zhang and C. Xiao, "Adaptive transmit diversity with quadrant phase constraining feedback," in *Proc. of IEEE PIMRC*, pp. 2262-2266, 2004.
- [4] K. Leung, C. W. Sung, T. M. Lok and V. K. Bhargava, "An optimal phase control algorithm for MISO systems with finite feedback," in *Proc. of IEEE ISIT*, pp. 1554-1557, Sept. 2005.
- [5] C. W. Sung, S. C. Ip, and K. K. Leung, "A simple algorithm for closed-loop transmit diversity with a low-data-rate feedback channel," in *Proc. of IEEE PACRIM*, pp. 384-387, Aug. 2005.
- [6] E. G. Larsson, G. Ganesan, P. Stoica and W. Wong, "On the performance of orthogonal space-time block coding with quantized feedback," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, No. 7, pp. 1102-1110, July 2003.
- [7] S. Ekbatani and H. Jafarkhani, "Combining beamforming and space-time coding using quantized feedback," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, No. 3, pp. 898-908, March 2008.
- [8] J. Wu, A. Molisch, and J. Zhang, "Adaptive transmit diversity with quadrant phase constraining feedback," US Patent US 7,103,326 B2, Sept. 2006.

- [9] A. Narula, M. J. Lopez, M. D. Trott, and G. W. Wornell, "Efficient use of side information in multiple-antenna data transmission over fading channels," *IEEE Jour. Select. Areas in Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1423-1436, Oct. 1998.
- [10] D. J. Love, R. W. Heath, Jr., and T. Strohmer, "Grassmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2735-2747, Oct. 2003.
- [11] K. K. Mukkavilli, A. Sabharwal, E. Erkip, and B. Aazhang, "On beamforming with finite rate feedback in multiple antenna systems," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2562- 2579, Oct. 2003.
- [12] E. Visotsky and U. Madhow, "Space-time transmit precoding with imperfect feedback," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 47, no. 6, pp. 2632-2639, Sep. 2001.

김 영 길 (Young Gil Kim)



1994년 2월 한국과학기술원
전기및전자공학과 학사
1996년 2월 한국과학기술원
전기및전자공학과 석사
2001년 8월 한국과학기술원
전자전산학과 박사
현재 서울시립대 전자전기컴
퓨터공학부 부교수

<관심분야> 통신공학