

무선 원격 송신기 설계에 관한 연구

정회원 박종화*, 이우상**

A study on the Design of Wireless Telemetry Transmitter

Jong-Hwa Park*, Woo-Sang Lee** *Regular Members*

요 약

무선 원격제어에 사용되어온 디지털 통신 방법은 직접 디지털 제어방식과 간접 디지털 제어방식으로 크게 분류할 수 있는데, 직접 디지털 제어방식은 변복조 회로가 비교적 간단한 반면에 간접방식은 대역폭이 적어지는 장점을 갖는다.

본 논문에서는 간접 디지털 제어방식을 사용하여 무선원격 송수신기를 설계함에 있어, 송신기에서는 디지털 신호 입력을 BPSK 변조하였고, 이 위상변조된 신호는 다시 주파수변조를 시켜 송신기 출력단을 통해 안테나로 출력시켰다.

이 모든 과정은 무선 원격 송수신기에서 FM 변조시 협대역 특성을 갖게 이중변조방식을 사용하여 설계하였고, 실험결과에 의하면 이중 변조된 방식이 직접 디지털변조방식보다 50%의 대역폭을 가졌음을 확인하였다.

ABSTRACT

Digital communication method which has been used to remote radio control can be largely classified as direct digital control method and indirect digital control method. Each method has the advantages that relatively simple modulation/demodulation circuit in the direct digital control method and narrow bandwidth in the indirect one.

In this thesis, as remote radio transmitter using the indirect digital control method is designed, In the transmitter digital signal input is modulated with the BPSK modulation and this BPSK modulated signal radiates from the antenna through the transmitter output after frequency modulation.

This whole process is designed by using the double modulation in order to have the narrow bandwidth characteristic of FM modulation in the radio telemetry transmitter/receiver, according to the result of the experiment, it is verified that double modulation method has half a bandwidth of the direct digital modulation method.

I. 서론

최근 통신기술은 기존의 음성 위주의 아날로그 통신에서 데이터 및 화상 통신을 제공하는 디지털 통신으로 급격히 발전하고 있다. 또한 디지털 처리 기술의 발달은 디지털 통신 제어분야에도 적용되고 있는데, 특히 하중 및 비틀림에 의한 구조물 감시 및 사고 위험성을 내포한 모든 시설물의 상시 감시에도 무선 디지털 통신 제어가 적용 가능하다.

BPSK(binary phase shift keying) 방식은 2개의 180° 위상 반전된 신호에 의해 디지털 신호의 “1과 0”을 대신하는 방식으로, 현재에는 디지털 위성 통신이나 장거리 통신의 수단으로 널리 이용되는 디지털 변조방식이다.^[1] 이 방식의 장점은 변조시의 출력대역폭이 좁아지는 경우를 들 수 있으므로, 단일 주파수 통신시 협대역화를 가능하게 할 수 있다.^[2]

또한 송신기 출력단의 필터 설계시 BPF(band

* 광운대학교 전자공학부

** 동서대학교 전자통신과

논문번호 : 99009-0325, 접수일자 : 1999년 3월 25일

pass filter)를 설계하는 과정은 저주파 영역에서는 비교적 쉽고 간단하지만, UHF(ultra high frequency) 대역인 448.10 [MHz] 대역에서는 스트립 라인에 의한 설계⁵⁾ 및 제작은 길이에 의한 제한점 때문에 수동소자에 의한 필터 설계를 하여야 하나, 소자의 설정 및 실현 과정에서 여러 가지 문제점이 따른다. 저역통과 필터를 종단에 채택할 것을 고려해 볼 때, 기존의 수정발진 방법보다는 PLL과 VCO(voltage control oscillator)를 이용한 발진방법⁶⁾이 현재의 기술 능력으로서는 좀 더 유리하다.

이에 본 논문의 실험에서 BPSK변조시 출력대역폭이 구형파를 직접변조시킨 출력대역폭보다 현저히 감소할 수 있으므로, 간접디지털 FM방식을 채택하여 중심 주파수에서 FM변조시 주파수 대역의 협대역화를 입증하고자 한다.

II. 디지털 통신

기존의 디지털 변조방식은 디지털신호로 주파수를 직접변조하거나 진폭을 직접변조하는 방식으로 이루어져왔다. 특히, 이중변조의 특징은 디지털신호의 아날로그화로 변복조단의 하드웨어는 복잡하지만, BPSK 변조후 주파수변조를 한 경우 협대역을 유지하는 장점이 생긴다.

또한 BPSK 이중변조에서는 디지털신호 레벨의 변동에 의해 위상변조를 하므로, BPSK 출력신호는 디지털신호가 아닌 아날로그화된 정현파로 해석 할 수 있다. 그러므로 이 신호를 FM 변조한 경우 FM 출력 신호의 대역폭이 직접 디지털변조 입력대역폭보다 적은 것은, 특정 주파수의 디지털신호와 BPSK 변조신호의 푸리에 급수 전개로도 확인할 수 있고, 또한 주파수 변조란인 경우 보안성의 문제를 해결할 수 있다.

그림 2.1에 변형된 디지털 송신방식을 나타내었다.

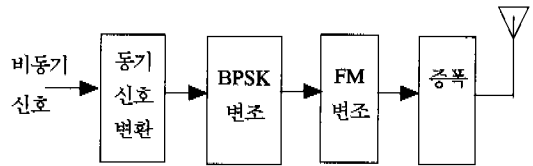


그림 2.1 변형된 디지털 송신기의 구성도

2.1 비동기 신호의 동기 신호 변환

동기신호는 비동기신호의 특징인 휴지상태가 없고 항상 일정 프레임(frame)이 연속으로 유지되는 형태이다. 즉 시작비트와 데이터비트 그리고 정지비트가 연속으로 유지된다.

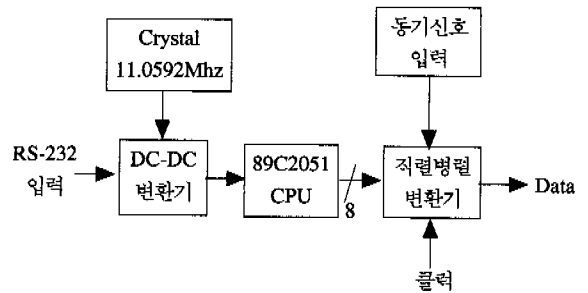


그림 2.2 직렬-병렬 변환기 계통도

그림 2.2는 외부의 비동기 통신기에서 전송되는 신호를 동기식전송으로 변환하는 과정을 보였다.

III. 변조회로

3.1 FM 변조

일반적으로 낮은 주파수의 신호일수록 그의 전송이 어려우므로 신호의 스펙트럼을 변조방식을 사용하여 더 높은 주파수범위로 옮기는 것이 바람직하다. 무선통신도 안테나를 사용하여 전자파를 방사하

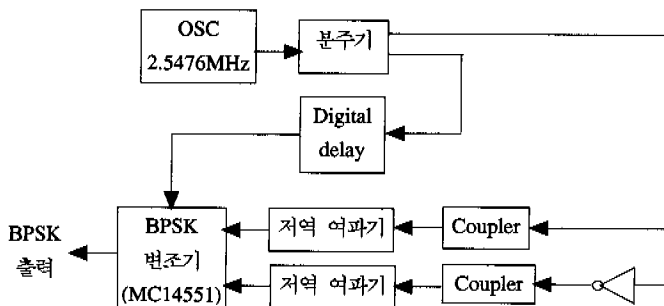


그림 2.3 BPSK 변조 계통도

기 위해서는 신호의 스펙트럼을 더 높은 주파수대역으로 옮기는 변조가 필요하다.

반송파의 각도를 변조신호 S(t)에 따라 변화시키는 변조방식을 각변조라 부르며, 다음 식으로 주어진다.

$$g(t) = A_c \cos \phi(t) \quad (3.1)$$

여기서 A_c 는 반송파의 진폭으로서 일정하다. $\phi(t)$ 는 순시위상각(instantaneous phase angle)이라 부른다.

따라서 다음과 같은 FM파를 얻을 수 있다.

$$G_{fm}(t) = A_c \cos \left\{ 2\pi f_c t + K_f \int_0^t s(\tau) d\tau \right\} \quad (3.2)$$

그러므로 FM의 최대주파수편이 Δf 는 위 식에서 다음과 같다.

$$\Delta f = K_f |s(t)|_{\max}$$

여기서 $|s(t)|_{\max}$ 는 변조신호의 최대값이다.

즉, $s(t) = A_m \cos 2\pi f_m t$ 라 놓으면 최대주파수편이는 $\Delta f = A_m K_f$ 가 된다. 그러므로 식 3.5는

$$\begin{aligned} G_{fm}(t) &= A_c \cos \left\{ 2\pi f_c t + A_m K_f \int_0^t \cos 2\pi f_m \tau d\tau \right\} \\ &= A_c \cos (2\pi f_c t + \beta_f \sin 2\pi f_m t) \end{aligned} \quad (3.3)$$

이 된다. 여기서 FM 변조지수(modulation index)

$$\beta_f = \frac{\Delta f}{f_m} \text{ 이다.}$$

편의상 적분의 하한 값을 영으로 놓았고, 특히 $\beta_f \ll 1$ 인 경우의 FM을 협대역 FM(NBFM : narrowband FM)이라 한다. 식 3.3을 복소 지수함수로 고쳐쓰면

$$G_{fm}(t) = \text{Re} \left\{ A_c e^{j2\pi f_c t} e^{j\beta_f \sin 2\pi f_m t} \right\}$$

이다. 그런데 $e^{j\beta_f \sin 2\pi f_m t}$ 는 기본주파수가 f_m 인 주기함수이므로 이를 Fourier 급수로 표현하면 다음과 같다.

$$e^{j\beta_f \sin 2\pi f_m t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\pi f_m t}$$

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} e^{j\beta_f \sin 2\pi f_m t} e^{-jn\pi f_m t} dt \quad \left(T = \frac{1}{f_m} \right) \quad (3.4)$$

이다. 이는 제 1종의 n 차 Bessel 함수 $J_n(\beta_f)$ 로 주어진다.

$$C_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta_f \sin \lambda - n\lambda)} d\lambda \equiv J_n(\beta_f)$$

$$\lambda = 2\pi f_m t$$

3.2 BPSK 변조

BPSK(binary phase shift keying)는 2진 데이터의 레벨(1, 0)에 따라 개개의 데이터 구간에 2종의 위상을 갖는 정현파 중 하나를 전송하는 방식으로 식 3.5와 같이 주어진다.

$$S_i(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi_i) \quad (3.5)$$

$$= \pm A \cos 2\pi f_c t$$

A = 반송파의 진폭

$$\phi_i = 0, \pi$$

$$\phi_1 - \phi_2 = 180^\circ$$

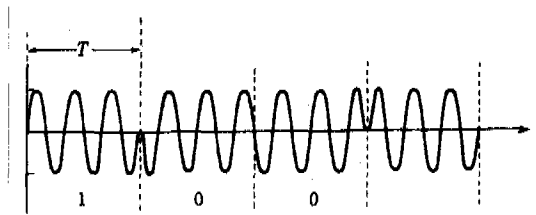


그림 3.1 BPSK 파형

그림 3.1은 BPSK 출력 파형을 나타낸다. 일반적으로 구형파를 고주파로 발진시키고 그 발진 파형을 동기나 비동기식 카운터에 의해 분주해 원하는 구형파 주파수를 만들고, 이를 저역통과여파기에 의해 원하는 정현파를 만들 수 있다. 이 방식의 장점은 BPSK파형의 정확한 180° 위상차를 디지털 반전 IC인 74LS05를 사용하여 변환하는 방식이다. TTL IC의 지연시간은 약간의 차이는 있지만 대략 10[nsec] 정도이다. 2400[Hz] 주파수의 주기와 비교하여 보면 무시할 수 있는 정도의 위상지연이다. 그러므로 구형파를 정현파로 파형 변환하기 위한 T형 저역통과여파기(lowpass filter)는 입력임피던스가 600[Ω]이고 저역통과여파기의 출력임피던스는 200[Ω]이다. 그러므로 구형파가 저역통과여파기를 통과해 정현파로 파형변환되는 과정을 보면, 저역통과여파기를 설계하기 위해 차단주파수를 약 3 [kHz]로 설정하고, 입출력 임피던스는 각각 600[Ω], 200[Ω]

이다. 그림 3.3는 그림3.2의 T형 저역통과여파기를 2400[Hz]로 모의 실험한 결과이다.

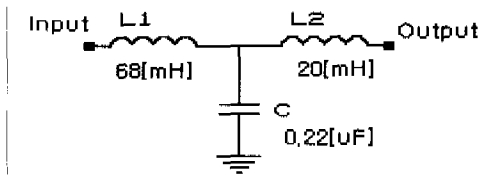


그림 3.2 T형 저역통과 필터

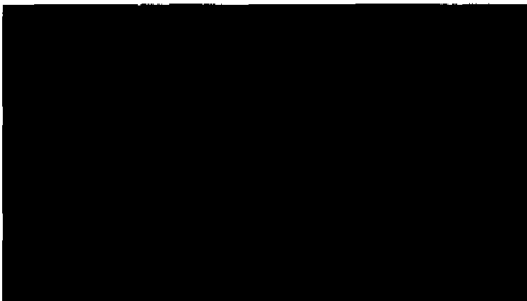


그림 3.3 T형 저역통과 필터의 모의실험 결과

그림 3.2에서 T형 저역통과여파기의 차단주파수는 약 3[kHz]로 설정하였으나 부품치수가 이론치와 같이 정확치 않아 약 4.5[kHz]까지 차단 특성을 보이지는 못했다. 그러나 구형파로 정현파 파형변환은 구형파의 정현파 고조파 함유율이 이론적으로 기본파, 제 3고조파, 제 5고조파 등 홀수 고조파만 포함되어 있으므로, 이론상 제 3고조파 이하로 차단 주파수만 설정되면 저역통과여파기에 2400[Hz]의 구형파를 입력시켜 2400[Hz]의 정현파를 출력을 통해 파형변환을 할 수 있다. 그러나 저역통과여파기의 특성으로 정현파와 구형파 사이에는 위상지연이 생기는 관계로 지연된 위상치를 보상하여야 한다.

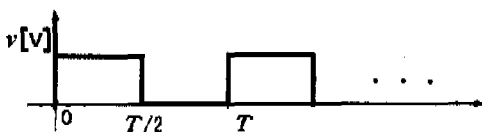


그림 3.4 2400[Hz] 구형파

그림 3.4에서 주파수가 2400[Hz]이며 최대전압이 v [V]이고 주기적인 구형파를 푸리에 급수로 전개하면 다음과 같다.

$$v(t) = \frac{V}{2} + \frac{2V}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (3.6)$$

이다. 즉 식 3.6에서 차단주파수가 3ω (7200[Hz]) 미만인 저역통과여파기이면 직류성분과 3ω 이상의 고조파 성분을 차단할 수 있고, 원 구형파와 주파수가 같은 출력임피던스 $200[\Omega]$ 이고, $\frac{2V}{\pi} \sin \omega t$ 인 제1고조파(기본파)의 정현파를 얻어낼 수 있다. 따라서 2개의 구형파를 74LS05로 180° 위상반전시켜 저역통과여파기를 통과시키면 2개의 180° 위상반전된 정현파를 얻을 수 있다. 이 정현파는 Analog Selector MC14551의 입력이 되고 시프트레지스터의 출력을 지연시킨 제어신호로 동기화 된 비동기 신호가 입력되면, 그림 3.5와 같이 BPSK 출력을 얻을 수 있다. 이 BPSK 출력파형의 특징은 디지털신호의 레벨 변동시 그림 3.6과 같은 정현파의 180° 위상반전을 나타낸다.

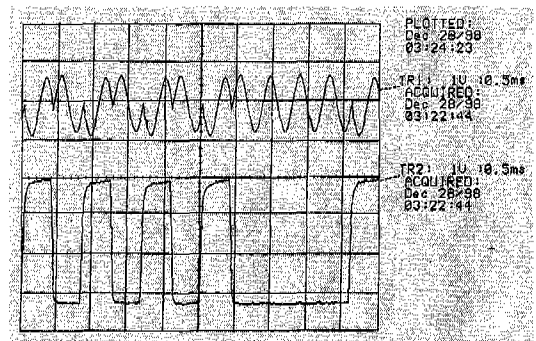


그림 3.5 BPSK 변조 출력파형

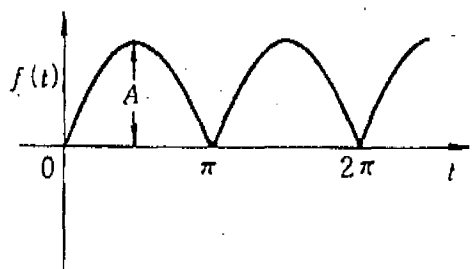


그림 3.6 BPSK 위상반전

이 신호성분을 분석하면 BPSK 출력으로 FM변조시 주파수대역폭에 영향을 미치는 변조신호의 고조파성분들을 알 수 있다. 그러므로 그림 3.6의 연속적인 파형을 푸리에 급수로 전개하면 다음과 같다.

$$f(t) = \frac{4A}{\pi} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{3} \cos 2\omega t - \frac{1}{15} \cos 4\omega t - \frac{1}{35} \cos 6\omega t \dots \right) \quad (3.7)$$

이다. 즉 FM변조시 출력 대역폭에 영향을 미칠 수 있는 한도를 최대 진폭의 10% 이상이라 하면, 식 3.7에서는 $\cos 2\omega$ 항만 영향을 주므로 구형파에 의한 직접디지털 변조방법과 비교될 수 있다. 또한 구형파에 의한 직접변조시의 출력대역폭에 영향을 미칠 수 있는 기본파와 고조파항을 계산하기 위해 간접변조시의 조건과 같은 진폭과 주파수의 구형파를 푸리에 급수로 전개하여 보면, 식 3.1.10은 FM 직접변조시 출력 스펙트럼에 영향을 주는 구형파 변조신호의 주파수성분을 푸리에급수로 표현한 식이다.

$$v(t) = \frac{V}{2} + \frac{2V}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (3.8)$$

식 3.8에서 완전한 구형파인 경우 직접 FM 변조에 영향을 미칠 수 있는 항은 기본파와, 제 3, 제 5, 제 7, 제 9고조파 등이 영향을 미칠 수 있다.

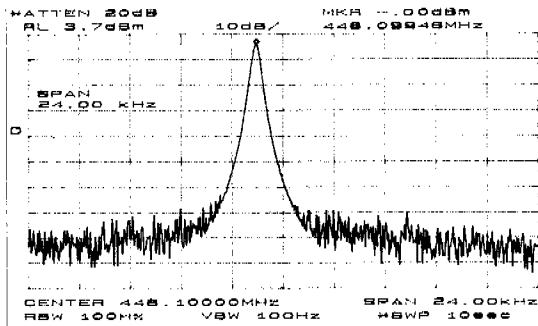


그림 3.7 448.1[MHz] PLL 출력 파형

FM 변조시 협대역 조건인 경우 대역폭은 대략 $B=2\Delta f$ 이므로, 협대역 변조를 이루기 위해서는 변조지수가 낮고, 또한 변조지수가 낮기 위해서는 진폭(Am)값이 적어야 한다. 즉 고조파 성분이 적게 포함된 변조신호가 되어야 협대역이 가능해진다. 그림 3.9는 반송파 주파수 448.10[MHz]로 VCO의 무변조시 출력주파수스펙트럼이다.

IV. 실험 및 결과 고찰

실험의 방법 및 결과고찰은 특정주파수를 변조시키고 FM변조된 상·하측대의 주파수대역을 HP8560(spectrum analyzer)으로 측정하였다. 먼저 2400[Hz]의 구형파를 448.10[MHz] 반송파에 변조시킨 후의 주파수 대역을 그림 4.1에 제시하였고 다시

그림 4.2에서는 2400[Hz] BPSK 파형으로 448.10 [MHz] 반송파에 협대역 FM변조한 경우의 스펙트럼 분석결과를 제시하였다. 같은 주파수에서 직접 디지털변조인 경우 진폭의 10% 이상인 고조파의 수를 확인해 보면, 이론적인 횡수보다 더욱 증가하는 것을 볼 수 있다. 이는 구형파의 경우 짝수 고조파가 상쇄되어야 하나, 구형파의 고조파 함유율과 듀티비 차이에 의해 짝수 고조파가 생성되기 때문이다. BPSK변조된 경우 홀수 고조파가 상쇄되어야 하나, 파형의 변환과정에서 2개의 정현파가 정확히 180° 위상변환 되지 않고, 위상지연과 진폭의 차이, 그리고 위상이 변하지 않고 연속적인 데이터가 올 때, 등의 이유에 의하여 홀수 고조파가 상쇄되지 못하고, 기본파와 같이 나타남을 알 수 있었다.

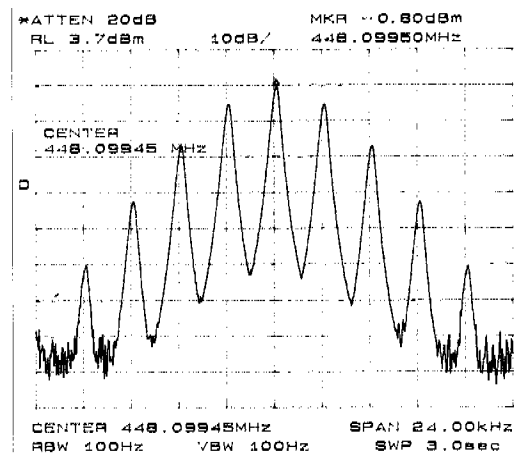


그림 4.1 2400[Hz] 구형파 직접변조 스펙트럼

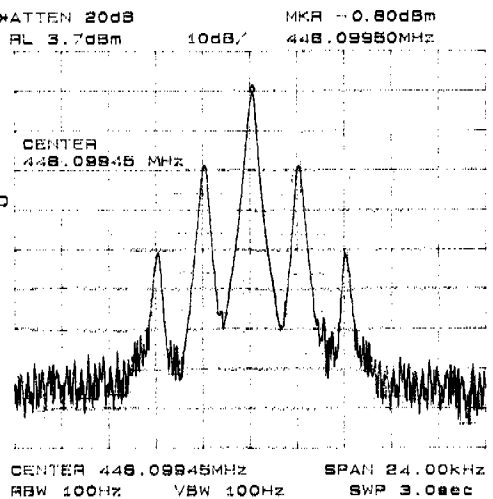


그림 4.2 2400[Hz] BPSK 변조 스펙트럼

V. 결론

본 논문은 협대역 송수신기 제작 및 실험에 관한 새로운 방식을 제안하고, 그것을 실험을 통하여 증명하였다. 그 결과에 의하면 BPSK 출력파형으로 FM 변조시킨 FM 변조파주파수대역은 디지털 직접 변조인 경우보다 최대 50% 감소함을 알 수 있었다.

대역폭에 영향을 줄 수 있는 요소로는 BPSK 파형 변환시 스위칭 타임에 의한 고조파의 영향이다. 그러므로 스위칭타입이 빠른 아날로그 셀렉터를 사용하였고(t_{sw} ≈ 약 120[ns]), 측정시 스위칭 타임에 의한 고조파 영향은 없었다.

제안된 새로운 송수신방식을 사용할 경우, 기존의 디지털 직접변조방식에 비해 일정주파수 대역폭에서 채널의 증가를 이룰 수 있으며, 이러한 채널의 증가는 무선원격제어시 다중제어의 폭이 넓어짐으로 인해 제어점의 이상유무를 동시에 송수신할 수 있는 잇점이 생기므로, 특히 하중제어나 비트流的의 유무등 많은 송수신을 필요로하는 교량과 같은 구조물의 제어에 응용될 수 있다. 또한, BPSK 변조방식에 더 나아가 DPSK(4상 위상변조)를 이루면 채널의 증가 및 변조 속도를 증가시키는 방법이 될 수 있다.

참고 문헌

- [1] Simon Haykin, "Communication System" John Wiley & Sons INC, 1994.
- [2] A.J.Viterbi, "Principles of Coherent Communication", McGraw-Hill, 1966.
- [3] A.J.Viterbi "Optimum coherent demodulation for continuous modulation system", Proc. Nat. Electron Con., Vol 18, P.498, Oct, 1972.
- [4] G.S.Moschytz, *Miniaturized RC Filters Using Phase Locked Loop*, B.S.T, 1966.
- [5] T. Edward, "Foundations for Microstrip Circuit Design", John Willey & Sons, pp.267-276, 1992
- [6] R.R. Cordel, W.G.Garrett "A high stable VCO for application in Monolithic phase locked loop", IEEE Journal of Solid State Circuit, Vol.1. SC-10, No.6, DEC. 1975
- [7] S.C. Gupta, "Phase-Locked Loop", Proc.IEEE. VOL.63,NO.2,P.291,1975

- [8] Motorola Inc, *Phase locked Loop Systems*, Motorola Inc, 1973
- [9] B. Walker, "High Power GaAs FET Amplifier", Artech House, pp.128-134, 1993
- [10] H. Fukui, "Available power gain, noise figure and noise measure of two-port and their graphical representations", IEEE Trans. Circuit Theory, vol 13, pp.137-142, June 1966.

박 중 화(Jong Hwa Park)

정회원



1957년 12월 17일생
 1985년 2월 : 서울산업대학교
 전자공학과 졸업
 (공학사)
 1988년 2월 : 광운대학교 산업
 학원 졸업 (공학석사)
 1999년 2월 : 광운대학교 대학원 졸업 (공학박사)
 1999년 3월 : 광운대학교 전자공학부 겸임교수

이 우 상(Woo Sang Lee)

정회원



1956년 10월 3일생
 1983년 2월 : 광운대학교 전자공
 학과 졸업(공학사)
 1985년 2월 : 광운대학교 대학원
 졸업(공학석사)
 1991년 2월 : 광운대학교 대학원
 졸업(공학박사)
 1991년 3월~현 동서울대학 전자통신과 조교수