

차량 위치추적기반 교통신호등 제어용 UWB 시스템의 Acquisition 알고리즘 연구

정회원 황인관*, 준회원 박윤진**

RASE Acquisition Algorithm of Ultra Wideband System for Car Positioning and Traffic Light Control

In Kwan Hwang* *Reguler Member*, Yun Jin Park** *Associate Member*

요 약

본 논문에서는 고정밀 차량위치 추적 기반의 교통신호등 제어를 위한 저전송율 초광대역 무선통신 시스템에서 Ultra Fast Acquisition 알고리즘을 연구하였다. 현재 CDMA에서 사용되는 acquisition방식으로는 저전송율 UWB시스템에서 회로가 복잡해지고 빠른 acquisition을 기대할 수 없기 때문에 새로운 Ultra Fast Acquisition방식이 필요하다. 기본적으로 Sequential Estimation방식을 사용하며 trinomial m-시퀀스를 사용하여 유틸리티스 센서 네트워크용 UWB시스템에서 long PN code를 사용하는 경우에도 회로의 복잡도를 줄이고 FCC Emission limit을 만족시키면서, 1~3μsec이내의 acquisition을 가능하도록 설계하였다.

Key Words : USN, UWB, Ultra Fast acquisition

ABSTRACT

In this paper, An Ultra Fast Acquisition Algorithm of low transmission rate ultra-wideband(UWB) systems for car positioning and traffic light controlling is proposed. Since the acquisition algorithms for CDMA system are not fast enough to access the low transmission rate UWB systems, the new ultra fast acquisition scheme which can be implemented with low cost and simplified circuit is required. The proposed algorithm adopted the Recurrent Sequential Estimation scheme and trinomial M-sequence. Therefore, The proposed scheme can reduce the average acquisition time in 1~3 μsec with simple circuit, even for the UWB systems which use long pseudo-noise(PN) sequence and transmit low power below the FCC EIRP emission limits. The simulation results for the average acquisition time of the proposed scheme are compared with the ones of the existing acquisition schemes.

I. 서 론

유틸리티스 네트워크(Ubiquitous Network)의 핵심기술은 고정밀 위치추적을 기반으로 하는 저전력, 저전송율, 소형, 저가의 시스템을 기본적으로 요구

하며, UWB(Ultra Wideband) 시스템이 가장 적합한 기술로서 인식되고 있다. 국제적으로는 2003년 3월 이후 IEEE 802.15.4a 에서의 표준화가 새로운 관심사로 급부상하고 있다. 국내외적으로 이를 이용한 위치정보를 기반으로 하는 다양한 서비스들에 대한

* 충북대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부 부교수(ikhwang@chungbuk.ac.kr),

** 충북대학교 전파공학과 이동/위성통신연구실(horu79@nate.com)

논문번호 : KICS2005-07-280, 접수일자 : 2005년 7월 11일

※ 본 연구는 정보통신연구진흥원 기초기술연구과제 연구비 지원으로 수행되었습니다.

관심이 커지고 있으며, 이들 중 공급망관리 시스템, 교통관제 시스템을 killer application으로 들 수가 있다. 이들 서비스의 고정밀의 위치추적이 가능할 경우 다양한 응용서비스의 개발이 가능할 수 있으며, 이때 UWB 시스템이 가장 경쟁력이 있는 시스템으로 인식되고 있다. 국내의 UWB 연구센터에서는 고속의 WPAN을 주로 연구하고, RF-ID 센터는 고정밀의 위치추적 기능이 배제된 상태에서 가능한 응용시스템을 개발하고 있는 실정이다. 많은 용량을 수용해야 하는 위치추적기반의 저속의 UWB시스템의 Ultra Fast Acquisition은 초보적인 수준의 연구 결과만이 발표되고 있는 상태이다. 유비쿼터스 네트워크는 셀 내의 충분히 많은 수의 센서를 수용할 수 있어야 하며, 이를 위하여 일반적으로 CDMA/TDMA의 hybrid방식을 채용하게 된다. 따라서 매우 짧은 time slot 내에서 매우 빠르게 acquisition & tracking이 이루어져야 한다. 특히 채널용량을 충분히 하기 위해서는 long PN code를 사용하게 되고 nano second이내의 펄스를 사용하는 UWB의 경우 Ultra Fast Acquisition은 그 중요성이 매우 지대하나 이는 UWB기술 중 가장 어려운 기술로서 인식되고 있다. 고정밀의 위치추적을 기반으로 하기 위해서는 UWB는 기본적으로 매우 작은 duty cycle 및 1 nano second이내의 임펄스를 사용하여야 하며, 이는 회로의 구현을 간단히 구성하고 저가의 시스템을 구현하기 위하여 correlator를 CMOS 아날로그 회로로 구성하게 된다. 이때 채널용량을 충분히 하고 복잡도를 줄이기 위해 기존의 acquisition & tracking 방식과는 다른 새로운 Ultra Fast Acquisition 방식을 요구하게 된다.

CDMA의 시스템에서의 acquisition방식은 기본적으로 Serial Search, Parallel Search, Random Search, Bit Reversal Search, Double Dwell, Multiple Dwell 방식^[1] 등이 있다. 유비쿼터스 네트워크의 다양한 응용분야에 따라 많은 수의 셀과 셀 내의 많은 수의 센서를 수용하여야 하기 때문에 기본적으로 long code를 사용하여야 한다. long code를 사용하는 경우에 search방식에 따른 acquisition은 테스트 시간이 지대하게 소요되기 때문에 시스템의 채널용량에 제한을 받게 됨을 피할 수가 없게 된다. 이를 개선한 방식으로 Sequential Estimation방식, Sequential Estimation with Majority Decision방식, Sequential Estimation with Soft Combining방식이 있다.

Sequential Estimation방식은 송신단에서 m-시퀀스 생성 다항식 중 가장 간단한 형태인 trinomial

함수를 이용하여 m-시퀀스를 생성하여 사용하며, 수신단에서 일차적으로 경판정기(또는 연판정기)를 사용하여 chip level detection을 실시하고 이를 trinomial 생성함수의 특성을 이용하여 parity 테스트를 실시하며 이를 만족시키는 시키는 경우 verification 모드를 실시한다.^[2] Sequential Estimation with Majority Decision 방식은 m-시퀀스의 trinomial 생성함수를 이용하여 동일한 PN code 상태를 갖는 다수의 decision statistic를 생성하고 이들에 대하여 majority 테스트를 하여 chip level detection의 신뢰도를 향상시키는 방식이다.^[3] Sequential Estimation with Soft Combining 방식은 chip level detection을 위하여 연판정기를 채용하고, 이들 출력 신호들에 대하여 trinomial 생성함수에 따른 decision statistic를 생성하고, 이들을 합산한 후 평균치를 구하고, 그리고 이를 지연회로에 저장시키는 방식이다.^[4] 그렇게 함으로서 경판정기의 출력신호들에 대한 majority 테스트의 신뢰도를 향상시키기 위한 방식이다.

Sequential Estimation 방식의 문제점으로 parity check 또는 majority 테스트방식은 long code를 사용하는 이동통신시스템(CDMA)의 경우 acquisition 시간을 단축하기에는 충분한 수의 decision statistics 구현에 필요한 회로의 복잡도를 감안한다면 매우 효율적인 방법이라 할 수 있으나, 1 nano second 이하의 임펄스가 사용되는 UWB 시스템의 경우에는 decision statistics를 구현하기에는 개략 1000배 이상의 회로 복잡도가 요구된다. 이에 반하여 연판정기 방식은 입력 시퀀스와 locally generated sequence로부터 decision statistics를 구하고 이를 평균하여 local sequence를 생성하기 때문에 estimation feed back이 반복됨에 따라 estimation 신뢰성이 지속적으로 향상됨을 예상할 수 있게 된다. 그러나 mod 2 addition의 연산을 multiplier로 구현하는 경우에는 경판정 또는 적절한 연판정된 출력신호를 대상으로 하여야 하나 이러한 처리과정이 결여되었기 때문에 효율성이 결여될 뿐만이 아니라 또한 acquisition indication을 위한 parity check 회로가 부가적으로 요구되게 된다. 따라서 회로의 복잡도 및 acquisition 시간을 획기적으로 줄이기 위한 새로운 알고리즘이 요구된다. 따라서 본 논문에서는 고정밀 차량위치 추적 기반의 교통신호등 제어를 위한 저전송율 초광대역 무선통신 시스템의 Ultra Fast Acquisition 회로를 설계하고 평가하였다.

II. 시스템모델 및 Ultra Fast Acquisition

1 nanosecond의 임펄스를 사용하는 UWB 시스템의 경우 acquisition time을 획기적으로 줄이기 위해서는 기본적으로 Sequential Estimation 방식을 채용하여야 하며, parity check 방식, majority decision 방식 및 Soft Combining 방식을 그대로 채용하는 경우에 발생하는, 즉 m-시퀀스 생성함수에 따른 충분한 수의 decision statistics 구현회로가 요구됨으로써 기인되는 회로의 복잡도를 근본적으로 개선하기 위해서는 decision statistics의 개선이 필요하다. 또한 MSE (mean square error)를 최소화하기 위한 estimator로서 연관정기를 사용하고 estimation 제어를 위하여 forgetting factor를 사용한다.

2.1 Trinomial m-sequence 생성함수에 따른 decision statistics 설계 및 개선

5개의 shift register로 구현 가능한 최대 길이 시퀀스 중에서 회로의 복잡도가 가장 작은 trinomial 생성함수 $a^5+a^2+1=0$ 을 예로 하여 설계하였다. m-시퀀스 생성기의 회귀조건에 따라 표 1과 같은 decision statistic 함수를 유도할 수 있게 된다.^{[2],[3]} a^4 를 나타내는 신호를 multiplier(2진신호의 경우 mod 2 adder에 해당)로 구성하여 모두 합산하게 되면 one chip duration 동안 16 chip duration 동안이상의 integration 효과를 얻게 된다. 또한 합산된 신호는 hyperbolic tangent 회로를 거쳐 정규화된 신뢰성 있는 신호로 환산되어 지연회로에 입력되게 되며, 피드백이 반복되는 동안 estimation 신뢰성이 향상되게 된다. 즉, nano second이하의 chip 에너지가 잡음전력밀도보다 작기 때문에 chip level detection이 불가능한 것이 상기 피드백방식은 무한대의 chip duration 동안 적분하는 효과를 매우 짧은 시간에 얻을 수 있게 한다. 이때 decision statistics 개수의 증가는 acquisition 시간을 획기적으로 줄일 수 있으며 이는 회로의 복잡도와 trade-off 관계를 갖게 된다. 그림 1을 보면 설계 회로의 대부분의 decision statistics들이 a^3, a^2, a^1, a^0 를 입력으로 사용하고 있다. 이는 decision statistics들 간의 correlation이 매우 큰 것을 의미하며, 초기의 decision이 불완전 할 경우 수렴특성을 매우 나쁘게 하는 요인이 되며, 또한 long PN code의 경우에는 decision statistics의 계산이 사실상 매우 어려운 단점을 갖기도 한다. 이러한 문제점을 획기적으로 개선하기 위하여 즉, 수렴특성 및 성능을 개선하고, 실질적인 회로의 설계

표 1. Recursion condition에 따른 Decision Statistics의 설계

power of a	polynomial of F(2)	sequence over F(2)	decision statistics
$a^0 =$	1	00001	
$a^1 =$	a	00010	
$a^2 =$	a^2	00100	
$a^3 =$	a^3	01000	
$a^4 =$	a^4	10000	a^4
$a^5 =$	$a^2 + 1$	00101	
$a^6 =$	$a^3 + a$	01010	
$a^7 =$	$a^4 + a^2$	10100	$a^4 = a^2 + a^7$
$a^8 =$	$a^3 + a^2 + 1$	01101	
$a^9 =$	$a^4 + a^3 + a$	11010	$a^4 = a^3 + a + a^9$
$a^{10} =$	$a^4 + 1$	10001	$a^4 = 1 + a^{10}$
$a^{11} =$	$a^2 + a + 1$	00111	
$a^{12} =$	$a^3 + a^2 + a$	01110	
$a^{13} =$	$a^4 + a^3 + a^2$	11100	$a^4 = a^3 + a^2 + a^{13}$
$a^{14} =$	$a^4 + a^3 + a^2 + 1$	11101	$a^4 = a^3 + a^2 + 1 + a^{14}$
$a^{15} =$	$a^4 + a^3 + a^2 + a + 1$	11111	$a^4 = a^3 + a^2 + a + a^{15}$
$a^{16} =$	$a^4 + a^3 + a + 1$	11011	$a^4 = a^3 + a + 1 + a^{16}$
$a^{17} =$	$a^4 + a + 1$	10011	$a^4 = a + 1 + a^{17}$
$a^{18} =$	a + 1	00011	
$a^{19} =$	$a^2 + a$	00110	
$a^{20} =$	$a^3 + a^2$	01100	
$a^{21} =$	$a^4 + a^3$	11000	$a^4 = a^3 + a^{21}$
$a^{22} =$	$a^4 + a^2 + 1$	10101	$a^4 = a^2 + 1 + a^{22}$
$a^{23} =$	$a^3 + a^2 + a + 1$	01111	
$a^{24} =$	$a^4 + a^3 + a^2 + a$	11110	$a^4 = a^3 + a^2 + a + a^{24}$
$a^{25} =$	$a^4 + a^3 + 1$	11001	$a^4 = a^3 + 1 + a^{25}$
$a^{26} =$	$a^4 + a^2 + a + 1$	10111	$a^4 = a^2 + a + 1 + a^{26}$
$a^{27} =$	$a^3 + a + 1$	01011	
$a^{28} =$	$a^4 + a^2 + a$	10110	$a^4 = a^2 + a + a^{28}$
$a^{29} =$	$a^3 + 1$	01001	
$a^{30} =$	$a^4 + a$	10010	$a^4 = a + a^{30}$

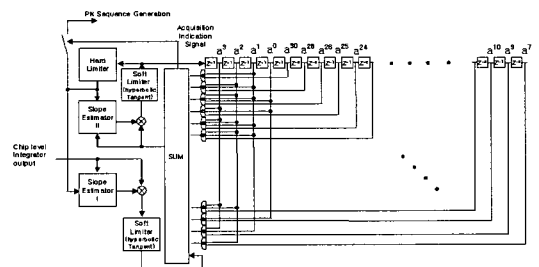


그림 1. Ultra Fast Acquisition을 위한 Recursive Adaptive Sequential Estimation 회로의 설계

표 2. Recursion condition에 따른 개선된 Decision Statistics의 설계

Power of a	Decision statistics
$a^4 =$	a^{35}
$a^4 =$	$a^{32} + a^{30}$
$a^4 =$	$a^{30} + a^{29} + a^{27}$
$a^4 =$	$a^{29} + a^{25}$
$a^4 =$	$a^{28} + a^{26} + a^{24} + a^{23}$
$a^4 =$	$a^{27} + a^{26} + a^{25} + a^{22}$
$a^4 =$	$a^{26} + a^{25} + a^{24}$
$a^4 =$	$a^{25} + a^{24} + a^{23} + a^{21}$
$a^4 =$	$a^{24} + a^{23} + a^{22} + a^{21} + a^{20}$
$a^4 =$	$a^{23} + a^{22} + a^{20} + a^{19}$
$a^4 =$	$a^{22} + a^{19} + a^{18}$
$a^4 =$	$a^{21} + a^{17} + a^{16}$
$a^4 =$	$a^{20} + a^{18} + a^{15}$
$a^4 =$	$a^{19} + a^{18} + a^{17} + a^{16} + a^{14}$
$a^4 =$	$a^{18} + a^{17}$
$a^4 =$	$a^{17} + a^{15} + a^{13}$
$a^4 =$	$a^{16} + a^{15} + a^{14} + a^{12} + a^{11}$
$a^4 =$	$a^{15} + a^{14} + a^{13} + a^{12}$
$a^4 =$	$a^{14} + a^{13} + a^{10}$
$a^4 =$	$a^{13} + a^{11} + a^{10} + a^9$
$a^4 =$	$a^{12} + a^{11} + a^8 + a^7$
$a^4 =$	$a^{11} + a^9 + a^8$
$a^4 =$	$a^{10} + a^9 + a^7 + a^6 + a^5$
$a^4 =$	$a^9 + a^6$
$a^4 =$	$a^8 + a^5 + a^4 + a^3$
$a^4 =$	$a^7 + a^2$
$a^4 =$	a^4

2.2 최적의 연판정기의 설계와 forgetting factor

수신신호 r에 대하여 Mean Square Error를 최소화하는 일반적인 estimator g(r)은 식(1), (2)를 통해 $\tanh(A/\sigma^2 \cdot r)$ 의 형태로 구해지고, 수신신호의 평균대 분산비는 기울기를 나타내며, 이 기울기는 기울기가 '1'인 $\tanh(r)$ 앞에 가중치 (A/σ^2) 로서 다양한 채널환경에 대해서도 가변적으로 쉽게 그리고, H/W 적으로 구현이 어려운 직접적인 제어가 아니라, 간접적으로 제어할 수가 있게 한다. 이때 기울기 (A/σ^2) 는 hyperbolic tangent 입력신호의 분산이 작을 수록 큰 기울기를 갖게 되며 최종적으로는 경판정기의 기울기를 갖게 된다.^[8]

$$\frac{\partial E\{(b-g(r))^2|r\}}{\partial g(r)} = 0, \tag{1}$$

$$2E\{b(r) - 2E\{g(r)|r\}} = 0,$$

$$g(r) = E\{b(r)\} = (+1)P(b=+1|r) + (-1)P(b=-1|r) = P(H_0|r) - P(H_1|r) = \frac{f(r)P(H_0) - f(r)P(H_1)}{f(r)} = \frac{1}{2} \left[\exp\left\{-\frac{(r-A)^2}{2\sigma^2}\right\} - \exp\left\{-\frac{(r+A)^2}{2\sigma^2}\right\} \right] = \frac{1}{2} \left[\exp\left\{-\frac{(r-A)^2}{2\sigma^2}\right\} + \exp\left\{-\frac{(r+A)^2}{2\sigma^2}\right\} \right] = \tanh\left(\frac{A}{\sigma^2} r\right) \tag{2}$$

기울기를 제어하기 위한 가중치 A/σ^2 는 백색 잡음 특성을 갖는 채널을 가정하여 계산되었다. 시변 특성에 따라 A/σ^2 의 값을 변화시키는 적응적 제어가 필요하다. 이를 위해, 최근의 데이터일수록 큰 비중을 갖도록 하는 forgetting factor 개념을 적용하였다. forgetting factor, α 는 $0 < \alpha < 1$ 의 값을 가지며 가중치를 구하기 위해 식 (3), (4)로 평균과 분산을 구할 수 있다. 각각 구해진 평균대 분산비를 이용하여 적응적으로 제어할 수 있다.^[8]

$$A(n) = (1-\alpha) \cdot \sum_{l=0}^n \alpha^{n-l} (r(l) \cdot c(l)) \tag{3}$$

$$\sigma^2(n) = (1-\alpha) \cdot \sum_{l=0}^n \alpha^{n-l} (r(l) - A(l) \cdot c(l))^2 \tag{4}$$

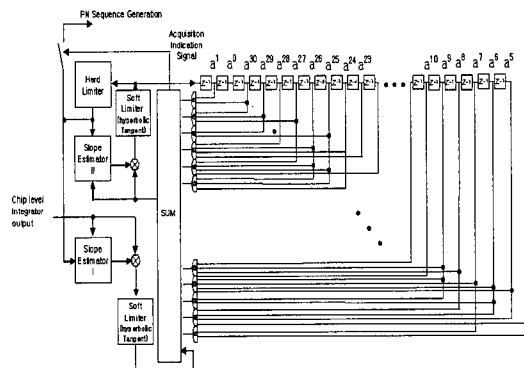


그림 2. Ultra Fast Acquisition을 위한 Recursive Adaptive Sequential Estimation 회로의 개선된 설계

를 용이하게 하기 위하여 표 2와 같이 decision statistics을 계산한다. 그리고 구현 회로의 설계는 그림 2와 같다.

2.3 Ultra Fast Acquisition

그림 2와 같이 trinomial m-시퀀스 생성함수를 이용하여 decision statics 구현하고 feed back 회로

를 구성하여 저장된 신호와 새롭게 수신되는 chip level detection 신호와 soft combing 하며, soft combining 결과가 새롭게 갱신되어 지연회로로 구성된 저장회로에 저장되고, 저장된 결과가 또 다시 수신되는 chip level detection 신호와 계속적으로 반복하여 새롭게 갱신되어 feed back 회로에 저장되도록 한다. 이때 soft combing 되는 신호가 신뢰성이 있게 갱신 저장되도록 제어하기 위하여 MSE (mean square error)를 최소화하는 estimator 즉 연판정기로서의 hyperbolic tangent 회로를 구성하고, 최적 estimation 제어를 위하여 hyperbolic tangent 회로의 입력단에 수신신호의 평균대 분산비를 측정하여 가중치로 사용함으로써 연판정기의 기울기가 제어되도록 한다. 이렇게 함으로서 연판정기의 H/W 적인 구조를 변형시킴 없이 간접적인 방식으로 hyperbolic tangent 회로의 기울기를 효율적으로 제어할 수 있게 된다. 기울기 제어를 위한 가중치의 측정은 forgetting factor를 이용한 단순한 회로로 구현한다. 지연회로로 구성되는 저장회로의 초기치에 따른 오동작을 방지하기 위하여, chip level decision 된 신호로 초기화가 이루어진 후에 soft combining 이 이루어지도록 한다. 합산회로의 magnitude가 threshold이상이 되는 경우에는 acquisition indication signal을 생성하여 tracking mode 처리가 수행되도록 한다. 이때 합산회로의 출력을 경판정을 하면 이는 바로 locally generated PN code로서 별도의 추가회로가 없이 그대로 사용될 수 있도록 한다.

slope estimator I은 chip level integrator의 출력 신호에 대한 평균대 분산비를, slope estimator II는 반복되는 피드백신호에 따라 적응적으로 합산된 신호에 대한 평균대 분산비를 제어하기 위한 것이다. 이때 slope estimator II는 기울기가 '1'이 되도록 초기화시키고 estimation의 피드백이 반복됨에 따라 연판정기의 기울기는 점점 증가하여 경판정기에 근사하게 되고 decision statistics 의 크기는 모두 '+1' 이거나 모두 '-1'에 가까운 값을 갖게 되는데 이때가 바로 acquisition 되는 시점이 된다. 따라서 SUM회로의 출력신호 magnitude는 decision statistics의 개수의 레벨을 설정하여 정확한 estimation의 완료시점에서 acquisition indication signal을 출력하도록 한다. 이 acquisition indication signal은 경판정기의 출력신호를 수신단의 PN sequence로 사용할 수 있도록 스위치 제어하거나 tracking 회로의 구동을 제어하는데 사용된다. 본 논문에서 제안한 방식은 별도의 test mode 구현에 별도의 복잡한

회로를 필요로 하지 않는 장점을 갖는다. 또한 구현 회로를 구성한 후 mean acquisition time 목표치이내에 acquisition이 가능하도록 decision statics 구현 회로의 개수를 최소화하거나 단순화시킬 수 있다. 이렇게 하여 parallel search에 요구되는 복잡한 time integration correlator의 개수를 최소화하고 long code의 사용에 따른 acquisition 시간의 최소화를 위한 decision statistic 개수를 최소화 할 수 있게 되며, multiple access interference 및 fading에 대한 영향을 피할 수 있게 되어 다양한 채널환경에서도 충분한 수의 셀 및 셀 내의 센서 수를 수용할 수 있는 채널 용량을 갖게 된다.

2.4 교통신호등 제어용 차량위치 추적용 UWB 시스템

그림 3과 4는 차량의 위치를 추적하기 위한 UWB 시스템의 정면도와 측면도로서, 차량으로부터 수신된 임펄스 신호의 전송지연 시간을 측정하기 위한 수신기를 신호등상에 세 개 또는 네 개의 수신기를 설치하고 수신기들의 좌표를 이용하여 차량의 위치를 정밀하게 측정하기 위한 개념도이다. 세 개의 수신기만으로 차량의 위치를 추정할 수 있으나 네 개의 수신기를 이용하는 경우에는 회로의 복잡도를 간단히 할 수 있는 장점을 갖게 된다. 또한 모든 차량은 신호등과 직접과 환경을 유지하게 되기 때문에 전송지연 시간을 이용하여 거리를 측정하는 시스템 구성이 매우 용이한 특징을 갖게 된다. FCC는 그림 5와 같이 Emission limit이 3m 지점에

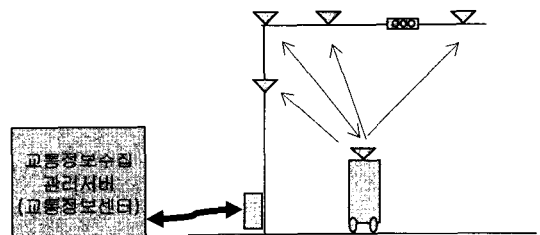


그림 3. 차량의 위치를 추적하기 위한 UWB시스템 정면도

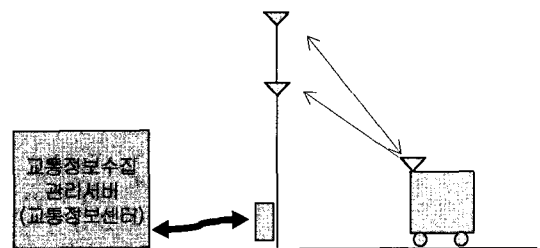


그림 4. 차량의 위치를 추적하기 위한 UWB시스템 측면도

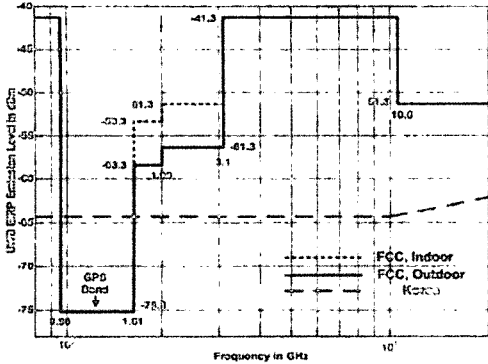


그림 5. FCC의 미약전파 방사기준

서 GPS를 보호하기 위한 최저 EIRP limit을 -75dBm/MHz로 정하고 있기 때문에, 시스템마진을 3dB, 1 nanosec pulse 폭, 1 GHz 대역폭, 잡음지수를 12 dB, 송수신 안테나 이득을 0 dBi를, No를 -174 dBm, Required Eb/No를 7 dB로 가정하면 표 3과 같이 한 chip당 전송주기가 계산되며, 컴퓨터 모의실험을 통하여 획득한 chip 개수 단위로 한 평균 acquisition 시간을 시간을 단위로 하는 평균 acquisition 시간으로 환산할 수 있게 되며, 이를 이용하여 최적설계가 가능하게 된다.

III. 모의실험결과

표 3의 system configuration을 가정하여 모의실험을 실시하였으며, 그림 2에서는, 500m cell coverage를 가정하고 feedback branch의 개수를 26개로 설계할 경우, 그림 6와 같이 majority decision 방식에서는 Ec/No 7dB, soft combining 방식에서는 Ec/No 2dB까지만 acquisition이 이루어지고, 제안 방식에서는 Ec/No -5 dB 이하에서도 acquisition이 이루어짐을 보여 주고 있다. 이때 기존방식의 soft combining기법의 경우 1st decision을 average A/σ^2 이 아닌 기술기가 '1'인 단순 soft limiter를 사용하는 경우에는 더욱 열악하게 동작하게 된다. 그림 7에서는, 이를 상기의 system configuration에 따라 acquisition time으로 환산¹⁾하면 그림 7에서와 같이 제안방식이 매우 월등한 성능을 나타냄을 알 수가 있다. 이때 Ec/No가 큰 값을 가지면서 acquisition 시간이 증가하는 것은 Required Eb/No를 7dB로 전제하고 Ec/No에 따른 spreading factor를 산출하여 acquisition time을 산출하기 때문이다. 그림 8에서는, 그림 6의 제안방식에서 최적치를 나타내는 Ec/

No -3dB를 기준으로 하여 feedback branch의 개수에 따른 acquisition time을 보여주고 있으며, feedback branch의 개수에 따라 1~3μsec이내에서 acquisition 이루어짐을 확인할 수 있으며, 이의 결과를 이용하

표 3. 링크버짓을 이용한 chip 전송률 계산

System Configuration :	
FCC EIRP limit at 3m	: -75 dBm/MHz
Bandwidth	: 1 GHz
System Margin	: 3 dB
송수신 안테나 이득	: 0 dBi
Noise Figure	: 12 dB
No	: -174 dBm
required Eb/No	: 7 dB
Ec/No	: -5dB
Cell coverage	: 500 m
$P_{TX-3} = EIRP_{lim} + BW + Margin$	-42 dBm
$P_{RX} = P_{TX} + G_{TX} + G_{RX} - PL$	
$N = kT \times BW$	-84 dBm
$PL = -20 \log\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)$	
$P_{RX-d} = P_{RX-3} + 20 \log\left(\frac{3}{d}\right)$ $= -42dBm + 20 \log\left(\frac{3}{d}\right)$	
$SNR_{IN} = P_{RX-d} - N$ $= -42dBm + 20 \log\left(\frac{3}{d}\right) + 84dBm$	
$SNR_{out} = SNR_{IN} - NF$ $= SNR_{IN} - 12$	
$SNR_{out} = \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{req} + 10 \log(R) - 10 \log(BW)$ $= 7 + 10 \log(R) - 90$ $= -42dBm + 20 \log\left(\frac{3}{d}\right) + 84dBm - 12$	
$10 \log(R) = 122.54 - 20 \log(d)$	
$SG = \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{req} - \left(\frac{E_c}{N_o}\right)_{req}$	
$T_c = 1 / (R * SG)$	
Average Acquisition Time in sec = Average Acquisition Time in chip * T _c	

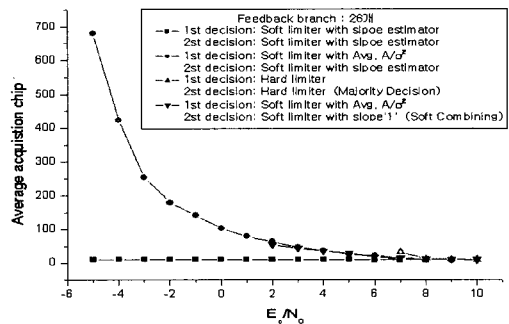


그림 6. Acquisition 방식별 Avg. Acquisition Time(단위 chips)

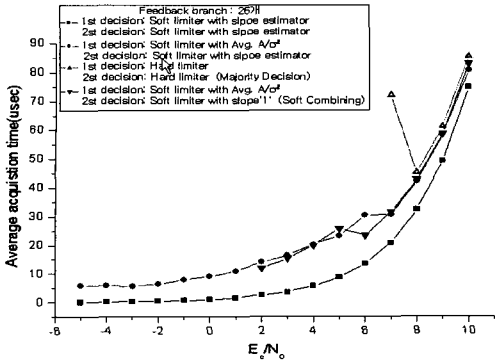


그림 7. Acquisition 방식별 Avg. Acquisition Time(단위 usec)

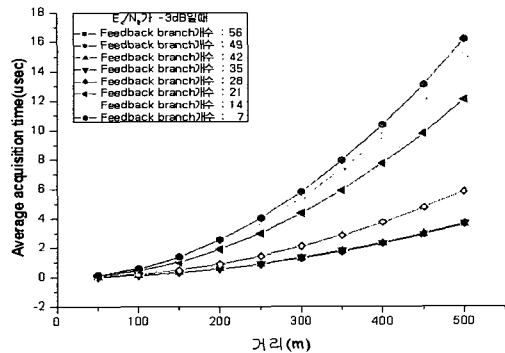


그림 8. 제안 방식의 Feedback Branch 개수에 따른 Avg. Acquisition Time(단위 usec)

여 설계된 system configuration에 따라 회로의 복잡도를 감안하여 최적 branch수를 선택할 수가 있게 된다.

IV. 결론

본 논문에서는 고정밀 차량위치 추적 기반의 교통신호등 제어를 위한 저전송률 초광대역 무선통신 시스템에서의 Ultra Fast Acquisition 알고리즘을 설계하고 성능을 평가하였다. 그림 6, 7에서 보듯이 제안된 방식으로 설계했을 때는 E_c/N_0 가 -5dB 이하에서도 $1\sim 3\mu\text{sec}$ acquisition되는 것을 볼 수 있고 다른 방식에 비하여 우수한 것을 볼 수 있다. 또한 그림 8에서 보듯 system configuration에 따라 회로의 복잡도를 감안하여 최적 branch수를 선택할 수가 있게 된다.

참고 문헌

[1] Dr.Alex W.Lam and Dr.Sawasd Tantarata-na, "Theory and application of spread-spectrum system", The Institute of Electrical and Electronics

Engineers, inc, pp.135-158, May, 1994.

[2] C. C. Kilgus, "Pseudonoise Code Acquisition Using Majority Logic Decoding", IEEE Transaction on Communication, Vol.21, No.6, pp.772-774, June 1973.

[3] R. B. Ward and K. P. Yiu, "Acquisition of Pseudonoise Signals by Recursion- Aided Sequential Estimation". IEEE Transaction on Communication, Vol.25, No.8, pp.784-794, Aug. 1977.

[4] R. T. Barghouthi, and G. I. Stuber, "Rapid Sequence Acquisition for DS/CDMA Systems Employing Kasami Sequences". IEEE Transaction on Communication, Vol.42, No.2/3/4, pp. 1957-1968, Feb/Mar/ Apr. 1994.

[5] Jhong Sam Lee and L. E. Miller, "CDMA Systems Engineering Handbook", Artech House, 1998.

[6] IEEE 802.15.3a 표준화 Document

[7] R. Fleming, C. Kushner, G. Roberts, U. Nandiwada, "Rapid Acquisition for Ultra- Wide Localizers", 2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002.

[8] Bong-Hee lee, Jae-Choon Jeon, and In-Kwan Hwang, "Recursive Partial PIC for DS-CDMA Systems", IEEE Transaction on Vehicular Technology, Submitted on Jan. 5, 2004.

[9] 김길겸, 최석, 김학선, "Ultra WideBand 무선 시스템 성능분석에 관한 연구", 한국통신학회논문지, 제28권, 제3A호, pp.157-165 2003년 3월.

황인관(In-Kwan Hwang)

정회원



1979년 2월 아주대학교 전자 공학과 졸업
1990년 6월 Polytechnic University, E.E. Dep 박사
1997년 3월 한국전자통신연구원 위성망 연구실장 책임 연구원
1997년 3월~현재 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부 부교수

<관심분야> 이동통신, WiBro, UWB, RFID, Cognitive Radio

박윤진(Yun-Jin Park)

준회원



2005년 2월 충북대학교 전기 전자컴퓨터공학부 졸업
2005년 3월~현재 충북대학교 전파공학과 석사과정
<관심분야> WiBro, Cognitive Radio, UWB