DBpia

論文 94-19-12-19

최적 동기방식에 의한 디지틀 위성통신 시스템의 도플러 위상 추적 장치 설계

正會員 崔 在 益* 正會員 朴 鎭 雨**

Design of Doppler-Frequency Tracking System based on the Optimum Synchronization Techniques for the Digital Satellite Communication System

Jae Ick Choi*, Jin Woo Park** *Regular Members*

요 약

본 논문은 코히어런트 복조방식을 사용하는 디지틀 위성통신 시스템에서 위성체의 운동으로 인하여 발생된 도플러 주파수를 추적할 수 있는 최적 동기방식의 위상추적장치를 제안하였다. 위성통신 시스템에서 위성체의 운동에 의한 도플러 주파수량과 최적 동기 추적에 의한 시스템 설계 기술을 수식적으로 나타내었다. 이를 바탕으로 하여 디지틀 위성통신 시스템에 활용하기 위하여 DSP칩, RAM 및 PROM등에 의한 디지틀 처리기술과 80286 프로세서를 이용하여 구현한 도플러 주파수 추적 장치의 설계 기술을 설명하였다. 설계된 도플러 주파수 추적장치는 INTELSAT VA위성을 이용하여 실험한 결과와 수식 계산 결과를 비교함으로서 시스템의 성능을 입증하였다.

Abstract

This paper proposes the Doppler frequency tracking system by the optimum synchronization technique which compensates the frequency shifts caused by satellite movement in a coherent digital satellite communication system. A Doppler frequency shift caused by satellite movements and the design theories of the optimum synchronization system are mathematically described. Based on this theory, a Doppler frequency tracking system is implemented via digital signal processing techniques utilizing a DSP chip, RAMs, PROMs, and a 80286 microprocessor. The performance of the designed system was evaluated through the experiments with the INTELSAT VA satellite.

*한국전자통신연구소(ETRI)
**고려대학교 전자공학과
論文番號 : 94252
接受日字 : 1994年 9月 17日

www.dbpia.co.kr

Ⅰ. 서 론

위성통신 시스템은 경사궤도나 저궤도위성에서는 물론 정지 위성의 경우에서도 달의 중력이나 태양력 등의 원인때문에 위성체는 일정 궤도범위내에서 8자 모양의 궤적을 그리면서 운동을 하게 된다. 이러한 지구국과 위성간의 운동속도때문에 동작 주파수에 도플러 효과가 발생하게 된다. 이러한 도플러 효과는 디지틀 통신시스템에서 고속 전송시스템일수록 시스템 성능에 끼치는 영향은 심각하며, 또한 동작하는 RF 운용 주파수가 클수록 그 영향이 크게 되기 때문에 도플러 효과를 고려한 시스템 설계가 반드시 필요하다.[1]

디지틀 전송기술이 발전됨에따라 최근의 위성통신 시스템은 디지틀 전송방식인 BPSK나 QPSK변조방식을 주로 사용하고 있다. 이러한 디지틀 위성전송 시스템에서 복조를 위한 반송파 복구 또는 클럭 복구를 위하여 여러가지 동기방식이 제안되었다.[1][2][3][4][5][6][7] 심볼동기는 개루프 동기방식(open-loop synchronizer) 폐루프 동기방식(closed-loop synchronizer)으로 구분된다. 개루프 동기방식은 송신기의 심볼 클럭을 수신기의 입력 데이타 스트림으로부터 직접 복구하는 방식이며, 폐루프 동기방식은 수신기의 기준 심볼 클럭과 입력신호의 클럭을 비교함으로서 기준 심볼클럭을 입력신호의 클럭에 고정시키는 방식이다.[7] 개루프 동기방식에는 최적동기방식, 준 최적 방식, 지연 선 검출 방식등이 있으며, 폐루프 동기방식에는 DTTL(data transition tracking loop)이라고 하는 In-Phase/Midphase 동기방식 및 AVGS(absolute value early-late gate)동기방식등이 있다. 이러한 기술중 최적 동기방식은 상관기와 비선형 특성 구현 등의 어려움 때문에 사용이 제한되었고 저역통과 필터, 자승기, 대역통과 필터등을 이용한 준 최적 동기방식으로 구현하는 것이 일반적이었다.[3][4]

본 논문은 연속적인 디지틀 변조신호를 전송하는 지구국 시스템에서 곱셈·누적기(MAC), DSP Chip, PROM 등을 사용하여 최적 비트 동기 방식을 구현함으로써 도플러 주파수 변동을 보다 정확하게 추적하는 최적동기방식의 도플러 위상추적 시스템의 설계에 관하여 논한다.

II절에서는 경사위성과 정지위성에서 위성체의 운동에 의한 최대 도플러 주파수 편이량의 계산식과 실험식을 제시하고 이에 따른 주파수변화 특성을 기술하였다. III절에서 도플러 주파수를 추적하기 위한 방식으로서 본 논문에서 설계를 위하여 사용한 최적 동기 이론과 구조를 설명하고 IV절에서는 이러한 이론을 바탕으로 설계한 시스템을 제시하고 실험에 의한 성능 평가 결과를 기술하였다.

Ⅱ. 위성 도플러 효과

1. 위성체의 운동

정지위성은 지정궤도에서 정지되어 있는 것처럼 보이지만 실제로 달의 중력과 그보다는 작지만 태양의 중력으로 인하여 위성 궤도는 약 0.8~1도/년 비율로 경사지게 되고 정 위치로부터 위성은 남북방향으로 표류하게 된다. 또한 이심률에 의한 지구의 중력장과 태양 복사력의 불균형때문에 위성은 동서방향(경도방향)으로 표류하게 되지만, 이러한 표류는 태양과 달의 중력으로 인한 것보다 훨씬 적다.[4] 따라서 이러한 표류운동으로 인한 궤도 이탈을 방지하고 상호 인접한 위성간의 간섭을 막기 위하여 위성의 위치를 정확하게 유지시키는 station-keeping이 요구된다. 이러한 station-keeping range는 INTELSAT의 경우 보통 ±0.1도이며[1], KOREASAT의 경우 ±0.07도의 규격으로 정하고 있다. 이러한 범위내에서 위성궤도는 완전한 원을 이루지 못하고 8자모양의 궤적을 갖게 되는데, 8자 모양의 크기는 경사각의 크기에 따라 증가하며 경사각이 θ_i인 경우에 8자 궤적의 표현식은 다음 식과 같다.[4]

$$\phi_{lat} = \sin^{-1}(\sin\theta_i \sin\theta_t) \tag{1-a}$$

$$\phi_{long} = \sin^{-1}(\cos\theta_i \sin\theta_t / \sqrt{(1-\sin^2\theta_i \cos^2\theta_t)}) - \theta_t \tag{1-b}$$

여기서, θ_i, θ_t($\simeq 2\pi t/24$), ϕ_{lat}, ϕ_{long}는 각각 위성의 경사각, 항성시간 각도, 위성 직하점 위도, 위성직하점 경도이다. 이러한 위성체의 운동으로 인한 지구국과 위성간의 시간에 따른 거리변화 즉, 위성체의 상대 속도 $v(t)$는 지구국과의 상대적 위치에 따라 다소 차이는 있지만 평균적으로 다음과 같이 표현될 수 있다.[4]

$$v(t) = A\sin(2\pi t/T_d) \tag{2}$$

여기서 A는 최대 속도이며, T_d는 항상 시간($\simeq$24시간)이다.

2. RF링크의 도플러 편이량

www.dbpia.co.kr

이러한 8자 모양의 운동과 지구국까지의 거리 변화율 즉 상대속도 $v(t)$는 위성통신 시스템에서 많이 사용하고 있는 Ku-band 주파수 이상에서는 무시할 수 없는 크기의 Doppler 효과를 일으킨다. 이러한 주파수 편이량 $f_D(t)$는 다음과 같이 주어진다.

$$f_D(t)=\frac{v(t)}{c}(f_u+f_d) \tag{3}$$

여기서 c는 광속(3×10^8 m/s)이고 f_u는 상향링크주파수(Hz)이며 f_d는 하향링크주파수(Hz)이다.

또한 도플러 주파수 최대 편이량은 위성의 경사각과 지구국의 상대적위치에 의하여 다음과 같은 실험식으로 표현할 수 있다.[8]

$$f_D=3.34\cdot10^{-9}(f_u+f_d)$$
$$\cdot\left[1.86+\frac{846\sin L\sin\theta_i}{\sqrt{3.381-\cos L\cos\Delta L}}\right] \tag{4}$$

여기서 L은 지구국 위도, ΔL은 위성과 지구국간의 경도차이며, θ_i는 위성체의 경사각이다.

이와같은 식들로부터 위성체의 운동에 의한 도플러효과는 근사적으로 다음과 같이 주기적인 함수로 표현될 수 있다.

$$f_D(t)=f_{D_{max}}\sin(2\pi t/T_d) \tag{5}$$

표 1은 INTELSAT의 경사궤도에 따른 도플러 주파수 최대 편이량을 보여준 것이다.[9]

3. 기저대역에서의 도플러 효과

RF 링크상에서 발생되는 도플러 효과가 기저대역에 미치는 영향은 다음과 같다. 기저대역의 전송정보가 NRZ파형의 랜덤 시퀀스인 경우 PSK변조방식에 의하여 전송된 스펙트럼은 반송파 주파수를 중심으로 대역폭 B Hz내에 분포하게 된다. 이러한 순간적인 주파수차로 인한 기저대역의 최대 상대적 도플러 주파수 변화량은 다음 식(6)과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 반송파 주파수는 송·수신 RF중심주파수의 평균 주파수 즉 $(f_u+f_d)/2$라고 할 수 있다.

$$\Delta f_{D_{max}}(t)=f_{D_{max}}\sin(2\pi t/T_d)\cdot2B/(f_u+f_d) \tag{6}$$

상기의 식(6)으로부터 알 수 있듯이 전송속도는 요구대역폭에 비례하기 때문에 높은 전송 속도의 시스템일수록 도플러 효과가 증가함을 알 수 있다. 이것이 고속의 전송 시스템일수록 정확한 동기기술이 요구되는 원인이 된다.

Ⅲ. 최적 동기방식 설계 이론

디지틀 위성통신 시스템에서 주로 사용하고 있는 PSK방식에 대한 심볼 동기를 논의하기 위하여 신호의 수학적 신호 모델링과 성능 평가기준을 기술한다. 또한 다음장에서 도플러 주파수 추적 시스템의 설계를 위하여, 성능 평가 기준으로서의 심볼 오류 확률을 최소화할 수 있는 최적 동기 방식의 이론적 설명과 함께 동기 구조에 대하여 설명한다.

1. 파라미터의 정의

신호들에 대한 파라미터를 정의하기 위하여 NRZ 랜덤 시퀀스의 음 또는 양의 펄스들이 전송되고 있다

표 1. INTELSAT 경사 위성의 도플러 주파수 최대 편이량 및 변화율
Table 1. Maximum Frequency Shift and Rate of Inclined INTELSAT Satellite

구 분	경사각(동서방향 Drift ±0.1도)							
	0.1	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	단위
최대 시간 지연 변화율	18	40	67	94	121	148	175	ns/s
도플러 주파수 최대 편이량(@13.375GHz)*	240	535	896	1257	1618	1980	2340	Hz
도플러 주파수 최대 변화율(@13.375GHz)	1.745 x10^{-2}	3.891 x10^{-2}	6.516 x10^{-2}	9.141 x10^{-2}	0.118	0.144	0.170	Hz/s

*) 14/12GHz 위성에서의 상하향 중심주파수의 평균 동작 주파수임.

www.dbpia.co.kr

고 가정한다. 양의 심볼 파형 $s(t)$는 그림 1a와 같이 구간 $(0, T_s)$내에서 존재하며 심볼 에너지는 다음과 같이 정의된다.

$$E_s = \int_0^{T_s} s^2(t)dt \tag{7}$$

여기서 T_s는 심볼 기간이다.

잡음없는 연속 신호를 $S(t:\tau)$로 하고, 잡음이 섞인 연속된 실제의 수신 신호를 $X(t:\tau)$로 하여 그림 1b와 같이 수학적 모델링을 하여 심볼 동기문제를 다룬다. 여기서 τ는 심볼의 초기 위상으로서 $0<\tau<T_s$의 범위를 갖는다.

관찰된 수신신호인 랜덤 프로세스 $X(t:\tau)$는 잡음이 없는 랜덤 프로세스 $S(t:\tau)$와 잡음프로세스 $N(t)$의 합으로 구성된다. 잡음프로세스는 평균잡음전력 N_o를 가진 Gaussian 잡음프로세스라고 가정한다.

이러한 조건에서 원하는 동기 추적과정을 랜덤프로세스 $X(t:\tau)$로부터 랜덤변수 $\bar{\tau}$을 추정하는 과정으로 모델링한다면 다음과 같은 식으로 표현할 수 있다.

$$\bar{\tau} = G[X(t:\tau)] \tag{8}$$

이러한 동기추적에 의한 심볼 타이밍 오류 ε은 다음과 같이 정의되는 랜덤변수이다.

$$\varepsilon \equiv \bar{\tau} - \tau,\ \varepsilon \in (-T_s/2,\ T_s/2) \tag{9}$$

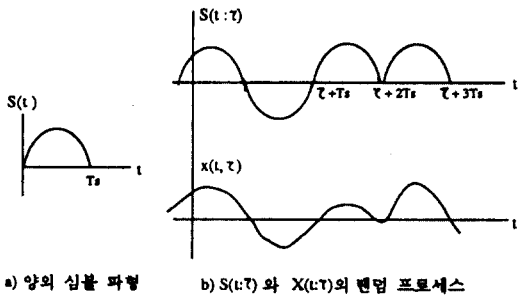


그림 1. 분석적 모델링을 위한 신호 형태
Fig. 1. Signal format for analytical modelling

2. 성능 기준

심볼동기에 대한 성능 기준은 복구된 데이타가 갖는 심볼오류의 확률 함수로써 나타낼 수 있다. 심볼이 NRZ의 파형이고 심볼에너지대 잡음전력밀도의 평균 비율을 E_s/N_o라고 할때 주어진 타이밍오류 ε가 존재하는 가우시안 채널에서 심볼오류확률 P_s는 다음 식(11)과 같이 표현된다.[4][5]

$$P_s = \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty}\{1-\frac{1}{2}erf[\sqrt{\frac{E_s}{N_o}}\frac{R(\varepsilon)+R(T_s-\varepsilon)}{R(0)}]$$
$$-\frac{1}{2}erf[\sqrt{\frac{E_s}{N_o}}\frac{R(\varepsilon)+R(T_s-\varepsilon)}{R(0)}]\}p(\varepsilon)d\varepsilon \tag{10}$$

여기서 $p(\varepsilon)$는 타이밍 오류 ε의 확률밀도함수이고 $R(\varepsilon)$는 심볼 펄스 $s(t)$의 자기 상관함수이다.

따라서 동기장치의 타이밍 오류로 인한 심볼 오류확률은 입력신호의 E_s/N_o, 자기상관함수 $R(\varepsilon)$에 의한 입력 파형의 형태 및 타이밍 오류 ε의 확률밀도함수에 의존하고 있음을 알 수 있다. BPSK나 QPSK 변조방식을 이용한 디지틀 위성 전송시스템에서 성능을 개선하기 위해서는 동기장치의 입력 신호의 주어진 심볼 에너지에 대하여 자기상관함수의 값이 큰 파형을 사용하여야 하고 타이밍 오류를 최소화할 수 있는 동기기술이 요구된다.

3. 최적 동기 추정

디지틀 전송신호의 심볼 동기를 위한 여러가지 방법이 가능하나, 본 논문에서는 연속적인 디지틀 전송신호를 이용하는 위성통신 지구국 시스템에서 코히어런트 복조방식에 의하여 복구된 정보신호로부터 위성체의 도플러 주파수 편이량을 추출하기 위하여 Wintz와 Luecke에 의하여 제안된 최적 동기방식을 사용한다.[3] 이러한 최적 동기 기술은 심볼 획득모드(Acquisition Mode) 기간동안 심볼 타이밍들에 의한 Maximum-Likelihood(ML)추적방법에 근거한다. 그림 2와 같은 k개의 연속 신호가 전송되고 수신되었다고 하고, 수신 데이타의 타이밍 지터 τ가 입력신호의 축적시간인 k개의 심볼시간(kT_s)동안 균일하고 $-T_s/2<\tau<T_s/2$의 범위내에서 균일하게 분포되어 있다고 가정한다. 또한 수신 잡음은 분산 σ^2을 부가백색 가우시안 잡음(AWGN)이라고 한다. 심볼의 마지막 τ초는 기록 초기에 포함되어 다른 심볼의 $T_s-\tau$초가 마지막 심볼에 포함되기 때문에 기록이 k개의 심볼이기는 하지만 $k+1$번째의 연속되는 심볼의 일부를 포함한다. 각 심볼을 각각 n개로 샘플링하여 j번째 심볼의 i번째 샘플을 x_{ij}라고 한다. 여기서 $0<i<n-1$, $0<j<k-1$이다. 각 심볼의 타이밍 offset을 $\tau_m=$

www.dbpia.co.kr

mT_s/n으로 양자화하여 각 심볼에서의 신호 샘플을 $s_i(\tau_m)$이라고 표현하기로 한다. 어느 시점에서의 수신된 연속 신호 $X=S+N=(x_{00}, x_{01}, x_{02}, \cdots, x_{nk-1}, x_{nk})$에 대하여 τ_m의 최대 가능(ML : Maximum Likelihood)한 추정 값은 다음과 같은 조건 확률함수와 Bayes' Rule로 부터 구할 수 있다.[10]

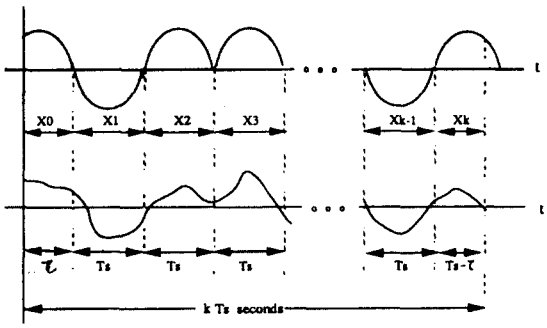


그림 2. ML 추정 신호 파형
Fig. 2. Signal format for ML estimate

$$p(\tau_m|X)=\frac{p(\tau_m)}{p(X)}\,p(X|\tau_m) \tag{11}$$

여기서 τ_m은 균일분포로 $p(\tau_m)=1/n$이고 수신입력 심볼스트림 X가 주어질때, 타이밍 offset의 최대가능 추정치는 다음식을 최대로 하는 τ_m이다.

$$p(X|\tau_m)=\prod_{j=0}^{k-1}\frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma)^n}\cdot\left[p(0)\cdot e^{-\sum_{i=0}^{n-1}\frac{[x_{ij}-s_i(\tau_m)]^2}{2\sigma^2}}+p(1)\cdot e^{-\sum_{i=0}^{n-1}\frac{[x_{ij}-s_i(\tau_m)]^2}{2\sigma^2}}\right] \tag{12}$$

여기서 $p(0)$와 $p(1)$는 각각 심볼 즉 비트(QPSK의 경우는 I 또는 Q채널상에서 동기를 수행한다고 가정함)의 1 또는 0의 발생확률이다.

이들 확률이 동일하게 0.5라고 가정하고 상기 식(12)에 자연대수 log를 취하여 최대화함으로서 최적 추정 τ_m^*을 다음 식(13)과 같이 구할 수 있다.[3][4]

$$\tau_m^*=\max_{\tau_m}\sum_{j=0}^{k-1}ln\cosh\left\{\sum_{i=0}^{n-1}x_{ij}\cdot s_i(\tau_m)/\sigma^2\right\} \tag{13}$$

따라서 최적 검출기는 이러한 τ_m^*값을 추정하는 장치이다. 기록의 처음 τ_0초를 양의 심볼파형의 마지막 τ_0와 상관(correlation)시키고 그값의 ln cosh를 계산하여 결과를 저장한다. 그 다음에, τ_0부터 τ_0+T_s의 T_s초 구간을 양의 심볼파형과 상관시키고 그 값의 ln cosh을 계산하여 이전에 얻어진 결과와 더한다. 같은 절차를 반복하여 남은 $k-1$개의 T_s초 구간의 각각에 대하여 수행한다. 마지막 구간에 대하여 기록의 마지막 $T_s-\tau_0$을 양의 심볼파형의 첫 $T_s-\tau_0$구간과 상관시킨 다음 ln cosh를 취한 값을 k개의 이전 결과와 더한다. 이것은 $\tau_m=\tau_0$인 경우이다. 이러한 절차를 모든 $\tau_m(m=0, 1, \cdots, n-1, n)$에 대하여 즉, $-T_s/2<\tau_m<+T_s/2$에서 반복한 후, $\max_{\tau_m}\sum_{j=0}^{k-1}ln\cosh\{\sum_{i=0}^{n-1}x_{ij}\cdot s_i(\tau_m)\}$를 구하여 해당하는 최적 추정치 τ_m^*를 찾는다.

Ⅳ. 도플러 주파수 추적 장치 설계

디지틀 위성통신 시스템에서의 위성 도플러 주파수 편이를 추적할 수 있는 최적 동기방식의 추적 장치를 설계하는 방식을 설명하기 위하여 제안된 최적 동기방식의 구조를 보이고 각 구성부에 대한 설계 개념을 상세히 설명함으로서 원하는 시스템 설계 방법을 제시하고자 한다.

1. 시스템 구조

그림 3은 II장에서 설명한 위성 통신시스템에서의 도플러 주파수를 추적하기 위하여 III장에서 유도한 최적동기방식의 이론식(13)을 구현할 수 있는 하드웨어 구조를 나타낸 것이다.

2. 구성부의 설계

1) 클럭 발생부

클럭발생부는 각 구성부를 위한 기준 클럭을 발생하는 것으로서 타이밍을 제공하는 PROM으로 설계된다. 각 구성부의 기준 클럭은 수신되는 심볼클럭을 R_s라고 하면 다음 표 2와 같다.

2) A/D 변환 및 샘플데이타 저장 RAM

복조되어 여파된 수신 신호파형 $X(t:\tau)$을 신호주기 T_s동안 $n=25$로 샘플링하고 8bit로 양자화하도록 한다. 샘플링 수 25는 추적의 정확도 범위(8도이내)와 시스템의 클럭 배수 등을 고려하여 설계가 용이한 값이므로 선정되었다. 양자화된 8비트 데이타는

www.dbpia.co.kr

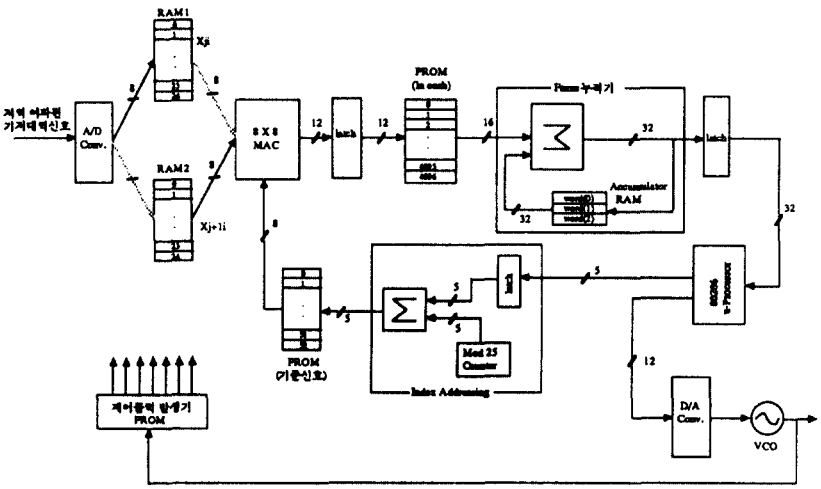


그림 3. 최적 동기 방식의 도플러 추적 장치 구성도
Fig. 3. Block diagram of the Doppler tracking system using the optimum synchronization techniques.

표 2. 기준 클럭 속도
Table 2. Reference clock rate

구 분	크 기
ADC Sampler Rate	Sample No.(25) x R_s
RAM Write	Sample No.(25) x R_s
RAM Read	ADC Sample Rate x 3
MAC, PROM R/W	ADC Sample Rate x 3

신호주기동안의 25개 샘플 신호의 양자화값 x_{ij}을 RAM1에 차례로 저장하고 다음 주기의 신호는 RAM2에 저장하여 교대로 각 주기의 신호를 RAM1과 RAM2(이하 ping-pong RAM이라고 함)에 샘플 신호의 양자화값을 저장하도록 한다. 즉 ping-pong RAM은 심볼기간을 주기로 하여 Read/Write를 교대로 한다. 여기서 양자화한 8비트중 MSB는 부호비트임을 주의한다.

3) 곱셈누적기(Multiplier and Accumulator : MAC)

샘플링된 양자화 8비트중 MSB는 부호 비트로서 음의 신호 비트를 2의 보수를 취하는데 사용한다. 이러한 신호의 절대값인 7비트는 다음에 설명되는 계수 PROM에 저장된 기준 신호와 상관 계산을 하게된다. 이때 신호의 위상을 지시하는 현재의 index 값을 기준으로하여 전후를 포함하여 3번씩 수행하도록 한다. 이것은 나중에 설명되는 상관계수가 큰 위상을 찾도록하기 위함이다. 따라서 현재의 RAM 데이타를 3번 반복하여 읽도록 하기 위하여 MAC 타이밍 클럭은 샘플링 속도의 3배가 되도록 설계한다. 이러한 곱셈 누적기가 수행한 결과는 j번째 비트에 대하여 다음과 같은 식(14)로 표현할 수 있다.

$$\mathrm{MAC}output(l) = \sum_{i=0}^{24} \{x_{ij} \cdot s_{i+l}(\tau_m)\} \qquad (14)$$

여기서 $l \in (-1, 0, 1)$,
m= 기준 신호 s_l의 현재 index $\in (0, 1, \ldots, 24)$

이렇게 수행된 결과는 MSB 12비트 데이타로 출력되어 ln cosh 계산 PROM의 입력 address가 된다.

연속적인 주기신호의 상관 계산을 수행하기 위하여 곱셈누적기는 ping-pong RAM의 샘플링 데이타를 3번씩 교대로 읽는다.

4) 비선형 함수 발생

상기의 식 (14)로 계산된 3개의 MAC출력값을 구별하기 위한 가장 좋은 비선형 함수가 ln cosh 함수이다.

www.dbpia.co.kr

식(13)에서 나타낸 바와 같이 식(14)값을 비선형 함수 ln cosh로 변환하기 위하여 입력 번지값의 함수가 되는 ln cosh값을 다음 식(15)와 같이 계산하여 PROM에 저장한다.

$$32{,}768 \times ln \cosh(\text{MAC } output\ (l)/2048) \qquad (15)$$

따라서 상관계수와 누적된 값인 12MSB의 MAC 출력은 ln cosh 계산 PROM의 입력 번지가 되고 해당되는 번지의 데이타값은 비선형 함수값으로서 16비트 word를 발생한다.

5) Frame 누적기

비선형 함수에 의하여 출력된 16bit word들은 k개의 수신 심볼 기간동안 누적된다. 여기에서 $k \cdot T_s$ 기간동안의 위상 추적은 일정하다고 가정한다면, k는 이러한 도플러 주파수 추적장치가 실제의 주파수 편이를 추적하는 시간으로서 추적 smoothing 정도를 결정한다. 본 논문에서는 이러한 변수는 최대 주파수 편이량에 따라 달라질 수 있기 때문에 최소 2^8+1부터 최대 $2^{15}+1$까지 가변하여 조정할 수 있도록 하였다. 고속의 전송 시스템과 도플러 주파수 변환이 클수록 순간적인 도플러 편이량이 크게 되기 때문에 요구되는 해상도를 갖는 추적을 위하여 프레임 길이가 짧아야 한다. 그러나 수신된 잡음에 강하게 하기 위해서는 충분한 심볼수를 프레임 길이로 하여야 한다.

적절히 설정된 프레임 기간동안 누적된 데이타는 곱셈 누적기에서 수행한 3개의 상관값에 따른 3가지 출력값을 다음 식(16)과 같이 32bit word로 발생하여 도플러 제어 알고리즘을 수행하는 80286 프로세서로 입력된다.

$$\text{word}(l) = \sum_{j=0}^{k-1} [lm \cosh \{ \sum_{i=0}^{24} x_{ij} \cdot s_{i+l}(\tau_m) \}] \qquad (16)$$

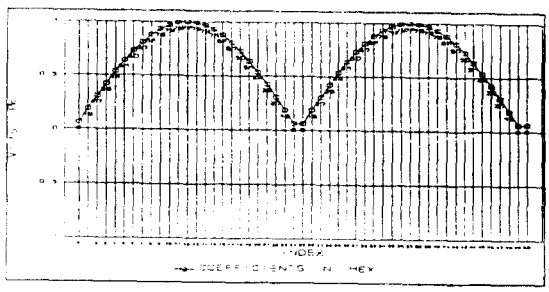
6) 기준 샘플 신호(s_l) 계수 발생기

복구되어 여파된 입력 아나로그신호가 정현파에 가까운 형태이기 때문에 MAC에 의하여 상관 결과가 크게 나타날 수 있는 정현파를 기준 샘플신호로 한다. PROM의 8비트 데이타를 만들기 위하여 다음 식(17)과 같이 양의 정현파를 샘플링하고 weighting factor 128을 곱한 값의 정수를 취하여 저장한다. 8비트중 MSB는 부호 비트로 사용한다.

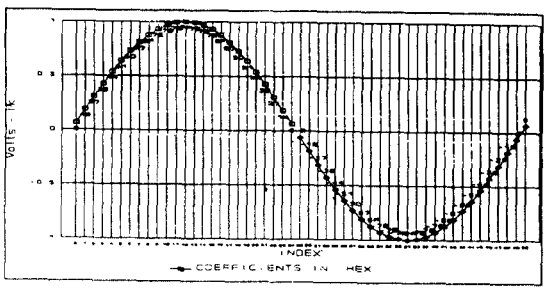
$$128 \sin(\pi t/T_s) \cdot \delta\{t-(m+0.5)T_s/25\}$$
$$= 128 \sin\{(m+0.5)\pi/25\}\} \qquad (17)$$

여기서 $0 \le t \le T_s$, $0 \le m \le 24$이며 m은 정수이다.

식917)에 의하여 생성된 데이타를 기본으로하여 입력되는 아나로그 신호 패턴이 1 1인경우와 1 0인 경우를 고려하여 (그림 4)와 같은 패턴을 저장하여 둔다. 이렇게 양자화된 데이타를 PROM에 저장하여 둠으로서 아나로그 데이타 패턴의 어떤 형태의 변환에 대하여 Mod 25 카운터의 적절한 조작에 의하여 입력신호의 부호에 일치된 기준신호와 상관 계산을 할 수 있도록 설계한다. 다음에 설명되는 주파수 추적 알고리즘에 의하여 현재의 위상 즉, 중심되는 신호의 위치 index를 받는다. 이러한 index의 상태에서 Mod 25 카운터에 따라 1 심볼기간동안 PROM의 데이타값을 출력함으로서 MAC입력 기준 샘플 데이타 신호가 되게 한다.



a) 1 1 아나로그신호 패턴 기준 샘플링 데이타
a) Sample data pattern for 1 1 signals



b) 1 0 아나로그신호 패턴 기준 샘플링 데이타
b) Sample data pattern for 1 0 signals

그림 4. 기준신호 발생기 PROM 샘플링 데이타
Fig.4. Sampling data patterns for the reference signal

www.dbpia.co.kr

7) 도플러 주파수 추적

프레임 누적기에 의하여 프로세서에 입력된 word (l)들이 일정 주기동안에 적정 레벨이하에서 동작하고 있다가 word(l) 중 적어도 어느 하나라도 그이상이 될때 동작모드를 전환하여 다음과 같이 동작한다. 3개의 word중에서 가장큰 word(l)의 l로부터 $p=l-1$이 되는 $p(=-1, 0, +1)$를 구하여 위상변화가 없을때를 $p=0$, 위상이 지연되거나 앞설경우를 각각 $p=+1$ 또는 -1되도록 한다.

상기 반복 과정에 의하여 누적된 p에 대한 Mod 25의 값은 계수 PROM의 입력 기준 번지가 되도록한다. 잡음등에 의한 순간적인 계산 오류를 무시하기 위하여 일정 기간(LT_s ; L은 충분히 큰 정수값)동안 p의 누적값인 moving average(MA)를 구한다. 이러한 MA가 정해진 범위내에 있다면 신호의 변동이 없는 것으로 하고 어떤값 이상이 되거나 이하가 되면 신호의 변화가 있는 것으로서 한다.

이렇게 구한 MA값을 적절히 scaling하여 계산된 새로운 기준 제어 전압으로 전압제어 발진기의 출력 주파수를 조정함으로서 도플러 주파수를 추적하도록 한다.

8) D/A 변환부 및 전압 제어 발진기

도플러 추적 알고리즘에 의하여 출력된 12비트 제어 신호는 D/A 변환기에 의하여 아나로그 전압이 된다. 전압 제어 발진기의 기준 전압을 중심주파수가 되도록 셀팅하고 이로부터 옵셋된 전압에 따라서 도플러 주파수 만큼 옵셋된 주파수(Δf_{VCO})가 발생하게 된다. 전압제어 발진기의 출력 주파수를 시스템의 기준 클럭주파수로 사용함으로서 추적 시스템의 궤환 역할을 하도록 할뿐만 아니라 측정 및 제어 주파수로 활용한다.

이렇게 관찰된 정상상태의 주파수로부터, 추적한 기저대역의 도플러 주파수 편이 효과량(Δf_D)과, RF상의 도플러 주파수(f_D)를 다음과 같이 각각 계산할 수 있다.

$$\Delta f_D = \Delta f_{VCO} \cdot \left(\frac{R_s}{f_{VCO}}\right) \tag{18}$$

$$f_D = \Delta f_{VCO} \cdot \left(\frac{f_u + f_d}{2 f_{VCO}}\right) \tag{19}$$

3. 실험 및 성능 검토

본장 2절에서 설계된 추적장치를 이용한 도플러 주파수를 측정하기 위하여 다음과 같은 조건에서 실험을 하였다.[8][11]

표 3. 주요 시험 파라미터
Table 3. Main test parameters and values

항 목	파라미터 값
송/수신 주파수	Ku-Band(14.454/11.654GHz)
전송 속도	133 1/3 Kbps(BPSK)
VCO	10MHz
지구국 위치	126.47E, 37.26N
운용 위성	INTELSAT VA(177도 동경)
궤도 경사각	+/−0.9도

여기서 RF상의 도플러 주파수가 최대 ±500Hz인 경우 10MHz에서의 주파수 변화는 약 ±0.037Hz가 되기 때문에 4.0V를 중심으로 6Hz/1v의 특성을 가진 10MHz의 고안정 VCO에 대한 튜닝 전압 범위는 약 ±62.9mV가 된다. 한편 이용된 D/A 변환기는 12비트로 0~0.5V범위내의 아나로그신호로 변환하므로 1LSB당 0.12mV가 된다. 그러나 이러한 작은 전압은 잡음에 영향을 받을 수 있기 때문에 첫 1~2 LSB를 무시하여 설계한다. 이렇게 설계한 추적 주파수 정확도는 RF주파수인 13.375GHz에서 약 40Hz 정도까지 될 수 있다.

본 시스템을 디지틀 복조기의 타이밍 추적장치로 활용하였을 경우 발생될 수 있는 타이밍 오류에 대하여 검토하기로 한다. 설명한 도플러 추적 알고리즘에 의하여 추적된 타이밍오류 ε는 다음과 같이 계산된다.

ε = 도플러로 인한 기저대역 주파수 변화율

x 프로세스 시간

$$= [2\pi f_{D_{max}} \cdot \frac{2B}{86400(f_u + f_d)}] \cdot [kL/B]$$

$$= 1.454 \exp(-5) \frac{f_{D_{max}} kL}{(f_u + f_d)} \tag{20}$$

이러한 타이밍 오류의 허용량은 주어진 전송속도와 관계되고 있음을 3장에서 언급한 식(10)에 의하여 알 수 있다. 따라서 이러한 허용치는 시스템의 요구 성능과 추적장치의 설계 파라미터인 frame 누적횟수 k 및 moving averge 길이 L과 적절히 상호 조정이 이루어져서 아주 작게 하여야 할 것이다. 이러한 상

www.dbpia.co.kr

호조정이 이루어져야 하는 것은 추적 타이밍 오류를 줄이기 위하여 kL이 될 수 있는 한 최소화되어야 하나 시스템의 잡음특성과 도플러 편이량에 따라서 요구되는 추적성능과 타이밍 오류의 허용량이 다를 수 있기 때문이다.

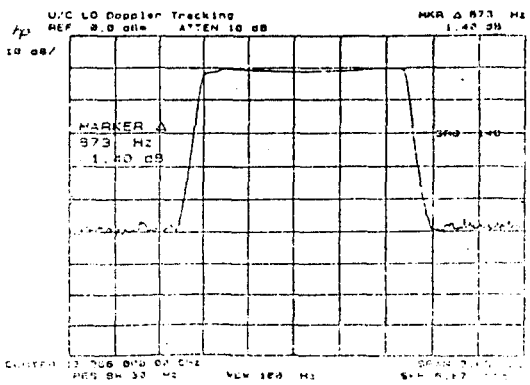
Ku-Band와 1.0도의 경사궤도를 갖는 위성에 운용되는 133 1/3kbps시스템에서 frame 누적 횟수와 moving average 횟수를 각각 $k=2^{13}$ 및 $L=122$로 설정한 경우 최대 타이밍 오류는 약 9.7×10^{-7} 이하로서 도플러 효과의 타이밍 오류로 발생한 시스템 성능 저하는 무시할 수 있을 것이다.[4][5]

이와 같은 파라미터에 의하여 설계된 시스템의 도플러 추적을 관찰하기 위하여 INTELSAT를 이용하여 측정 시험을 수행하였다. (그림5)는 시험결과와 식(5)에 의하여 근사적으로 예측한 결과를 나타낸 것이다. 설계된 시스템은 일정한 주기를 가지면서 극소점 근처에서 극대점으로 증가한 경우에는 매우 일치된 결과를 보여준다. 그러나 극대점에서 극소점으로 변화하는 즉, 도플러 주파수가 상대적으로 점점 줄어든 경우에는 다소간의 차이가 발생하여 극소점 근처에서 약 최대 150Hz정도가 시험결과치가 적게 나타나고 있다. 이러한 다소간의 오차가 발생한 것은 위성과 지구국간의 상대적 위치에 대한 위성체의 8자모양 운동 예측에 대해 실제 운동 궤적이 타원 경사 궤도로 될 수 있기 때문에 발생한 것으로 판단된다.

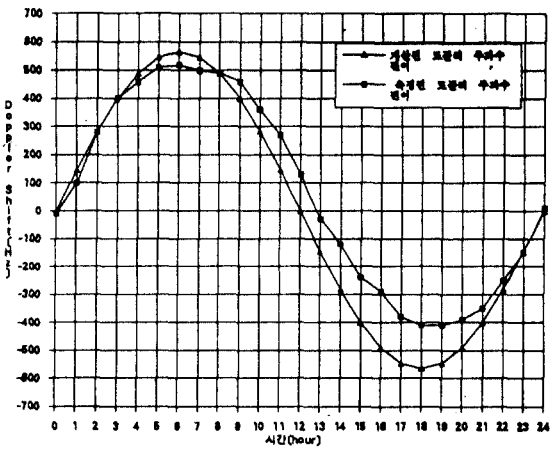
이러한 장치는 도플러 주파수의 추적 기능 이외에도 위에서 언급한 바와 같이 심볼 타이밍의 정확도를 요구하는 코히어런트 디지틀 전송 시스템에서 복조기의 기준 동기 클럭 발생기 또는 복조 채널 주파수의 기준 주파수 발생기로 사용할 수 있다. 상기의 10MHz를 송신 국부발진기의 기준 주파수 발생기로 사용함으로써 도플러량만큼 RF주파수를 천이시키는데 이용될 수 있다.[8][11] 또는 제어 알고리즘에 의하여 계산된 주파수 변환값을 공통 신호채널을 통하여 각 지구국에 알려줌으로써 현재의 동작 채널 중심 주파수를 정확하게 선택할 수 있도록 한다. 즉, 계획된 채널 중심 주파수를 도플러량만큼 천이시키기 위한 정보로 활용할 수 있다.

V. 결 론

위성통신 시스템에서 위성체의 운동으로 인한 도플러 주파수의 편이량은 주파수가 높고 운용하는 위성의 경사 궤도가 클수록 증가하여 디지틀 위성통신 시스템에 미치는 영향이 커진다. 이러한 도플러 효과는 되도록 정확하게 보상되어야 하므로, 본 논문은 최적 동기방식의 설계 개념과 DSP칩을 이용한 추적 알고리즘을 제시하였다. 설계한 시스템에 의하여 측



a) 최대 도플러 주파수 편이량



b) 도플러 주파수 편이량의 측정치와 계산치

그림 5. 도플러 주파수 편이량 측정 및 계산 결과 비교
Fig. 5. The comparison of Doppler frequency shift between the measurements and calculation.

www.dbpia.co.kr

정한 주파수 추적량과 계산식에 의하여 예측한 도플러 주파수 편이량을 분석하였으며, 실제 주파수 추적 시스템을 구현하여 D/A 변환기와 전압제어 발진기의 성능에 따라서 Ku-Band RF 도플러 주파수를 40Hz 이하까지 추적할 수 있음을 보였다. 또한 최적 동기방식의 위상 추적 시스템은 디지틀 위성통신시스템에서 성능에 지대한 영향을 주는 타이밍 오류를 최소화하기 위하여 복조기의 기준 클럭 발생기로 사용될 경우에 도플러 효과에 의한 타이밍오류를 약 10^{-6} Hz이하로 할 수 있음을 보였다.

참 고 문 헌

1. Kamilo Feher, *Digital Communications-Satellite/Earth Station Engineering*, Prentice-Hall, N. J., pp 391~401, 1983.
2. J. J. Stiffler, *Theory of Synchronous Communications*, Prentice Hall, Inc., N.J., pp 201~205, 1971.
3. P.A. Winitz, E.J. Luecke, "Performance of Optimum and Suboptimum Synchronizers," IEEE Trans. Comm. Technologies, Vol. COM-17, pp 380~389, June 1969.
4. J.J.Spilker, *Digital Communications by Satellite*, Prentice-Hall, N.J., pp 136~149, pp 429~449, 1977.
5. William C. Lindsey, Marvin K.Simon, *Telecommunication Systems Engineering*, Prentice-Hall, N.J., pp 420~441, 1973.
6. V.K. Bhargava, D. Haccoun, R. Matyas, P.P. Nuspl, *Digital Communications by Satellite*, John Wiley & Sons Inc., N.Y., pp 144~157, 1981.
7. Bernard Sklar, *Digital Communications-Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall International Inc., N.J., pp 453~460, 1988.
8. 표철식, 최재익 "경사궤도 위성의 도플러 주파수 Shift와 시스템 성능에 미치는 영향" JCCI'94, 통신정보합동학술대회 논문집 제4권, pp 215~219. 4. 1994.
9. INTELSAT, "INTELSAT Earth Station Standard Specification(IESS 411 Rev.1) : Requirements for Earth Station accessing INTELSAT V, VA & VA(IBS) Satellite Operating in a Contingency Mode by having higher than Normal Orbital Inclination," INTELSAT, Washington D.C., June 1989.
10. Peyton Z. Peebles, *Probability, Random Variables, and Random Signal Principles*, 2nd Edition, McGraw-Hill, N.Y., pp 16~17, 1987.
11. 표철식, 최재익, 임춘식, 정선종, "위성통신망에서 주파수 오차가 시스템 성능에 미치는 영향과 보상방법에 관한 연구," '93 통신학회, 추계종합학술발표회 논문집 제12권 제2호, pp 565~569, 11. 1993.

崔 在 益(Jae Ick Choi) 正會員
現在 : 韓國電子通信研究所 先任研究員
학회지 19권7호 참조

朴 鎭 雨(Jin Woo Park) 正會員
1979년 2월 : 고려대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1983년 8월 : 미국 클렘슨대학교 전기공학과 졸업(공학석사)
1987년 11월 : 미국 버지니아 주립대학교 전기공학과 졸업(공학박사)
1980년 7월 : 한국통신기술연구소 연구원
1988년 3월 ~ 1989년 2월 : 명지대학교 전자공학과
1989년 3월 ~ 현재 : 고려대학교 전자공학과 부교수
※ 주관심분야 : 통신이론(광통신, 마이크로파통신), 통신시스템

www.dbpia.co.kr