

DVB-RCS에서 심볼 타이밍 복원에 관한 연구

정회원 모 경 하*, 송 형 규**

A Design of Symbol Timing Recovery for DVB-RCS

Kyoung-Ha Mo*, Hyoung-Kyu Song** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 DVB-RCS에 적용된 다중 주파수 TDMA 모뎀 개발에 있어 심볼 타이밍 복원을 위한 두가지 보 간기를 제안한다. 디지털 수신기에서 샘플링 클럭은 비교적 정확하게 동기화되지 못하기 때문에 정확한 타이밍 추 적을 위해 보간기가 이용된다. 기존의 sinc 보간 필터는 무한대의 제로 크로싱 구현이 불가능하므로 제한된 필터 계수의 구현으로 인한 단점이 존재한다. 따라서 기존의 보간 필터에 비해 사이드 로브가 적은 카이저 윈도우를 이 용하여 이를 해결하고자 두가지 보간 필터, 즉 카이저 윈도우 보간 필터와 카이저 윈도우를 이용한 sinc 보간 필 터로 구성된 각각의 타이밍 복원 루프 구조를 제안한다. 결국 심볼 타이밍 에러를 최소화하는 것을 목적으로 구현 된 두가지 보간기의 시뮬레이션 결과는 기존의 sinc 보간기의 성능보다 개선됨을 보여준다.

ABSTRACT

We investigate the design of an interpolation filter of a MF-TDMA demodulator which is applied to DVB-RCS. If sampling is not synchronized to the data symbols, timing adjustment in digital receiver must be performed by interpolation. It is impossible that conventional sinc interpolation filter coefficients are actually extended to infinity. We propose a Kaiser window interpolation filter and a sinc interpolation filter using the Kaiser window. Simulation results show that the performance improvement is realized by employing the proposed interpolation filter.

1. 서 론

DVB를 위한 상호 채널 위성 방송 시스템 규격 이 유럽 통신 표준 위원회(European Tele-communications Standard Institute; ETSI)에 의해 결정되어 위성을 이용한 광대역 멀티미디어 어플리케이션 상 호 통신이 가능 해 졌다. 게다가 DVB-RCS(Digital Video Broadcasting-Return Channel Satellite system) 규격은 사용자의 추가적인 어플리케이션 선택과 파 라미터의 폭넓은 선택 영역으로 인한 전송 특성에 맞는 시스템 구성이 가능하므로 최적의 환경을 위 한 서비스 제공자 및 사용자에게 트래픽 통계와 어 플리케이션 적용이 가능함을 보여준다^[1].

DVB-RCS에는 공통 신호 채널(Common Sig-

nalng Channel; CSC) 버스트, acquisition(ACQ) 버스트, 동기화(SYNC) 버스트 그리고 트래픽(TRF) 버스트와 같은 4가지 리턴 채널 버스트가 존재한다. 각각의 버스트의 목적은 초기 설정, 대략 동기화, 미세 동기화, 그리고 데이터 전송이다. 이러한 버스 트 전송에 대한 타이밍 복원을 위해서 우리는 DVB 위성 시스템, 즉 MF-TDMA(Multi Frequency Time Division Multiple Access) 복조기에 카이저 윈도우 보간기와 카이저 윈도우를 이용한 sinc 보간기를 적 용한 구조를 제안한다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 먼저 2장에서 는 DVB-RCS 모델링에 대해 기술하며 3장에서는 제안된 보간 필터를 적용한 타이밍 복원 구조를 자 세히 기술한다. 4장에서는 제안된 타이밍 복원 구조

* 세종대학교 정보통신공학과 디지털 통신 연구실(duriceci@hanmail.net),
 ** 세종대학교 정보통신공학과 디지털 통신 연구실(songhk@sejong.ac.kr)
 논문번호 : 020056-0205, 접수일자 : 2002년 2월 5일

를 유일 단어 검출과 결합하여 프레임 동기화를 통한 성능을 분석하고자 유일 단어 검출에 대해 설명하고자 한다. 마지막으로 5장에서 시뮬레이션 결과를 통해 6장에서 결론을 맺는다.

II. DVB-RCS

1. DVB-RCS의 개요

양방향 상호대화 채널은 상호대화를 목적으로 서비스 제공자와 사용자 사이에 설정된다. 상호대화 채널은 리턴 상호대화 경로(return interaction path)와 순방향 상호대화 경로(forward interaction path)로 구성된다. 리턴 상호대화 경로는 사용자로부터 서비스 제공자로 정보가 전송되는 경로를 말하며, 서비스 제공자에게 요구를 하거나 요구에 응답하거나 데이터를 전송하는 경우에 사용된다. 순방향 상호대화 경로는 서비스 제공자로부터 사용자에게 정보가 전송되는 경로를 말하며, 서비스 제공자로부터 사용자에게 정보를 전송하거나, 상호대화 서비스를 위하여 필요한 것을 제공한다.

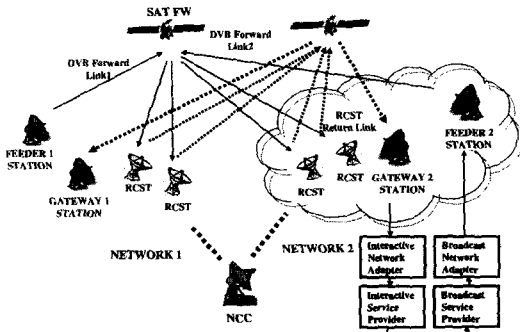


그림 1. DVB-RCS 네트워크

구체적인 DVB-RCS 네트워크의 구조는 그림 1과 같다. RCST(Return Channel Satellite Terminal)는 SIT(Satellite Interactive Terminal) 혹은 SUT(Satellite User Terminal)라고도 불린다. 많은 RCST가 동작하는 전체 위성 상호대화 네트워크는 그림 1처럼 네트워크 제어 센터(Network Control Centre; NCC), 트래픽 게이트웨이, 피더(feeder)로 구성된다. NCC는 모니터링과 제어 기능을 담당하며, 트래픽 게이트웨이는 RCST 리턴 신호를 수신하며, 외부의 서비스 제공자와 네트워크(internet, ISDN, PSTN 등)에 연결하는 기능을 제공한다. 피더는 위성 디지털 비디오 방송의 상향 링크인 순방

향 링크 신호를 전송하며, 사용자 데이터와 상호대화식 네트워크의 동작에 필요한 제어와 타이밍 신호가 멀티플렉싱 된다. 순방향 링크는 NCC로부터 신호를 전송하고, RCST로 사용자 트래픽을 전송한다. 리턴 링크 시스템을 동작시키는데 필요한 NCC로부터 RCST로의 신호를 순방향 링크 시그널링이라고 부른다. 사용자 트래픽과 순방향 링크 시그널링은 다른 순방향 링크 신호로 전송된다^[1].

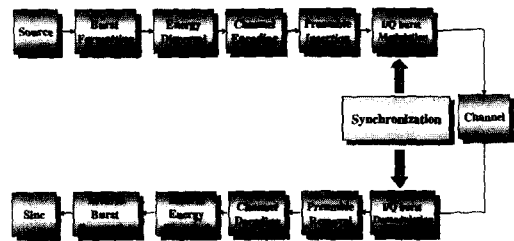


그림 2. RCST 리턴 링크 신호 처리의 블록도

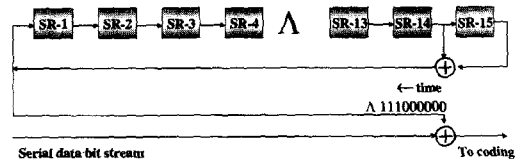


그림 3. 랜덤화기

표 1. 랜덤화 레지스터의 초기 값

Shift Register	SR 1	SR 2	SR 3	SR 4	SR 5	SR 6	SR 7	SR 8	SR 9	SR 10	SR 11	SR 12	SR 13	SR 14	SR 15
Bit value	1	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0

그림 2는 RCST 리턴 링크 신호 처리의 블록도이다. 리턴 링크 데이터 열은 버스트 단위로 이루어지며, 데이터는 1과 0의 랜덤한 분포를 보장하기 위하여 15 LFSR(Linear Feedback Shift Register)의 출력을 통하여 랜덤하게 된다. 그림 3은 랜덤화기의 구조이며, 표 1은 랜덤화 레지스터의 초기 값을 나타낸다. DVB-RCS는 터보코딩과 연결(concatenated) 코딩의 두 종류가 사용된다. 연결 코딩의 경우에 outer 코드는 RS(Reed Solomon) 코드이며, inner 코드는 nonsystematic 컨벌루션 코드를 사용한다. 결국 프리엠블 삽입 후 differential 코딩을 하지 않은 절대 매핑을 한 그레이 코드화된 QPSK 변조가 사용된다^[2].

III. 제안된 심볼 타이밍 복원 알고리즘

디지털 시스템 구현을 위해서는 하드웨어의 복잡도 및 계산량을 줄이기 위해 요구되는 샘플링율을 최소화하는 심볼 동기 알고리즘이 필요하다. 샘플링율은 근 상승 코사인(square-root raised cosine) 필터의 계산량에 직접 영향을 미치므로 본 연구에서는 심볼당 4 샘플로 하고, 이 샘플값들에 동적 보간을 행하여 심볼 타이밍 및 심볼을 복원하는 방법을 이용한다.

그림 4는 동적 디지털 보간기가 적용된 타이밍 복원 구조의 전체 블록도이다. 입력 신호 $x(t)$ 는 수신기의 정합필터링 이후 주기 T_s 로 샘플링된다. $g(t)$ 는 정합 필터를 의미한다. 보간기의 기능은 신호의 정확한 복조를 위해 동기화된 신호를 생성하는데 있다. 그림 4에 있는 데시메이터는 보간 전후의 샘플링율을 다르게 하지만 사실 데시메이션 과정은 보간 필터내 자체로 수행되기 때문에 따로 구분해 놓지 않는다⁴⁾.

1. sinc 보간기

심볼당 샘플의 수가 적을 경우 정확한 타이밍 보정을 위해서는 보간기가 필요하다. 보간기의 역할은 A/D변환기의 샘플링점이 나이퀴스트점이 아닐 수 있으므로 타이밍 오차를 보상하여 나이퀴스트점에서 샘플값을 갖도록 보간하는 것이다. 그림 5는 sinc 보간기의 구조를 나타낸다.

대역 제한된 입력 신호 $x(t)$ (혹은 시간 $t = k T_s$ 에서의 샘플 $x(k T_s)$)는 sinc 보간 필터를 사용하여 복원할 수 있다. 이때 임펄스 응답은 다음과 같다.

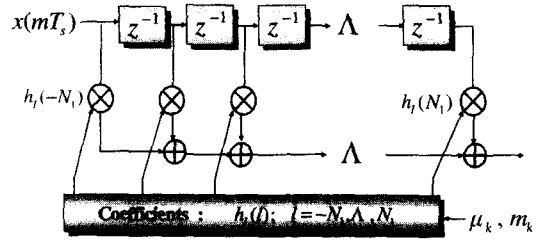


그림 5. 보간 필터

$$h_l(t) = \frac{\sin \pi t / T_s}{\pi t / T_s} \tag{1}$$

그리고 전달 함수는 다음과 같다.

$$H_l(f) = \begin{cases} T_s, & |f| < \frac{1}{2} T_s \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \tag{2}$$

먼저 m_k 는 정수값이고 $0 \leq \mu_k < 1$ 이며 채널 딜레이는 τ_{offset} 라고 정의하면 정확하지 않은 심볼 타이밍 값 $t = kT + \tau_{offset}$ 은 $(m_k + \mu_k) T_s$ 로써 추정할 수 있다.

$$x_i((m_k + \mu_k) T_s) = \sum_{l=-N_1}^{N_1} h_l(l) x((m_k - l) T_s) \tag{3}$$

여기서 $h_l(l)$ 은 보간 필터를 의미하며 $x_i(t)$ 에서의 i 는 보간을 의미한다⁴⁾.

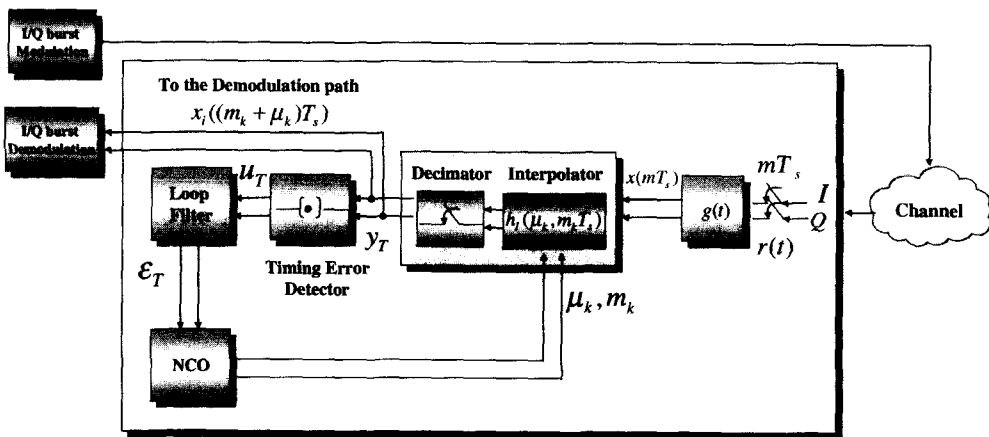


그림 4. 타이밍 복원 구조

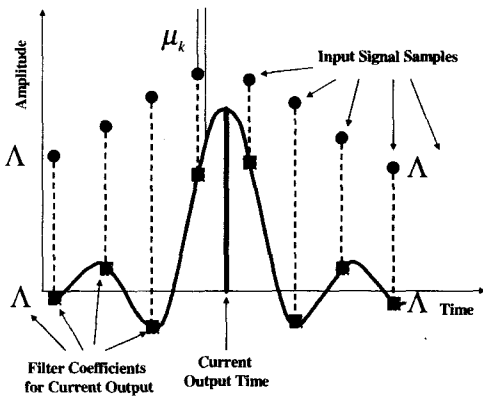


그림 6. 입력 신호의 보간 필터링 구현

그림 6은 주어진 시간 상에서 sinc 보간 필터와 입력 신호의 형태를 보여준다.

2. 타이밍 에러 검출기

타이밍 에러 검출 알고리즘은 매우 간단하고 심플당 2개의 샘플만이 요구된다. 검출 알고리즘은 다음과 같으며 QPSK의 경우를 나타낸다.

$$u_T(r) = y_{T_i}\left(r - \frac{1}{2}\right) [y_{T_i}(r) - y_{T_i}(r-1)] + y_{T_o}\left(r - \frac{1}{2}\right) [y_{T_o}(r) - y_{T_o}(r-1)] \quad (4)$$

이 알고리즘은 동작 모드에 있어 대략 동기화 및 미세 동기 모두 적용 가능하다^[5].

3. 루프 필터

루프 필터는 계수 K_1 과 K_2 에 의해 특징지어질 수 있는데 필터의 계수는 기존의 PLL 이론에 맞추어 이용되는 시스템, 즉 타이밍 복원 루프에 적용할 수 있는 계수를 구하여 적용할 수 있다. 전반적인 루프 전달함수는 필터 계수를 이용하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$H(s) = \frac{K(K_1 + K_2)sT + KK_2}{(sT)^2 + K(K_1 + K_2)sT + KK_2} \quad (5)$$

하지만, PLL 이론에 맞추어 댐핑계수, ζ 와 자연 주파수, ω_n 를 이용하여 전달함수의 특성을 표현할 수 있다.

$$H(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6)$$

그림 7은 루프 필터를 보여준다. 필터에 사용된 계수 K_1 과 K_2 는 표 2와 같다.

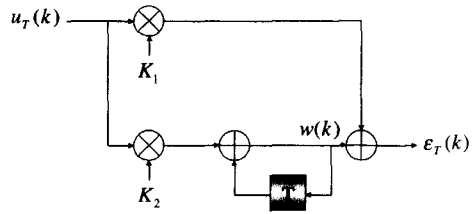


그림 7. 루프 필터

표 2. 루프 필터 파라미터

	TRF burst (Preamble : 255)		CSC burst (Preamble : 31)	
	K_1	K_2	K_1	K_2
sinc	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{64}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{64}$
Kaiser	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{64}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{64}$
sinc & Kaiser	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{64}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{64}$

4. NCO(number controlled oscillator)

NCO는 보간기에서의 동작에 필요한 정보를 제공하는 역할을 한다. 타이밍 신호의 정정된 값은 기본 정수값 m_k 와 미세 값 μ_k 으로 표현될 수 있다. 따라서 기본 정수값과 미세 값은 다음과 같이 표현될 수 있다. 여기서 ind 는 z 를 초과하지 않는 가장 큰 정수값을 의미한다.

$$m_k = ind[k T_i / T_s] \quad (7)$$

$$\mu_k = k T_i / T_s - m_k \quad (8)$$

5. 보간 필터

본 논문에서는 카이저 윈도우 보간기와 카이저 윈도우를 이용한 sinc 보간기를 각각 적용한 구조를 제안한다. 먼저 카이저 윈도우는 다음과 같이 정의된다.

$$h_{\text{Kaiser}}(t) = \frac{I_0 \left[\beta \sqrt{1 - \left[\frac{t - \alpha}{\alpha} \right]^2} \right]}{I_0(\beta)}, \quad 0 \leq t \leq M \quad (9)$$

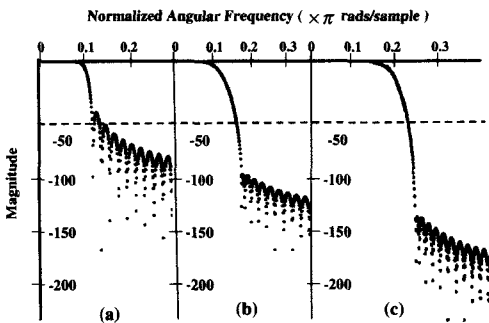
여기서 $\alpha = \frac{M}{2}$ 이고 $I_0(\cdot)$ 는 변형된 0차 베셀 함수이다. 사실상 sinc 보간 필터의 식 (3)의 적분은 마이너스 무한대에서부터 무한대의 값까지 확장되어야 이상적인 필터라고 할 수 있다. 하지만 이는 실현 불가능하기 때문에 최대한 이상적인 임펄스 응답을 갖는 윈도우를 선택하여 유한하게 만들어 주는 것이 필요하다.

실제적 펄스 값에 대해 좌우 3번째까지의 제로 크로싱을 고려한 $h_t(t)$ 를 구현한다면 주파수 응답은 그림 8(a)와 같이 나타낼 수 있다. 주파수 측면에서 보면 저지대역은 -50dB 이상에서 급격한 감쇠를 보인다. 하지만 만약 식 (3)의 보간 필터 계수에 대해 M 이 60인 카이저 윈도우 $h_{I_{Kaiser}}(t)$ 를 고려한다면 주파수 응답은 그림 8(b)와 같이 -80dB 이상의 저지대역을 나타낼 수 있다.

카이저 윈도우를 이용한 sinc 보간 필터는 다음과 같이 정의되며, 여기서 $\alpha = \frac{M}{2}$ 이고 *는 컨벌루션을 의미한다.

$$h_{\text{sinc \& Kaiser}}(t) = \frac{\sin \pi n / T_s}{\pi n / T_s} * \frac{I_0 \left[\beta \sqrt{1 - \left[\frac{(n-\alpha)}{\alpha} \right]^2} \right]}{I_0(\beta)} \quad \begin{matrix} t=M \\ t=0 \end{matrix}, \quad 0 \leq n < \frac{M}{2} \quad (10)$$

따라서 카이저 윈도우는 급격한 감쇠의 저지대역과 낮은 사이드 로브로 인해 신호의 샘플링 값을 보간하는데 있어 원형의 펄스의 접근이 용이하게 되는 것이다. 또한 카이저 윈도우를 이용한 sinc 보간



(a) The sinc interpolation
(b) The Kaiser window interpolation
(c) The sinc interpolation using the Kaiser window

그림 8. 3가지 보간 필터의 주파수 응답

기의 경우는 그림 8(c)와 같이 사이드 로브가 매우 낮게 나타나지만 메인 로브의 증가로 인해 초기 타이밍 오프셋이 작을 경우에만 심볼 타이밍 복원 성능이 가장 우수함을 알 수 있다.

IV. 유일 단어 검출

프리앰블에서 가장 바람직한 특성은 기준부호 시퀀스와 이것의 임의 비트 천이된 상태의 부호 시퀀스 사이의 상관 값이 가능하면 낮은 값을 가지는 것이다. 따라서 PN 순열 중에서 가장 중요한 클래스인 이진 최대 길이 시프트 레지스터 시퀀스 혹은 m-시퀀스를 프리앰블, 즉 유일 단어 시퀀스로 이용한다. m-시퀀스는 $(n, k) = (2^m - 1, m)$ 인 순환코드인 한 클래스로써 이때 m 은 양의 실수이다. 따라서, 초기 접속용 CSC 버스트인 경우에는 $m=5$ 인 31개의 m-시퀀스를 이용하고 사용자 데이터용 TRF 버스트인 경우에는 $m=8$ 인 255개의 m-시퀀스를 이용하여 시뮬레이션 한다.

m-시퀀스의 상관 값 $R_c(k)$ 에 대한 정의는 다음과 같이 내릴 수 있다.

$$R_c(k) = \frac{1}{m} \sum_{i=0}^{m-1} c_{i+k} c_i = \begin{cases} 1, & k=0, \pm m, \pm 2m, \dots \\ -\frac{1}{m}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (11)$$

여기서 m 은 부호의 길이이다. 그림 9는 m-시퀀스의 상관 값을 나타낸다.

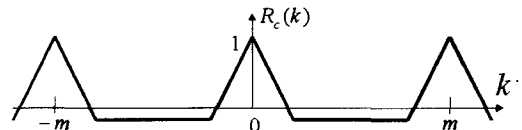


그림 9. m-시퀀스의 자기 상관 함수

V. 시뮬레이션 결과

이 장에선 시뮬레이션을 통해 제안된 보간 필터의 성능을 비교하고자 한다. 시뮬레이션에 이용된 근상승 코사인 펄스의 롤 오프 값은 0.35이며 채널 모델링은 각각 AWGN, Ricean 페이딩 채널, Rayleigh 페이딩 채널을 이용했으며 구체적인 채널 파라미터는 ETSI DOCUMENT A012^[3]에 기술되어 있다. 표 3은 다중 경로의 감쇠, 위상 그리고 딜레

표 3. 채널 파라미터

i	ρ_i	τ_i [μ s]	θ_i [rad]
Ricean [0]	1.000000	0.000000	0.000000
Rayleigh [0]	0.000000	0.000000	0.000000
1	0.057662	1.003019	4.855121
2	0.176809	5.422091	3.419109
3	0.407163	0.518650	5.864470
4	0.303585	2.751772	2.215894
5	0.258782	0.602895	3.758058
6	0.061831	1.016585	5.430202
7	0.150340	0.143556	3.952093
8	0.051534	0.153832	1.093586
9	0.185074	3.324866	5.775198
10	0.400967	1.935570	0.154459
11	0.295723	0.429948	5.928383
12	0.350825	3.228872	3.053023
13	0.262909	0.848831	0.628587
14	0.225894	0.073883	2.128544
15	0.170996	0.203952	1.099463
16	0.149723	0.194207	3.462951
17	0.240140	0.924450	3.664773
18	0.116587	1.381320	2.833799
19	0.221155	0.640512	3.334290
20	0.259730	1.368671	0.393889

이에 대해 나타낸다. θ_i 는 i 번째 경로의 위상 지연을 의미하며 ρ_i 는 i 번째 감쇠를 의미한다. 그리고 τ_i 는 i 번째 딜레이를 표현한다. Ricean factor K 는 10dB이다.

그림 10은 AWGN 채널 환경에서 초기 타이밍 오프셋에 대한 sinc 보간 필터와 카이저 윈도우 보간 필터의 심볼 타이밍 분산에 대한 결과를 보여준다. 실선은 카이저 윈도우 보간 필터의 MSE(Mean Squared Error) 값을 나타내는데 sinc 보간 필터의 결과 값보다 성능이 우수함을 알 수 있다. 그림 11은 Ricean 페이딩 채널과 Rayleigh 페이딩 채널 환경에서 각각의 보간기에 대한 타이밍 복원 성능을 보여준다. 카이저 윈도우를 이용한 보간 필터에 대한 심볼 타이밍 분산은 높은 메인 로브로 인해 초기 타이밍 오프셋이 적은 경우에만 우수한 성능을 보인다.

그림 12는 제안된 보간기에 $m=5$ 인 31개의 m-시퀀스를 CSC 버스트 프리앰블로 이용한 유일 단어 검출 결과로서 각각 SNR(Signal to Noise Ratio)이 0dB일 때의 sinc 보간 필터를 적용한 경우와 카이저 윈도우 보간 필터를 적용한 경우의 검출 결과를 나타낸다. 정확한 유일 단어를 검출하는 지에 대한 peak치를 확인하기 위하여 프리앰블 31개 다음에 랜덤한 데이터 30개를 추가한 패킷을 가지고 시뮬레이션 한 결과이다. 이때 변조 방식은 QPSK이며, 초기의 샘플링 클럭 에러는 $\frac{16}{64} T_s$ 이

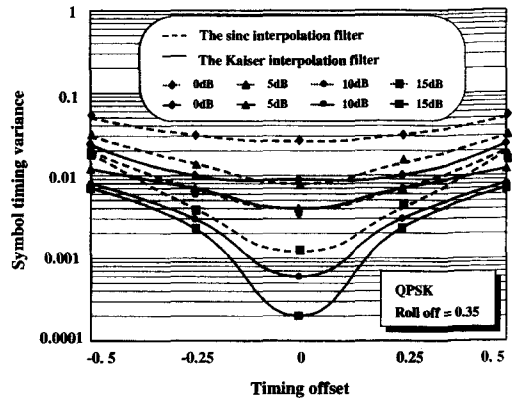


그림 10. sinc 보간 필터와 카이저 윈도우 보간 필터의 초기 타이밍 오프셋에 대한 심볼 타이밍 분산

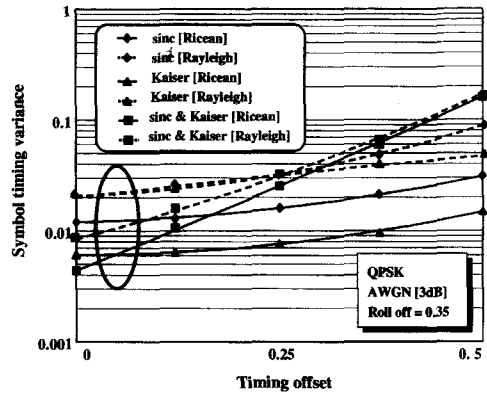


그림 11. Ricean 페이딩 채널과 Rayleigh 페이딩 채널의 경우 초기 타이밍 오프셋에 대한 심볼 타이밍 분산

며 sinc 함수를 이용할 때의 루프 필터 계수는 K_1 은 0.5, K_2 는 0.015625이다. 그리고 카이저 윈도우 함수를 이용할 때의 루프 필터 계수도 K_1 은 0.5, K_2 는 0.015625이다. 시뮬레이션 결과를 살펴보면 카이저 윈도우 보간 필터를 이용한 유일 단어 검출 결과는 프리앰블을 수신한 정확한 지점에서 1에 가까운 peak를 나타내며 천이된 비트의 상관 값 역시 sinc 보간 필터의 유일 단어 검출 결과 값보다 낮게 나타남을 알 수 있다.

그림 13은 제안된 보간기에 $m=8$ 인 255개의 m-시퀀스를 TRF 버스트 프리앰블로 이용한 유일 단어 검출 결과로서 각각 SNR이 0dB일 때의 sinc 보간 필터를 적용한 경우와 카이저 윈도우 보간 필터를 적용한 경우의 검출 결과를 나타낸다. 정확한 유일 단어를 검출하는지에 대한 peak치를 확인하기 위하여 프리앰블 255개 다음에 랜덤한 데이터 100

개를 추가한 패킷을 가지고 시뮬레이션 한 결과이다. 이때 변조 방식은 QPSK이며, 초기의 샘플링 클럭 에러는 $\frac{16}{64} T_s$ 이며 sinc 함수를 이용할 때의 루프 필터 계수는 K1은 0.25, K2는 0.015625이다. 그리고 카이저 윈도우 함수를 이용할 때의 루프 필터 계수도 K1은 0.25, K2는 0.015625이다.

시뮬레이션 결과를 살펴보면 카이저 윈도우 보간 필터를 이용한 유일 단어 검출 결과는 프리앰블을 수신한 정확한 지점에서 1에 가까운 peak를 나타내며 천이된 비트의 상관 값 역시 sinc 보간 필터의 유일 단어 검출 결과 값보다 낮게 나타남을 알 수 있다. 또한 프리앰블이 255개인 유일 단어 검출 결과가 이전의 프리앰블 31개에 대한 결과보다 프리앰블의 수가 큰 만큼 보다 개선된 성능을 보인다.

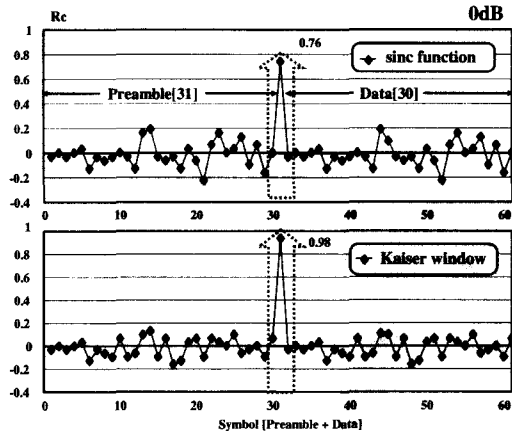


그림 12. CSC 버스트의 유일 단어 검출 결과 [SNR = 0dB]

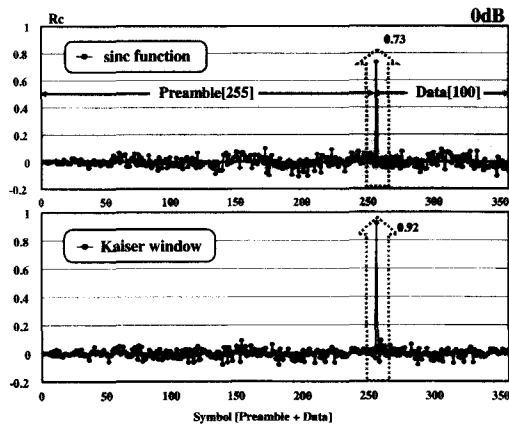


그림 13. TRF 버스트의 유일 단어 검출 결과 [SNR = 0dB]

프리앰블 31개에 대한 유일 단어 검출 결과에서 나타난 천이된 비트의 상관 값보다 낮게 나타남을 알 수 있다.

그림 14와 그림 15는 sinc 보간 필터를 포함한 세가지 보간 필터의 타이밍 복원 과정을 보이는데 앞에서 보인 시뮬레이션 결과처럼 sinc 보간 필터의 경우에는 잡음의 영향이 클수록 초기의 타이밍 에러의 보정 수렴 속도가 늦음을 알 수 있으며 보정한 후에도 타이밍 에러의 안정성이 보장되지 않음을 알 수 있다. 카이저 윈도우 보간 필터나 카이저 윈도우 함수를 이용한 보간 필터의 결과는 sinc 보간 필터보다 타이밍 에러 보정 수렴 속도가 빠르며 보정 후에도 비교적 안정적인 상태에 있음을 볼 수 있다.

그림 16은 RCST 리턴 링크 시스템에서 랜덤하게 발생된 초기 타이밍 오프셋에 대한 BEP(Bit Error Probability)를 보여준다. sinc 보간 필터의 경우에 10^{-3} 의 BEP에서의 SNR은 6.5 dB이며 카이저 윈도우 보간 필터의 경우에는 5.5 dB임을 알 수 있다.

VI. 결론

본 논문에서 심볼 타이밍 복원을 위한 두가지의 보간기를 제안한다. 시뮬레이션 결과는 기존의 sinc 보간기보다 본 논문에서 제안한 두가지 보간기의

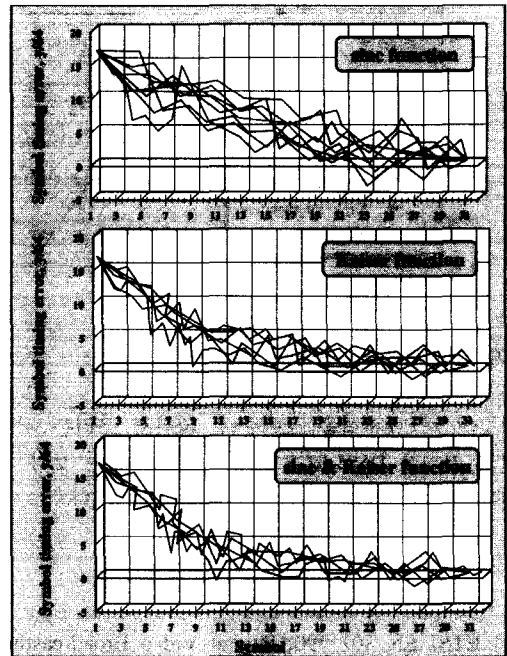


그림 14. CSC 버스트의 타이밍 오프셋 수렴 과정 [SNR= 3dB]

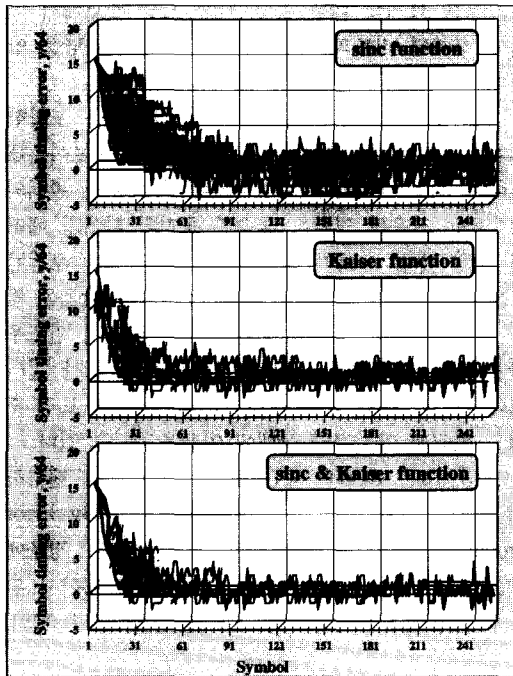


그림 15. TRF 버스트의 타이밍 옵셋 수렴 과정 [SNR= 3dB]

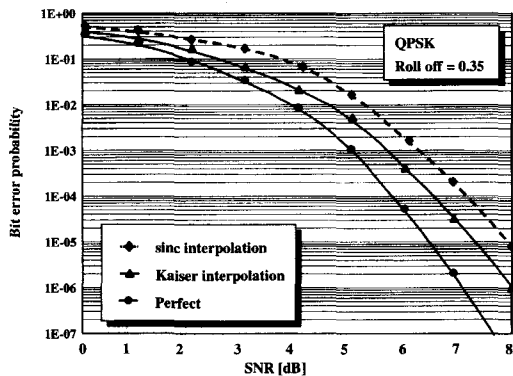


그림 16. SNR에 따른 BEP 성능

성능이 더 우수함을 보여준다. 따라서 우리는 제안된 보간기를 DVB-RCS 시스템에 적용하여 보다 개선된 결과를 얻을 수 있음을 확인할 수 있다.

참 고 문 헌

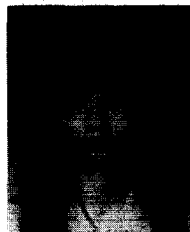
[1] ETSI EN 301 790, Digital Video Broad-casting (DVB) : Framing Structure, Channel Coding and Modulation for 11/12 GHz satellite services,

V1.1.2, Aug. 1997.

[2] ETSI EN 300 421, Digital Video Broad-casting (DVB) : Interaction channel for satellite distribution systems, V1.2.2, Dec. 2000.
 [3] DOCUMENT A012, Digital Video Broad-casting (DVB) : Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television, June 1996.
 [4] F. M. Gardner, "Interpolation in Digital Modems-Part I: Fundamentals," IEEE Trans. Commun. vol. 41, pp. 501-507, Mar. 1993.
 [5] F. M. Gardner, "A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers," IEEE Trans. Commun. vol. 5, pp. 423-429, May 1986.
 [6] J. G. Proakis, Digital Communications, 4th Ed. New York: MacGraw-Hill, 2001. nal Processing, New York, NY : John Wiley & Sons, Inc., 1998.

모 경 하(Kyoung-Ha Mo)

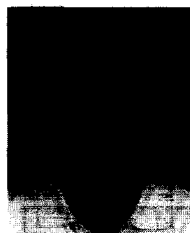
정회원



2001년 2월 : 세종대학교
 정보통신공학과 학사
 2001년~현재 : 세종대학교
 정보통신공학과 석사
 <주관심 분야> 디지털 신호 처리, 디지털 통신 시스템, Bluetooth 등

송 형 규(Hyoung-Kyu Song)

정회원



1990년 2월 : 연세대학교
 전자공학과 학사
 1992년 2월 : 연세대학교
 전자공학과 석사
 1996년 2월 : 연세대학교
 전자공학과 박사

1996년 1월~2000년 2월 : 전자부품연구원 책임연구원
 2000년 3월~현재 : 세종대학교 정보통신공학과 조교수

<주관심 분야> 디지털 통신 시스템, PAN, 무선 LAN, 지능형 방송시스템 등

간소화된 윈도우 푸리에 위상을 이용한 계층적 접근기반의 3차원 객체 추출 기법

정회원 민 각*, 한 규 필**, 이 기 수**, 하 영 호*

3D Object Extraction Algorithm Based on Hierarchical Approach Using Reduced Windowed Fourier Phase

Gak Min*, Kyu-Phil Han**, Ky-Soo Lee**, Yeong-Ho Ha* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 두 개의 2차원 영상에서 3차원 객체를 효율적으로 추출하기 위해서 위상 기반의 스테레오 정합 알고리즘을 제시한다. 특히, 윈도우 푸리에 위상을 이용하는 기존의 위상 기반 방법들은 기본적으로 다중 해상도 위상 맵을 사용하기 때문에 계층적인 접근 관점에서 좋은 특성을 가지고 있는 반면 높은 계산량을 요구한다. 그러므로 본 논문에서는 다중 해상도 위상 기반전략과 더불어 위상 계산의 중복성을 제거하는 빠른 계층적 접근기반의 3차원 객체 추출 기법을 제안한다. 또한, 정합 성능을 개선시키기 위해 위상 영역에서 형태학적인 정합 알고리즘을 제시한다. 제안된 알고리즘을 실험한 결과 계산량이 대략 8배 정도로 크게 감소되었으며 안정된 결과 값을 획득할 수 있었다.

ABSTRACT

This paper presents a phase-based stereo matching algorithm in order to efficiently extract 3-dimensional objects from two 2D images. Conventional phase-based methods, especially using windowed Fourier phases, inherit good properties in the case of hierarchical approaches, because they basically use a multi-resolution phase map. On the contrary, their computational costs are very heavy. Therefore, a fast hierarchical approach, using multi-resolution phase-based strategy and reducing the redundancy of phase calculations, is proposed in this paper. In addition, a structural matching algorithm on the phase domain is adopted to improve the matching quality. In experimental results, it is shown that the computation loads are considerably reduced about 8 times and stable outputs are obtained.

I. 서 론

최근 컴퓨터 및 인터넷 환경에서 멀티미디어 데이터의 사용이 급격히 증가하고 있다. 멀티미디어는 문자, 음성, 영상의 각 모노미디어들이 복합된 것으로 현장감을 전달할 수 있다는 장점 때문에 사용자들이 선호하고 있다. 특히, 가상현실의 도래와 더불어 이런 멀티미디어 데이터에 현실감을 추가하는

연구가 여러 분야에서 이루어지고 있다. 지금까지 3차원 정보의 응용은 물체인식 및 검사, 자동항법장치 등과 같은 기계시각(machine vision) 분야^[1,2]에서 이용되어져 왔지만 최근 많은 컴퓨터 통신환경에서 입체 영상 전송을 위해 영상열 간의 공간적 중복성을 제거하거나 인터넷에서 3차원 객체를 실시간으로 전송하는 분야에 활용되고 있다.^[3,4]

3차원 깊이정보를 효율적으로 추출하는 가장 대표적인 방법은 스테레오 시각(stereo vision)을 이용

* 경북대학교 전자전기공학부(yha@ee.knu.ac.kr),

논문번호 : 020089-0222, 접수일자 : 2002년 2월 22일

* 본 연구는 금오공과대학교 학술연구비에 의하여 연구된 논문입니다.

** 금오공과대학교 컴퓨터공학부(kphan@kumoh.ac.kr)

하는 것이다.^[2] 스테레오 시각 기법은 인간의 시각 시스템을 모방한 것으로 서로 다른 관점(view point)에서 얻어진 두 장의 영상으로부터 3차원 정보를 복원하는 수동 거리측정 방법의 하나이다.^[1] 스테레오 시각에서의 핵심은 좌·우 영상 사이의 대응점(corresponding point)간의 거리, 즉 변이(disparity)를 찾아내는 정합(matching) 과정이다. 기존의 정합 방법은 영상에서 특징을 추출하여 정합하는 특징 기반법(feature-based method)^[5,6]과 밝기 값을 그대로 사용하는 휘도 기반법(intensity-based method),^[7] 주파수변환에서 추출된 위상을 이용하는 위상 기반법(phase-based method)^[8] 등이 대표적이다. 특징 및 휘도 기반 방법들은 국부적인 공간상에서 주변 값의 정보만을 사용하기 때문에 오정합 가능성이 높다. 그러므로 이 방법들은 성능을 높이기 위해서 계층적인 접근기법을 도입하여 적용되어진다.^[7] 위상 기반 방법은 기본적으로 계층적 구조를 사용하기 때문에 보다 나은 결과를 얻을 수 있다는 장점이 있지만 주파수 변환과정과 계층적 구조를 획득하기 위해 과도한 계산량을 요구한다.^[7]

본 논문에서는 정합 성능을 높이기 위해 계층적 접근 기반의 위상 정합 기법을 사용하면서 기존 위상 기반의 주파수 변환에서 요구되는 과도한 계산의 중복성을 제거하여 계산량을 줄이고 정합 성능을 높이는 위상 기반의 정합 방법을 제시한다. 또한, 이렇게 추출된 3차원 깊이 정보를 컴퓨터 및 인터넷 환경에서 활용할 수 있게 VRML(virtual reality markup language)을 이용하여 3차원 메쉬로 표현한다. 512×512 영상에 대한 실험에서 제안한 방법은 기존의 위상기법에 비해 계산량을 1114배, 수행시간을 8배정도 줄일 수 있었으며 성능 면에서도 우수한 결과를 얻을 수 있었다. 그리고 제안한 방법이 3차원 모델을 그대로 출력하기 때문에 컴퓨터 및 인터넷 환경에서 추출된 모델에 대한 별도의 처리과정이 없이 이용할 수 있다는 장점이 있었다.

II. 푸리에 위상과 원도우 푸리에 위상(WFP)

1. 푸리에 위상과 전역이동(global shift)

무한의 연속 신호, $f(x)$,와 이 신호의 푸리에 변환 신호를 $F(u)$, 그리고 이동된 신호, $f_s(x)$,가 있다고 가정하면 주파수 영역에서의 이동 신호는

$$F_s(u) = \int_{-\infty}^{\infty} f_s(x) e^{-j2\pi ux} dx = e^{-j2\pi us} F(u) \quad (1)$$

로 표현된다. 식(1)에서 단순이동에 대한 관계를 유도하기 곤란하므로 고정된 특정 주파수, v ,에 대한 푸리에커널, $e^{j2\pi vx}$,을 공간영역에서의 상승적분식을 적용하면 식 (2)로 표현된다.

$$\begin{aligned} a(x) &= e^{j2\pi vx} * f(x) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) e^{j2\pi v(x-\tau)} d\tau \\ &= e^{j2\pi vx} F(u) = |a(x)| e^{\arg[a(x)]} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 $\arg[a(x)] \equiv 2\pi vx + \arg[F(u)]$ 로 위상부분이 처리된다. 이와 같은 방법으로 이동된 신호에 대해서 적용하면 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} a_s(x) &= e^{j2\pi vx} * f_s(x) \\ &= e^{j2\pi v(x-s)} F(u) \\ &= |a_s(x)| e^{\arg[a_s(x)]} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $\arg[a_s(x)] \equiv 2\pi v(x-s) + \arg[F(u)]$ 이다. 원 신호와 이동된 신호간의 위상차는 식(2)와 식(3) 사이의 위상 정보 차와 같다. 그러므로 위상차는

$$\arg[a_s(x)] - \arg[a(x)] \equiv 2\pi vs \quad (4)$$

로 표현되고 여기서 이동된 변이, s ,는

$$s = \frac{\arg[a_s(x)] - \arg[a(x)]}{2\pi v} \quad (5)$$

로 계산될 수 있다. 식(5)는 임의의 $f(x)$ 에 포함된 특정 주파수, v ,가 전체 파형에서 얼마만큼 이동했는가하는 전역이동 정보를 포함한다. 그러므로 푸리에 변환에서 각 주파수 성분이 가지는 위상 값은 신호정합에 사용되는 국부적인 파형의 이동정보, 즉 신호 일부분의 이동된 값을 표현함에는 부족하다.^[7]

2. WFP와 지역이동(local shift)

신호의 지역이동 정보를 처리하기 위해서는 전체 신호의 일부를 표본화하는 윈도우 함수가 필요하다. 그림 1은 윈도우 함수로 표본화된 지역신호가 전체 신호로 처리되어 각 파형의 이동 정보를 계산함으로써 WFP 값이 구해지는 과정을 보여준다.

윈도우 크기가 M 인 윈도우 함수를

$$W_M(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } |x| \leq M/2 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

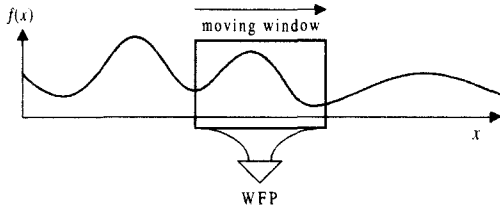


그림 1. 윈도우 중심에서 WFP가 계산되는 영역

라고 하면 윈도우 푸리에 커널(windowed Fourier kernel)은

$$h(x) = W_M(x)e^{j2\pi vx} \quad (7)$$

식 (7)처럼 정의된다. 그러므로 윈도우의 크기, M 이 곧 파형의 주기가 되고 공간주파수는 $1/M$ 이 된다.

그림 2는 “pentagon” 실영상 100번째 줄 정보를 윈도우의 크기 M , 즉 신호 주기를 5에서 32화소까지 변화시키면서 계산된 WFP이다.



그림 2. 실제 영상에서 계산된 WFP의 예($5 \leq M \leq 32$).

III. 제안한 3차원 객체추출 기법

3차원 객체추출을 위해 제안한 알고리즘의 전체 블록도는 그림 3과 같다.

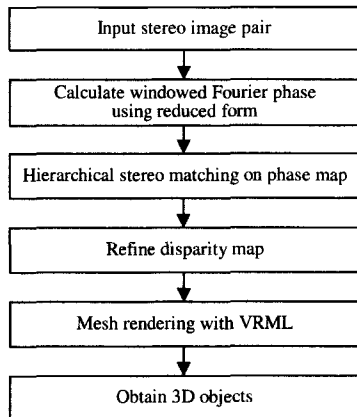


그림 3. 제안한 알고리즘의 전체 블록도

1. 위상 계산의 중복성 제거

일반적으로 푸리에 변환은 여현(cos) 커널에 의한 실수 성분과 정현(sin) 커널에 의한 허수 성분으로 구분되고 각 성분에 tan 함수의 역함수로써 위상이 계산되어진다. 계산 속도가 개선된 고속 푸리에 변환을 WFP 계산에 적용하면 윈도우의 크기가 2의 지수승 형태로 증가되기 때문에 계산결과 신호의 불연속성이라는 단점을 가지게 된다.

이러한 문제점을 해결하기 위한 방법으로 본 논문에서는 윈도우의 크기를 정수 단위로 증가시키면서 정현 커널과 여현 커널의 중복되는 성질을 이용하여 불필요한 삼각함수의 연산을 제거함으로써 계산 속도를 개선하였다.

표 1과 2에서 윈도우의 크기가 5와 6인 경우 10번 및 12번의 커널 계산이 요구되며, 윈도우의 크기가 가변될 경우 새로운 커널값을 계산하여야 한다.

표 1. 윈도우의 크기가 5일 때 각 커널의 값($v=1/M$)

공간변수(x) kernel	0	1	2	3	4
cos(2πx/M)	1	0.309	-0.809	-0.809	0.309
sin(2πx/M)	0	0.951	0.587	-0.587	-0.951

표 2. 윈도우의 크기가 6일 때 각 커널의 값($v=1/M$)

공간변수(x) kernel	0	1	2	3	4	5
cos(2πx/M)	1	0.500	-0.500	-1	-0.500	0.500
sin(2πx/M)	0	0.866	0.866	0	-0.866	-0.866

예를 들면, 512 샘플의 1차원 신호가 윈도우 크기가 5에서 32까지 변화될 경우, 기존 WFP 계산량은 $O(WFP) = 512 \times 2 \times (5 + 6 + 7 + \dots + 32) = 265,216$ 번 연산이 수행된다.

$$\cos(x) = \cos(2\pi - x), \quad \sin(x) = -\sin(2\pi - x) \quad (8)$$

식 (8)은 커널값의 중복성을 나타내며, WFP연산 시 각 커널을 메모리 참조하는 간소화된 위상계산의 개략적인 비용은 $O(RWFP) = 2 \times 1/2 \times (5 + 6 + 7 + \dots + 32) = 518$ 번 연산이 수행된다. 여기서 1/2은 각 윈도우의 크기에 절반 정도의 계산이 필요하다는 것이다. 삼각함수의 연산이 필요하지 않는 경우를 고려하면 윈도우의 크기가 M 인 경우 정확한 삼각함수의 계산 횟수, C_N 은

$$C_N = \text{int}\left(\frac{M-1}{2}\right) \quad (9)$$

처럼 표현된다. 따라서, 간소화된 위상계산의 정확한 비용은 $O(\text{RWFP}) = 2 \times 1/2 \times (2 + 2 + 3 + 3 + 4 + 4 + \dots + 15 + 15) = 238$ 번 연산이 수행된다.

2. 제안한 계층적 위상기반 정합

위상 정보의 정점(peak)과 영교차점(zero-crossing point)은 밝기 신호의 정점과 골(valley)에 대응되기 때문에 밝기 변화를 그대로 간직하고 있어서 정합에 적합하다.^[8] 그림 4는 원 신호와 이동된 신호의 WFP를 각각 보여준다. 그림 5는 그림 4에서 각각의 위상 특징을 구한 것을 나타낸다. 특징 선에서 검은 부분이 정점들이고 회색선은 영교차점이다.

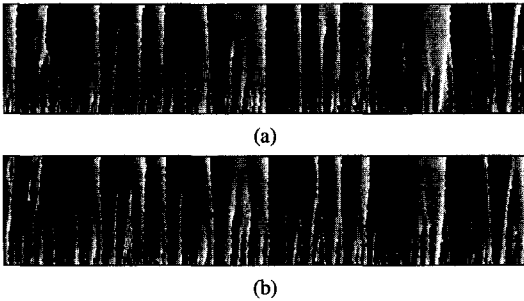


그림 4. 원 신호와 이동된 신호의 WFP. (a)원 신호, (b)이동된 신호

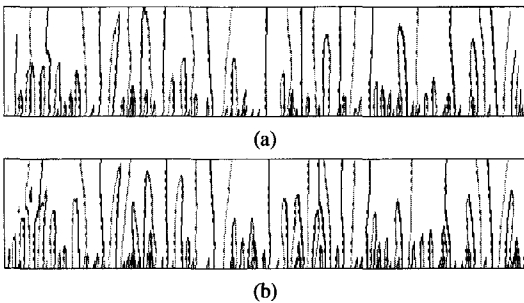


그림 5. 그림 4의 위상 맵에서 추출된 특징 영상. (a)원 신호, (b)이동된 신호

위상 맵은 해상도 방향으로 양호한 계층적인 특성을 가지고 있다. 그러므로 본 논문에서는 강한 밝기 변화를 대표하는 저해상도의 위상 특징에서 정합을 먼저 수행하고, 여기서 정합된 값을 고정시키고 해상도를 높이면 정합된 특징들 사이에 정합되어야 할 새로운 특징들이 발생된다. 이 특징들을 이미 정합된 점들 사이에 존재하기 때문에 탐색 영역 및 오정합 가능성이 감소되고, 순서 제약(ordering

constraint) 조건을 만족하게 된다. 제안한 정합 과정은 1) 고립 특징(isolated feature) 제거와 2) 정합 후보(candidate) 선출 단계를 거쳐서 수행된다.

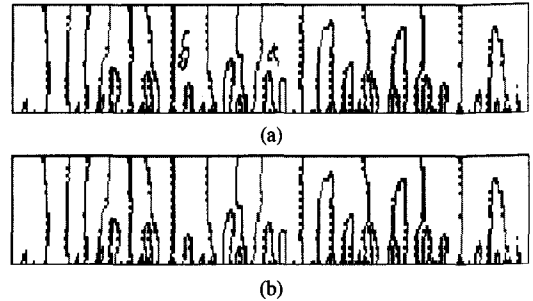


그림 6. 원 특징영상과 비 연결 특징을 제거한 영상. (a)원 특징 영상 (b)비 연결특징을 제거한 영상

1) 고립 특징 제거

WFP 신호에서 특징을 추출하면 그림 5(b)의 좌측부분이나 그림 6(a)의 가운데 부분에 고립된 특징이 존재하며, 이런 점들은 정합과정에서 오류를 유발시키므로 제거된다. 고립 특징을 제거하기 위해 본 논문에서는 space-efficient 2-pass labelling 알고리즘을 사용하였다.^[9] 저해상도의 특징 시작점에서 고해상도로 레이블링을 수행하고 그 끝점이 최고 해상도까지 도달하지 않는 레이블은 제거하였다.

2) 정합후보 선출 및 정합

해상도가 낮아질수록 위상값을 계산하는 윈도우의 크기가 증가하는 특성이 있다. 이는 특징값의 변화를 발생시키는 요인이 되므로 정합후보 선출은 해상도에 따라서 탐색영역의 크기를 변화시키면서 추출한다. 그래서 해상도 R단계에서 탐색영역, S_R 은

$$S_R = s_r + M \quad (10)$$

로 표현되고, 여기서 s_r 은 원 영상의 기본적인 탐색영역이고 M 은 윈도우 크기를 나타낸다. 그래서, 해상도 변화, 즉 위상 계산에 사용되는 윈도우의 크기에 따라서 정합 후보가 이동되어지는 편차를 고려할 수 있다. 예를 들면, 기준(source) 측의 정점을 정합할 때는 식 (10)를 이용하여 탐색영역에 존재하는 모든 목표(target) 측의 정점들이 정합 후보로 선출되고 영교차점을 정합할 때는 목표 측에서의 영교차점들이 선출된다.

식 (11)은 여러 개의 정합 후보들로부터 최상의 정합점을 찾기 위한 거리 척도(distance measure)이며, 위상 및 휘도 값을 모두 고려되었다.

$$D(s_i, t_j) = \min_{\text{all } j} (D_f(s_i, t_j) + D_i(s_i, t_j)) \quad (11)$$

여기서 D_f 와 D_i 는 특징 공간에서의 오차와 그 특징이 추출된 밝기 공간에서의 오차를 각각 나타낸다. 그러므로 j 개의 모든 정합 후보들 중에서 특징 및 밝기 오차 값의 합이 최소가 되는 특징을 정합점으로 선택한다. 특징 공간에서의 오차는

$$D_f(s_i, t_j) = \frac{d}{D_{\max}} \{L(s_i) - L(t_j)\} \quad (12)$$

과 같이 표현된다. 여기서 d 는 특징 s_i 와 t_j 사이의 거리, D_{\max} 는 탐색 범위의 최대 값, 그리고 $L(\cdot)$ 은 특징의 길이를 산출하는 함수이다. 식(12)의 의미는 비교되는 두 특징의 길이 차이가 작고 두 특징간의 거리가 작을수록 오차가 작아진다는 것을 의미한다. 밝기공간에서의 오차는

$$D_i(s_i, t_j) = \frac{d}{D_{\max}} \left\{ \frac{1}{N^2} \sum_m \sum_n |f_R(x+m, y+n) - f_T(x+m, y+n+d)| \right\} \quad (13)$$

와 같이 표현된다. 중괄호 안의 수식은 $N \times N$ 윈도우 영역내의 MAD(mean of absolute differences)를 찾는 것이다. 상기 언급된 정합 과정을 설명하면 다음과 같다. 그림 7은 주어진 실영상의 특징 영상이며, 그림 7(a)의 타원으로 표시된 부분이 정합하고자 하는 참조 특징이다. 그림 7(b)에 다각형으로 둘러싸인 특징은 참조 위치로부터 탐색공간 사이의 목표 영상내에 정합후보로써 사용되는 후보 특징들이다.

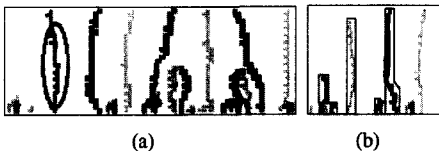


그림 7. 후보 추출과정 예 (a)참조 영상에서의 특징 (b)목표 영상에서의 후보들

추출된 후보 특징들은 식 (11)의 결과에 대한 유사정도에 따라 표 3과 같이 정합 순위가 결정되어, 최종적으로 정합이 이루어진다.

표 4는 한 라인에 대하여 정합이 수행된 후의 정합이 이루어지지 않은 특징을 표시하였다. 표 4에서 중복 플래그는 참조 화소에서 목표 측으로 참조한 중복성을 표시하고 결과 필드에서 오정합은 정합 오차를 최소로 선택한 후 정합되지 않거나 중복 정

합된 특징을 보여준다. 표 5는 “Pentagon” 영상과 RDS(Random Dot Stereogram) 영상에서 추출된 오정합 화소의 비율을 각각 나타낸다. 그림 8은 한 라인에서 오정합된 특징들을 표시한 것이다. 앞서 살펴본 것과 같이 특징의 강도가 큰 부분은 위상 영상에서도 그 값이 크므로 오정합 되지 않는 부분이 존재하지 않지만 위상 영상에서 작은 부분을 차지하는 부분에서 오정합이 발생되므로 2차 보간을 사용한 번이 개선으로 제거될 수 있다.

표 3. 그림 7에 대한 정합 결과.

No.	Candidate position	Disparity	Feature type	Matching results using Eq. (10)	Rank
1	5	-10	ZC	3.4409	4
2	9	-9	ZC	2.3324	3
3	14	-2	PK	0.0000	1
4	23	9	ZC	1.7889	2
5	30	12	ZC	3.7202	5

표 4. 중복 정합이 발생된 예.

Source features		Matched features in target			Results	
Point	Feature type	Point	Feature type	Duplication flag	False matching	Depth
5	PK	14	PK	○		19
7	ZC	9	ZC			13
11	PK	14	PK	○		15
17	PK	14	PK	○		10
29	ZC	30	ZC			24
31	PK	38	PK			15
33	ZC	42	ZC			24
36	PK	44	PK			20
41	ZC	52	ZC	○		24
43	PK	50	PK			16
44	ZC	52	ZC	○		17
49	PK	54	PK			19
51	ZC	52	ZC	○		12
53	PK	56	ZC		○	14

표 5. 전체 영상에서의 중복 및 오정합 화소 비율.

Image	Size	Duplicated pixels	False matched pixels	False matched rate(%)
RDS	256 × 256	8192	4352	6.6
Pantagon	512 × 512	34304	12288	4.7

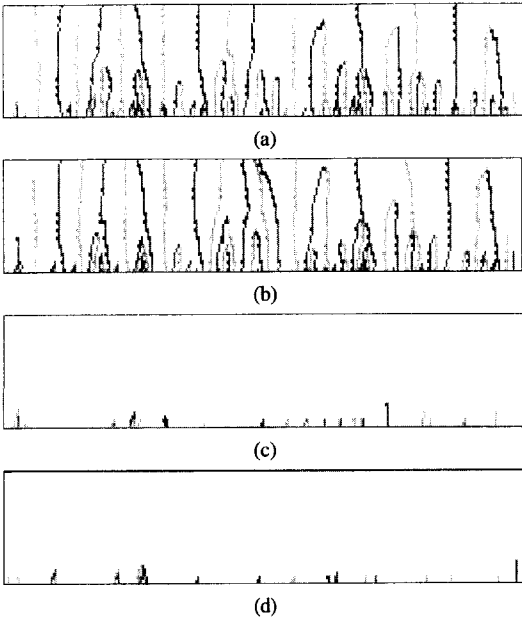


그림 8. 오정합된 특징들 (a)참조 특징 (b)목표 특징 (c)정합 후 참조 측에 남은 특징 (d)정합 후 목표 측에 남은 특징

3. Mesh rendering

계산된 변이로부터 3차원 모델을 생성하기 위해서 삼각법을 적용하였다. 공간적으로 인접한 4개의 정점, $V_{ij}(i, j, d_{ij})$, $V_{i+1,j}(i+1, j, d_{i+1,j})$, $V_{i,j+1}(i, j+1, d_{i,j+1})$ 그리고 $V_{i+1,j+1}(i+1, j+1, d_{i+1,j+1})$ 을 이용하여 식 (14)처럼 삼각형 T_1 과 T_2 가 생성될 수 있다.

$$T_1 = F(V_{i,j}(i, j, d_{i,j}), V_{i+1,j}(i+1, j, d_{i+1,j}), V_{i,j+1}(i, j+1, d_{i,j+1})) \tag{14}$$

$$T_2 = F(V_{i+1,j}(i+1, j, d_{i+1,j}), V_{i,j+1}(i, j+1, d_{i,j+1}), V_{i+1,j+1}(i+1, j+1, d_{i+1,j+1}))$$

여기서 $F(\cdot)$ 는 삼각형 생성함수이다. 전체 영상에 획득한 변이 값들에 대해서 식 (14)을 적용하여 메쉬를 생성하면 3차원 객체를 얻을 수 있다.

IV. 실험 및 고찰

제안한 3차원 객체추출 기법의 성능분석을 위해 그림 9, 10의 128×128 크기의 50% RDS(random dot stereo gram)와 512×512 크기의 “pentagon” 영상을 사용하였다.

RDS에 대한 오정합율의 비교하기 위해 SSE(sum of squared error)와 MSE(mean of squared error)를

기준으로 표 6의 결과를 얻었다. 이 결과는 이완처리를 포함한 휘도기반의 정합에 비해 오정합율 40% 정도 줄었으며 계산량 또한 7.6배정도 감소되었다.

그림 11은 획득한 변이를 VRML로 표현한 3차원 객체 결과를 나타내며, 그림 12은 원 영상을 획득한 3차원 메쉬에 겹쳐서 표현한 것이다.



그림 9. 50% RDS(random noise 20%)

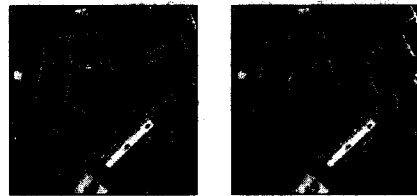


그림 10. “Pentagon” 영상

표 6. 50% RDS에 대한 이완처리를 포함한 휘도기반 방법과 제안한 방법의 정합 오차비교

Method Error	Intensity-based method with relaxation scheme	The proposed method
SSE	1375	836
MSE	0.084	0.051

V. 결론

본 논문에서 제안한 3차원 객체 추출 기법은 기존 위상 기반의 계층적 구조를 그대로 이용하면서 주파수 변환에서 요구하는 과도한 계산의 중복성을 제거하는 정합 방법을 제시하였다. 512×512 크기의 영상에서 비교할 때, 기존의 WFP의 위상 계산 연산을 1114배로 줄였고 전체 계산시간은 7.6배 줄일 수 있었다. 또한, 이완처리를 포함한 보편화된 BMA기법에 비해 40% 정도로 오정합율을 줄일 수 있었다. 그러므로 본 논문에서 제안한 기법은 오정합율과 성능면에서 안정된 결과를 제시할 수 있었다. 이렇게 추출된 3차원 깊이 정보를 컴퓨터 및 인터넷 환경에서 활용할 수 있게 VRML(virtual reality markup language)을 이용하여 3차원 메쉬로

표현하였다. 그 결과 컴퓨터 및 인터넷 환경에서 추출된 모델을 직접적으로 사용할 수 있었다.

제안한 3차원 객체 추출 기법은 변이를 찾는 정합 과정에 중점을 두어 연구하였기 때문에 3차원 물체를 표현하는 부분에서는 단순한 삼각법을 적용하였다. 그러므로 향후 보다 효율적인 3차원 객체를 다루기 위해 메쉬를 단순화하는 연구가 더 필요하다.

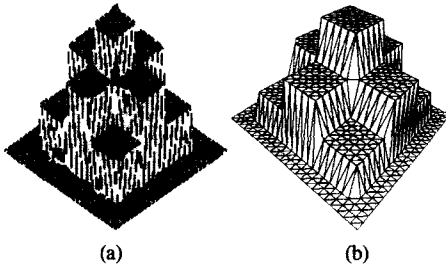


그림 11. RDS의 결과. (a)이완처리를 포함한 윈도우 기반 방법 (b)제안한 방식

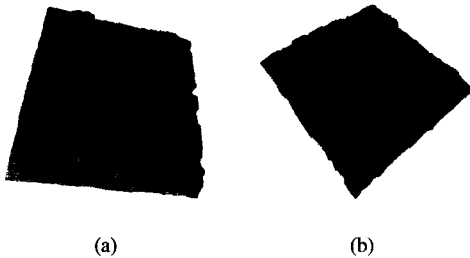


그림 12. 제안한 방식의 "pentagon" 결과. (a)3차원 mesh, (b)영상이 포함된 결과

참 고 문 헌

[1] K. Sugihara, "Three principle in stereo vision," *Robotics*, vol. 1, no. 4, pp. 391-400, 1986.

[2] R. M. Haralick and L. G. Shapiro, Chapter 16, *Computer And Robot Vision*, Addison-Wesley Publishing Co., 1993.

[3] S. Panis, M. Ziegler, and J. P. Cosmas, "The Use of Stereo and Motion in a Generic Object-based Coder," *Signal Processing: Image Communication* vol. 9, pp. 221-238, 1997.

[4] J. R. Ohm, K. Grüneberg, E. Hendriks, M. E. Izquierdo, D. Kalivas, M. Karl, D. Papadimitos, A. Redert, "A Realtime Hardware System for Stereoscopic Wideconferencing with Viewpoint Adaptation," *Signal Processing: Image Communication* vol. 14, pp. 147-171, 1998.

[5] W. Eric L. Grimson, "Computational Experim-

ents with a Feature Based Stereo Algorithm," *IEEE Trans. Patt. Anal. Machine Intell.* vol. 7, no. 1, pp. 17-34, 1985.

[6] John P. Frisby and Stephen B. Pollard, Computational Issues in Solving the Stereo Correspondence Problem, *Computational Models of Visual Processing*, part 7, Ch. 22, 331-357(1990).

[7] D. De Vleeschauer, "An Intensity-based, Coarse-to-fine Approach to Reliably Measure Binocular Disparity," *CVGIP: Image Understanding* vol. 57, no. 2, pp. 204-218, 1993.

[8] Juyang Weng, "Windowed Fourier Phase: Completeness and Signal Reconstruction," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 41, no. 2, pp. 657-666, 1993.

[9] R. M. Haralick and L. G. Shapiro, *Computer And Robot Vision*, part 1, pp. 37-48, Addison-Wesley Publishing Co., 1993.

민 각(Gak Min) 학생회원
 1990년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업
 1993년 2월 : 경북대학교 전자공학과 석사
 현재 : 경북대학교 전자공학과 박사과정
 <주관심 분야> 컴퓨터비전, 영상처리

한 규 필(Kyu-Phil Han) 정회원
 한국통신학회 제 24권 12호 참조
 현재 : 금오공과대학교 컴퓨터공학부 조교수

이 기 수(Ky-Soo Lee) 정회원
 현재 : 금오공과대학교 컴퓨터공학부 교수

하 영 호(Yeong-Ho Ha) 정회원
 한국통신학회 제 24권 6호 참조
 현재 : 경북대학교 전자전기공학부 교수