

# 기어와 유연축을 갖는 구동계로 구동되는 OTM 안테나 시선의 안정화 제어

## LOS(line-of-sight) Stabilization Control of OTM(on-the-move) Antenna Driven by Geared Flexible Transmission Mechanism

강 민 식\* · 윤 우 현\* · 이 종 비\*\*

Min Sig Kang, Wo Hyun Yoon and Jong Bee Lee

(2011년 7월 13일 접수 ; 2011년 9월 19일 심사완료)

**Key Words** : OTM(on-the-move) Antenna(OTM 안테나), LOS(line of sight) Stabilization(시선안정화), Satellite Communication(위성통신), Two-mass-system(이질량계), Vehicle Motion Compensation Control(차량운동보상제어)

### ABSTRACT

In this study, an OTM(on-the-move) antenna which is mounted on ground vehicles and is used for mobile communication between vehicle and satellite while moving was addressed. Since LOS(line-of-sight) of antenna should direct satellite consistently while vehicle moving to guarantee high satellite communication quality, active antenna LOS stabilization is a core technology for OTM antenna. Stabilization of a satellite tracking antenna which consists of 2-DOF gimbals, an elevation gimbal over an azimuth gimbal, was considered in this study. In consideration of driving mechanism which consists of gear train and flexible driving shafts, a two-mass-system dynamic model coupled with vehicle motion was presented. An internal PI-control loop + outer PI-control loop structure has been suggested in order to damp the torsional vibration and stabilize control system. The classical pole-placement method was applied to design control gains. In addition, a vehicle motion compensation control beside of the feedback control loop has been suggested to improve LOS stabilization performances. The feasibility of the proposed control design was verified along with some experimental results.

### 기 호 설 명

$J_m, J_L$  : 모터와 부하의 관성질량모멘트  
 $K_a, K_b$  : 내부 PI-제어이득  
 $K_p, K_i$  : 외부 PI-제어이득  
 $K_{eq}$  : 등가스프링상수

$N$  : 기어비  
 $T_m, T_d$  : 제어토크와 외란토크  
 $T_{m,fb}$  : 되먹임 제어입력  
 $T_{m,vmc}$  : 차량운동 보상제어입력  
 $\theta_L$  : 부하의 회전각  
 $\omega_m, \omega_L, \omega_h$  : 모터, 부하, 차량의 절대각속도

### 1. 서 론

위성통신은 정지위성에 중계기를 탑재하여 통신이  
나 방송업무를 수행하는 것을 말한다. 위성통신은 동

† 교신저자; 정희원, 경원대학교 기계-자동차공학과  
E-mail : mskang@kyungwon.ac.kr  
Tel : (031)750-5524, Fax : (031)750-5273

\* 경원대학교 토목공학과

\*\* 경원대학교 대학원 기계공학과

보성, 광역성, 신속성, 내재해성 등의 장점이 있어<sup>(1)</sup>, 1960년대 시작된 이후 현재에는 국제통신, 국내통신 및 방송용으로 눈부신 발전을 거듭하고 있다.

지상에 고정된 지구국에서의 위성통신은 안테나 시선(LOS, line-of-sight)을 정지위성에 지향시키고, 위성의 궤도 변화에 따라 간헐적으로 지향각을 수정하면 되지만, 항공기, 선박, 이동 차량 등과 같이 이동하는 운반체에서의 위성통신은 운반체의 운동과 관계없이 안테나 시선을 항상 위성에 지향시키는 시선 안정화 기능이 요구되며, 이를 위한 특별한 장치가 추가적으로 필요하다. 여기서 통신위성은 적도 상공 36,000 km의 원거리에 정지해 있으므로 운반체의 이동속도에 따른 절대공간 기준 안테나 시선의 지향각의 변화는 무시할 수 있다. 따라서 안테나 시선 안정화는 절대공간에서 시선 지향벡터를 일정방향으로 유지함을 의미한다.

안테나 시선 안정화를 위해 안테나는 안정화 플랫폼에 설치된다. 안정화 플랫폼은 통신에 이용되는 통신파형에 따라 3-축 또는 2-축 김발 구조가 주로 사용된다<sup>(1~4)</sup>. 이 연구에서 대상으로 하는 통신에서는 원형편파를 사용하므로 안테나의 시선 기준 롤방향 회전은 통신에 지장이 없다. 따라서 안정화 플랫폼은 직렬 2-축 구조를 사용할 수 있으며, 가장 일반적인 플랫폼은 차량을 기준으로 선회방향과 고저방향으로 회전하는 2-자유도 김발 구조이다. 여기서 안테나는 고저회전부에 고정되고, 고저회전축은 선회부에 설치된다.

OTM단말기 안테나 시선의 안정화에 대한 연구들은 주로 군수분야에서 진행되어 왔으며, 구체적인 연구결과의 대외적 발표는 미진한 편이다<sup>(5~8)</sup>. 그 동안 안테나 시선 안정화 분야에서는 주로 안정화 외란의 분석 및 제어기 설계에 관해 연구되어 왔다. 제어기는 대부분 자이로를 이용한 속도루프와 비례-적분 제어의 위치루프로 구성되었으며, 그 밖에 적응제어<sup>(5,6)</sup>, LQG/LTR<sup>(7)</sup>, 롤보상제어<sup>(8)</sup> 등이 적용되어 왔다. 그러나 이 연구들에서는 모터가 부하를 직접 구동하는 직접구동 시스템을 주로 다루었으며, 구동모터와 부하 사이에 기어나 유연한 구동축이 존재하는 시스템에 대한 연구는 극히 소수에 불과하다<sup>(9)</sup>. 하지만 질량관성이 큰 부하를 저용량 모터로 구동할 경우 토크 증폭을 위해 기어는 필수적으로 사용되고 있으며, 또한 유한한 구동축의 강성이

존재하므로, 이러한 구동계의 동특성을 고려한 안정화 제어기 설계가 필요하다.

구동축의 강성을 고려할 때 안테나 구동계는 이질량계(two-mass-system)로 모델링할 수 있다. 이질량계의 제어 분야에서는 축의 강성에 의한 비틀림 진동의 감쇠와 빠르고 정밀한 위치 또는 속도 제어에 주 관심을 갖고 있다<sup>(9~12)</sup>. 대부분의 제어기는 기본적으로 PI 또는 PID-제어와 추가적인 되먹임 구조를 적용하고 있다<sup>(10)</sup>. 하지만 대부분의 연구에서는 모터축의 위치나 속도의 제어 문제를 다루었으며, 부하축의 위치/속도 제어는 관심이 적었다. 부하축 위치/속도 제어 관련 연구로는 벨트 구동계에 대한 제어연구를 들 수 있으나, 주로 적용된 제어방식으로는 슬라이딩모드 제어, 가변구조제어 등이 제안된 바 있다<sup>(13~15)</sup>. 하지만 이 제어방법은 기어 구동일 경우 비선형 제어입력에 의한 체터링 발생이 문제가 된다.

이 연구에서는 기어와 축강성을 갖는 구동계로 구동되는 직렬2-축 김발 구조의 차량용 OTM 안테나 시선의 안정화 제어를 대상으로 하며, 구동부의 기어, 축강성 등을 고려한 동적 모델을 제시하고, 기어를 통해 전달되는 차량 각가속도 관련 안정화 외란 토크를 분석한다. 또한 이질량계가 갖는 비틀림 진동의 감쇠와 LOS 안정화를 위한 되먹임 제어 알고리즘 및 안정화 성능 향상을 위한 차량각가속도 관련 외란의 보상제어를 제안한다. 제안된 제어기 설계 알고리즘은 OTM 안테나 실험모델에 적용하였으며, 그 결과를 분석하여 적용성과 안정화 성능을 검증하였다.

## 2. 안정화 구동 모델

OTM 안테나는 Fig. 1과 같이 이동 차량에 사용되며, 차량 이동 중에도 안테나 시선은 위성과의 통신을 유지하기 위해 정밀하게 위성을 지향해야 된다. 통신에 원형편파가 사용되므로 안테나는 2-자유도 플랫폼에 설치된다. 안테나는 플랫폼의 고저회전부에 고정되고, 고저회전축은 선회부에 설치된다.

안정화의 개념은 Fig. 1에서 차량의 절대좌표계 기준 고저각  $\theta_0$ 과 안테나의 차량기준 고저각  $\theta_c$ 의 합인 시선 지향각  $\theta_a (= \theta_0 + \theta_c)$ 이 항상 일정하게 하는 것이다. 차량에서 위성까지 거리 대비 차량 이동

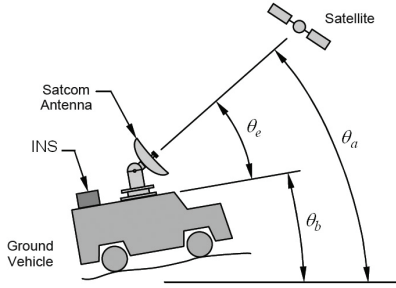


Fig. 1 Concept of OTM Antenna Stabilization

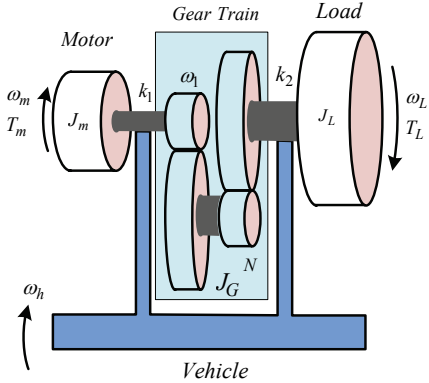


Fig. 2 Schematic of gimbal driving mechanism

속도는 무시할 수준이므로, 안정화는 절대좌표계 기준 안테나 시선의 지향벡터를 일정하게 유지시키면 된다. 하지만 절대좌표 기준 안테나 시선의 지향각을 측정하기 어려우므로, 가장 일반적인 방법은 안테나 시선의 각속도를 속도자이로로 측정하고, 이 자이로 신호가 영이 되도록 플랫폼의 선회부와 고저부를 구동하는 방법을 채택한다. 자이로는 안테나 시선 벡터에 수직인 두 방향 회전각속도를 측정할 수 있도록 안테나에 장착하며, 그 중 하나는 각속도 측정축이 고저 회전축과 평행으로 되도록 설치한다.

플랫폼의 고저부와 선회부 구동계는 Fig. 2와 같이 모터의 출력 증폭을 위해 기어트레인이 사용되며, 회전축은 유한한 강성을 갖는다. 여기서  $k_1$ ,  $k_2$ 는 각각 모터축과 기어트레인 출력축의 회전강성,  $N$ 은 기어비이다.  $J_m$ ,  $J_L$ ,  $J_G$ 는 각각 모터, 부하, 기어트레인의 질량회전관성,  $T_m$ ,  $T_d$ 는 각각 모터 구동토크와 외란토크,  $\omega_m$ ,  $\omega_L$ ,  $\omega_h$ 는 각각 모터, 부하 및 차량의 절대좌표 기준 각속도이다.

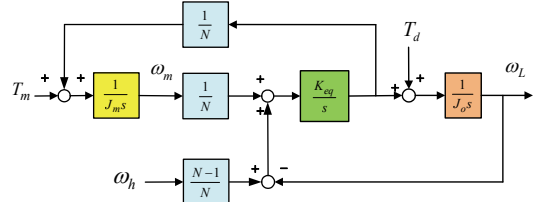


Fig. 3 Block diagram of antenna driving system

Fig. 2에서 차량운동이 없을 때 구동계의 운동방정식은 식 (1)과 같다.

$$\begin{cases} J_m \ddot{\omega}_m + k_1(\omega_m - \omega_1) = dT_m/dt \\ J_G \ddot{\omega}_1 + (k_1 + \frac{k_2}{N^2})\omega_1 - k_1\omega_m - \frac{k_2}{N}\omega_L = 0 \\ J_L \ddot{\omega}_L + k_2\omega_L - \frac{k_2}{N}\omega_1 = dT_d/dt \end{cases} \quad (1)$$

여기서  $J_G$ 는 기어트레인의 질량회전관성을 입력축  $\omega$ 에 대해 표현한 값이다.

일반적으로 구동계에서 동력의 효율적인 전달을 위해 기어트레인의 관성은 모터나 부하의 관성에 비해 작도록 설계한다. 따라서  $J_G = 0$ 으로 간주하면, Fig. 2는 모터와 부하가 등가강성을 갖는 축으로 연결된 이질량계가 되며, 운동방정식은 식 (2)와 같다.

$$\begin{cases} J_m \ddot{\omega}_m + K_{eq}\omega_m - NK_{eq}\omega_L = dT_m/dt \\ J_L \ddot{\omega}_L + N^2K_{eq}\omega_L - NK_{eq}\omega_m = dT_d/dt \end{cases} \quad (2)$$

여기서 등가강성은  $K_{eq} = k_1k_2 / (N^2k_1 + k_2)$ 이다.

식 (2)에서 차량 운동을 고려하면 운동방정식은 식 (3), 블록선도는 Fig. 3과 같다.

$$\begin{cases} J_m \ddot{\omega}_m + K_{eq}\omega_m - NK_{eq}\omega_L = -K_{eq}(N-1)\omega_h + \frac{dT_m}{dt} \\ J_L \ddot{\omega}_L + N^2K_{eq}\omega_L - NK_{eq}\omega_m = K_{eq}N(N-1)\omega_h + \frac{dT_d}{dt} \end{cases} \quad (3)$$

식 (3)에서 차량운동이 기어비와 결합되어 외란으로 작용함을 알 수 있다.

등가스프링 양단간의 상대속도를  $\Delta\omega$ 라 하면, 즉

$$\Delta\omega = \omega_m + (N-1)\omega_h - N\omega_L \quad (4)$$

이 정의를 적용하면 식(3)은 다음으로 쓸 수 있다.

$$\begin{cases} \Omega_L = \frac{NK_{eq}}{J_L s^2} \Delta\Omega + \frac{s}{J_L s^2} T_d(s) \\ \Delta\Omega = \frac{J_L s}{A(s)} T_m(s) - \frac{NJ_m s}{A(s)} T_d(s) + \frac{(N-1)J_m J_L s^2}{A(s)} \Omega_h \end{cases} \quad (5)$$

여기서  $\Omega_m, \Omega_L, \Omega_h, \Delta\Omega, T_m(s), T_d(s)$ 는 각각  $\omega_m, \omega_L, \omega_h, \Delta\omega, T_m, T_d$ 의 라플라스 변환이며,  $A(s) = J_m J_L (s^2 + \omega_p^2), \omega_p^2 = \frac{(J_L + N^2 J_m)}{J_m J_L} K_{eq}$ 이다.

### 3. 안정화 제어기 설계

식(2)의 이질량계 제어 연구들에서는 주로 모터부의 위치/속도를 제어 대상으로 하나, 이 연구 대상은 부하부(안테나)의 운동을 측정하여 제어해야 되므로 이를 고려한 제어가 설계되어야 한다.

안테나 시선의 안정화를 위해서는 안테나에 부착한 속도자이로 신호를 영으로 유지해야 된다. 즉, 식(5)에서  $\omega_L = 0$ 가 되도록 제어해야 된다.

#### 3.1 차량운동 보상제어

식(5)에서 차량운동은 안정화 오차를 발생시키므로, 따라서 차량의 각속도  $\dot{\omega}_h$ 를 측정 또는 추정할 수 있을 경우, 제어입력을 식(6)과 같이 되먹임 제어  $T_{m,fb}$ 와 차량운동 보상제어(VMC, vehicle motion compensation)  $T_{m,vmc}$ 의 합으로 정의하면,

$$\begin{aligned} T_m &= T_{m,fb} + T_{m,vmc} \\ T_{m,vmc} &= -(N-1)J_m \dot{\omega}_h \end{aligned} \quad (6)$$

식(5)는 식(7)과 같이 차량운동에 의해 발생되는 안정화 오차는 완벽하게 제거할 수 있다.

$$\begin{cases} \Omega_L = \frac{NK_{eq}}{J_L s^2} \Delta\Omega + \frac{s}{J_L s^2} T_d(s) \\ \Delta\Omega = \frac{J_L s}{A(s)} T_{m,fb}(s) - \frac{NJ_m s}{A(s)} T_d(s) \end{cases} \quad (7)$$

단,  $\dot{\omega}_h$ 를 속도자이로 출력을 미분해서 얻을 경우 미분에서 발생하는 잡음에 대한 민감도 완화에 대한 고려가 필요하다.

#### 3.2 되먹임 제어

식(7)에서 되먹임제어  $T_{m,fb}$ 에 다음과 같이 일반적인 I-P제어를 적용하면,

$$T_{m,fb} = \frac{K_i}{s} (\omega_r - \omega_L) - K_p \omega_L \quad (8)$$

여기서  $\omega_r$ 은 속도 기준입력이며,  $K_p$ 와  $K_i$ 는 각각 비례, 적분제어 이득이다.

식(8)을 적용한 폐회로의 특성방정식은 식(9)와 같다.

$$p(s) = J_m J_L s^2 \{s^2 + \omega_p^2\} + NK_{eq} (K_p s + K_i) = 0 \quad (9)$$

식(9)에서  $s^3$ 항의 계수가 영이므로 계는 불안정하다. 구체적으로 식(9)를 다음으로 쓰면

$$p(s) = 1 + k \frac{(s+z)}{s^2 \{s^2 + \omega_p^2\}} = 0 \quad (10)$$

여기서  $k = NK_{eq} K_p / J_m J_L, z = K_i / K_p$ 이다.

Fig. 4는 식(10)의 근궤적으로,  $k$ 의 증가에 따라 허수축 상의 극점이 우평면에서 발산하므로 폐회로는 불안정함을 확인할 수 있다. 이는 모터부의 제어에서 많이 사용되는 식(8)의 I-P제어로는 안정화가 불가능함을 보인다. 물리적으로 이 제어는 감쇠가 없는 진동모드에 감쇠를 부여할 수 없기 때문이다.

따라서 식(7)에서  $\Delta\omega$ 의 동특성에 감쇠를 부여할 필요가 있다. 즉, 식(11)과 같이 되먹임 제어를 정의하면

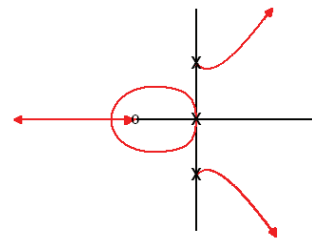


Fig. 4 Roots loci of Eq. (10)

$$T_{m,fb} = T_{fb}^1 + T_{fb}^2$$

$$T_{fb}^1 = -\left(K_a + \frac{K_b}{s}\right)\Delta\omega \quad (11)$$

여기서  $K_a$ 와  $K_b$ 는 각각 비례, 적분제어 이득이다.

$\Delta\omega$ 의 동역학은 아래와 같이 감쇠가 존재하며, 고유진동수도 증가하게 된다.

$$\Delta\Omega = \frac{J_L s}{B(s)} T_{fb}^2(s) - \frac{N J_m s}{B(s)} T_d(s) \quad (12)$$

$$B(s) = J_m J_L \left[ s^2 + \frac{K_a}{J_m} s + \left( \omega_p^2 + \frac{K_b}{J_m} \right) \right].$$

물리적으로  $K_a$ 와  $K_b$ 는 감쇠 없이 강성만을 갖는 모터와 부하의 연결축에 감쇠와 추가적인 강성을 부여하는 역할을 하게 된다.

식 (11)에서 되먹임 제어  $T_{fb}^2$ 에 식 (8)을 적용하면, 폐회로의 특성방정식은 식 (13) 또는 식 (14)가 된다.

$$p(s) = s^2 B(s) + N K_{eq} (K_p s + K_i) = 0 \quad (13)$$

$$p(s) = 1 + k \frac{(s+z)}{s^2 \left\{ s^2 + \frac{K_a}{J_m} s + \left( \omega_p^2 + \frac{K_b}{J_m} \right) \right\}} = 0 \quad (14)$$

식 (14)의 근궤적은 Fig. 5와 같다. Fig. 4와 달리 근궤적은 식 (11)의 제어기에 의한 안정한 극점과 원점에서 출발하며, 모든 극점이 좌측 평면에 존재하는  $k$ 의 범위가 존재하므로, 폐회로는 안정화가 가능하다.

따라서 진동모드에 감쇠를 부여하는 것이 계의 안정화에 필수적임을 확인할 수 있다.

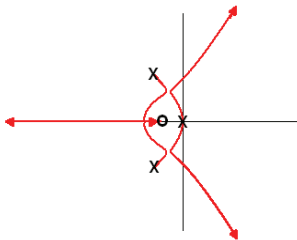


Fig. 5 Roots loci of Eq. (14)

결론적으로 앞의 제어기를 통합한 식 (15)의 제어기를 적용한 계의 블록선도는 Fig. 6, 폐회로 모델은 식 (16), 폐회로 특성방정식은 식 (17)과 같다.

$$T_m = \frac{K_i}{s} (\omega_r - \omega_L) - K_p \omega_L - \left( K_a + \frac{K_b}{s} \right) \Delta\omega - (N-1) J_m \dot{\omega}_h \quad (15)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \Omega_L &= \frac{s \{ J_m s^2 + K_a s + (K_b + K_{eq}) \}}{p(s)} T_d \\ \Delta\Omega_L &= -\frac{s \{ N J_m s^2 + K_p s + K_i \}}{p(s)} T_d \end{aligned} \right. \quad (16)$$

$$p(s) = J_m J_L s^4 + J_L K_a s^3 + \left\{ (J_L + N^2 J_m) K_{eq} + J_L K_b \right\} s^2 + N K_{eq} K_p s + N K_{eq} K_i \quad (17)$$

여기서 표현의 편의를 위해  $\omega_r = 0$ 으로 가정하였다.

식 (16)에서와 같이 안테나의 안정화 동역학과와의 비틀림 동역학의 안정성은 식 (17)의 다항식  $p(s)$ 에 의해 결정됨을 알 수 있다. 따라서  $p(s)$ 를 안정한 다항식이 되도록 제어기를 설계하면 계의 안정성을 확보할 수 있다.

Fig. 6에서와 같이 이 제어기는 내부의 PI-제어와 외부의 IP-제어를 합한 형태이다.

식 (17)에서 각 항의 계수에 각 제어기 이득이 독립적으로 포함되어 있으므로 극점배치 방법을 이용한 제어기 설계가 가능하다. 즉,

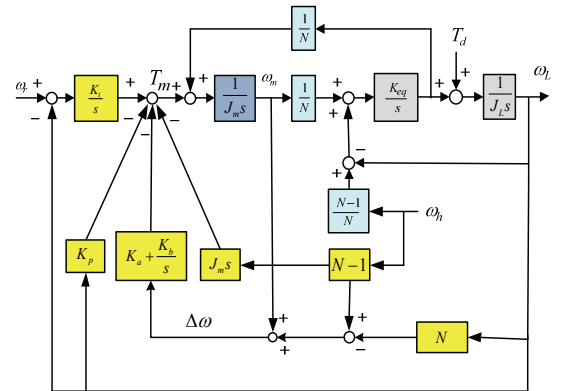


Fig. 6 Block diagram of closed-loop system

$$p(s) = J_L J_m \left\{ s^2 + 2\zeta_a \omega_a s + \omega_a^2 \right\} \left\{ s^2 + 2\zeta_b \omega_b s + \omega_b^2 \right\} \quad (18)$$

여기서  $\zeta_a$ ,  $\zeta_b$ ,  $\omega_a$ ,  $\omega_b$ 는 각각 원하는 폐회로의 극점을 결정하는 감쇠비, 고유진동수이다.

식 (18)에서 폐회로의 대역폭은  $\omega_a$ 와  $\omega_b$  중 작은 양에 의존하며, 제어기 이득은  $(\zeta_a, \zeta_b), (\omega_a, \omega_b)$ 의 큰 값에 의존하므로, 동일한 대역폭을 유지하며, 제어 이득을 작게 하기 위해 식 (18)은 식 (19)로 대치할 수 있다

$$p(s) = J_L J_m \left\{ s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2 \right\}^2 \quad (19)$$

식 (17)과 식 (19)에서 제어기 이득은 다음과 같이 결정된다.

$$\begin{aligned} K_a &= 4J_m \zeta \omega_n \\ K_b &= 2J_m (1 + 2\zeta^2) \omega_n^2 - \left( 1 + N^2 \frac{J_m}{J_L} \right) K_{eq} \\ K_p &= \frac{4J_L J_m \zeta \omega_n^3}{NK_{eq}} \\ K_i &= J_L J_m \omega_n^4 / NK_{eq} \end{aligned} \quad (20)$$

이때 안정화 위치오차  $\theta_L$ 는 식 (16)에서 다음으로 결정된다.

$$\theta_L = \frac{J_m s^2 + K_a s + \left( K_b + K_{eq} \right)}{J_L J_m \left\{ s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2 \right\}^2} T_d \quad (21)$$

외란토크가 저주파의 정현파일 경우 정상상태 안정화 위치오차는 식 (21)에서 식 (22)로 근사화된다.

$$\left| \theta_L \right|_{\max} \cong \frac{2(1 + 2\zeta^2) \omega_n^2 - \frac{N^2}{J_L} K_{eq}}{J_L \omega_n^4} \left| T_d \right|_{\max} \quad (22)$$

식 (22)에서 외란의 최대 크기  $\left| T_d \right|_{\max}$ 를 알면 요구되는 안정화 오차 허용 범위  $\left| \theta_L \right|_{\max}$ 를 만족하는  $\omega_n$ 가 결정되며, 따라서 식 (20)에서 제어이득이 정해진다.

#### 4. 실험 및 결과

앞에서 제안한 제어 알고리즘을 Fig. 7의 OTM 단말기 안테나 안정화에 적용하였다. 안테나의 제원은 Table 1과 같다. 안정화는 선회부와 고저부 안정화가 동시에 이루어져야 하나, 두 축의 안정화 개념은 유사하므로 지면 관계상 고저축 안정화만을 제시하였다. Fig. 7에서 안테나 뒤편에는 안테나의 고저와 선회방향 각속도를 측정하는 2-축 속도자이로가 장착되어 있다. 또한 선회부에는 선회부의 피치 각속도( $\omega_h$ ) 측정을 위한 속도자이로를 장착하였다.

식 (20)에서 폐회로 극점배치 방법으로 제어기를 설계하였으며, 이때 식 (19)에서  $\zeta=0.8$ ,  $\omega_n=20$  Hz로 정하였다. 폐회로의 대역폭을 결정하는 진동수  $\omega_n$ 은 식 (22)에서와 같이 클수록 안정화 오차를 감소시킬 수 있으나, 너무 크면 제어입력의 크기가 커지고 계의 진동을 유발할 수 있으므로 이를 고려하고, 발생하는 외란의 크기와 안정화 오차 규격을 만족하는 범위에서 적절히 선정하였다. 감쇠비는 식 (22)에서 작을수록 안정화 오차가 작아지나 너무 작은 값을

Table 1 System parameters

Variable	Symbol	Value
Inertia, motor	$J_m$	$2.5 \times 10^{-4} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$
Inertia, antenna	$J_L$	$5.35 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$
Stiffness	$K_{eq}$	$18.01 \text{ Nm/rad}$
Gear ratio	$N$	144.5

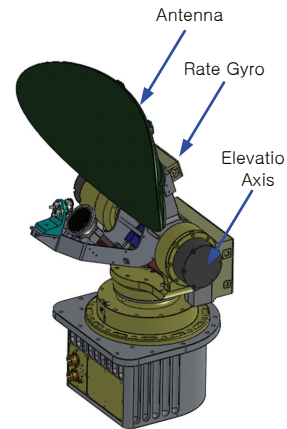


Fig. 7 Photo of OTM antenna

선택하면 과도응답이 발생되므로 이를 고려하여 적절히 선정하였다.

설계된 제어를 적용하여 계가 안정함을 확인하였으며, 차량운동이 존재할 경우 안정화 성능실험을 수행하였다. 이를 위해 Fig. 7의 OTM 안테나를 3-축 운동모의기에 설치하였으며, 이 운동모의기로 차량 운동을 재현하였다.

Fig. 8은 운동모의기로 고저방향, 크기  $5^\circ$ , 주파수 0.5 Hz의 운동을 구현한 상태에서 측정된 안정화 각도오차이다. 이때 외란은 식 (5)에서 차량의 각속도 관련 토크,  $T_d$ 로 표현된 마찰 토크, 질량불균형 토크 등이 있다. Fig. 8.1은 식 (6)의 차량운동보상제어(VMC) 미적용시 안정화 오차로 첨두치(peak to peak)가 1.34 mrad이며, Fig. 8.2는 차량 운동보상제어 적용시 첨두치 1.33 mrad의 안정화 오차를 보였다. 두 경우 오차의 차이가 거의 없는 이유는 차량운동에 의한 외란토크는 차량의 각속도에 비례하며, 0.5 Hz에서의 이 외란은 다른 외란에 비해 상대적으로 작기 때문이다.

Fig. 9는 고저방향, 크기  $5^\circ$ , 주파수 1 Hz 운동을 구현한 때의 안정화 오차로, 차량운동 미보상 경우인 Fig. 9.1에서는 첨두치가 2.24 mrad인데 비해, 보상한 경우인 Fig. 9.2에서는 첨두치가 1.75 mrad로

약 22%의 감소를 보였다. 이는 차량운동의 주파수가 높을수록 차량운동에 의한 외란토크가 증가하며, 따라서 보상제어의 효과가 커지기 때문이다. Fig. 9.3은 VMC를 적용한 경우 비틀림 각속도로 비틀림 동역학도 제안된 제어에 의해 안정화되었음을 확인할 수 있다.

Fig. 10은 무한궤도차량이 시험 기준 노면(RRC-9) 코스를 24 km/h의 속도로 주행할 때의 차량의 피치 방향 각속도로, OTM 단말기의 안정화 성능 평가조건이다. 스펙트럼 분석 결과 차량운동은 1 Hz 성분이 주를 이루고 있음을 알 수 있다.

Fig. 11.1은 Fig. 10의 차량운동을 운동모의기로 재현한 상태에서 측정된 안정화 오차로 표준편차가

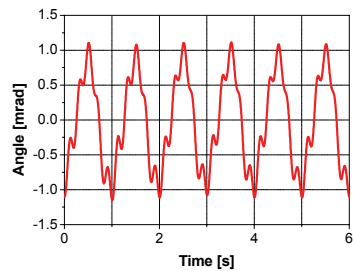


Fig. 9.1 Stabilization error w/o VMC

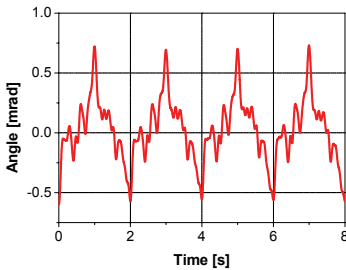


Fig. 8.1 Stabilization error w/o VMC

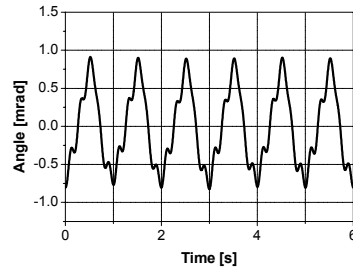


Fig. 9.2 Stabilization error w/ VMC

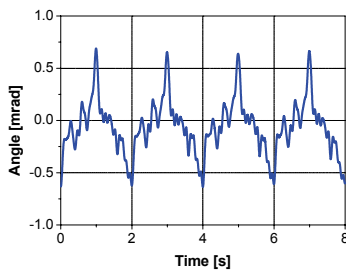


Fig. 8.2 Stabilization error w/ VMC

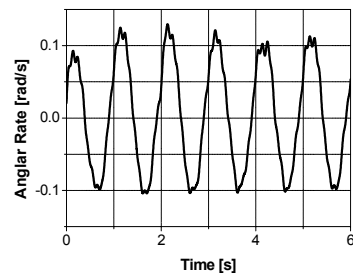


Fig. 9.3 Torsional rate w/ VMC

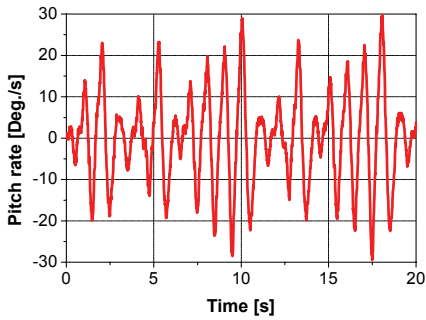


Fig. 10 Pitch rate of moving vehicle

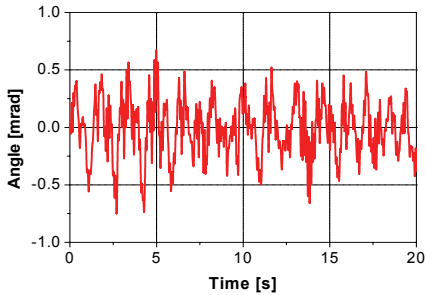


Fig. 11.1 Stabilization error w/o VMC

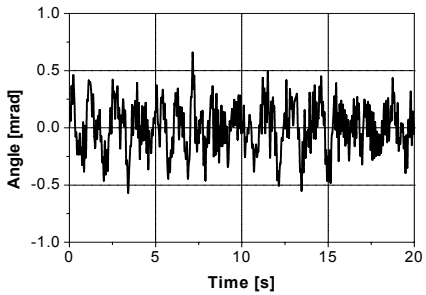


Fig. 11.2 Stabilization error w/ VMC

0.237 mrad이며, 여기에 차량운동보상제어를 적용한 Fig. 11.2에서는 표준편차가 0.198 mrad로 약 16%의 감소를 보였다. 이 결과로부터 차량운동 보상제어는 안정화 오차의 감소에 효과가 있음을 확인하였다.

## 5. 결 론

이동 차량과 위성과의 통신을 위한 OTM 단말기 안테나의 안정화 제어 알고리즘을 제시하였다. 구동부에 포함된 기어, 구동축의 탄성을 고려한 운동방

정식을 도출하였으며, 대상 시스템의 제원을 기초로 이질량 동역학 모델을 제시하였다. 구동시스템의 안정성 확보를 위해 진동모드에 감쇠를 부여할 내부의 진동모드 속도 PI-제어와 안정화를 위한 외부의 부하 속도 PI-제어를 제안하였다. 이 제어구조에서 제어기 이득은 폐회로 극점배치 방법을 적용 설계할 수 있다. 또한 기어비에 의해 발생하는 차량운동 관련 외란토크의 보상제어방법을 제시하였다. 제시된 제어기 설계 알고리즘을 실제 OTM 안테나 구동계에 적용하여 타당성과 성능을 확인하였으며, 특히 차량운동보상제어기가 안정화 성능 향상에 효과가 있음을 실험적으로 검증하였다.

## 후 기

이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업(No. 2010-0008252) 지원에 의한 결과임.

## 참 고 문 헌

- (1) Debruin, J., 2008, Control Systems for Mobile Satcom Antennas, IEEE Control Systems Magazine, pp. 86~101.
- (2) Masten, M. K., 2008, Inertially Stabilized Platforms for Optical Imaging Systems, IEEE Control Systems Magazine, pp. 47~64.
- (3) Hilkert, J. M., 2008, Inertially Stabilized Platform Technology, IEEE Control Systems Magazine, pp. 26~46.
- (4) Kennedy, P. J. and Kenny R. L., 2003, Direct Versus Indirect Line of Sight(LOS) Stabilization, IEEE Trans. on Control Systems Technology, Vol. 11, No. 1, pp. 3~15.
- (5) Lin, C. L. and Hsiao, Y. H., 2001, Adaptive Feedforward Control for Disturbance Torque Rejection in Seeker Stabilization Loop, IEEE Trans. on Control Systems Technology, Vol. 9, No. 1, pp. 108~121.
- (6) Lim, J. K., Choi, Y. J., Lyou, J., Seok, H. D., Kim, B. U. and Kang, M. S., 2005, Adaptive Disturbance Compensation Control for Heavy Load



Target Aiming System to Improve Stabilization Performance, Transactions of the Korean Society for Noise and Vibration Engineering, Vol. 15, No. 11, pp. 1303~1310.

(7) Seong, K. J., Kang, H. G., Yeo, B. Y. and Lee, H. P., 2006, The Stabilization Loop Design for a Two-axis Gimbal System Using LQG/LTR Controller, SICE-ICASE International Joint Conference, pp. 755~759.

(8) Kang, M. S. and Cho, Y. W., 2010, Stabilization Control of Line of Sight of OTM(on-the-move) Antenna, Transactions of the Korea Institute of Electrical Engineers, Vol. 59, No. 11, pp. 2073~2082.

(9) Nam, B. U., Kim, H. S., Lee H. J. and Kim, D. H., 2008, Optimal Speed Controller Design of the Two-inertia Stabilization System, World Academy of Science, Engineering and Technology 41, pp. 155~160.

(10) Szabat, K. and Kowalska, T. O., 2007, Vibration Suppression in a Two-mass Drive System Using PI Speed Controller and Additional Feedback-comparative Study, IEEE Trans. on

Industrial Electronics, Vol. 54, No. 2, pp. 1193~1206.

(11) Chih, S. and Cheng, S., 2009, Analysis and Suppression of Torsional Vibrations for the Permanent Magnet Synchronous Motor-load System, Proc. Of the 2009 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics. pp. 3359~3364.

(12) Gang, G. and Furusho, J., 2000, Speed Control of Two-inertia System by PI/PID Control, IEEE. Trans. Industrial Electronics, Vol. 47, No. 3, pp. 603~609.

(13) Hace, A., Jezernik, K. and Sabanovic, A., 2007, SMC with Disturbance Observer for a Linear Belt Drive, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 6, pp. 3402~3412.

(14) Hace, A., Jezernik, K. and Sabanovic, A., 2005, Improved Design of VSS Controller for a Linear Belt-driven Servomechanism, IEEE/ASME Trans. on Mechatronics, Vol. 10, No. 4, pp. 385~389.

(15) Hace, A., Jezernik, K. and Terbuc, M., 2001, VSS Motion Control for a Laser-cutting Machine, Control Engineering Practice, Vol. 9, No. 1, pp. 67~77.