

고주파 전압 신호주입을 이용한 속도검출기가 없는 유도전동기의 광범위 속도 제어

손요찬, 하정익, 설승기
 서울대학교 공과대학 전기공학부

Sensorless Speed Control of Induction Motor at Wide Speed Control Range Using High Frequency Voltage Signal Injection

Yo-ch'an Son, Jung-ik Ha and Seung-Ki Sul
 School of Electrical Engineering, Seoul National University

Abstract - This paper describes a field orientation control of an induction motor without any speed transducer and proposes a wide-range speed control strategy with the field orientation algorithm. The difference of impedances between the direct and quadrature axis at the injected signal is used for the sensorless field orientation control. But this algorithm has some limitations and should be supported by other method at high speed.

In this paper, a sensorless speed control of an induction motor for wide speed range operation is proposed. The proposed algorithm is verified by experimental results.

1. 서 론

유도전동기의 자속 기준 제어는 개루프 방식의 전압-주파수 일정 제어나 슬립 주파수 제어 방식에 비해 빠른 토오크 제어를 가능하게 한다. 하지만 자속 기준 제어가 성립되기 위해서는 위치 혹은 속도 검출기를 사용해 순시적으로 전기각을 검출해야만 한다. 속도 검출기로는 일반적으로 광학식 엔코더(encoder)를 사용하는데 이는 충격 및 진동 등 기계적으로 취약하고 전체적인 비용을 상승시키는 요인이 된다.

기존의 속도 검출기가 없는 백터제어에 대한 연구는 크게 전동기의 상태방정식을 이용한 연구[1-3]와 전동기의 물리적 특성을 이용한 연구[4-9]로 나눌 수 있다.

상태방정식을 이용한 연구는 전동기의 전류 모델과 전압 모델로부터 관측기를 구성하여 전동기의 전기각 및 속도를 얻는 방식이다. 기본적으로 전동기 정수값 설정에 영향을 받으며, 특히 저속 영역에서는 출력 전압이 매우 작기 때문에 데드타임(dead time), 영전류 클램핑 현상(zero current clamping) 등에 의해 PWM 인버터를 통해 출력되는 전압 지령값에 큰 외란이 섞이게 된다. 출력 전압의 크기가 외란에 비해 매우 큰 고속 영역에서는 저역 통과 필터를 사용하여 비교적 정확한 추정 결과를 얻을 수 있지만 저속 영역에서 이러한 전압정보를 사용하는 관측기의 안정성은 매우 낮아지게 된다.

전동기의 물리적인 특성을 이용한 연구로는 측정된 전류로부터 회전자 슬롯에 의한 고조파(slot harmonics)를 추출하여 속도정보를 얻는 방식[4-6]과 고주파 주입 시 나타나는 전동기의 돌극성을 이용하는 방식[7-9] 등이 있다. 회전자 슬롯에 의한 고조파를 이용하는 [4-6]의 경우, 범용 유도전동기는 토오크의 맥동성을 억제하기 위해 회전자 각 스류(skew) 되어 있으므로, 일반적인 유도전동기에 적용하기 힘들다. 또한 상전압을 직접 측정하거나[5], 중성점 전압을 측정하여야 하므로[6] 부가적인 결선과 단자가 필

요하다. [7-9]에서는 높은 주파수에서의 돌극성을 이용하지만, [7]의 경우 회전자 누설 자속의 차이를 이용하므로 폐슬롯(closed-slot) 형태의 유도전동기에는 적용하기 어렵다.

고주파에서 전동기의 돌극성을 이용한 방식은 일반적인 폐슬롯 형태의 유도전동기의 영속도 혹은 낮은 속도에서 뛰어난 제어 특성을 가지고 있다[8-9]. 하지만 이러한 방식은 돌극성을 측정하기 위해 고주파 신호를 주입하므로, 전동기의 소음과 손실을 증가시키며 특히 PWM인버터의 전압 제한 때문에 높은 속도에서 적용하기 힘들다. 따라서 넓은 범위의 속도에서 안정된 운전이 이루어지기 위해서는 고주파 주입에 의한 제어 방식을 고속 영역에 적합한 다른 방법으로 보완하여야 한다. 역기전력을 이용한 전압 모델을 기본으로 한 방법은 중간 혹은 고속 영역에서 적합하며 무난한 성능을 얻을 수 있다. 본 논문에서는 고주파에서 전동기의 돌극성을 이용한 저속 모델과 상태 방정식으로 부터 얻어지는 고속 모델을 사용하여 속도 추정 알고리즘과 속도에 따른 적절한 알고리즘을 제한한다. 제안된 방법은 속도 검출기가 없이 전 속도 영역에서 속도 제어를 가능하게 한다. 본 알고리즘의 타당성은 실험을 통해 확인한다.

2. 본 론

2.1 고주파에서의 돌극성을 이용한 전기각 추정

저속영역에서 ω_h 의 신호가 주입될 때, 전동기의 동기 좌표계 전압방정식은 다음과 같이 근사화된다.

$$\begin{aligned} v_{d\alpha}^* &= \left(r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2} + j\omega_h L_o \right) i_{d\alpha}^* \approx z_{d\alpha} i_{d\alpha}^* \quad (1) \\ v_{q\alpha}^* &= (r_s + j\omega_h L_o) i_{q\alpha}^* \approx z_{q\alpha} i_{q\alpha}^* \end{aligned}$$

높은 주파수에서 표피효과(skin effect)에 의해 회전자의 저항 r_r 은 기본주파수에서의 값에 비해 수십 배 커지게 되며, 고정자 과도 인덕턴스 L_o 는 작아지게 된다[10]. 따라서 고주파에서 식(1)의 d축과 q축의 임피던스의 차이는 어느 정도 측정 가능한 값을 가진다.

그림 1은 동기 좌표계상에서 실제 자속의 위치 d^e 와 추정된 자속의 위치 d^i 사이의 관계를 나타낸다. 고주파 주입시 나타나는 임피던스의 차이를 추정하기 위해 d^i 축에 맥동하는 고주파의 신호 $v_{d\alpha}^i = v_D \sin \omega_i t$ 를 인가하고 d^e 축에서 $\pm 45^\circ$ 떨어진 d^{m-} 과 d^{m+} 좌표축에서 고주파의 전류성분을 측정한다. d^e 축과 d^i 축 사이의 추정 오차를 θ_{em} 라 할 때, 임피던스는 식 (2)과 같이 얻어진다.

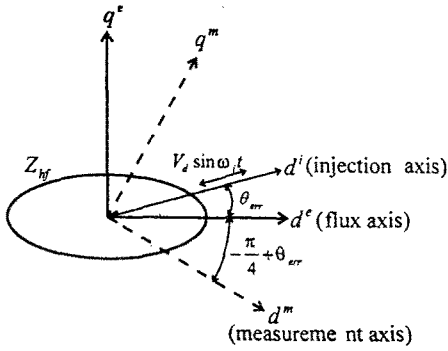


그림 1. 동기 좌표계상의 좌표축

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^i \\ v_{qs}^i \end{bmatrix} = Z_{hf}(\theta_{err}) \begin{bmatrix} i_{ds}^i \\ i_{qs}^i \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$= \begin{bmatrix} S + D \cos 2\theta_{err} & -D \sin 2\theta_{err} \\ -D \sin 2\theta_{err} & S - D \cos 2\theta_{err} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^i \\ i_{qs}^i \end{bmatrix}$$

여기서 $S = \frac{1}{2}(z_d + z_q)$, $D = \frac{1}{2}(z_d - z_q)$ 이다.

d^m 축과 q^m 축에서 측정된 전류의 차이는 식(3)과 같다.

$$Err = |i_d^m|^2 - |i_q^m|^2 = Y_{err} \sin 2\theta_{err} \approx 2Y_{err} \theta_{err} \quad (3)$$

즉, 이 전류의 차이로부터 전기각 추정오차에 비례하는 값을 얻을 수 있고 이로부터 그림 2와 같은 방법을 통해 전기각을 추정할 수 있다[8].

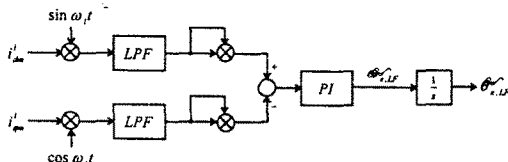


그림 2. 고주파 주입신호를 이용한 전기각 검출

2.2 전압 모델을 이용한 자속 추정

고정자 전압식으로부터 식(5)와 같이 회전자 자속을 얻을 수 있다.

$$\vec{\lambda}_{dqs}^s = \int (\vec{v}_{dqs}^s - r_s \vec{i}_{dqs}^s) dt \quad (4)$$

$$\vec{\lambda}_{dqr}^s = \frac{L_m}{L_r} (\vec{v}_{dqs}^s - L_\sigma \vec{i}_{dqs}^s) \quad (5)$$

식(4)에서의 순수적분은 PWM 인버터로 구동되는 시스템에서 데드타임등의 옵셋을 가진 외란에 의해 발생하게 된다[11]. 순수적분 대신에 사용되는 것이 저역통과 필터이다. 하지만 저역통과 필터는 동작주파수에 해당하는 위상 지연을 항상 수반하게 되고 이는 (5)로부터 계산되는 전기각에는 위상지연에 해당하는 만큼의 오차가 항상 포함된다. 식(4)의 순수적분은 다음 식(6)과 같이 변형될 수 있다.

$$\vec{\lambda}_{dqs}^s = \frac{1}{s + \omega_c} (\vec{v}_{dqs}^s - r_s \vec{i}_{dqs}^s) + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \vec{\lambda}_{dqs,FB}^s \quad (6)$$

여기서 $\vec{\lambda}_{dqs}^s = \vec{\lambda}_{dqs,FB}^s$ 이면 순수 적분기와 같다. 앞 식에서 오른쪽의 첫 번째 항은 입력에 대해 저역통과 필터처럼 작용하고 두 번째 항은 저역통과 필터에 의

한 출력을 보상하는 궤환항으로 생각할 수 있다. 식(4)에서 적분 결과는 고정자 자속이므로 물리적으로 자속의 크기를 고정시키고 자속각은 유지시키는 방식으로 식(6)의 $\vec{\lambda}_{dqs,FB}^s$ 을 보상한다면 적분결과에 위상 지연이 포함되지 않는다.

$$\vec{\lambda}_{dqs}^s = \frac{1}{s + \omega_c} (\vec{v}_{dqs}^s - r_s \vec{i}_{dqs}^s) + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \text{sat}(\lambda) e^{j\theta} \quad (7)$$

그림 3은 이와 같은 원리로 구현된 자속 추정기의 블록 다이어그램이다.

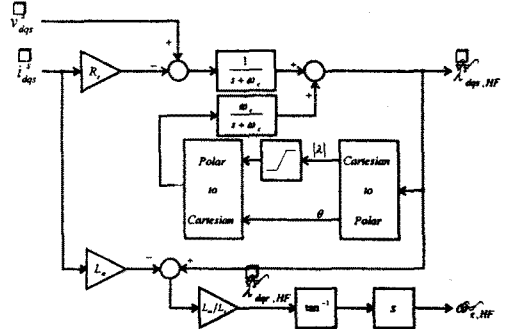
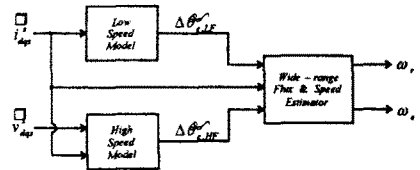


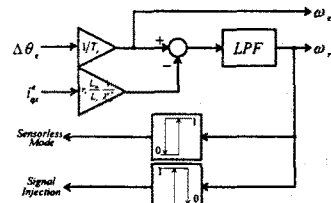
그림 3. 전압 모델을 이용한 자속 추정기

2.3 전동기 속도에 따른 추정 알고리즘 전환

2.1절에서 언급한 자속 추정방식은 다음과 같은 제한조건을 가진다. 우선 전기각 검출을 위해 주입하는 신호에 의해 부가적인 손실이 발생한다. 또한 주입되는 고주파 전압 신호에 의해 낮은 주파수의 기본파 전류제어가 영향을 받지 않아야 하므로 이에 따라 전류제어의 대역폭이 제한을 받게 된다. 무엇보다도, 전동기의 속도가 증가하거나 급격한 가속으로 인해 기본파 전압이 상승할 경우, 고주파 전압 신호 주입을 위한 전압 마진이 줄어들게 된다. 따라서 전동기 속도상승에 따른 추정 알고리즘의 전환이 필요하다. [4]에서 제안한 자속 추정방식과 같이 저속 영역과 고속 영역을 필터의 개념을 사용하여 결합하는 방식은 여기서와 같이 전기각 추정 알고리즘이 서로 다른 알고리즘의 전환에는 적합하지 않다.



(a) 제안된 자속 및 속도 추정 알고리즘



(b) 속도 추정 및 추정 알고리즘 전환

그림 4. 속도 검출 알고리즘 및 자속 추정 알고리즘의 전환

그림 4는 전동기 속도 추정과 그에 따른 자속추정 알고리즘의 절환을 나타내는 블록 다이어그램이다. 전기각 추정을 위한 2.1절과 2.2절의 알고리즘과 저속에서 전기각 추정을 위해 주입되는 신호는 전동기의 속도에 따라 히스테리시스 폭을 가지고 절환된다.

저속 영역에서의 자속 추정은 식(8), (9)와 같이 이루어진다.

$$\vec{\lambda}_{dqr}^s = \lambda_r^* e^{j\theta_{e,LS}} \quad (8)$$

$$\vec{\lambda}_{dqs}^s = \frac{L_r}{L_m} \vec{\lambda}_{dqr}^s + L_a i_{ds}^s \quad (9)$$

저속 운전시 식(8), (9)와 그림 2의 알고리즘으로 계산된 자속값으로 그림 3의 자속 추정기의 적분항의 값을 초기화시키면 저속 영역에서 고속 영역으로 절환시 그림 3의 자속 추정값의 연속성을 보장할 수 있다. 마찬가지로 고속 운전시 고속 모델에서 얻어진 전기각의 미분값으로 저속 모델의 PI제어의 적분항을 초기화시키면 고속 영역에서 저속 영역으로 절환시 전기각 추정값의 연속성을 보장할 수 있다.

회전 속도의 추정은 다음과 같이 이루어진다. 서보 드라이브와 같은 특수한 상황을 제외하고 일반적으로 전동기는 기계적으로 관성부하나 마찰부하에 연결되어 운전되므로 기계적 시정수는 전기적 시정수에 비해 매우 크다. 따라서 전동기의 회전 속도의 변화는 기본파 주파수의 변화나 슬립 주파수의 변화에 비해 매우 느리게 진행된다. 이를 이용해 그림 2와 3에서 얻어진 전기각의 변화량으로부터 전동기의 회전 속도는 식(10)과 같이 얻어질 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \left(\hat{\omega}_e - r_r \frac{L_m}{L_r} \frac{i_{qr}^e}{\lambda_{dr}^e} \right) \quad (10)$$

식(10)의 형태는 일종의 미분관측기로 전기각 추정 오차와 같은 높은 주파수의 외란을 억제하고 낮은 주파수만을 미분하는 효과가 있다. 하지만 이러한 필터의 도입으로 인해 전동기의 속도제어 대역폭은 필터의 차단주파수 이하로 제한받게 된다.

2.4 실험 결과

실험은 PWM IGBT인버터로 구동되는 3.7kW 범용 유도전동기를 대상으로 하였다. 사용된 전동기의 사양은 다음과 같다.

표 1. 전동기 사양	
전기적 사양	220V, 3.7 kW
	3상, 4극
	60Hz, 1730rpm
	$r_s = 0.55\Omega$, $r_r = 0.3\Omega$
	$L_m = 59mH$, $L_\sigma = 3.6mH$
기계적 사양	$J_m = 0.02kg \cdot m^2$
	Frame : 112M
	회전자 형상 : Squirrel Cage/Closed Slot

제안된 알고리즘은 Texas Instrument사의 TMS320C31 DSP로 구현되었다. 전동기는 정격 자속하에서 운전되며 저속 모델에서 전기각 추정을 위해 주입되는 전압 신호의 크기는 최대 60V이며 주파수는 500Hz이다. 인버터의 스위칭 주파수는 5kHz, 전류 샘플링 주파수는 10kHz이며 전류제어의 대역폭은 1000rad/sec이다. 안정된 속도 검출 및 자속 검출 알고리즘의 절환을 위해 2.3절에서 제안한 알고리즘이 사용되었다. 속도 검출을 위한 2차 저역통과필터의 대역폭은 100rad/sec이며 속도제어의 대역폭은

30rad/sec이다. 전동기의 실제 회전 속도를 관찰하기 위하여 1.024ppr의 엔코더를 사용하였다.

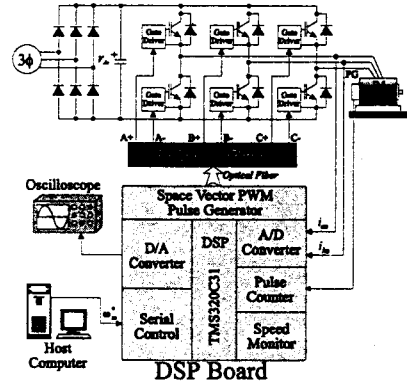


그림 5. 실험 장치의 구성

그림 6은 $\omega_{rpm} = -40rpm$ 에서 $+40rpm$ 으로 정역 운전시의 파형이다. 무부하시 입력 전압의 주파수는 대략 $\omega_e = -8rad/sec$ 에서 $8rad/sec$ 사이로 이 때의 기본파 전압의 지령값은 테드타임이나 영전류 클램프 현상등에 의한 외란의 크기에 비해 매우 작아지므로 상태 방정식을 이용한 방식으로는 자속의 추정이 불가능하며 따라서 안정된 속도제어가 불가능하다. 그림 6에서 전동기는 2.1절에서 제안된 자속 및 속도 추정 방식에 따라 운전된다.

그림 7은 $\omega_{rpm} = 800rpm$ 에서 $1200rpm$ 으로 정역 운전시의 파형이다. 중간 혹은 정격 속도에서는 PWM 운전으로 인한 전압의 왜곡이 매우 작으므로 2.2절에서 제안한 고속 모델로 비교적 정확한 자속의 추정이 가능해진다.

그림 8은 $\omega_{rpm} = -40rpm$ 에서 $400rpm$ 으로 정역 운전시의 파형이다. 저속 영역에서 고속 영역으로의 절환은 $\omega_{rpm} = 240rpm$ 에서 이루어지며, 저속 영역에서 신호 처리의 신뢰성을 위해 고주파 전압신호는 $\omega_{rpm} = 280rpm$ 까지 주입된다. 그림 7에서 $\omega_{rpm} = 160rpm$ 에서 고속 영역에서 저속 영역으로의 추정 알고리즘의 절환이 일어나며 저속 영역에서의 신호 처리를 위해 $\omega_{rpm} = 260rpm$ 부터 고주파 전압신호가 주입된다. 추정된 속도와 전기각, 토크의 파형으로 부하 양호한 속도 제어 성능과 부드러운 추정 알고리즘의 절환이 이루어지는 것을 알 수 있다.

그림 8의 추정된 속도 파형에서 동작 모드에 따라 속도 제어 응답이 약간 다르게 나타나는 것은 자속 추정 알고리즘으로부터 얻어지는 전동기 속도의 응답성이 다르기 때문이다.

3. 결 론

본 논문에서는 고주파 주입시 나타나는 전동기의 돌극성을 이용한 저속 모델과 상태 방정식으로부터 얻어지는 고속 모델을 사용하여 전 속도 범위에서 안정된 특성을 가지는 속도 검출기가 없는 유도 전동기의 속도 제어 알고리즘을 제안하였다. 고주파에서 전동기의 돌극성을 이용한 방식은 일반적인 폐쇄루프 형태의 유도 전동기의 영속도 혹은 낮은 속도에서 뛰어난 제어 특성을 가지지만 돌극성을 측정하기 위해 고주파 신호를 주입하기 때문에 전압 역분이 부족한 고속 영역에서는 다른 방법으로 보완되어야 한다. 역기전력을 이용한 전압 모델을 기본으로 한 제안된 고속 모델은 중간 혹은

은 고속 영역에서 적합한 성능을 얻을 수 있다. 제안된 방법은 속도 검출기가 없이 전 속도 영역에서 제어를 가능하게 하며 저속 모델과 고속 모델의 부드러운 전이를 보장한다. 본 알고리즘의 타당성은 실험을 통해 확인되었다.

[참고 문헌]

- [1] C.Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers", *IEEE Trans. on IA*, vol. 28, no. 5, pp.1054-1061, Sep/Oct 1992
- [2] H.Kubota, K.Matsuse and T.Nakano, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor", *IEEE Trans. on IA*, vol. 29, no. 2, pp.344-348, Mar/Apr 1993
- [3] T.Ohtani, N.Takada and K.Tanaka, "Vector control of induction motor without shaft encoder", *IEEE Trans. on IA*, vol. 28, no. 1, pp.157, 164, 1992
- [4] K.D.Hurst, T.G.Habetler, G.Griva and F.Profumo, "Speed sensorless field-oriented control of induction machines using current harmonic spectral estimation", *Conf. Rec. IEEE Ann. Mtg.*, pp.601-607, 1994
- [5] M.Ishida and K.Iwata, "A new slip frequency detector of an induction motor utilizing rotor slot harmonics", *IEEE Trans. on IA*, vol. 20, no. 3, May/June 1984
- [6] J.Holtz, "Sensorless position control of induction motors - an emerging technology", *Conf. Rec. IEEE IECON Ann. Mtg.*, pp.11-112, 1998
- [7] P.L.Jansen and R.D.Lorenz, "Transducerless field orientation concepts employing saturation-induced saliencies in induction machines", *Conf. Rec. IEEE IAS Ann. Mtg.*, pp.174-181, 1995
- [8] J.I.Ha and S.K.Sul, "Sensorless field orientation control of an induction machine by high frequency signal injection", *Conf. Rec. IAS Ann. Mtg.*, pp.426-423, 1997
- [9] J.I.Ha and S.K.Sul, "Sensorless field orientation control by high frequency injection, for overall frequency range induction machine drives", *Conf. Rec. ICEE*, pp.71-74, 1998
- [10] T.Yokozuka, E.Baba and T.Takatsuki, "Input impedance and losses of induction motors operating from inverters", *Trans. of IEE Japan*, vol. 117-D, no. 10, pp.1254-1261, 1997
- [11] J.Hu and B.Wu, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range", *Conf. Rec. PESC Ann. Mtg.*, pp.1075-1081, 1997

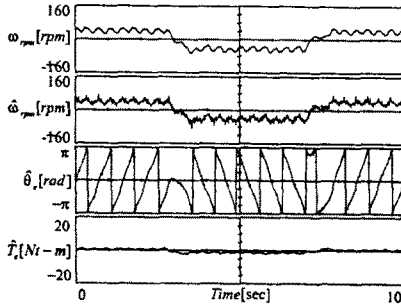


그림 6. $\omega_{rpm} = -40[rpm] \rightarrow 40[rpm]$ 으로 정역 운전시 전동기의 실제 속도, 추정된 속도, 전기각, 토크

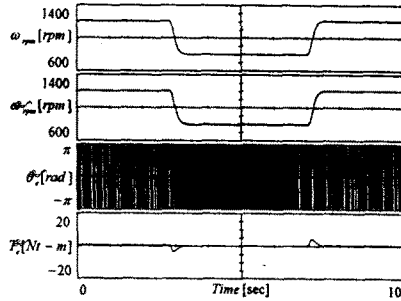


그림 7. $\omega_{rpm} = 800[rpm] \rightarrow 1200[rpm]$ 으로 정역 운전시 전동기 실제 속도, 추정된 속도, 전기각, 토크

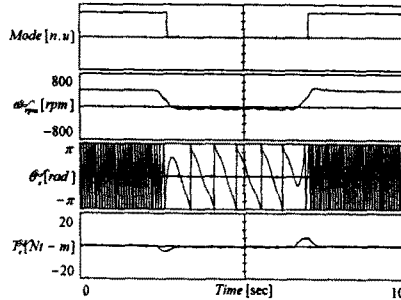


그림 8. $\omega_{rpm} = -40[rpm] \rightarrow 400[rpm]$ 으로 정역 운전시 지속추정 모드, 추정된 속도, 전기각, 토크