

피드포워드 보상형 유도전동기의 속도제어

이 성 근

Feedforward Compensating Type Speed Control of Induction motor

S. G. Lee

Abstract

This paper introduces one compensating scheme which improves the system torque characteristics in digitally controlled AC servo system using stator estimator. The proposed scheme is developed to achieve robust and fast speed control response by feedback compensating of the current portion of load torque, adding the estimator to the indirect vector control system is composed of the PI controller for speed control and current control using space voltage vector PWM method, which is implemented to minimize system hardware configuration and to obtain modulation flexibility. The high speed calculation and processing for space vector control is carried out by TMS320C31 digital signal processor and IGBT module. The proposed scheme is verified through digital simulations and experiments for 2.2[kW] AC servo motor and shows good dynamic performance.

1. 서 론

교류 전동기의 전기자 전류를 자속발생 성분과 토크 발생 성분으로 분리하고 이를 각각 독립적으로 제어하는 벡터제어 이론이 발표 되면서 유도 전동기의 제어기술은 비약적으로 향상 되었다. 유도전동기의 속도 제어계 설계에 있어서 현재 제어 알고리즘이 간단하고 손쉽게 구현할 수 있는 PI 제어가 널리 이용되고 있다⁽¹⁾⁽²⁾. 이러한 PI 제어를 기본으로 하는 일반적인 유도전동기 속도제어계는 시스템의 관성, 마찰계수 등의 파라미터가 운전 중

* 한국해양대학교 이공대학 전기공학과

에 변환 경우는 최적의 운전상태를 유지하기 위해서 제어기 파라미터를 적절하게 변화시켜야 한다. 또한, 부하외란이나 파라미터 변동시 속도 및 토크응답의 극점을 제어기의 파라미터 조정만으로 설계하는 것은 한계가 있다⁽³⁾.

본 연구에서는 이러한 관점에서 기존의 일반적인 유도전동기의 간접벡터 제어시스템에 대해 고포나스(Gopinath) 이론⁽⁴⁾에 근거한 부하외란 관측기를 구성하여 관측기에서 추정되는 부하외란의 전류성분을 피드포워드 보상함으로써 부하외란 변동에 강인한 유도전동기 속도 제어시스템을 제안한다.

제안된 관측기를 유도전동기의 간접벡터 제어시스템에 적용하였으며, 2.2[KW]의 시험용 전동기에 대하여 시뮬레이션 및 DSP를 이용한 실험을 통하여 제안된 방법의 타당성을 검토하고, 기존의 일반적인 벡터제어 방법과 비교, 분석하였다.

2. 유도전동기 속도 제어시스템

2.1 상태 추정기의 구성

제어대상의 입력과 출력으로부터 내부상태를 간접적으로 추정하는 필터를 관측기라고 한다. 주어지는 제어대상은 가관측인 상태변수 X_1 , 직접 관측이 불가능한 상태변수 X_2 로 분리하여 상태방정식 및 출력방정식이 다음과 같은 선형 시스템을 고려한다.

$$\begin{bmatrix} X_1(k+1) \\ X_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u(k) \quad (1)$$

$$y(k) = [C_1 \quad C_2] \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix} \quad (2)$$

(단, X_1 : q 벡터, X_2 : $n-q$ 벡터, A_{11} : $q \times q$ 벡터,

A_{12} : $q \times (n-q)$ 벡터, A_{21} : $(n-q) \times q$ 벡터,

A_{22} : $(n-q) \times (n-q)$ 벡터, B_1 : $q \times m$ 벡터,

B_2 : $(n-q) \times m$ 벡터, C_1 : $p \times q$ 벡터, C_2 : $p \times (n-q)$ 벡터}

식 (1) 및 식 (2)로 표시되는 이산치형 시스템에 대하여 매개변수 ζ 를 도입하여 고포나스(Gopinath)⁽⁴⁾ 방법에 의한 부분 관측기를 구성하면

$$\begin{aligned} \zeta(k+1) &= (A_{22} + G A_{12}) \zeta(k) + (A_{21} - G A_{22} + G A_{11} - G A_{12} G) x_1(k) \\ &\quad + (B_2 + G B_1) u(k) \end{aligned} \quad (3)$$

$$\hat{X}_2(k) = \zeta(k) - G X_1(k) \quad (4)$$

여기서, $\zeta(k)$: 매개변수, $(n-q)$ 관측기 상태벡터

G : $(n-q) \times q$ 귀환 이득행렬, $\hat{X}_2(k)$: X_2 의 추정치

로 되며, 식 (3) 및 식 (4)에 의해 관측기를 구성할 수 있고, 식 (4)에 의해 \hat{X}_2 를 얻을 수 있다.

한편, 관성 모멘트 J 와 마찰계수 B 인 전동기가 부하를 구동할 때 유도전동기의 기계적 동특성 식은 다음과 같다.

$$T_M - T_L = J \frac{d}{dt} \omega_r + B\omega_r, \quad (5)$$

간접벡터 제어시 전류와 자속제어가 완전하게 이루어진다고 가정하면 전동기 토크 T_M 은 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} T_M &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} i_{qs} \\ &= K_t i_{qs} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\text{(여기서 } K_t = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \text{)}$$

식(5)의 운동방정식에서 마찰계수 B 를 무시하면 식 (7)과 같다.

$$\omega_r = \frac{1}{J_s} (T_M - T_L) \quad (7)$$

위와 같은 시스템을 구현하기 위해서는 부하 외란 T_L 을 미지입력 변수로 부터 가관측인 상태변수로 변환하여야 한다. 샘플링 주기 T_s 사이에서 부하외란의 변화가 완만하다고 하면 부하외란을 스텝상의 함수로 근사해서 다음 식과 같이 정의할 수 있다⁽³⁾⁽⁵⁾.

$$T_L(k+1) = T_L(k) \quad (8)(6)$$

식(5), 식(8)의 관계로부터 부하외란을 상태변수로 취한 이산계로 나타낸 상태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \omega_r(k+1) \\ T_L(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r(k) \\ T_L(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} T_M(k) \quad (9)$$

$$\omega_r(i) = Cx(i) \quad (10)(8)$$

$$\text{여기서, } A_{11} = 1, \quad A_{12} = -\frac{T_s}{J}, \quad B_1 = \frac{T_s}{J}, \quad C = [1 \ 0], \quad x(k) = \begin{bmatrix} \omega_r(k) \\ T_L(k) \end{bmatrix}$$

이며, T_M 은 전동기 발생 토크이다. 식(9), 식(10)은 가관측 시스템이므로 관측기를 구성하여 T_L 을 추정할 수 있다. 즉, 식(3)에 위 시스템을 적용하면

$$\zeta(k+1) = \zeta(k) + G \frac{T_s}{J_n} [-\{\zeta(k) - G \omega_r(k)\} + T_M(k)] \quad (11)$$

여기서, J_n : 모델 관성 모멘트.

식(11)의 우변 { }항은 식(4)에서 $\hat{x}_2(k)$ 이므로 이를 부하외란 추정치 $\hat{T}_L(k)$ 로 바꾸어 쓰면 식(12)가 되고 부하외란 추정치 \hat{T}_L 는 식(13)으로 된다.

$$\zeta(k+1) = \zeta(k) + G \frac{T_s}{J_n} \{ T_M(k) - \hat{T}_L(k) \} \quad (12)$$

$$\hat{T}_L(k) = \zeta(k) - G \omega_r(k) \quad (13)$$

부하외란 관측기의 제어 블록도는 식 (7) 및 식 (12)에 의해 Fig. 1과 같다.

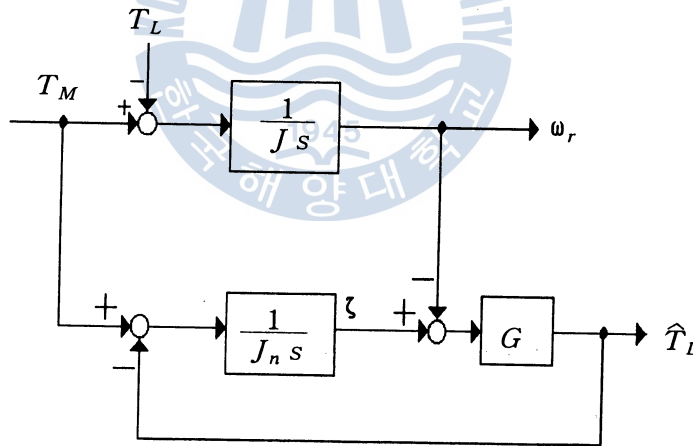


Fig. 1 Simplified block diagram of the load torque estimator

2.2 유도전동기 피드포워드 제어시스템

관성력, 부하토크 등을 포함한 전 토크외란을 외란관측기에 의해 순시 추정하고 추정된 값에서 부하외란을 소거하기 위한 전류지령을 가하는 피드포워드 루프를 구성하면 Fig. 2와 같다.

그림에서 피드포워드 이득 $F(s)$ 는 유도전동기의 발생토크가 부하토크를 소거하기 위해 필요한 토크 전류분을 발생시키는 이득값으로서 다음식과 같다.

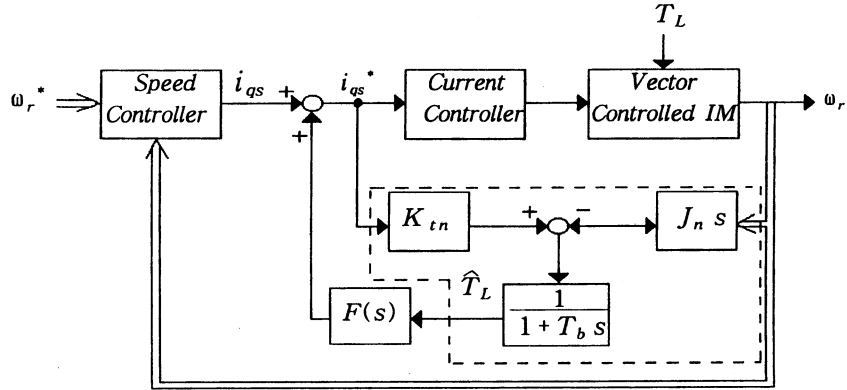


Fig. 2 Block diagram of feedforward control

$$F(s) = \frac{1}{K_{tn}} \quad (14)$$

이때, 외란관측기에 사용한 파라미터가 유도전동기의 파라미터와 일치하면 토크 피드포워드 시스템은 속도제어계와 비간섭으로 된다. 또한, 식 (13)에 식 (7) 및 식 (12)의 관계를 적용하고, 유도전동기의 관성과 관측기의 관성 모멘트가 일치한다고 가정하면 외란 추정치는 식 (15)와 같이 표현된다.

$$\hat{T}_L = \frac{1}{1 + T_b s} (K_t i_{qs}^* - J_n \omega_r) \quad (15)$$

여기서, T_b 는 관측기 시정수로서 관성 모멘트에 대한 이득 G 의 비인 J_n/G 이며, 부하토크 인가시 최종 전류값은 부하토크 추정값에 해당되는 전류 $F(s) \hat{T}_L$ 에 속도제어계의 토크전류를 가산하여 다음식으로 나타낸다.

$$i_{qs}^* = i_{qs} + F(s) \hat{T}_L \quad (16)$$

부하토크와 그 추정값과의 오차는

$$e(k+1) = \left(1 - G \frac{T_s}{J}\right) e(k) \quad (17)$$

로 나타낼 수 있고, 관측기의 수렴조건은 $\left(1 - G \frac{T_s}{J}\right)$ 의 고유치에 의해 결정되며, 관측기 이득 G 값에 대한 수렴조건은 다음 식과 같다.

$$\left|1 - G \frac{T_s}{J}\right| < 1 \quad (18)$$

3. 시뮬레이션 및 고찰

본 연구에서 제안된 부하외란 관측기를 이용한 부하외란 추정 성능개선 및 피드포워드제어의 타당성을 컴퓨터 시뮬레이션으로 고찰하였다. 시뮬레이션에는 IBM PC 586 퍼스널컴퓨터 및 Turbo C 언어를 사용하였고, 속도제어기의 제어주기는 5[ms], 전류제어기의 제어주기는 IGBT 인버터의 스위칭 주파수 및 DSP 연산주기 등을 고려해 100[μs]로 설정하였다. 속도제어기의 비례, 적분이득은 각각 1.5, 5.0이 되도록 설계하였다.

Fig. 3은 일정속도 1300[rpm]으로 회전하고 있는 전동기에 부하를 정격의 0→1/3 (0.41 [kg.m])→0으로 인가했을 때 일반적인 제어방법과 피드포워드 제어시의 외란 억제특성을 비교한 파형이다. 일반적인 방법에서는 280[rpm]의 속도변동을, 제안된 방법에서는 약 150[rpm]의 속도변동을 보이고 있다.

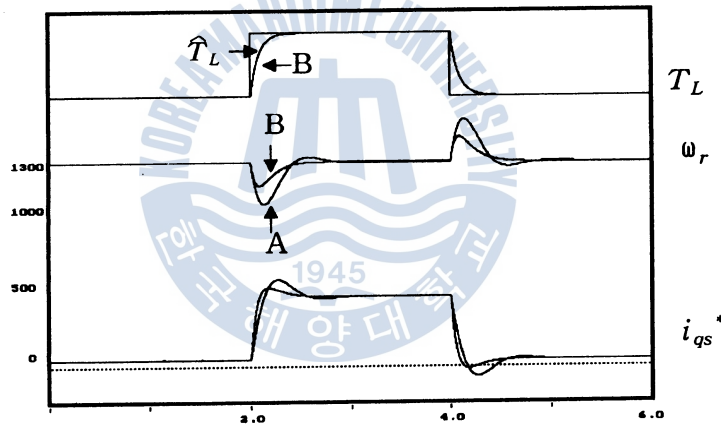


Fig. 3 Disturbance suppression characteristics

((A) : general control, (B) : Feedforward control)

4. 실험결과

Fig. 4는 PI 제어기에 부하외란 관측기를 부가시킨 유도 전동기의 간접벡터 구동 시스템의 블록도이다.

세부적으로 벡터제어에 기초를 둔 전류제어 및 부하외란 관측기를 포함한 속도제어는 DSP-TMS320C31⁽⁶⁾⁽⁷⁾을 중심으로 구성되고, 고정자전류 i_a, i_b 로부터 i_c 값을 얻고, 얻어진 3상 고정자 전류는 $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ 로 축변한 뒤 다시 동기속도로 회전하는 회전자 자속 좌표계 i_{ds}, i_{qs} 로 변환된다. 기준속도와 실제속도를 비교한 속도오차를 PI 제어기를 거치게 하여 고정자에 인가할 q 축 기준전류 i_{qs}^* 를 계산하고, 이에 추정된 부하외란의 전류성분을 피드포워드하여 최

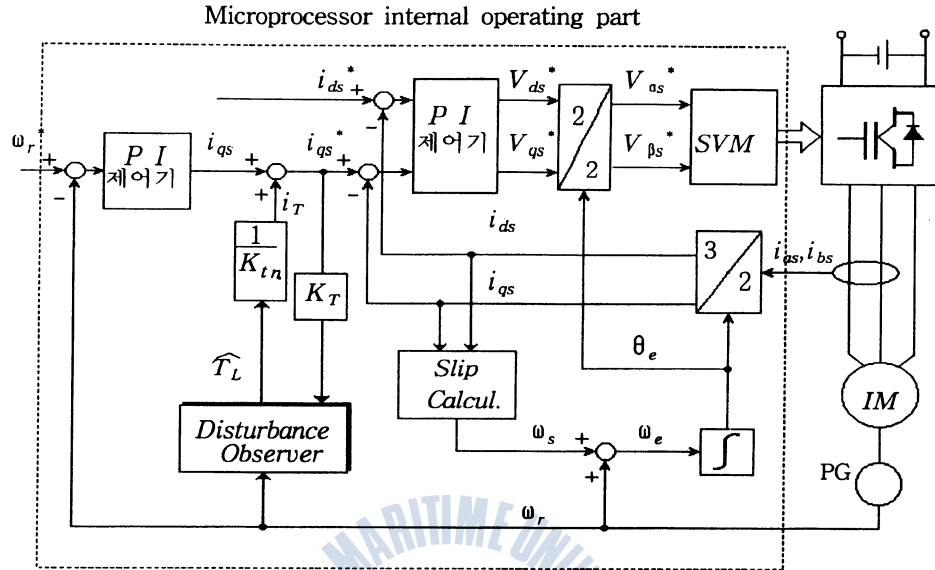


Fig. 4 Schematic diagram of indirect vector control system with the stator estimator.

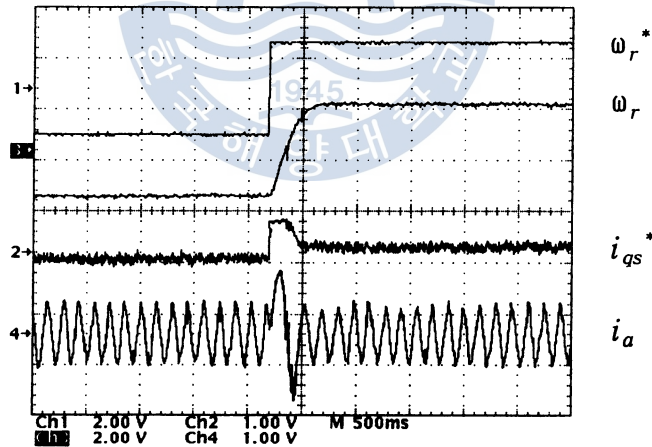
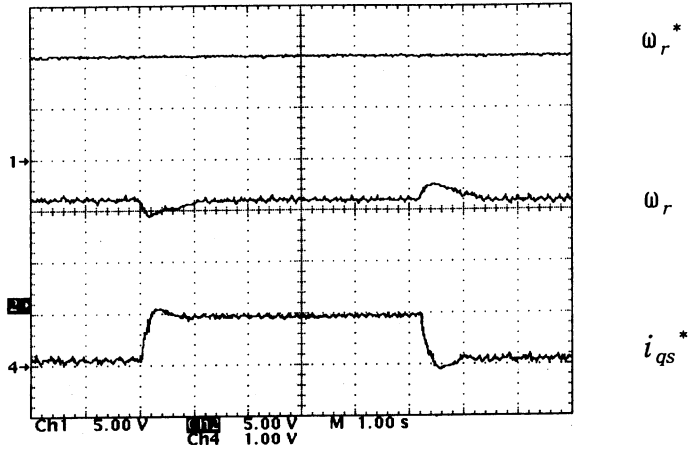


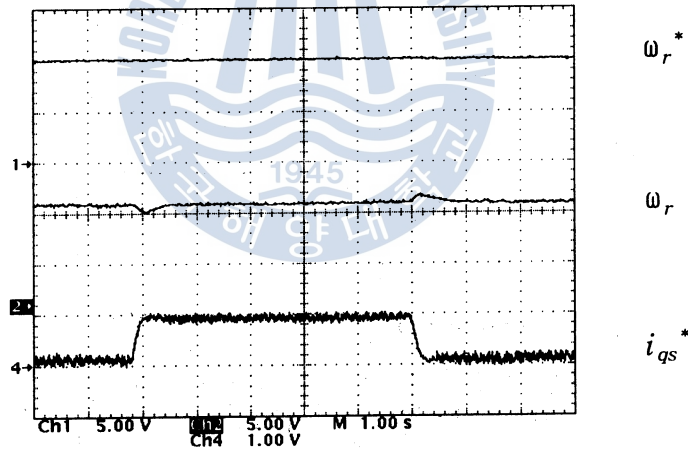
Fig. 5 Speed control characteristics for forward and reverse control.

중 토크 지령치 i_{qs}^* 를 연산한다.

Fig. 5는 정역운전 특성을 알아보기 위해 기준속도를 역회전 180[rpm]에서 정회전 180[rpm]으로 변화시켰을 때의 실험파형이다. 정역시의 응답시간은 400[ms]이고, 오버슈트를 발생하지 않고 있다. 그 결과 속도가 맥동없이 직선상으로 변화하고 있으며 우수한 응답특성을 보이고 있다. 그리고, 고정자 전류 i_a 는 역전시에 빠른 응답을 보이고 있으나 과도전류에 의한 보호차원에서 전류제한이 되어있어 이상적인 경우보다는 약간 느리게 된다.



(A) : general control



(B) : Feedforward control

Fig. 6 Load disturbance rejection characteristics.

Fig. 6은 일정속도 1000[rpm]으로 회전하고 있는 전동기에 부하발전기의 부하전류를 스텝상으로 변경시켜 정격토크의 1/3 크기의 임팩트 부하토크를 가할 때 외란억제 특성을 나타낸 것이다.

기존의 일반적인 제어 방법과 부하외란 피드포워드 루프를 추가한 제어기에 의해서 제어되는 전동기의 속도와 토크전류를 보이고 있다. 기존의 방법은 부하변동시 약 160[rpm]의 속도변동을 보이고 있으나, 피드포워드 제어방식은 80[rpm]의 속도변동을 보이고 있다. 이것은 관측기에서 얻어진 부하외란 추정값으로 피드포워드 제어를 하므로써 부하외란에 대한 속도변동을 억제하는 결과이며, 일반적인 방법에 비해 부하변동에 대한 동적특성이 우수한 것을 확인할 수 있

다. 또한, 피드포워드 제어시는 토크 전류분에 잡음성분이 존재하고 있으며 이는 관측기 이득 G 값이 커질수록 증가함으로 관측기 설계시 이득값을 너무 크게해서는 안된다. 본 논문에서는 이를 고려하여 G 값을 0.5로 설계하였다.

5. 결 론

본 논문에서는 간접 벡터제어 유도전동기의 시스템에 대해서 부하외란에 강인한 특성을 갖는 제어기를 구현하기 위하여 부하외란 관측기를 이용한 부하외란의 피드포워드 제어방법을 제안하였다. 제안된 방법은 유도전동기의 토크성분 전류에 관측기로부터 구한 부하외란에 상당하는 전류값을 피드포워드하여 제어하는 것이다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 관측기에서 추정되는 부하외란의 피드포워드 보상에 의해서 부하변동에 대한 견실한 제어특성을 얻었으며, 기존의 일반적인 방법보다 안정적이고 동특성이 우수한 속도제어기를 구성할 수 있다. 다만 부하외란이 빈번히 변화하는 시스템인 경우 외란추정의 정도가 나빠질 우려가 있으나, 관측기 이득 G 값의 조절에 의해 부하외란의 추정능력을 향상시킬 수가 있다. 특히 G 값이 크면 추정능력은 향상되나 시스템 잡음 성분이 \hat{T}_L 에 중첩되어 리플 성분이 증가하기 때문에 관측기를 설계할 때는 잡음 특성도 고려하여 설계하여야 한다. 또한, 부하외란 추정 알고리즘이 간단하여 실용성이 가능하리라 생각된다.

참 고 문 헌

- [1] T. Niwa et al., "Compensation for Parameters Variation of Induction Motor Improved Torque Control Characteristics at Low and High Speed Region", JIEE Trans., Vol. 122-D, No. 2, pp. 107-114, 1992.
- [2] H. Kubota et al., "One Control Method of Current Source Inverter Fed Induction Motor Drives with State Observer", JIEE Trans., Vol. 105, No.9, pp. 763-770,1985.
- [3] Kouhei Ohnishi et al., "One Approach to the Torque-Speed Regulation of the Separately Excited DC Motor using the State Observer ", JIEE Trans., Vol. 104, No. 6, pp. 49-55, 1984.
- [4] David G. Luenberger, *Introduction to Dynamic Systems*, John Wiley & Sons, 1979.
- [5] H. Watanabe, H. Nakatani, and T. Fujii, "A Method of Flux Observer for the Induction Motor", JIEE Trans., Vol. 109-D, No. 9, pp. 662 -628, 1989.
- [6] *TMS320C3X User's Guide*, Texas Instruments, 1992.
- [7] *TMS320C30 Optimizing C Compiler Reference Guide*, Texas Instruments, 1990.

