

Esame di “TECNOLOGIE DEI SISTEMI DI CONTROLLO”

COGNOME e NOME: _____

MATRICOLA: _____

PARTE A

Encoder ottici rotativi:

01.	Che differenza c'è tra un encoder ottico incrementale e uno Sin/Cos?
A <input type="checkbox"/>	Sono entrambi sensori di posizione angolare, ma l'encoder incrementale è basato sull'accoppiamento ottico tra fotoemittitori e fotorecettori, mentre l'encoder Sin/Cos è basato sull'accoppiamento elettromagnetico tra un circuito primario di eccitazione e due secondari di misura.
B <input type="checkbox"/>	Sono entrambi sensori di posizione angolare basati sull'accoppiamento ottico tra fotoemittitori e fotorecettori, ma l'encoder incrementale genera segnali d'uscita digitali, quello Sin/Cos invece genera segnali d'uscita analogici sinusoidali in funzione dell'angolo, con periodo corrispondente all'angolo giro completo.
C <input type="checkbox"/>	Sono entrambi sensori di posizione angolare basati sull'accoppiamento ottico tra fotoemittitori e fotorecettori, ma l'encoder incrementale genera segnali d'uscita digitali, quello Sin/Cos invece genera segnali d'uscita analogici sinusoidali in funzione dell'angolo, con periodo pari all'ampiezza del settore angolare corrispondente al passo dell'encoder.
D <input type="checkbox"/>	Sono entrambi sensori di posizione angolare basati sull'accoppiamento ottico tra fotoemittitori e fotorecettori, ma l'encoder incrementale genera una stringa di N bit che codifica l'angolo giro con N bit, quello Sin/Cos invece genera due stringhe di bit che codificano una il seno, l'altra il coseno dell'angolo giro.
02.	Nella misura di velocità angolare tramite encoder incrementale (a N_{enc} passi/giro), con il metodo della misura di periodo tra due impulsi (con tempo di ciclo del timer = t_{clk}), la velocità calcolata in rad/s è:
A <input type="checkbox"/>	$\omega \approx \frac{N_{enc}}{2\pi} \cdot \frac{1}{N_{cicli} \cdot t_{clk}}$
B <input type="checkbox"/>	$\omega \approx \frac{2\pi}{N_{enc}} \cdot \frac{1}{N_{cicli} \cdot t_{clk}}$
C <input type="checkbox"/>	$\omega \approx \frac{2\pi}{N_{enc}} \cdot N_{cicli} \cdot t_{clk}$
D <input type="checkbox"/>	$\omega \approx \frac{2\pi}{N_{enc}} \cdot \frac{N_{cicli}}{t_{clk}}$

LVDT/Resolver:

03.	Che differenza c'è tra LVDT/RVDT e Resolver?
A <input type="checkbox"/>	Sono entrambi sensori di posizione basati sull'accoppiamento elettromagnetico tra un circuito primario di eccitazione e due secondari di misura, ma gli LVDT/RVDT generano una tensione continua proporzionale in modo lineare alla posizione meccanica, mentre il Resolver genera una tensione continua funzione non lineare della posizione.
B <input type="checkbox"/>	Sono entrambi sensori di posizione basati sull'accoppiamento elettromagnetico tra un circuito primario di eccitazione e due secondari di misura, nei quali la variazione della posizione meccanica causa lo spostamento del primario rispetto ai secondari, ma negli LVDT/RVDT tale spostamento è sempre lineare, mentre nel Resolver è rotativo.
C <input type="checkbox"/>	Sono entrambi sensori di posizione, ma LVDT/RVDT sono basati sulla variazione del valore di una resistenza, causato dallo spostamento di un cursore mobile, mentre il Resolver è basato sull'accoppiamento elettromagnetico tra un circuito primario di eccitazione e due secondari di misura.
D <input type="checkbox"/>	Sono entrambi sensori di posizione basati sull'accoppiamento elettromagnetico tra un circuito primario di eccitazione e due secondari di misura, ma negli LVDT/RVDT la variazione della posizione meccanica causa lo spostamento di un nucleo ferromagnetico, mentre nel Resolver causa uno spostamento del primario rispetto ai secondari.

04.	Quali sono due possibili metodi per convertire in digitale la misura di posizione angolare rilevata tramite resolver?
A <input type="checkbox"/>	E' necessario anzitutto convertire in digitale i due segnali analogici corrispondenti alle tensioni di secondario del sensore, con frequenza di campionamento pari a quella della tensione sinusoidale del primario, dopodiché è possibile elaborare i segnali con filtro digitale passa-basso, calcolando infine l'angolo come differenza delle due misure, oppure è possibile effettuare la convoluzione tra le due misure, il cui risultato è ancora la posizione angolare.
B <input type="checkbox"/>	E' possibile convertire in digitale i due segnali analogici corrispondenti alle tensioni di secondario del sensore, con frequenza di campionamento pari a quella della tensione sinusoidale del primario, elaborare i segnali con filtro passa-basso e calcolare l'angolo come differenza delle due misure, oppure elaborare le due tensioni di secondario con convertitori tensione-frequenza e contare gli impulsi digitali ottenuti con un contatore bidirezionale, comandato in direzione "UP" da uno dei due segnali e in direzione "DOWN" dall'altro.
C <input type="checkbox"/>	E' possibile convertire in digitale i due segnali analogici corrispondenti alle tensioni di secondario del sensore, con frequenza di campionamento pari a quella della tensione sinusoidale del primario, e calcolare l'angolo come arcotangente del rapporto tra i due valori ottenuti, oppure utilizzare un

	contatore digitale, comandato da impulsi generati in funzione della differenza tra i prodotti incrociati delle due tensioni di secondario del sensore con due tensioni proporzionali a seno e coseno del valore digitale memorizzato nel contatore.
D <input type="checkbox"/>	E' possibile convertire in digitale i due segnali analogici corrispondenti alle tensioni di secondario del sensore, con frequenza di campionamento pari a quella della tensione sinusoidale del primario, e calcolare l'angolo come rapporto tra i due valori ottenuti, oppure utilizzare un contatore digitale, comandato da impulsi generati in funzione della differenza tra i valori di picco delle due tensioni di secondario del sensore.

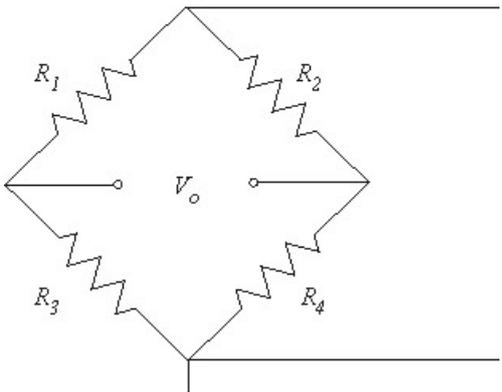
Sensori di temperatura:

05.	Che differenza c'è tra una termocoppia e una termoresistenza?
A <input type="checkbox"/>	La termocoppia è costituita da un filo di materiale conduttore, ai cui capi si genera una differenza di potenziale per effetto della differenza di temperatura tra i terminali del filo stesso, mentre la termoresistenza è una resistenza variabile in funzione della dilatazione termica, che provoca l'allungamento di un filo di materiale conduttore.
B <input type="checkbox"/>	La termocoppia è un sensore di temperatura nel quale la variazione di temperatura provoca una diversa variazione di resistività e, quindi, di resistenza nei due differenti materiali conduttori che lo costituiscono. La termoresistenza invece è un attuttore utilizzato nei sistemi di riscaldamento, che genera calore proporzionalmente alla tensione applicata.
C <input type="checkbox"/>	Sono entrambi sensori di temperatura basati sulla variazione di resistività in funzione della temperatura nei materiali conduttori. La termocoppia ha una caratteristica ingresso-uscita lineare, mentre la termoresistenza invece ha una caratteristica ingresso-uscita non lineare.
D <input type="checkbox"/>	La termocoppia genera una differenza di potenziale tra i due terminali di materiali conduttori differenti in funzione della differenza di temperatura tra la giunzione dei due materiali e i capi liberi, mentre la termoresistenza è una resistenza variabile in funzione della variazione di temperatura, che causa la variazione di resistività del materiale conduttore
06.	Qual è la principale problematica di interfacciamento nell'acquisizione della misura da una termocoppia?
A <input type="checkbox"/>	La presenza di resistenze parassite nei terminali di collegamento, che richiede una configurazione a quattro fili del tratto termosensibile, due dei quali per l'alimentazione in corrente del sensore e due per la connessione al circuito di acquisizione.
B <input type="checkbox"/>	La presenza di giunzioni parassite che introducono ulteriori elementi di tipo "termocoppia" e quindi contributi di tensione. L'eliminazione di questi contributi richiede la misura della temperatura in diversi punti del circuito di collegamento, il cui valor medio deve essere poi sottratto a quello rilevato dalla termocoppia di interesse principale.

C <input type="checkbox"/>	La presenza di giunzioni parassite che introducono ulteriori elementi di tipo "termocoppia" e quindi contributi di tensione. L'eliminazione di questi contributi richiede la misura della temperatura T_{ref} del sistema di acquisizione e la compensazione di un contributo di tensione pari a quello di una termocoppia come quella usata per la misura, ma con giunzione a T_{ref} e capi liberi a $0^{\circ}C$.
D <input type="checkbox"/>	La necessità di utilizzare due termocoppie con uguale resistenza nominale, sottoposte a variazioni di temperatura con stesso valore assoluto ma segno opposto, e di connetterle secondo lo schema del ponte di Wheatstone.

Sensori di corrente / Estensimetri:

07.	Quali sono le possibili applicazioni dei sensori ad effetto di Hall nella costruzione di sensori di corrente elettrica isolati?
A <input type="checkbox"/>	E' possibile applicare la corrente da misurare al terminale di alimentazione di un sensore ad effetto di Hall montato su un magnete permanente. La misura può essere direttamente la tensione generata per effetto di Hall, oppure indirettamente la tensione generata su un secondo sensore ad effetto di Hall che rileva le variazioni di campo in prossimità del magnete permanente.
B <input type="checkbox"/>	E' possibile disporre un magnete permanente in prossimità del cavo sul quale scorre la corrente da misurare. L'intensità della corrente causa uno spostamento del magnete che può essere misurato direttamente grazie ad un sensore ad effetto di Hall alimentato con corrente costante.
C <input type="checkbox"/>	E' possibile inserire una coppia di sensori ad effetto di Hall con alimentazione a corrente costante in una apertura di un nucleo ferromagnetico toroidale, all'interno del quale viene fatto passare il cavo sul quale scorre la corrente da misurare. Se i due sensori sono montati in modo perpendicolare l'uno rispetto all'altro, la misura può essere direttamente la differenza delle due tensioni generate per effetto di Hall.
D <input type="checkbox"/>	E' possibile inserire un sensore ad effetto di Hall con alimentazione a corrente costante in una apertura di un nucleo ferromagnetico toroidale, all'interno del quale viene fatto passare il cavo sul quale scorre la corrente da misurare. La misura può essere direttamente la tensione generata per effetto di Hall, oppure può essere indirettamente effettuata su una corrente più piccola proporzionale a quella incognita, sfruttando il sensore di Hall come retroazione di un circuito di compensazione del campo elettromagnetico.

<p>08.</p>	<p>La configurazione ottimale del ponte di Wheatstone raffigurato a lato, nel quale V_i è la tensione di alimentazione e V_o l'uscita, con quattro estensimetri di valore nominale R e variazione ΔR è la seguente:</p> 
<p>A</p> <input type="checkbox"/>	<p>$R_1 = R + \Delta R$; $R_2 = R + \Delta R$; $R_3 = R - \Delta R$; $R_4 = R - \Delta R$</p>
<p>B</p> <input type="checkbox"/>	<p>$R_1 = R + \Delta R$; $R_2 = R$; $R_3 = R$; $R_4 = R + \Delta R$</p>
<p>C</p> <input type="checkbox"/>	<p>$R_1 = R - \Delta R$; $R_2 = R - \Delta R$; $R_3 = R + \Delta R$; $R_4 = R + \Delta R$</p>
<p>D</p> <input type="checkbox"/>	<p>$R_1 = R + \Delta R$; $R_2 = R - \Delta R$; $R_3 = R - \Delta R$; $R_4 = R + \Delta R$</p>

Acquisizione di segnali analogici:

<p>09.</p>	<p>Si descriva qualitativamente lo schema circuitale di un amplificatore di strumentazione.</p>
<p>A</p> <input type="checkbox"/>	<p>L'amplificatore di strumentazione è costituito da una coppia di amplificatori operazionali in parallelo tra loro, uno in configurazione invertente e l'altro in configurazione non invertente. In questo modo applicando ai due ingressi V_1 e V_2 dell'amplificatore di strumentazione una tensione differenziale, l'uscita finale sarà determinata da $V_{OUT} = G (V_1 + V_2)$, essendo G il guadagno dell'amplificatore.</p>
<p>B</p> <input type="checkbox"/>	<p>L'amplificatore di strumentazione è costituito da tre amplificatori operazionali, due dei quali configurati in modo simmetrico e connessi agli ingressi V_1 e V_2 in modo da eliminare completamente la tensione di modo comune, lasciando inalterato il segnale differenziale. Il terzo operazionale è predisposto per realizzare una configurazione di amplificatore differenziale, perciò il suo compito è quello di amplificare con guadagno regolabile la tensione differenziale ai propri ingressi V_+ e V_-.</p>
<p>C</p> <input type="checkbox"/>	<p>L'amplificatore di strumentazione è costituito da un amplificatore operazionale corredato da quattro resistenze, uguali a due a due, due delle quali disposte in serie ai morsetti di ingresso V_1 e V_2, mentre le altre collegano rispettivamente l'ingresso V_+ dell'operazionale a massa e l'ingresso V_- a V_{OUT}. In questo modo il guadagno dell'amplificatore rispetto</p>

	alla tensione differenziale in ingresso è determinato dal rapporto tra i due valori delle resistenze.
D <input type="checkbox"/>	L'amplificatore di strumentazione è costituito da tre amplificatori operazionali, due dei quali configurati in modo simmetrico e connessi agli ingressi V_1 e V_2 in modo da amplificarne la tensione differenziale e lasciare inalterata la tensione di modo comune. Il terzo operazionale è predisposto per realizzare una configurazione di amplificatore differenziale, anche se il suo compito è quello di eliminare la tensione di modo comune.

10.	Quali sono le possibili soluzioni per realizzare un sistema di acquisizione di segnali analogici a 64 canali utilizzando solo multiplexer a 16 canali?
A <input type="checkbox"/>	E' possibile collegare i segnali in parallelo a quattro a quattro al multiplexer a 16 canali, selezionandone i canali con 4 bit di indirizzamento, e collegare l'uscita ad un amplificatore con guadagno pari a $\frac{1}{4}$.
B <input type="checkbox"/>	E' possibile utilizzare quattro multiplexer, cortocircuitandone le uscite e selezionando i canali con 8 bit di indirizzamento: i quattro meno significativi collegati in parallelo ai segnali di indirizzo di ogni multiplexer e i quattro più significativi collegati ciascuno al segnale di abilitazione di un differente multiplexer.
C <input type="checkbox"/>	E' possibile utilizzare quattro multiplexer, cortocircuitandone le uscite e selezionando i canali con 6 bit di indirizzo, i cui 2 più significativi servono per discriminare quale multiplexer abilitare, oppure cinque multiplexer, quattro connessi ai 64 ingressi analogici ed il quinto in serie ai precedenti, al fine di selezionare quale multiplexer di primo livello collegare all'uscita.
D <input type="checkbox"/>	E' possibile utilizzare quattro multiplexer collegati uno in cascata all'altro selezionandone le uscite con 8 bit di indirizzamento: i quattro meno significativi collegati in parallelo ai segnali di indirizzo di ogni multiplexer e i quattro più significativi collegati ciascuno al segnale di abilitazione di un differente multiplexer.

11.	Qual è la differenza tra un convertitore Digitale/Analogico a resistenze pesate ed uno a resistenze $R - 2R$?
A <input type="checkbox"/>	Nel convertitore D/A a resistenze pesate l'uscita è generata dal passaggio di una corrente nota su una resistenza variabile in funzione del valore numerico corrispondente alla stringa di bit da convertire, mentre nel convertitore a resistenze $R - 2R$ l'uscita è generata dalla commutazione dei rami di una rete resistiva, caratterizzati tutti da valori di resistenza fissati, nominalmente pari a R oppure $2R$.
B <input type="checkbox"/>	Nel convertitore D/A a resistenze pesate l'uscita è generata dalla somma delle correnti che scorrono su N resistenze calibrate, ordinate secondo il peso degli N bit della stringa da convertire, ciascuna di valore doppio rispetto alla precedente, mentre nel convertitore a resistenze $R - 2R$ l'uscita è generata dalla commutazione alternata, a frequenza proporzionale al valore numerico corrispondente alla stringa di bit da convertire, di una rete resistiva costituita da due rami i cui valori di resistenza sono rispettivamente pari a R e $2R$.
C <input type="checkbox"/>	Nel convertitore D/A a resistenze pesate l'uscita è generata dal passaggio di una corrente nota su una resistenza variabile in funzione del valore numerico corrispondente alla stringa di bit da convertire, mentre nel convertitore a resistenze $R - 2R$ l'uscita è generata dalla commutazione

	alternata, a frequenza proporzionale al valore numerico corrispondente alla stringa di bit da convertire, di una rete resistiva costituita da due rami i cui valori di resistenza sono rispettivamente pari a R e 2R.
D <input type="checkbox"/>	Nel convertitore D/A a resistenze pesate l'uscita è generata dalla somma delle correnti che scorrono su N resistenze calibrate, ordinate secondo il peso degli N bit della stringa da convertire, ciascuna di valore doppio rispetto alla precedente, mentre nel convertitore a resistenze R – 2R l'uscita è generata dalla commutazione degli N rami di una rete resistiva, caratterizzati tutti da valori di resistenza fissati, pari a R oppure 2R.

PARTE B

Sistemi di elaborazione per il controllo:

12.	Quali sono le caratteristiche funzionali che rendono un generico DSP/DSC efficiente nell'elaborazione di filtri digitali?
A <input type="checkbox"/>	La capacità di acquisire e convertire in digitale diversi canali analogici, la presenza di Timer/Counter per determinare lo sfasamento dei segnali, la capacità di memorizzare grandi quantità di dati.
B <input type="checkbox"/>	La capacità di eseguire operazioni aritmetiche come somme, sottrazioni, moltiplicazioni e divisioni, la capacità di lavorare a frequenza di clock molto elevata, la capacità di acquisire segnali analogici a tensione superiore a quella di alimentazione del DSP/DSC.
C <input type="checkbox"/>	La capacità di eseguire moltiplicazioni e somme con un'unica istruzione e la capacità di memorizzare dati in locazioni di memoria gestite come buffer circolari.
D <input type="checkbox"/>	La capacità di eseguire operazioni aritmetiche (somme, sottrazioni, moltiplicazioni e divisioni) su numeri reali e la capacità di memorizzare grandi quantità di dati.
13.	Quali sono le caratteristiche principali del bus di campo CAN?
A <input type="checkbox"/>	Il bus CAN (Control And Navigation) è una rete di comunicazione digitale sviluppata nel settore automotive per l'integrazione tra sistemi di navigazione e centraline di controllo (ECU, ABS, ecc). E' una rete di tipo master-slave, con organizzazione dei pacchetti di tipo producer/consumer e con una velocità massima di comunicazione pari a 500 kbit/s. E' particolarmente robusta rispetto ai disturbi elettromagnetici, infatti garantisce una distanza di Hamming pari a 6.
B <input type="checkbox"/>	Il bus CAN (Communication Automotive Network) è una rete di comunicazione digitale sviluppata nel settore automotive per lo scambio dati tra centraline di controllo (ECU, ABS, ecc). E' una rete di tipo token-passing, con organizzazione dei pacchetti di tipo source/destination e con una velocità massima di comunicazione pari a 100 Mbit/s. E' particolarmente robusta rispetto ai disturbi elettromagnetici, infatti garantisce una distanza di Hamming pari a 6.
C <input type="checkbox"/>	Il bus CAN (Controller Area Network) è una rete di comunicazione digitale sviluppata nel settore automotive per lo scambio dati tra centraline di controllo (ECU, ABS, ecc). E' una rete di tipo multi-master ad accesso

	casuale con arbitraggio, con organizzazione dei pacchetti di tipo source/destination e con una velocità massima di comunicazione pari a 500 kbit/s. Non è particolarmente robusta rispetto ai disturbi elettromagnetici, in quanto garantisce una distanza di Hamming pari a 2.
D <input type="checkbox"/>	Il bus CAN (Controller Area Network) è una rete di comunicazione digitale sviluppata nel settore automotive per lo scambio dati tra centraline di controllo (ECU, ABS, ecc). E' una rete di tipo multi-master ad accesso casuale con arbitraggio, con organizzazione dei pacchetti di tipo producer/consumer e con una velocità massima di comunicazione pari a 1 Mbit/s. E' particolarmente robusta rispetto ai disturbi elettromagnetici, infatti garantisce una distanza di Hamming pari a 6.

Programmazione di Digital Signal Controller (dsPIC33F):

Si descriva la configurazione degli SFR e la programmazione della Interrupt Service Routine di un dsPIC33F per l'applicazione con le seguenti caratteristiche tecniche:

1. L'oscillatore del dsPIC33F è stato configurato (a priori) per avere frequenza di istruzione 25 MIPS ($F_{cy} = 25 \text{ MHz}$).
2. L'alimentazione del dsPIC33F è a 3,3 V e non sono previste alternative all'uso di tale tensione come V_{REFH} per il convertitore A/D (e V_{REFL} a 0 V).
3. Si vuole acquisire delle misure di spostamento lineare utilizzando un LVDT della serie DF prodotti da Solartron Metrology (gruppo AMETEK). Tali trasduttori integrano i circuiti di eccitazione sinusoidale, demodulazione e filtraggio dell'uscita in tensione continua, facilitandone l'interfacciamento con sistemi basati su dsPIC. Tuttavia, **è necessario selezionare la versione dell'LVDT compatibile con l'acquisizione tramite dsPIC**, considerando oltre a quanto scritto al punto 2 che:
 - Lo spostamento di interesse varia nell'intervallo tra -2,5 mm e + 2,5 mm
 - La **versione DF2.5** ha sensibilità nominale di 750 mV/mm
 - La **versione DF5** ha sensibilità nominale 540 mV/mm
 - Per entrambe le versioni di LVDT è possibile impostare un offset arbitrario sulla tensione di uscita, perciò lo si può considerare pari a 1,65 V (i.e. metà dell'intervallo di variazione degli ingressi analogici del dsPIC)
4. La tensione di uscita dell'LVDT è collegata all'input AN5. Si desidera effettuare il campionamento con risoluzione a 12 bit ed in modo che il tempo di campionamento sia fissato a 4 ms.
5. Si deve effettuare la messa in scala delle misure di spostamento, esprese in mm, utilizzando solamente aritmetica intera (Fixed-Point).

Suggerimenti:

- Utilizzare il Timer3 a 16 bit con un opportuno valore di prescaler oppure la concatenazione Timer2/Timer3 a 32 bit come Sample Clock Source Select per l'ADC.
- Determinare l'operazione di messa in scala dalla caratteristica ingresso/uscita del sensore, al fine di ottenere come risultato lo spostamento in mm rappresentato in formato Fixed-Point Q15 (i.e. valori reali moltiplicati per 2^{15} e arrotondati all'intero), ma con una variabile intera a 32 bit con segno.
- Si noti che il modulo ADC del dsPIC prevede una configurazione "alternata" Sample A / Sample B degli input analogici convertiti, che può essere scambiata automaticamente. Tale funzionalità non è richiesta e la configurazione del canale CH0 (tramite registro AD1CHS0) oppure dei canali CH1/2/3 (tramite registro AD1CHS123, se necessaria) può essere impostata per il solo Sample A.

RISPOSTA:

Valori di configurazione degli SFR:

```
////ADC CONFIG
//Pin RB3 (AN5) Tristate as INPUT
TRISBbits.TRISB3 = 1;
// Config analog pins
// all digital..
AD1PCFGL = 0xFFFF;
//with one exception (AN1)
AD1PCFGLbits.PCFG5 = 0;

// Initialize MUXA Input Selection
AD1CHS0bits.CH0SA = 5; // Select AN3 for CH0 +ve input
AD1CHS0bits.CH0NA = 0; // Select VREF- for CH0 -ve input

// 12 Bit ADC
AD1CON1bits.AD12B = 1;

// ADC trigger (Sample Source Select bits)
AD1CON1bits.SSRC = 2; //Timer 3

// ENABLE Auto-sample
AD1CON1bits.ASAM = 1;

// Power ON converter
AD1CON1bits.ADON = 1;

// ADC Interrupt Enabled (flag is set when ADC is done!)
IEC0bits.AD1IE = 1;

//// TIMER3 config (16 bit, with prescaler 1:8)
T2CONbits.T32 = 0; // 16 bit mode (NOTE: 16/32 bit mode is in T2CON!)
T3CONbits.TON = 0; // ALL other details are in T3CON
T3CONbits.TCS = 0; // Internal clock source
T3CONbits.TGATE = 0; // NO gate control
T2CONbits.TCKPS = 1; // Prescaler 1:8
TMR3 = 0;
// 4 ms period @ 25 MIPS / 8 (prescaler): 12.500
PR3 = 12500;
// RESET FLAG, BUT DO NOT ENABLE INTERRUPT (using only ADC interrupt)
IFS0bits.T3IF = 0;
IEC0bits.T3IE = 0;
T3CONbits.TON = 1; //START Timer
```

```

#include <stdint.h>

int32_t Displacement_Q15;

void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _ADC1Interrupt(void)
{
// READ ADC CONVERSION RESULTS AND SCALE DISPLACEMENT MEASUREMENTS IN MM

// Kadc = 2^12 / 3,3 [V] = 4096 / 3,3 [V] = 1241,21
//
// ADC Value = Vout * Kadc

// Ksens:
// DF2.5 has Ksens = 750 mV/mm = 0,75 V/mm, BUT this would generate a Vout
// higher than 3,3V with the displacement of 2,5mm:
// ==> Vout = 2,5*0,75 + 1,65 B (offset) = 3,525 V > 3,3 V
// DF5 instead can be used because its Ksens = 540 mV/mm = 0,54 V/mm:
// ==> Vout = 2,5*0,54 + 1,65 B (offset) = 3 V < 3,3 V
// THEREFORE Ksens = 0,54 V/mm

// Displacement = (ADC Value - 1,65 V * Kadc) * [ 1 / ( Kadc * Ksens) ]
//                = (ADC Value - 2048) * [ 1 / ( Kadc * Ksens) ]
//
// [ 1 / ( Kadc * Ksens) ] = 0,001492 => Q15 (i.e. * 2^15) => 48,88 => 49

Displacement_Q15 = (int32_t)(ADC1BUF0 - 2048)*49;

// DON'T FORGET TO RESET THE INTERRUPT FLAG BEFORE EXIT!!!
IFS0bits.AD1IF = 0;

} // END ADC1Interrupt ISR

```